

MISKOLCI EGYETEM
GÉPÉSZMÉRNÖKI ÉS INFORMATIKAI KAR



MISKOLCI
E G Y E T E M
UNIVERSITY OF MISKOLC

**INTELLIGENS HIBRID NAPELEMES SZÜNETMENTES
RENDSZER KIDOLGOZÁSA ÉS VIZSGÁLATA**

PHD ÉRTEKEZÉS

KÉSZÍTETTE:

Boros Rafael Ruben

Okleveles villamosmérnök,
Atomerőművi üzemeltetési szakmérnök

HATVANY JÓZSEF INFORMATIKAI TUDOMÁNYOK DOKTORI ISKOLA
TERMELÉSINFORMATIKA, MÉRÉS- ÉS IRÁNYÍTÁSTECHNIKAI INFORMÁCIÓS
RENDSZEREK TÉMATERÜLET
MÉRÉS- ÉS IRÁNYÍTÁSTECHNIKAI INFORMÁCIÓS RENDSZEREK TÉMACSOPORT

DOKTORI ISKOLA VEZETŐ:

Prof. Dr. Szigeti Jenő
egyetemi tanár, DSc

TUDOMÁNYOS VEZETŐ:

Prof. Dr. Bodnár István
egyetemi tanár



Miskolc, 2025



EREDETISÉGI NYILATKOZAT

Alulírott Boros Rafael Ruben büntetőjogi felelősségem tudatában kijelentem, hogy az INTELLIGENS HIBRID NAPELEMES SZÜNETMENTES RENDSZER KIDOLGOZÁSA ÉS VIZSGÁLATA című, a Miskolci Egyetemen működő Hatvany József Informatikai Tudományok Doktori Iskolába beadott PhD értekezés önálló munkám eredménye, az irodalmi hivatkozások egyértelműek és teljesek.

Kelt: Miskolc, 2025. március 7.

doktorjelölt

TÉMAVEZETŐ AJÁNLÁSA

Boros Rafael Ruben már BSc-s hallgató kora óta ismerem. Villamosmérnök alapszakon több tantárgyat tanítottam az évfolyamának, amikor is Ruben nagy érdeklődést mutatott az aszinkron motorok és a teljesítményelektronikai átalakítók iránt. Tanulmányait villamosmérnök MSc szakon folytatta, ahol diplomamunkáját témavezetésem alatt készítette el. 2020. őszén kezdte meg Ph.D. tanulmányait a Hatvany József Informatikai Tudományok Doktori Iskolában. Kutatási témája a napelemes szünetmentes aszinkronmotor-hajtásokra koncentrált, amely egyre hangsúlyosabb tématerületté vált az ipari létesítményekben, első sorban a termelési hatékonyság és tudatosság érdekében. Munkája során alkalmazott és elméleti kutatást egyformán végzett, ahol a szünetmentes energiaellátó rendszerek, a napelemek és az aszinkron motoros villamos hajtások kombinálásával létrehozott egy saját tervezésű és kivitelezésű teljesítményelektronikai átalakító egységet. Továbbá saját gazdasági modellt és energiamenedzsmentet dolgozott ki a szünetmentes rendszerhez.

Már a képzése kezdetén egyetértésben kidolgozott egy ütemtervet, amely tartalmazta a tantárgyak felvételének- és teljesítésének rendjét. Az elvégzendő mérések és szimulációk tervét, valamint felvázolta a publikációs lehetőségeket is.

Az elmúlt négy évben számtalan szakirodalmat tanulmányozott, amelyek figyelembevételével építette meg saját tervezésű kísérleti rendszerét és alkotta meg a modelleket. A rendszeren számos mérést végzett. A mérések eredményeit angol- és magyar nyelvű konferencia-, illetve folyóiratcikkek formájában jelentette meg, valamint magyar és angol nyelven tartott konferencia előadásokat.

A napelemek egyre gyorsabb ütemben terjednek, nem csak világszinten, hanem már hazánkban is. Az ugrásszerű kapacitásnövekedést a fogyasztási szokások nem tudják lekövetni, így gyakran előfordul, hogy a napelemek által termelt villamosenergiának nincs felvevőpiaca, így csökkentett teljesítménnyel (rosszabb hatékonysággal) kell e rendszereket üzemeltetni. Egyre sürgetőbb ezen probléma megoldása, amelyek a kombinált rendszerek kialakítása megoldást tud jelenteni. Amennyiben kombináljuk a szünetmentes energiaellátó rendszereket a napelemekkel és az aszinkronmotor-hajtásokkal, akkor nem csak az előbb említett energiatermelés-fogyasztás közötti egyenlőtlenségi problémát lehet megoldani, hanem környezetbarátabb és energetikailag hatékonyabban, nem mellesleg gazdasági szempontokat figyelembe véve is lényegesen kedvezőbb működési tulajdonságokkal üzemeltethetünk rendszereket.

Folyamatosan részt vett intézeti kutatásokban, ezek révén igen sok, az értekezés készítése során is hasznosítható, gyakorlati tapasztalat birtokába jutott. Jelenleg is több projekt résztvevője (2020-1.1.2-PIACI-KFI-2020-00138 – „Villamosenergia-felhasználást optimalizáló innovatív rendszer fejlesztése ipari-, lakossági fogyasztók és elektromos járművek számára.”; 2020-1.1.2-PIACI-KFI-2020-00147 – OmegaSys – Élettartam tervező és meghibásodás előrejelző komplex döntéstámogató rendszer, facility management szolgáltatás kialakításához) és előkészítés alatt álló pályázat közreműködője.

PhD értekezését folyamatos munkával készítette el. Az elkészített értekezés egyik legnagyobb értékének azt tartom, hogy a tudományos kutatások eszközszerével, tudatos és jól megválasztott alkalmazásával a mindennapi gyakorlat számára is hasznosítható eredményekhez vezetett.

Boros Rafael Ruben emberileg, oktatóként és kutatóként is kiváló kolléga, eddigi tudományos tevékenységével, PhD értekezésének elkészítésével az önálló, alkotó tudományos tevékenység végzésére való alkalmasságát messzemenően bizonyította.

Összefoglalva, az elkészült értekezést tartalmi és formai vonatkozásban igényesnek tartom, a jelölt eredményes munkája közvetett bizonyítéka a Karon folytatott doktori képzés magas színvonalának.

Miskolc, 2025. március 7.

Prof. Dr. Bodnár István
egyetemi tanár, témavezető

RÖVIDÍTÉSJEGYZÉK

Rövidítés	Jelentése
1F2U2Ü	Egyfázisú, kétutas, kétütemű
3F2U6Ü	Háromfázisú, kétutas, hatütemű
ADC	Analog-to-digital converter (angol), analóg-digitális átalakító
BMS	Battery Management System (angol), akkumulátor menedzsment rendszer
DoD	Depth of Discharge (angol), akkumulátor kisülési mélység
EMS	Energy Management Systems (angol), energia menedzsment rendszer
FFT	Fast Fourier Transform (angol), gyors Fourier transzformáció
HMKE	Háztartási méretű kiserőmű
HUPX	Hungarian Power Exchange (angol), magyar villamosenergia-piac működtetője
IDM	Intraday Market (angol), napon belüli aukciós ár
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (angol), szigetelt kapus kétpólusú tranzisztor
LC	Induktivitás-kapacitás
LCOE	Levelized cost of electricity (angol), teljes életciklusra vonatkoztatott fajlagos energiaköltség
LLC	Induktivitás-induktivitás-kapacitás
MOSFET	Metal–Oxide–Semiconductor Field-Effect Transistor (angol), fém-oxid-félvezető tranzisztor
MPC	Model Predictive Control (angol), modell prediktív szabályozás
MPPT	Maximum Power Point Tracking (angol), maximális munkapont keresés
PFM	Pulse-Frequency Modulation (angol), impulzus-frekvencia moduláció
PID	Proporcionális-Integráló-Deriváló
PV	Photovoltaics (angol), Fotovoltaikus
PWM	Pulse-Width Modulation (angol), impulzusszélesség-moduláció

SNR	Signal-to-Noise ratio (angol), jel-zaj arány
SoH	State of Health (angol), akkumulátor egészségi állapota
SPWM	Sinusoidal Pulse-Width Modulation (angol), szinuszos impulzusszélesség-moduláció
SVPWM	Space Vector Pulse-Width Modulation (angol), térvektoros impulzusszélesség-moduláció
THD	Total Harmonic Distortion (angol), teljes harmonikus torzítás
UPS	Uninterruptible Power Supply (angol), szünetmentes tápegység
ZCS	Zero Current Switching (angol), nulláramú kapcsolás
ZVS	Zero Voltage Switching (angol), nullfeszültségű kapcsolás

Tartalom

EREDETISÉGI NYILATKOZAT	I
TÉMAVEZETŐ AJÁNLÁSA	II
RÖVIDÍTÉSJEGYZÉK	IV
1. BEVEZETÉS	1
1.1. A TÉMA AKTUALITÁSA ÉS FONTOSSÁGA	1
1.2. A TUDOMÁNY JELENLEGI ÁLLÁSA	3
1.3. A DISSZERTÁCIÓ CÉLJA.....	6
1.4. AZ ÉRTEKEZÉS STRUKTÚRÁJA	6
2. SZISZTEMATIKUS SZAKIRODALMI ÁTTEKINTÉS	7
2.1. KUTATÁSI MÓDSZERTAN	7
2.2. NAPELEMES SZÜNETMENTES TÁPEGYSÉGEK ÉS MOTORHAJTÁSOK.....	9
2.2.1. SZÜNETMENTES TÁPEGYSÉGEK CÉLJAI ÉS TOPOLOGIÁI.....	9
2.2.2. MODULÁRIS, ELOSZTOTT RENDSZEREK.....	10
2.2.3. CENTRALIZÁLT RENDSZEREK.....	11
2.2.4. SZÜNETMENTES FORGÓGÉPES HAJTÁSOK.....	12
2.2.5. AKKUMULÁTOROK ÉLETTARTAMA ÉS OPTIMALIZÁLÁSA	13
2.2.6. ÖSSZEGZÉS	15
2.3. MIKRO- ÉS NANOHALÓZATOK.....	15
2.3.1. AC MIKROHALÓZAT KONCEPCIÓK ÉS TOPOLOGIÁK.....	15
2.3.2. SZABÁLYOZÁSI SZINTEK AZ AC MIKROHALÓZATOKBAN	20
2.3.3. DC MIKROHALÓZAT KONCEPCIÓK ÉS TOPOLOGIÁK.....	22
2.3.4. SZABÁLYOZÁSI STRATÉGIÁK A DC MIKROHALÓZATOKBAN	23
2.3.5. DROOP-SZABÁLYOZÁS MÓDSZERE ÉS PROBLÉMÁI	25
2.3.6. TERCIER SZABÁLYOZÁS - ENERGIAMENEDZSMENT	27
2.3.7. NANOHALÓZAT.....	31
3. HIBRID NAPELEMES SZÜNETMENTES RENDSZER	32
3.1. BEVEZETÉS	32
3.2. ANYAGOK ÉS MÓDSZEREK	33
3.2.1. RENDSZER TOPOLOGIA	33
3.2.2. MEGTÁPLÁLÁSI ÜZEMÁLLAPOTOK.....	37
3.2.3. CENTRÁLIS ZÖLDÁRAM-HÁNYADOS SZABÁLYOZÁSI STRATÉGIA	38
3.2.4. SZIMULÁCIÓS MÓDSZEREK	41
3.2.5. MÉRÉSI MÓDSZEREK	45
3.3. EREDMÉNYEK.....	48
3.4. ELBESZÉLÉS ÉS GYAKORLATI ALKALMAZHATÓSÁG.....	48
1. TÉZIS	49
4. INTELLIGENS DINAMIKUS TELJESÍTMÉNYMEGOSZTÁS.....	50
4.1. BEVEZETÉS	50

4.2.	ANYAGOK ÉS MÓDSZEREK	50
4.2.1.	TOPOLÓGIA.....	50
4.2.2.	MESTERSÉGES NEURÁLIS HÁLÓZATON ALAPULÓ SZABÁLYOZÁS	52
4.2.3.	IDENTIFIKÁTOR.....	55
4.2.4.	SZIMULÁCIÓS MÓDSZEREK	56
4.3.	EREDMÉNYEK.....	59
4.3.1.	1. SZIMULÁCIÓ - IDENTIFIKÁCIÓ EREDMÉNYE	60
4.3.2.	NEURÁLIS HÁLÓ BETANÍTÁSA.....	61
4.3.3.	2. SZIMULÁCIÓ – ZÖLDÁRAM-HÁNYADOS RÁMPÁZÁSA	61
4.3.4.	3. SZIMULÁCIÓ – AKKUMULÁTOR FESZÜLTSGÉNEK DINAMIKUS VÁLTOZTATÁSA.....	62
4.3.5.	4. SZIMULÁCIÓ – TERHELÉS ÉS AKKUMULÁTOR FESZÜLTSG VÁLTOZTATÁS	62
4.3.6.	5. SZIMULÁCIÓ – TÖBB PARAMÉTER VÁLTOZTATÁSA	63
4.3.7.	6. SZIMULÁCIÓ – ÁRAMSZÜNET HATÁSA	63
4.4.	ELBESZÉLÉS ÉS GYAKORLATI ALKALMAZHATÓSÁG.....	64
2.	TÉZIS	65
5.	OPTIMALIZÁLT DINAMIKUS ENERGIAMENEDZSMENT	66
5.1.	BEVEZETÉS.....	66
5.2.	ANYAGOK ÉS MÓDSZEREK	67
5.2.1.	LCOE DEFINIÁLÁSA, OPTIMALIZÁLÁSI MÓDSZEREK.....	67
5.2.2.	AZ AKKUMULÁTOR ÉLETCEKLUSA.....	68
5.2.3.	AZ AKKUMULÁTOR LCOE-JA.....	69
5.2.4.	AZ AKKUMULÁTOR LCOE-JA A HATÁSFOKOKAT FIGYELEMBE VÉVE ..	71
5.2.5.	A TELJES RENDSZER LCOE-JA, HA $P_{PV} = 0$	72
5.2.6.	OPTIMÁLIS ZÖLDÁRAM-HÁNYADOS MEGKERESÉSE ITERÁCIÓS MÓDSZERREL	73
5.2.7.	OPTIMÁLIS ZÖLDÁRAM-HÁNYADOS MEGKERESÉSÉNEK MÓDSZERE GENETIKUS ALGORITMUSSEL	74
5.2.8.	A TELJES RENDSZER LCOE-JA, HA $P_{PV} > 0$	77
5.3.	EREDMÉNYEK.....	79
5.3.1.	GENETIKUS ALGORITMUS IMPLEMENTÁLÁSA.....	79
5.3.2.	PÉLDARENDSZER	81
5.4.	ELBESZÉLÉS ÉS GYAKORLATI ALKALMAZHATÓSÁG.....	86
3.	TÉZIS	88
	ÖSSZEFOGLALÁS.....	89
	SUMMARY.....	91
	KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS.....	93
	SAJÁT PUBLIKÁCIÓK LISTÁJA	94
	ÁBRAJEGYZÉK	98
	TÁBLÁZATJEGYZÉK	102

FELHASZNÁLT IRODALMAK	103
MELLÉKLETEK.....	119
1. MELLÉKLET – LLC KONVERTER MŰKÖDÉSE	119
2. MELLÉKLET – LLC KONVERTER TERVEZÉSE	126
3. MELLÉKLET – LLC KONVERTER SZIMULÁCIÓJA.....	129
4. MELLÉKLET – SPWM INVERTER SZIMULÁCIÓJA	133
5. MELLÉKLET – LLC KONVERTER MÉRÉSE	137
6. MELLÉKLET – SPWM INVERTER MÉRÉSE.....	146
7. MELLÉKLET – 1. SZIMULÁCIÓ.....	151
8. MELLÉKLET – 2. SZIMULÁCIÓ.....	152
9. MELLÉKLET – 3. SZIMULÁCIÓ.....	154
10. MELLÉKLET – 4. SZIMULÁCIÓ.....	155
11. MELLÉKLET – HIBRID SZÜNETMENTES RENDSZER MÉRÉSE.....	156
12. MELLÉKLET – AKTÍV EGYENIRÁNYÍTÓ SZIMULÁCIÓS ELRENDEZÉSE	162
13. MELLÉKLET – IDENTIFIKÁLÁS EREDMÉNYE.....	163
14. MELLÉKLET – NEURÁLIS HÁLÓ BETANÍTÁSA.....	166
15. MELLÉKLET – ENERGIAMENEDZSMENT KIMUTATÁSOK.....	169

1. BEVEZETÉS

1.1. A téma aktualitása és fontossága

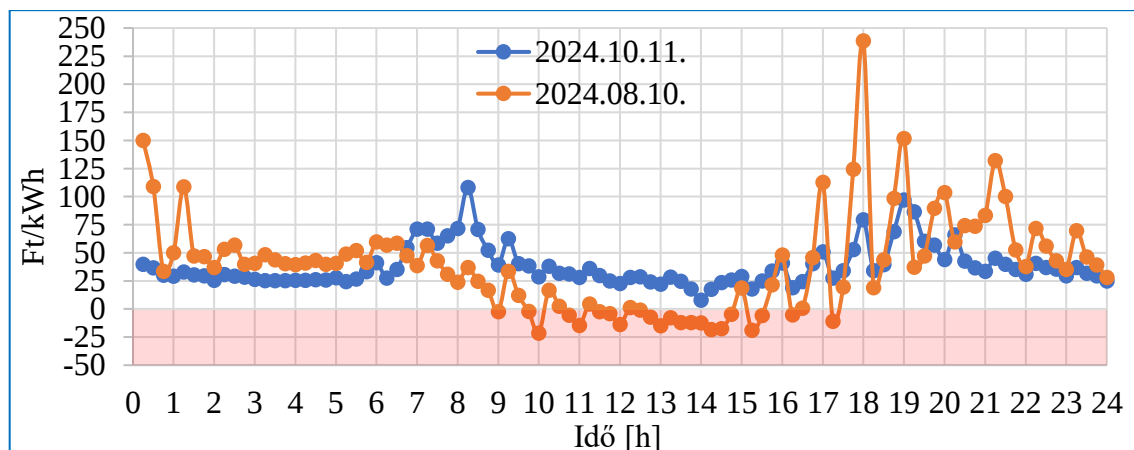
Magyarországon az utóbbi években a teljes telepített naperőmű-kapacitás nagymértékben emelkedett. Köszönhető ez annak, hogy 2020-ban hazánk megalkotta a Nemzeti Energia- és Klímatervet, amely tulajdonképpen a villamos energia „zöldítésére” irányult. Ennek hatására 2020-ban a megújuló energiaforrásokból előállított energia felhasználásának részaránya a bruttó végső energiafogyasztásban 13,9 százalékra emelkedett, így Magyarország teljesítette az EU által kitűzött célt. 2021-ben ez az érték 14,1 százalékra, 2022-ben pedig 15,2 százalékra nőtt. Fontos kiemelni, hogy 2022-ben a bruttó villamosenergia-termelés 35 770 GWh volt, a megújuló energiaforrások aránya 21,4 százalékra adódott, ezen belül a napenergia 61,8 százalékot tett ki [1]. Említésre méltó, hogy Magyarország geológiai adottságait figyelembe véve a napenergiát éri meg hasznosítani, ezért is kiugró a megoszlásban. Kétségtelen, hogy a napelemes erőművek időjárásfüggők. A fényintenzitás és a környezeti hőmérséklet dinamikusan befolyásolja a termelt villamos energia mennyiségét, ennek eredménye egy kevésbé szabályozható erőmű. Hazánkban a villamosenergia-rendszer teljesítmény-egyensúlyát és a kiegyenlítő szabályozási kapacitását az időjárásfüggő erőművek labilissá tehetik. Azonban a hálózatra visszatápláló invertereket lehetőség van szabályozni akár távolból is, így szabályozhatóbbá, üzembiztossá válik a villamosenergia-rendszer.

Hazánkban nem csak a Nemzeti Energia- és Klímaterv hatására nőtt a beruházások száma, hanem a kormány által kínált támogatások miatt is. Ezáltal a háztartási méretű kiserőművek (HMKE) száma jelentősen megnőtt, amelyek az 50 kVA alatti termelőket jelentik [2]. Jelenleg a telepített HMKE száma mintegy 260 ezerre tehető, azonban nem feltétlenül táplálnak be a villamos hálózatba, hanem lokálisan a helyi fogyasztókat látja el egy-egy napelemes rendszer. A villamosenergia-rendszer egyik sarkalatos kérdése az energiatárolás. 2024. január 1-ig a HMKE tulajdonosa a villamos hálózatot energiatárolóként tudta használni. A megtermelt többlet energiát a hálózatba juttatta, majd, amikor többlet fogyasztott, mint a termelés volt, akkor vételezte a hálózatból. A 2024. január 1. után üzembe helyezett napelemes rendszerek esetében már csak a bruttó elszámolás választható, megszűnik a szaldó elszámolás. A szaldó éves elszámolás egy olyan rendszer, amely lehetővé teszi a napelemes rendszerek tulajdonosai számára, hogy a fölöslegesen termelt áramot visszatáplálják a közcélú hálózatba, majd később ezt az áramot levonhatják saját fogyasztásukból vagy jóváírhatják az áramszolgáltatóval [3]. A bruttó elszámolás bevezetésével a HMKE tulajdonosának már kevésbé éri meg a villamos hálózatot energiatárolónak használnia. Érdemes energiatároló beépítését megfontolni, így éjszaka a nappal megtermelt többlet villamos energiát helyben elfogyaszthatja a tulajdonos, nem kell a hálózatból vételezni. Erre a megoldásra is irányulnak állami támogatások. Külön kiemелendő, hogy az ipari fogyasztók is „zöldítenek” a karbonlábnyom csökkentése érdekében, így napelemeket létesítenek az épületek, gyáregységek telephelyére. Ebben az esetben az energiatárolás igen költséges lehet, mivel nagy kapacitású akkumulátor telepekre van szükség, azonban ettől függetlenül megtérülhet. Nem csak a HMKE esetében érdemes

megtervezni a rendszert úgy, hogy lokálisan elfogyasztható legyen a villamos energia napközben, hanem lényegesen nagyobb csatlakozási teljesítmények esetén is.

Fontos megemlíteni, hogy jellemzően az iparban és speciális esetekben a háztartásban is szünetmentes tápegységeket alkalmaznak. A szünetmentes tápegységek inverteren keresztül, akkumulátorból fedezik a fogyasztó felé a villamosenergiát, ha nincs hálózati feszültség. Speciális esetekben motoros hajtásokhoz is építenek be szünetmentes frekvenciaváltókat (pl. KraftPowercon cégtől rendelhető) [4]. Olyan helyeken érdemes használni ezeket a rendszereket, ahol folyamatos üzemre van szükség, például egy fűtésrendszerben alkalmazott keringtető szivattyú esetén. Ipari körülmények között szivattyúk, zsilipek, aktuátorok, szabályozó szelepek, befűvők is kiváló példák a folyamatos üzemre. Amennyiben szünetmentes tápegységet, motorhajtást és energiatárolós napelemes rendszert létesítenek egy telephelyen belül, akkor érdemes lehet kombinálni a rendszereket. A külön rendszereket egy közös akkumulátorcsomagról üzemeltetni költséghatékonyabb és nagyobb hatásfokot eredményez, mivel kevesebb elektronikus átalakítóra van szükség. Továbbá, ha ilyen kombinált rendszer rendelkezésre áll, akkor intelligens optimalizáló szabályozóval (energiamenedzsmenttel) megvalósítható az, hogy ne legyen szükséges a hálózatba visszatáplálni. Mindemellett képes szabályozni az akkumulátorokból és hálózatból felvett villamos energia arányát is. Ezek a megoldások csökkenthetik a megtérülési időt és akár élettartamnövelő hatása is lehet az egyes rendszerelemekre nézve az optimalizált energiaszétosztás révén.

Az idősoros (negyedórás elszámolásban lévő) fogyasztók, akiknek energiaigénye időben változó, jelentős költségmegtakarítást érhetnek el a hálózatról és akkumulátorból felvett energia arányának optimalizálásával. A HUPX (Hungarian Power Exchange) piaci árának figyelembevételével több előny is realizálható. Például a piaci árak ingadozása révén lehetőség van eldönteni, hogy a hálózatról és akkumulátorból mennyi energiát érdemes kivenni. Ehhez ismerni kell a rendszerelemek és a villamos energia egységköltségét (LCOE). Továbbá csúcsidőszakokban az akkumulátorból kinyert energia olcsóbb lehet. A tényleges negyedórás árakat a HUPX napon belüli piacán (Intraday Market, IDM) kialakult 15 perces időszakokra vonatkozó árak határozzák meg. Ezek az árak minden negyedóra külön-külön alakulnak ki a kereslet és kínálat függvényében. Erre mutat példát az 1. ábra, amely a súlyozott átlagárakat szemlélteti két dátum esetén, 400 Ft-os euró árfolyam esetén.



1. ábra: Súlyozott átlagárak két dátum esetén, amennyiben 1 EUR = 400 Ft

1.2. A tudomány jelenlegi állása

Az intelligens napelemes, hibrid szünetmentes rendszerek és annak optimalizált dinamikus energiamenedzsmentje viszonylag új és interdiszciplináris kutatási terület. A téma megköveteli a gazdasági és technológiai kutatások magas szintű, folyamatos végzését. A szünetmentes, energiatárolós, napelemes rendszerek integrálását már a 2000-es években megfontolták és kutatni kezdték, azonban előrelépések csak az utóbbi évtizedben történtek. Ugyanis ekkor nőtt meg az igény az optimalizálásra, energiamenedzsmentre a megnövekedett fogyasztás és megújuló energiaforrások alkalmazása miatt. A hibrid szünetmentes rendszerek célja, hogy rövid ideig lássa el a fogyasztókat áramkimaradás esetén. A hibrid megnevezés abból adódik, hogy a rendszer többféle energiatárolót kombinál, így üzembiztosabbá, diverzebbé válik az ellátás. Az energiamenedzsment rendszer dönti el, hogy melyik energiatárolóból vagy mely elektronikus átalakítóval lássa el a fogyasztókat az inverter. Az energiamenedzsment feladata alapvetően, hogy gazdaságosan, maximális hatásfokkal biztosítsa az energiát a fogyasztók felé. Ehhez szükséges az energiatárolók kezelése, termelők optimalizálása, gazdasági modellek kidolgozása, továbbá üzemmódok kiválasztása.

A hibrid, szünetmentes rendszerek dinamikus energiamenedzsmentje tehát a megújuló energiaforrások fokozódó alkalmazása és az energiaigények növekedése miatt vált egyre kiemelkedőbb kutatási területté. Ennek hatására született meg az igény a fejlett szabályozási és optimalizálási módszerek kidolgozására, amelyek célja, hogy a rendszerek gazdaságos és megbízható működést biztosítsanak különféle működési feltételek mellett. Ehhez hasonlóan, az egyenfeszültségű nano- és mikrohálózatok fejlesztése is folyamatos innovációt igényel, hiszen ezek a hálózatok nem csupán energiaforrások diverzifikálásával, de a központi hálózattal való hatékony együttműködés révén is hozzájárulnak a fenntartható energiamenedzsment megvalósításához. Az egyenfeszültségű mikrohálózat egy olyan rendszer, amelyben az egyenfeszültségű főáramkör, a közbenső egyenáramú kör látja el a különféle fogyasztókat, elektronikus átalakítókat, és számos termelő csatlakozik rá diverz módon. A nanohálózatok is hasonló topológiával rendelkeznek, azonban kisebb teljesítménycategóriába tartoznak. Yerasimou és munkatársai 100 kW teljesítmény alatti hálózatnak definiálták [5], a mikrohálózatok pedig a MW nagyságrendig léteznek Parag és munkatársai szerint [6]. Ezek a hálózatok képesek a hálózattal együttműködni, valamint képesek önállóan, autonóm módon fogyasztókat ellátni. 2014-ben annyira népszerű kutatási terület volt az egyenfeszültségű mikrohálózat, hogy külön konferenciát is tartottak Charlestonban. 2015-ben folytatódott a konferencia 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids néven [7]. A konferencia témaköre azért volt nagyon kiemelkedő, mert a megújuló energia maximális hatásfokon történő felhasználása kulcsfontosságú, miközben az infrastrukturális költségek alacsonyak, különösen gyártó létesítményekben, otthonokban, adatközpontokban. Napjainkban is fontos témakör a mikro- és nanohálózatok és a hozzá tartozó elektronikus átalakítók, teljesítményelektronikai berendezések kutatása. Korszerű eredményeket például a 2024-es IEEE-PEMC konferencián lehetett látni a témakörben. A konferencia célja, hogy bemutassa az innovációkat a teljesítményelektronika terén.

A mikro- és nanohálózatok jelenlegi fejlettsége hosszú folyamat eredménye volt. Korábban Nassef és munkatársai kutatásában megjelent a kétirányú teljesítmény szabályozás a hálózat és a mikrohálózat között [8]. Továbbá Chen és munkatársai az egyenfeszültség szabályozásának témakörében ért el eredményeket. Ismertették, hogy két termelő hogyan látja el egyszerre a fogyasztót, hogyan lehet ezt kiegyenlíteni és ezt mérésekkel bizonyította [9]. Energiamenedzsment stratégiára is készült kutatás, Zhang és munkatársai a termelők (napelem, akkumulátor, szuperkondenzátor) közötti teljesítményegyensúly folyamatos fenntartását szabályozzák kutatásukban [10]. Mindemellett különböző üzemállapotokat mutatnak be, amely az energiaáramlásokra vonatkozik. Rendszerstabilitási problémát okoz sajnos, hogy a különböző üzemállapotok esetén az egyenfeszültség mintegy 10 V-ot változik, miközben nagymértékű oszcillációk jönnek létre.

A jövőben is nagyon népszerű kutatási téma lesz az egyenfeszültségű mikro- és nanohálózatok témaköre. Ez köszönhető annak, hogy jelenleg a villamos hálózatokba az energiatárolók integrálása egyre nagyobb számban történik. A korábbi kutatások során a rendszerstabilitás nem volt kielégítő. Továbbá a rendszerbe integrált párhuzamosan működő termelők közötti terheléeloszlást fejleszteni kellett, főleg abban az esetben, ha változik a fogyasztás nagysága, vagy a környezet gyakorol hatást a termelőkre. Erre a célra kutatták ki az adaptív vagy kettős hurkú terhelésfüggő droop-szabályozást [11], [12]. A droop-szabályozás kritikus szerepet tölt be a hálózat stabilitásának megőrzésében, valamint a terhelés dinamikus elosztását segíti.

Jelenleg, 2024-ben is releváns kutatási téma a droop-szabályozás, hiszen az előző algoritmusok tranziensekre adott válasza meglehetősen lassú, ezzel a kérdéssel Yang és munkatársai foglalkoztak [13]. A jövőbeli kutatások fontos irányvonalát képezi a droop-szabályozás, kiegészítve az energiamenedzsmenttel. A különféle, korszerű droop-szabályozással az alábbi tanulmányok foglalkoztak még DC mikrohálózatokkal 2024-ben: [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20]. Mindegyik kutatásban probléma, hogy hagyományos PID szabályozókkal és ezekkel kombinált, nehezen hangolható Fuzzy-szabályozóval vagy bonyolult modellezési eljárásokkal, számítások alapján hangolják be a rendszert. Kanwal és munkatársai neurális hálóval kombinált csúszómód droop-szabályozást valósítottak meg autonóm mikrohálózatokhoz [21]. Ebben a kutatásban már megjelenik a mesterséges neurális háló, de csak előrejelzéseket végez a napelem termelésére vonatkozóan. Összességében a jelenlegi kutatások arra fókuszálnak, hogy az egyenfeszültség minőség mutatóit optimalizálják, ha megváltoznak a környezeti paraméterek. Nem veszik figyelembe ez esetben, hogy gazdaságilag milyen módon érdemes vételezni a villamos energiát a tárolókból és termelőkből.

Korábban kevés kutatás foglalkozott azzal, hogy gazdasági aspektusok alapján legyenek szabályozva a termelők a DC mikro- és nanohálózatokban. 2019-ben Cheng és munkatársai olyan elosztott gazdasági teljesítményelosztási, feszültségszabályozás megoldást javasoltak, amely már meglévő droop-szabályozókhoz illeszthető [22]. Azt javasolják, hogy minden egyes termelőt egy szabályozó kör szabályozza. A gazdasági algoritmus minden egyes termelőnek a szabályozó alapjelét meghatározza, majd erre szabályoznak az elosztott termelők. Li és munkatársai is foglalkoztak ezzel a témakörrel [23]. Ők a kutatásukban azt

javasolták, hogy a termelők decentralizáltak legyenek, azaz saját maguk hozzák meg a döntéseket, és információkat osszanak meg egymással. Ennélfogva az egyes termelők döntései nem eredményeznek teljes rendszer optimalizálást, továbbá a kommunikáció meghibásodásával az optimum nem jön létre.

Az olyan fogyasztók, amelyek idősoros (negyedórás) elszámolásban vételezik a villamos energiát, megfontolják a napelemek telepítését, hovatovább energiamenedzsmentet, különféle stratégiákat kényszerűen alkalmazni a költségek csökkentésének érdekében. Az energiamenedzsment egy magasabb szintű és lassabb szabályozás a droop-szabályozáshoz képest. Az energiamenedzsment előre tervez, például a várható időjárást veszi figyelembe, vagy az energiaigényeket veszi alapul. Bhavsar és munkatársai 2015-ben olyan kutatást adtak ki, amelyben a DC mikrohálózat egy statikus kapcsolóval leválasztható a hálózatról, a kapcsolót az energiamenedzsment algoritmusa szabályozza [24]. Az ilyen jellegű szabályozással az a probléma, hogy nem törekszik optimumra, azonban lehetséges, hogy valamennyi villamos energia vételezése csökkentené az energiaköltséget. Santos Neto és munkatársai 2020-ban technikai megközelítésből ismertették, hogy érdemes a DC mikrohálózatot összekötni az AC hálózattal. Bemutatták, hogy az AC hálózatról vételezett energiát és a DC termelők által termelt energiát különböző arányban optimális felhasználni [25]. Ez a megoldás közvetve csökkenti az akkumulátorok és az egyes rendszerelemek élettartamát, mindemellett a hálózati függőséget csökkenti, ellenben a szerzők nem vették figyelembe a gazdasági aspektusokat. Várhatóan a közeljövőben az idősoros (negyedórás) elszámolást a perces elszámolás váltja majd fel, így olyan menedzselési eljárásokat, algoritmusokat szükséges kutatni, amelyek dinamikusan avatkoznak be a DC mikro- és nanohálózatokba. Ugyanakkor nem csak az idősoros elszámolásból eredő menedzselés jelent kihívást, hanem a csúcsterhelésből létrejövő többletköltség is. Ez a fogyasztókat arra ösztönzi, hogy csökkentsék a rendszerterhelést. Mindemellett a fogyasztónak szembe kell néznie az elfogyasztott meddőenergiaért felszámolt költségekkel is. Számos kutatás készült az előzőekben felsorolt probléma megoldására. Például Hussain és munkatársai a csúcsterhelés csökkentésére szolgáló technikákat foglalták össze az intelligens hálózatokra vonatkozóan [26]. Nemcsak a fogyasztók szempontjából szükséges az optimalizált energiamenedzsment alkalmazása, hanem a hálózat szempontjából is. Kétségtelen, hogy ez hozzájárul a hálózat megbízhatóságának növeléséhez. Shahid ismertette tanulmányában, hogy milyen módon lehet a hálózathoz csatlakoztatni egy hálózat-interaktív mikrohálózati rendszert [27]. Az ő rendszere szigetüzemben és hálózatsatoltan is képes működni, miközben zavartalanul látja el a mikrohálózatra csatlakozó fogyasztókat. Az eredmények alapján elmondható, hogy a rendszer hatásfoka, a villamosenergia ellátás minősége kitűnő, miközben a rendszer a teljesítménytényezőt is javítja. Ellenben a kutatás a gazdasági aspektusokkal nem foglalkozott.

Bár a jelenlegi kutatások jelentős előrelépést értek el a DC mikro- és nanohálózatok stabilitásának és teljesítményoptimalizálásának terén, számos kihívás továbbra is fennáll. A jövőbeli kutatásoknak nemcsak a meglévő technológiai problémákra kell választ találniuk, mint például a droop-szabályozás okozta tranziensek, hanem figyelembe kell venniük az energiaelosztás gazdasági aspektusait is, amely szerint a teljesítménymegosztást dinamikusan kell szabályozni. A következő években várhatóan növekedni fog az

energiatároló rendszerek integrálása, valamint az idősoros elszámolási rendszerek bevezetése akár lakossági fogyasztókhoz is, amely további nyomást gyakorol az energiamenedzsment rendszerek fejlesztésére. Így a kutatók olyan új algoritmusokat és menedzsment stratégiákat keresnek, amelyek képesek a dinamikusan változó környezeti és piaci feltételekhez igazodva biztosítani a hálózatok stabilitását és gazdaságos működését.

1.3. A disszertáció célja

Célom a jelen doktori disszertációban a mérés- és irányítástechnikai információs rendszerek témacsoport keretein belül egy intelligens hibrid napelemes szünetmentes rendszert kidolgozni, amely integrálja a különálló rendszereket, mint a napelemeket, szünetmentes tápegységeket és szünetmentes aszinkron motorhajtásokat. Továbbá ehhez a kombinált rendszerhez a központi szabályozó egység az algoritmusát, blokk-sémáját dolgozom ki, amely droop-szabályozás nélkül valósítja meg a teljesítménymegosztást, feszültség-szabályozással egyesítve. Kétféle szabályozási stratégiát dolgozok ki a központi szabályozóhoz. Az egyik stratégia hagyományos PID szabályozókat foglal magában, a másik stratégia pedig intelligens, mesterséges neurális hálóval implementálja a teljesítménymegosztást és a feszültség-szabályozást a rendszerben. Célom a neurális hálóhoz egy új algoritmus kidolgozása, amely megkönnyíti a betanítást. Szimulációkkal megvizsgálom a PID szabályozókkal és a neurális hálóval működtetett hibrid napelemes szünetmentes rendszer érzékenységét, ezen belül is a keletkező káros tranzienseket, felharmonikusokat. Validálás céljából megvalósítom a kézi szabályozású hibrid napelemes szünetmentes rendszert is, és mérések alá vetem szintén érzékenységvizsgálat céljából. A mérésekhez saját tervezésű elektronikus átalakítókat implementálok, így olyan paramétereket változtathatok, amelyeket gyári berendezések használata esetén nincs lehetőség módosítani. A mérések célja annak bizonyítása, hogy a kidolgozott rendszer a gyakorlatban is megvalósítható.

A kidolgozott centrális szabályozási stratégiákhoz olyan energiamenedzsment rendszert hozok létre, amely egy új gazdasági modell alapján állítja be a teljesítménymegosztást, vagyis előállítja a centrális szabályozó számára a teljesítménymegosztás alapjelét. Az általam kifejlesztett gazdasági modell és számítási módszerek lehetővé teszik, hogy az energiamenedzsment mindig a lehető legalacsonyabb villamosenergia-egységköltséget biztosítsa a rendszerben, miközben hozzájárul az akkumulátor élettartamának maximalizálásához.

1.4. Az értekezés struktúrája

Az értekezésem elején ismertetem a szisztematikus irodalmi áttekintés eredményeit, amelyek mélyrehatóan foglalkoznak a szünetmentes tápegységekkel- és motorhajtásokkal, valamint a mikro- és nanohálózatokkal. A harmadik fejezetben a hibrid napelemes szünetmentes rendszert mutatom be, ahol az új centralizált szabályozási stratégiát ismertetem. A negyedik fejezetben tárgyalom a mesterséges neurális hálóval működő dinamikus teljesítménymegosztást, amely figyelembe veszi az ötödik fejezetben bemutatott gazdaságilag optimalizált energiamenedzsmentet.

2. SZISZTEMATIKUS SZAKIRODALMI ÁTTEKINTÉS

2.1. Kutatási módszertan

Az irodalomkutatást szisztematikusan végeztem el, így egy olyan módszertant alkalmaztam, amely átfogóan, precízen vizsgálta a kutatási kérdésemet és a témámat. Célom az volt, hogy összegyűjtssem, értékeljem és összegezzem az összes releváns kutatást, amelyet a téma kapcsán elérhető tudományos irodalmak biztosítanak. A szisztematikusan irodalomkutatás elvégzéséhez szükséges volt feltennem kutatási kérdéseket, amelyek világosan meghatározták a vizsgálatok célját. A kérdések magukban foglalják a tudományos problémát, amelyre a kutatás során keresem a megoldásokat, válaszokat. Amennyiben a kutatás célja nem teljesen világos és specifikus, úgy nem irányítja megfelelően a kutatási folyamatot, amely kiterjed az irodalom keresésére és elemzésére is. A módszertan szerepe az irodalomkutatásban kulcsfontosságú, hiszen ez határozza meg az irodalom keresésének a stratégiáját.

A stratégia meghatározta, hogy milyen kulcsszavakat és adatbázisokat használjak. El kellett dönteni továbbá, hogy milyen nyelvű, típusú és minősítésű irodalmakat használjak fel. A nem minősített irodalom félrevezető, hibás eredményeket tartalmazhat. Sok esetben megfontoltam azt is, hogy a Norvég lista nullás értékelésű folyóirat cikkei nem tekintetem megbízható tudományos eredményeknek. A keresést Google Scholar, IEEE Xplore Digital Library, MDPI, ScienceDirect oldalain és adatbázisokból végeztem a megfelelő kulcsszavakkal, többször lefuttatva. A releváns irodalmakat a saját Mendeley adatbázisomba importáltam. Az importált irodalmakhoz a letöltött tanulmányokat is hozzárendeltem, így bármikor gyorsan elolvashatóak, elemezhetőek. Mengist és munkatársai 2020-ban minőségi publikációjukban ismertették a szisztematikusan irodalomkutatás módszerét, amely hangsúlyozza, hogy a szisztematikusan áttekintések objektív és átlátható módot biztosítanak a tudományos bizonyítékok összegyűjtésére és összegzésére [28]. A módszertan egy hétlépéses keretrendszert határoz meg, amely magában foglalja a kutatási kérdések megfogalmazásától kezdve az adatok kivonásán, az egyes tanulmányok minőségének értékelésén át a bizonyítékok összesítéséig és a következtetések levonásáig. Ezeket a lépéseket követve végeztem el a szakirodalmi áttekintést, amelyet a következő alfejezetekben mutatok be.

A főbb kutatási kérdések, amelyeket megfogalmaztam a munkásságom során az alábbiak voltak:

- Milyen előnyei és hatásai vannak a fogyasztókra nézve egy hibrid szünetmentes rendszernek (szünetmentes tápegységek, motorhajtások és napelemes rendszerek kombinációja), amely hálózattal együttműködik?
- Léteznek-e hibrid szünetmentes rendszerek, amelyek optimalizálva működnek?
- Gazdaságilag előnyös lehet különböző arányban, egyszerre hálózatból és napelemes-energiatárolós rendszerből származó villamos energiával megtáplálni szünetmentes rendszereket és fogyasztókat?

- A fogyasztási teljesítmény dinamikus változása hogyan befolyásol egy hibrid kombinált rendszert stabilitás szempontjából?
- Milyen energiagazdálkodási rendszerek léteznek a villamosenergia-költségek csökkentése érdekében a kombinált rendszerekben? Milyen optimalizáló eljárások vannak?
- A DC nano- és mikrohálózatok, amelyek diverz energiatermelőket foglalnak magukban és autonóm módon képesek működni, egyszerűsíthetők egy hibrid kombinált szünetmentes-napelemes rendszerre, amely képes optimalizáltan energiagazdálkodásra?
- Milyen tudományos problémával küzdenek a nano- és mikrohálózatok szabályozási algoritmusai, irányító egységei?
- Milyen új algoritmusokkal lehet beállítani a hálózathoz és energiátárolóhoz felvett villamos energia arányát?
- Milyen gazdasági modell és energiamenedzsment kidolgozása szükséges egy optimális napelemes hibrid szünetmentes rendszerhez?
- Az akkumulátortechnológia kiválasztása hogyan befolyásolja a szünetmentes rendszerek üzemeltetési költségét?
- Az akkumulátor degradációjának figyelembevételével hogyan optimalizálható a hibrid, szünetmentes rendszer működése és költségei?
- Az energiamenedzselésnél érdemes kiszámítani az egyes elektronikus átalakítók, akkumulátorok, rendszeresemények egységköltségeit?
- Megvalósítható-e új szabályozási stratégia hagyományos PID szabályozókkal, amely megvalósítja egyszerre a feszültség és teljesítménymegosztást a hibrid szünetmentes rendszerekben?

A keresés során használt főbb kulcsszavak a témákra vonatkozóan:

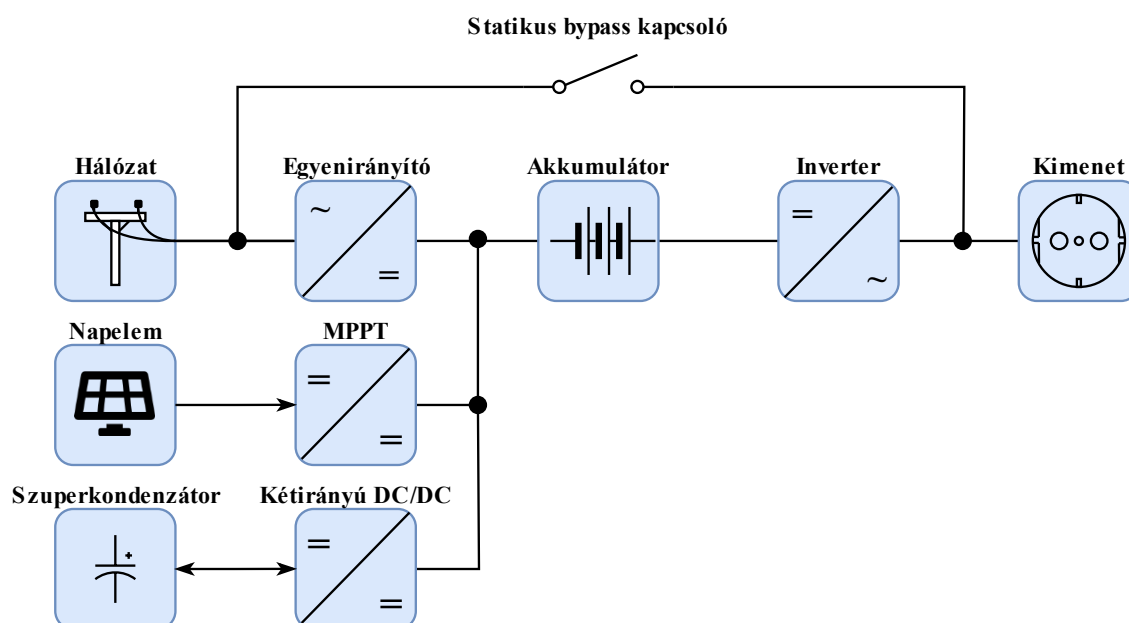
- napelemes szünetmentes rendszerek, mikro- és nanohálózatok: *uninterruptible power supply, microgrid, nanogrid, DC microgrid, grid-interactive microgrid, UPS, solar power supply, PV power supply, PV uninterruptible power supply, smart grid, droop-control, hybrid uninterruptible power supply, solar-powered microgrid, renewable energy microgrid, hybrid nanogrid, distributed energy resources (DER), stand-alone DC microgrid, islanded microgrid, off-grid power systems.*
- szabályozási szintek és energiamenedzsment rendszerek: *smart power management, energy management, energy management strategy, microgrid energy management, nanogrid energy management, real-time energy management, microgrid dispatch, microgrid control method, hierarchical control, deep-learning energy management, decentralized energy management, predictive control in microgrids, adaptive energy management strategies, optimization-based control, load balancing in microgrids, power flow optimization, dynamic power sharing, demand-side management*

2.2. Napelemes szünetmentes tápegységek és motorhajtások

2.2.1. Szünetmentes tápegységek céljai és topológiái

A szünetmentes tápegységek (UPS) biztosítják az áramellátás folytonosságát, amikor hálózati áramkimaradás következik be, így számos kritikus berendezést, fogyasztót védenek a leállástól. Nasiri szerint az UPS rendszerek különösen hasznosak orvosi létesítmények, adatközpontok, ipari feldolgozórendszerek és kommunikációs rendszerek esetében, mivel ezeken a helyeken az energiaellátás megszakadása jelentős kockázatot jelent [29].

Aamir és munkatársai áttekintő kutatásukban átfogóan elemzik a UPS rendszerek topológiáit, különböző áramkör-konfigurációkat és a leggyakoribb vezérlési technikákat. Az elemzés kiter a rendszer teljesítményére, méretére, költségeire és hatékonyságára, valamint az új generációs UPS rendszerekre, amelyek a smart grid (okoshálózatok) és microgrid (mikrohálózatok) alkalmazásokhoz igazodnak. A tanulmány kiemeli a hibrid energiaforrással működő UPS rendszerek fejlődését, és részletezi azokat a szempontokat, amelyeket a felhasználóknak figyelembe kell venniük a megfelelő UPS rendszer kiválasztásakor. A tanulmány három topológiát ismertet: offline, vonal-interaktív és online rendszereket. Kiemeli az egyes rendszerek problémáit is, amelyek az áramkimaradáskor jönnek létre. Ezekre példa a harmonikus torzítás, tranziensek, frekvencia változások stb. A hibrid UPS rendszerek egy közösített egyenfeszültségű hálózatot használnak, amelyre több energiátároló és elektronikus átalakító is csatlakozik, ezek lehetnek: akkumulátorok, szuperkondenzátorok, hálózati egyenirányítók, napelemről táplált DC/DC konverterek stb. A közösített egyenfeszültségű kör látja el az invertert, amely meg táplálja a kritikus fogyasztót. A tanulmány az 5 kVA feletti fogyasztókhoz online UPS rendszereket javasol. A 2. ábra egy hibrid, online UPS rendszert mutat be, amely ipari fogyasztók ellátására alkalmazható [30].



2. ábra: Hibrid online szünetmentes tápegység felépítése.

Az UPS rendszer topológiákat a kezdetektől folyamatosan fejlesztették, kutatták a jobb elrendezéseket és vezérlési stratégiákat, hiszen a zavarok csökkentése, a hatásfok növelése, az üzembiztonság növelése kulcsfontosságú. Singh és Choudhuri olyan vonal-interaktív topológiát mutatott be, amelyben egy szabályozott takarékkapcsolású transzformátor biztosítja a feszültség stabilitását a kisebb hálózati ingadozásokkal szemben. A rendszer előnye, hogy az inverter csak akkor kapcsol be, ha a feszültség a határértékeken kívülre esik, így energiatakarékos és gazdaságos. A kutatás a vonal-interaktív rendszerek hatékonyságának növelésére helyezte a hangsúlyt, különösen a feszültségstabilizáció és az alacsonyabb áramtorzítás érdekében [31].

A kétlépcsős topológiával pedig teljes galvanikus leválasztás biztosítható a bemenet és a kimenet között, így a legnagyobb védelmet nyújtja a hálózati zavarokkal szemben. Az új fejlesztések ezen a téren a teljesítménytényező korrekcióval és a csökkentett teljes harmonikus torzítással (THD) foglalkoznak, amelyek elősegítik az ipari alkalmazások biztonságos és hatékony működését. Aamir és Mekhilef tanulmányukban rámutatnak, hogy ez a topológia kiemelkedően alkalmas intelligens hálózatokban és mikrohálózat alkalmazásokban, ahol a megbízhatóság elsődleges fontosságú [30].

2.2.2. Moduláris, elosztott rendszerek

Napjainkban a moduláris UPS rendszerek egyre nagyobb figyelmet kapnak, különösen a nagy megbízhatóságú ipari alkalmazásokban, ahol magas rendelkezésre állási igények vannak. Abaray és munkatársai kiemelték, hogy a moduláris felépítés rugalmasságot és redundanciát biztosít, amely elengedhetetlen a kritikus alkalmazásokban. Ezekben a rendszerekben több modul párhuzamos működése biztosítja az üzembiztonságot, még egyes modulok meghibásodása esetén is [32].

Mindemellett az UPS rendszerekben az üzemidő és a megbízhatóság is kritikus szempont. A redundáns és az elosztott szünetmentes rendszerek képesek ezeket a szempontokat biztosítani, ezt állítják Rahmat és munkatársai [33]. Az UPS rendszerek megbízhatósága a meglévő redundáns megoldásokkal tovább javítható. Öt különböző UPS konfigurációt vizsgáltak, hogy összehasonlítsák ezek megbízhatósági paramétereit, mint például az átlagos meghibásodás közötti időt és az elérhetőséget. A kutatás eredményei szerint az elkülönített és párhuzamos redundáns rendszerek jelentősen növelik a megbízhatóságot, ami különösen fontos az ipari alkalmazások számára. Addabbo és munkatársai kutatása szintén egy olyan modern, elosztott UPS rendszert mutatnak be, amely a megbízhatóság növelését célozza. Az elosztott vezérlésű UPS rendszerben különálló vezérlőegységek végzik a feladatokat, így a rendszer modularitása és bővíthetősége javul. A tanulmány különböző konfigurációkat elemez, beleértve a hagyományos, egyetlen vezérlőegységgel rendelkező UPS-eket és a többprocesszoros elosztott rendszereket. Ilyen rendszert Xiaofei és munkatársai is kutattak [34]. Addabbo és munkatársai a Weibull eloszlás alkalmazásával modellezzik a rendszer meghibásodási arányát környezeti hatásokra. A kutatás eredményei szerint az elosztott irányítású UPS rendszerek nagyobb rendelkezésre állást biztosítanak a hagyományos, egyetlen egységre épülő centralizált rendszerekhez képest, különösen magasabb terhelésnél és hosszabb üzemidő alatt. Ez a megközelítés a rendszer élettartamának növelését és

megbízhatóságának javítását is lehetővé teszi, ami különösen kritikus az ipari és biztonsági alkalmazásokban [35].

2.2.3. Centralizált rendszerek

Az elosztott, moduláris UPS rendszerek hátrányai miatt azonban érdemes megfontolni a centralizált rendszerek alkalmazását. Az elosztott UPS rendszerek főbb hátrányai, hogy nagy a helyigényük, telepítési költségük. A karbantartás megszervezése komplexebb, miközben az összköltség is magasabb, mint a centralizált rendszeré. L. Saro és munkatársai a moduláris UPS rendszerek megbízhatóságát vizsgálják, különböző architektúrákat és kábelezési megoldásokat elemezve. A cikkben összehasonlítják az elosztott és a centralizált rendszerek integrációs módjait, valamint különböző konfigurációk megbízhatósági mutatóit számítják ki. A szerzők azt állítják, hogy a központosított védelemmel ellátott UPS szekrények konfigurációja megbízhatóbb, mint az egyes szekrények elosztott védelemmel történő biztosítása. Emellett megjegyzik, hogy a különbség a szekrények számának növekedésével egyre jelentősebbé válik, mivel az elosztott védelem meghibásodási aránya közel arányos a telepített szekrények számának négyzetével [36].

A centralizált UPS rendszerek ráadásul nagyobb hatékonyságot érhetnek el elosztott társaikhoz képest azáltal, hogy az energiagazdálkodást egyetlen egységbe integrálják, ezek a rendszerek optimalizálhatják az energiateljesítményt és csökkenthetik az energiateljesítménnyel kapcsolatos veszteségeket. A központosított rendszerek például fejlett akkumulátorkezelési technológiákat használhatnak, amelyek felügyelik és optimalizálják az akkumulátorok állapotát, így meghosszabbítják az akkumulátorok élettartamát és javítják a rendszer általános hatékonyságát, ezt állítják Choi és szerzőtársai, valamint Kanareykin is [37], [38]. Továbbá arra az eredményre jutottak, hogy az optimalizált akkumulátorkezelés különösen fontos a nagyméretű alkalmazásokban, ahol az energiaköltségek jelentősek lehetnek.

Mint már olvasható volt, a centralizált UPS rendszerek másik jelentős előnye a könnyű karbantartás és kezelés. A centralizált megközelítéssel a karbantartási tevékenységek racionalizálhatók, ami csökkenti az állásidőt és az üzemeltetési költségeket. A technikusok több decentralizált egység helyett egyetlen rendszerre összpontosíthatnak, ami gyorsabb diagnosztikát és javítást tesz lehetővé Okrouhly és Novák szerint [39]. Ezt a központosított karbantartási képességet tovább fokozza az olyan felügyeleti rendszerek integrálása, amelyek valós idejű adatokat szolgáltatnak a teljesítményről és az állapotról, lehetővé téve az UPS infrastruktúra proaktív kezelését. Emellett a központosított UPS rendszerek úgy is kialakíthatók, hogy támogassák az energiateljesítmény skálázhatóságát és rugalmasságát. Az energiateljesítmény növekedésével a központosított rendszerek könnyebben frissíthetők, mint a decentralizált rendszerek, mivel azok több egység átfogó módosítását igényelhetik. Ez a skálázhatóság különösen előnyös egy dinamikus rendszerben, ahol az energiateljesítmény gyorsan változhat. A központosított rendszerek továbbá integrálhatók megújuló energiateljesítményforrásokkal és energiatárolási megoldásokkal, ami fokozza fenntarthatóságukat és csökkenti a fosszilis tüzelőanyagoktól való függőséget [37], [38]. Emlékeztetőül: ezt a hibrid szünetmentes rendszerek valósítják meg.

Ezenkívül a centralizált rendszerekben alkalmazott vezérlési stratégiák létfontosságúak a teljesítmény optimalizálásához és a stabilitás biztosításához az áramellátás ingadozásai során. Olyan technikákat fejlesztettek ki, mint a prediktív feszültség szabályozás és a modell prediktív szabályozás, hogy javítsák az UPS rendszerek választ a változó terhelési körülményekre és a teljesítményminőségi problémákra. Li és munkatársai az inverter alapú UPS rendszerek feszültség szabályozásának javítására kidolgoztak egy prediktív vezérlési stratégiát, amely a terhelési változásokra gyorsan reagál [40]. A rendszer a d-q síkon ez prediktív algoritmus segítségével optimalizálja az inverter kapcsolási állapotait, így alacsony harmonikus torzítást és stabil dinamikus választ biztosít még változó terhelési feltételek mellett is. Khan és kutatótársai is modell prediktív technikával foglalkoztak, amely a párhuzamosan kötött UPS rendszereket működteti [41]. Ezek a szabályozási módszerek megkönnyítik a megújuló energiaforrások zökkenőmentes integrálását az UPS topológiájába, ezáltal javítva az áramellátó rendszerek fenntarthatóságát és rugalmasságát.

2.2.4. Szünetmentes forgógépes hajtások

Az aszinkron motorhajtások szünetmentes változatait (UMD) az iparban elsősorban kritikus berendezések folyamatos működésének fenntartására fejlesztették ki, így azok áramkimaradás esetén is folytathatják az üzemelést. Liu és Bazzi részletes áttekintést nyújt a hibatűrő motorhajtások területén, kiemelve a diagnosztikai és prediktív karbantartási technikák fontosságát, amelyekkel növelhető a rendszer élettartama, és csökkenthetők a működési költségek [42]. Az UMD-k alapvető célja az üzemeltetési zavarok elkerülése, különösen olyan ipari környezetekben, ahol a folyamatos energiaellátás létfontosságú.

Gullipalli és munkatársai cikkükben egy fotovoltai (PV) hálózat-interaktív rendszert mutatnak be, amely egy UPS rendszerhez kapcsolt BLDC motor meghajtására szolgál. A rendszer biztosítja a motor stabil működését, változó napenergia-termelési feltételek mellett is. Ha a napenergia nem elegendő, a hálózat biztosítja a hiányzó energiát, a felesleget pedig a hálózatba táplálhatják, amikor a motor nincs használatban [43].

Ladygin és munkatársai tanulmánya egy energiatakarékos, frekvenciaváltóval működő elektromos hajtásrendszert mutatnak be, amely emelőmechanizmusokhoz terveztek. A rendszer különleges kialakítása lehetővé teszi a leeresztett teher fékezési energiájának felhasználását a tartalék energiaforrás töltésére. A hajtás frekvenciaváltóból, egy aszinkron motorból és egy közbenső egyenáramú körből áll, amely a tárolóakkumulátorok töltését végzi fékezési ciklusokban. Ezáltal az energiahatékonyság javul, és a rendszer folyamatos működése biztosítható hálózati áramkimaradás esetén is [44].

A nagy energiaigényű alkalmazások számára Federico és kollégái olyan visszatáplálási rendszert fejlesztettek ki, amely motoros hajtásokkal működik, és alkalmazható nagyobb ipari berendezések szünetmentes energiaellátására. A fejlesztés során összehasonlító vizsgálatokat végeztek, amelyek alapján igazolták, hogy a rendszer hatékonysága megegyezik a kereskedelmi UPS rendszerekével, ezáltal versenyképes megoldást kínál az ipar számára [45]. A nagy energiaigényű alkalmazások esetén az energiatakarékosság szintén kiemelt figyelmet kap a UPS rendszerek fejlesztésében, ahol Moura és munkatársai igazolták, hogy az új technológiák alkalmazásával jelentős energiamegtakarítás érhető el. A tanulmány szerint a magas hatásfokú UPS rendszerek akár 11,4 TWh energiát takaríthatnak

meg éves szinten, amennyiben hatékony energiafelhasználású rendszer elemeket építenek be az új generációs rendszerekbe [46].

2.2.5. Akkumulátorok élettartama és optimalizálása

A szünetmentes rendszerek egyik legfontosabb eleme az akkumulátor, amely elsődleges energiátároló elemként szolgál. Az akkumulátor egészségi állapota (SoH) döntő fontosságú az UPS hatékony működése szempontjából, mivel közvetlenül befolyásolja a rendszer megbízhatóságát és teljesítményét. Az akkumulátor-felügyeleti technológiák legújabb fejlesztései lehetővé tették a SoH hatékonyabb becslését, ami megvalósítja az akkumulátoros rendszer proaktív karbantartását és kezelését. Ez különösen fontos, mivel az akkumulátorok élettartama és teljesítménye jelentősen befolyásolhatja az UPS rendszer általános hatékonyságát [37], [38], [47]. Aamir és Mekhilef transzformátor nélküli UPS rendszere párhuzamosan működtetett akkumulátorokat használ, csökkentve az akkumulátorfeszültséget és fenntartva a közbenső egyenáramú kör stabilitását, még lineáris és nemlineáris terhelések alatt is [48].

Mindemellett a megfelelő akkumulátortechnológia megválasztása jelentősen befolyásolja az UPS rendszer teljesítményét, élettartamát és általános hatékonyságát. Stan és munkatársai tanulmánya megvizsgálja az UPS rendszerekben használt különféle akkumulátortípusokat, azok működési jellemzőit, valamint az akkumulátorfelügyeleti rendszerek (BMS) teljesítményre gyakorolt hatását. Történelmileg az ólomsavas akkumulátor volt az uralkodó választás az UPS alkalmazásokhoz, gazdasági életképességük és megbízhatóságuk miatt. Ezek az akkumulátorok kiválóan alkalmasak tartalék tápellátás biztosítására, mivel rövid ideig jelentős áramot tudnak leadni, ami elengedhetetlen az áramkimaradások esetén [49].

Az ólomsavas akkumulátoroknak azonban vannak korlátai, beleértve a viszonylag rövid élettartamot és a mélykisülésre való hajlamot, ami idővel jelentős leromláshoz vezethet, Iftikhar és munkatársai szerint [50]. Nizam és kutatótársai szerint a fejlett akkumulátortechnológiák, mint például a lítium-ion és hibrid rendszerek elkezdtek megváltoztatni az UPS rendszerek környezetét. A lítium-ion akkumulátorokat egyre inkább kedvelik az UPS rendszerekben, mivel nagyobb energiasűrűségük, hosszabb élettartamuk és alacsonyabb karbantartási igényük az ólomsavas akkumulátorokhoz képest. Kiváló teljesítményjellemzőket mutatnak, beleértve a gyorsabb töltési időt és a nagyobb számú töltési-kisütési ciklust, mielőtt jelentős kapacitásvesztés következne be [51]. A lítium-ion akkumulátorok kezdeti költsége azonban lényegesen magasabb, mint az ólomsavas akkumulátoroké, ami gátat jelenthet bizonyos alkalmazásokban [52]. Emiatt érdemes gazdasági számításokat végezni a rendszer tervezésekor, amely segíthet az optimális akkumulátortechnológia kiválasztását.

Nithyaprakash és munkatársai szerint az akkumulátor-felügyeleti rendszerek (BMS) integrációja kulcsfontosságú az UPS rendszerekben használt akkumulátorok teljesítményének és élettartamának optimalizálása szempontjából. A BMS különféle paramétereket figyel, például feszültséget, áramerősséget és hőmérsékletet, biztosítva, hogy az akkumulátorok biztonságos határokon belül működjenek. Ez a megfigyelési képesség segít megelőzni az olyan problémákat, mint a túltöltés és a mélykisülés, amelyek az akkumulátor meghibásodásához és a működési hatékonyság csökkenéséhez vezethetnek

[53]. Azt is állítják továbbá, hogy a fejlett BMS képes kiegyensúlyozni az akkumulátorcellák közötti töltéseloszlást, csökkentve az egyenetlen degradációt és javítva az akkumulátor általános állapotát. Nizam és Pikultong kutatócsapata még azt is mondja, hogy bizonyos esetekben érdemes hibrid módon kétféle akkumulátortechnológiát kombinálni [51], [52]. Ez azért előnyös, mert a hibrid rendszerek úgy optimalizálják a felvett teljesítményt, hogy az ólomsavas akkumulátorok táplálják meg a fogyasztókat nagy áramok esetén, míg kisebb áramoknál inkább a Li-ion akkumulátorok kerülnek merítésre.

Az akkumulátor kiválasztása az UPS rendszerek működési környezetében is jelentős szerepet játszik. Például adatközpontokban és kórházakban, ahol a megbízhatóság a legfontosabb, az akkumulátortechnológia kiválasztásánál olyan tényezőket kell figyelembe venni, mint a hőmérsékleti stabilitás, a ciklusélettartam és a karbantartási követelmények Ciancetta és munkatársai szerint [54]. Ezekben a kritikus alkalmazásokban a lítium-ion akkumulátorok használata magasabb költségük ellenére indokolt lehet a jobb teljesítményük és hosszú távon alacsonyabb teljes költségük miatt.

Az akkumulátor teljesítményét befolyásoló tényezők, például a kisülési mélység (DoD), a terhelési áram és a degradációs mechanizmusok megértése elengedhetetlen az akkumulátorok élettartamának és hatékonyságának optimalizálásához. Több tanulmány eredményei megvilágítják a Li-ion akkumulátorok életciklusának bonyolult dinamikáját, a DoD, a terhelési áram és a leromlási folyamatok közötti kölcsönhatásra összpontosítva. A Li-ion akkumulátorok élettartamát jelentősen befolyásolja a kisülési mélység. A DoD az akkumulátor kapacitásának a teljes kapacitásához viszonyított százalékos arányát jelenti. A kutatások azt mutatják, hogy a mélyebb kisülések általában megnövekedett lebomlási sebességhez vezetnek, mivel szerkezeti változásokat okozhatnak az akkumulátor elektródáiban és elektrolitrendszerében. Például a mélykisülések szilárd elektrolit interfázisú rétegek kialakulásához vezethetnek, amelyek aktív lítiumot fogyasztanak, és hozzájárulnak a kapacitás idővel csökkenéséhez több kutatócsoport szerint [55], [56], [57]. Ezenkívül tanulmányok kimutatták, hogy a magas DoD melletti működés fokozhatja a belső ellenállást és csökkentheti az akkumulátor teljes ciklusidejét [55], [56], [58]. A megnövekedett belső ellenállás nagyobb mértékben okoz belső melegedést, továbbá csökkenti a kivehető energia nagyságát, mindemellett a kémiai reakciókat is gyorsítja [59], [60].

Ezzel szemben az alacsonyabb terhelési áramok általában növelik az akkumulátor élettartamát azért, hogy minimalizálják a termikus feszültséget, és hatékonyabb lítium-ion interkalációs és deinterkalációs folyamatokat tesznek lehetővé több kutatócsoport szerint [61], [62], [63]. Mindez hangsúlyozza a DoD és a terhelési áram optimalizálásának fontosságát a Li-ion akkumulátorok működési hatékonyságának és élettartamának növelése érdekében, mivel ezek a degradációs mechanizmusokat befolyásolják. A gyakorlati alkalmazásokban a DoD és a terhelési áram közötti egyensúlyt gyakran kifinomult BMS-ek kezelik, amelyek szabályozzák a töltési és kisütési folyamatokat. Ezen rendszerek célja a mélykisülések és a túlzott terhelési áramok megakadályozása, ezáltal meghosszabbítva az akkumulátor élettartamát. Például a BMS olyan stratégiákat alkalmazhat, mint a teljesítménycsökkentés, amely magában foglalja a maximális terhelési áram korlátozását a termikus feszültség csökkentése és az akkumulátor élettartamának növelése érdekében [58], [60].

2.2.6. Összegzés

Összességében tehát az UPS rendszerek fő célja, hogy rövid ideig biztosítsák áramkimaradás esetén a fogyasztók ellátását. A fentebb ismertetett kutatások alapján a hibrid szünetmentes rendszerek alkalmazása és további kutatása kulcsfontosságú. A centralizált rendszerekben alkalmazott, egy egységbe integrált megfelelő energiagazdálkodással nemcsak az akkumulátorok élettartama, hanem a felhasznált villamos energia díja is csökkenthető, miközben az integrált napelemek a fenntartható, környezetbarát villamos energia termelését is biztosítják. A napelemek integrálása azonban az UPS rendszerekbe kihívások elé állítja a kutatókat és a mérnököket, mivel időjárásfüggő termelő, így stabilitási és energiagazdálkodási problémát okoz. Azonban, ha nemcsak egy, hanem többféle energiatermelőt is integrálunk a szünetmentes rendszerekbe, úgy teljesítmény kategória alapján nano- vagy mikrohálózatokról beszélünk.

2.3. Mikro- és nanohálózatok

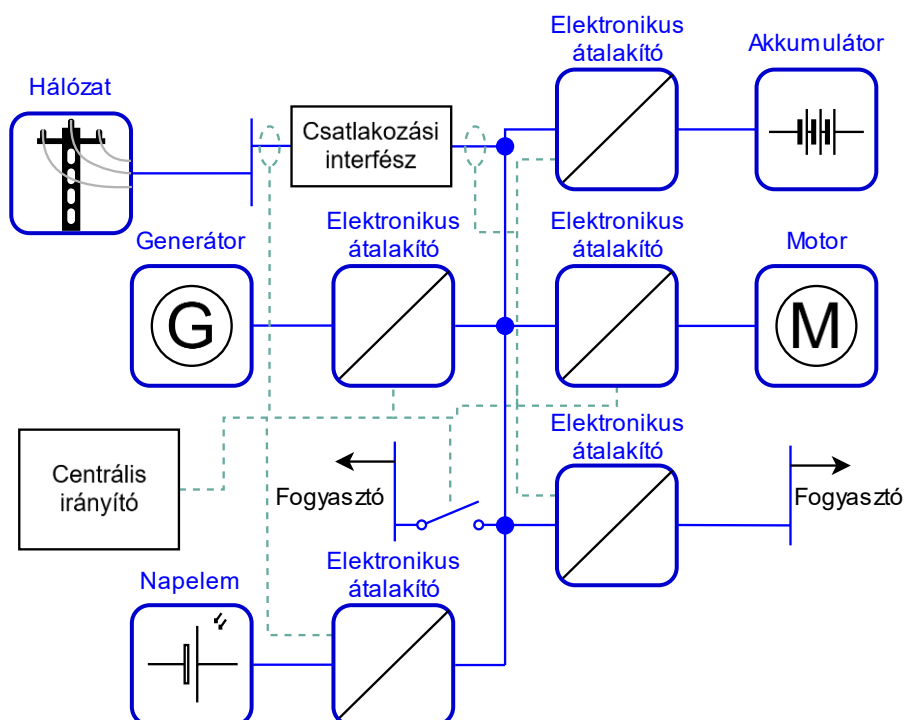
Érdekes tanulmányozni a mikro- és nanohálózatok témakörében megjelent szakirodalmakat is, mivel tulajdonképpen ezek is hibrid szünetmentes rendszerek, azonban diverz energiatermelőket és tárolókat is integrálnak. Számos kutatás jelenik meg napjainkban is ebben a témakörben, hiszen a különböző termelők integrációja a rendszerbe tudományos és mérnöki kihívásokkal jár. Fokozza a problémát az, hogy a termelőkön kívül a fogyasztók teljesítménye is dinamikusan változhat a rendszer megbízhatósága mellett. A gazdasági aspektusokat figyelembe véve meg kell fontolni, hogy éppen melyik termelő mennyi villamos energiát állítson elő, miközben minimális legyen a rendszer energiafelhasználása. Ezzel a kérdéssel az energiamenedzsment foglalkozik.

2.3.1. AC mikrohálózat koncepciók és topológiák

M. Barnes és munkatársainak 2007-es tanulmánya, a „*Real-World Microgrids – An Overview*”, úttörő jellegű kutatás volt a mikrohálózat-technológia területén, amely bemutatta a mikrohálózatok koncepcionális alapjait és elemezte azok technológiai lehetőségeit. A tanulmány átfogó képet nyújt a mikrohálózatok működéséről, hardverkomponenseiről, vezérlési stratégiáiról és részletezi a különböző működési módokat, amelyeket ezek a rendszerek képesek kezelni. Mivel a mikrohálózatok többféle energiaforrást (például nap- és szélenergiát) integrálnak, és rugalmasságot biztosítanak a helyi energiatermelés- és tárolás révén, ez a tanulmány hozzájárult a modern, decentralizált energiarendszerek alapjainak lerakásához [64].

A mikrohálózatok több topológiába sorolhatók be, elsősorban működési módjuk és konfigurációjuk alapján. Barnes és munkatársai részletesen tárgyalta a mikrohálózatok működési elveit. A mikrohálózat definíció szerint egy kis méretű, független energiarendszer, amely képes önállóan üzemelni (szigetüzemmód), de csatlakozhat a központi hálózathoz is (hálózati üzem mód). A tanulmány kiemeli, hogy ezek a rendszerek megújuló energiaforrásokkal működnek, amelyek összekapcsolhatók olyan energiátárolási lehetőségekkel, mint például az akkumulátorok. A tanulmány rámutat, hogy a mikrohálózat egyik legnagyobb előnye, hogy gyorsan képes átkapcsolni a szigetüzem és a hálózati üzem között, ami jelentősen növeli a rendszer megbízhatóságát és rugalmasságát. A 3. ábra

mutatja az általuk javasolt centralizált mikrohálózat-topológiát. Az elektronikus átalakítókat szabályozza egy centrális irányító, amely méri a csatlakozási interfész előtt és után a feszültséget és áramot.



3. ábra: Potenciális centralizált mikrohálózat-topológia

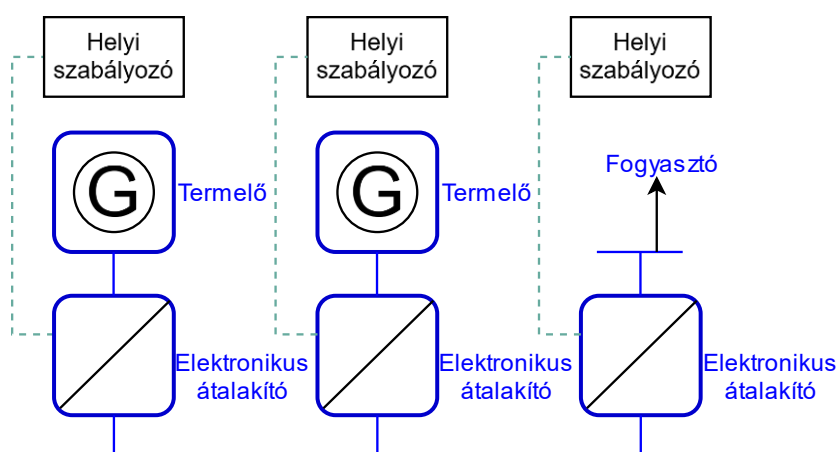
A mikrohálózat hatékony működéséhez nélkülözhetetlen a fejlett szabályozási stratégia. Bemutatásra került továbbá a droop-szabályozási stratégia is, amely lehetővé teszi az energiaforrások közötti terhelésmegosztást anélkül, hogy közvetlen kommunikációra lenne szükség. Ez a stratégia különösen hasznos szigetüzemben, amikor a rendszernek önállóan kell alkalmazkodnia a terhelés változásaihoz. A droop-szabályozási mechanizmus segítségével a rendszer képes fenntartani a stabil feszültséget és frekvenciát, anélkül, hogy a központi hálózat stabilizáló hatására támaszkodna az alacsony hálózati impedancia révén.

A tanulmány rámutatott arra, hogy a fejlett szabályozási technikák használata lehetővé teszi a mikrohálózatok számára, hogy gyorsan reagáljanak az energiaigény változásaira, ami különösen hasznos olyan környezetekben, ahol a folyamatos áramellátás kulcsfontosságú.

Barnes és munkatársai különös figyelmet fordítottak a mikrohálózat-technológia gyakorlati megvalósítására, bemutatva számos korai demonstrációs projektet. Ezek a projektek célja a mikrohálózat technológia megbízhatóságának, hatékonyságának és költségcsökkentési potenciáljának igazolása volt. A tanulmány konkrét esetekben mutatta be a mikrohálózatok alkalmazását, például távoli közösségek energiaellátásában vagy ipari létesítmények energiafüggetlenségének növelésére. A bemutatott projektek közös jellemzői voltak az energiahatékonyság növelése, a szén-dioxid-kibocsátás csökkentése és az energiaköltségek minimalizálása. A tanulmány rámutatott, hogy a mikrohálózatok nagy potenciállal rendelkeznek a városi és vidéki területek energiaellátásában egyaránt, mivel csökkentik a központi hálózatra nehezedő nyomást, és növelik a helyi energiaellátás

függetlenségét. Mindemellett azt is bemutatták, hogy a mikrohálózatok nemcsak az energiaellátás fenntarthatóságát javítják, hanem növelik az ellátásbiztonságot is. A mikrohálózatok különösen hasznosak olyan helyszíneken, ahol az energiaellátás megbízhatósága kritikus, például kórházakban, katonai létesítményekben és adatközpontokban. A tanulmány kiemelte, hogy a mikrohálózatok megújuló energiaforrások integrálásával fenntarthatóbb energiatermelést biztosítanak, és segítenek csökkenteni a fosszilis tüzelőanyagoktól való függőséget. Összességében a tanulmány mérföldkő volt a mikrohálózat technológia fejlődésében, mivel átfogó képet adott a rendszerek működési elveiről, szabályozási lehetőségeiről és gyakorlati alkalmazásáról. A centralizált szabályozó egység tehát lehetővé teszi a rendszer teljes képének átlátását, ami gyors és egységes vezérlést biztosít a teljes hálózaton belül. A központi vezérlő képes valós idejű paraméterek mérésére, így gyors reakcióidővel implementálható a szabályozás. A rendszer jelentős hátránya a magas sávzsélességű kommunikációs vonalra való támaszkodás, amelyre szükség van a vezérlési adatok továbbításához. Emellett egyetlen központi vezérlő használata sérülékennyé teszi a rendszert; a központi vezérlő vagy kommunikációs vonal meghibásodása esetén a rendszer vezérlési képessége is elveszik. Ezt Burmester és kutatótársai állítják áttekintő cikkükben [65].

A decentralizált mikrohálózat-topológiák fejlődését jelentősen befolyásolta az energia rugalmassága, fenntarthatósága és hatékonysága iránti növekvő igény. A mikrohálózatok mint lokalizált energiarendszerek, a hagyományos központosított energiarendszerek korlátainak megoldásaként jelentek meg. Lehetővé teszik a megújuló energiaforrások integrálását, fokozzák az energiabiztonságot, és platformot biztosítanak az innovatív energiagazdálkodási stratégiák számára. A decentralizált mikrohálózat, a központosított szabályozással ellentétben, minden egységet önállónak tekint, és helyi szabályozást alkalmaz. Sumarmad és munkatársai összefoglalják kutatásukban a decentralizált rendszereket (4. ábra) [66].



4. ábra: Decentralizált mikrohálózat topológia

Ebben a technikában a rendszerirányító minden egyes entitást külön-külön irányít a helyi adatok és a többi helyi irányítóval való kommunikáció alapján a globális irányítás érdekében. Ennek a vezérlési módszernek az az előnye, hogy növeli a mikrohálózat megbízhatóságát azáltal, hogy minden egység független egymástól, és felelős a saját feszültség- és

frekvenciakezeléséért. A decentralizált vezérlési technikáknál korlátozott számú helyi ügynökre van szükség, és a vezérlési döntések csak a helyi intézkedések alapján kerülnek kiosztásra. A decentralizáció mértékét a helyi irányítók intelligenciája határozza meg, amelyet a magasabb szintekről érkező utasítások végrehajtására vagy saját döntéseik meghozatalára használhatnak.

Nem lehet eléggé hangsúlyozni a szakpolitikai és szabályozási keretek szerepét a decentralizált mikrohálózatok bevezetésében. A kormányok és a szabályozó testületek egyre inkább felismerik a decentralizált energiával kapcsolatos kezdeményezések támogatásának fontosságát az energiaátalakítási célok elérése érdekében. A decentralizált megközelítésben több, egymástól független vezérlőcsomópont működik a helyi források vagy fogyasztók állapotának érzékelésére és irányítására. Ez a kialakítás nem igényel kiterjedt kommunikációs hálózatot, és robusztusabb a központosított vezérléshez képest, mivel a vezérlési feladat több ponton oszlik meg, ezáltal növelve a megbízhatóságot [65]. A decentralizált mikrohálózatok egyik fő kihívása a vezérlési stratégia. A hagyományos központosított vezérlőrendszerek hajlamosak az egyszeri hibapontokra, ami veszélyeztetheti a mikrohálózat megbízhatóságát [67]. Ezzel szemben a decentralizált vezérlési stratégiák a döntéshozatali folyamatot több egység között osztják szét, növelve a megbízhatóságot és csökkentve a rendszerhibák kockázatát [68]. A decentralizált rendszerek azonban bonyolult koordinációt vezetnek be a különböző elosztott energiaforrások között, ami teljesítménymegosztási problémákhoz és instabilitáshoz vezethet Hennane munkatársai, Mehta és Basak, szerint [69], [70]. Például a droop-szabályozási stratégiák bevezetését javasolták e teljesítménymegosztási kihívások enyhítésére, de ezek még mindig szenvedhetnek a feszültségszabályozással és a terheléselosztással kapcsolatos problémáktól Miller munkatársai, Rahimi és Ghadiriyan, szerint [71], [72].

Leal és munkatársai tanulmánya olyan decentralizált vezérlési architektúrát javasol, amely lehetővé teszi a mikrohálózatok aggregált teljesítménymenedzsmentjét. Ez az architektúra többszintű irányítási struktúrával rendelkezik, amely nemcsak az energiaelosztás optimalizálására és a stabilitás biztosítására fókuszál, hanem a költséghatékonyságot és az energiamenedzsment rugalmasságát is javítja [73].

A decentralizált mikrohálózatok ellenállóképessége is kritikus kérdés, különösen a szélsőséges időjárási események és egyéb zavarok esetén. A mikrohálózatok kulcsfontosságú előnye, hogy képesek a fő hálózattól függetlenül működni, vagy kiesések idején szigetüzemben működni; ez a függetlenség azonban a stabilitás és a megbízhatóság fenntartásával kapcsolatos kihívásokhoz is vezethet. Chalah és munkatársai hangsúlyozzák a mikrohálózatok közötti együttműködés és energiacsere fontosságát az ellenálló képesség fokozása érdekében, utalva arra, hogy a hatékony kommunikációs és koordinációs mechanizmusok létfontosságúak a sikeres működéshez [74].

A megújuló energiarendszerek telepítését ösztönző politikák, például a betáplálási tarifák és az adókedvezmények, jelentősen hozzájárultak a mikrohálózatok növekedéséhez. Ezt állítják Palm, Rosen és Madlener [75], [76]. Továbbá a helyi energiapiacok létrehozása platformot biztosított a decentralizált energiakereskedelem számára, lehetővé téve a

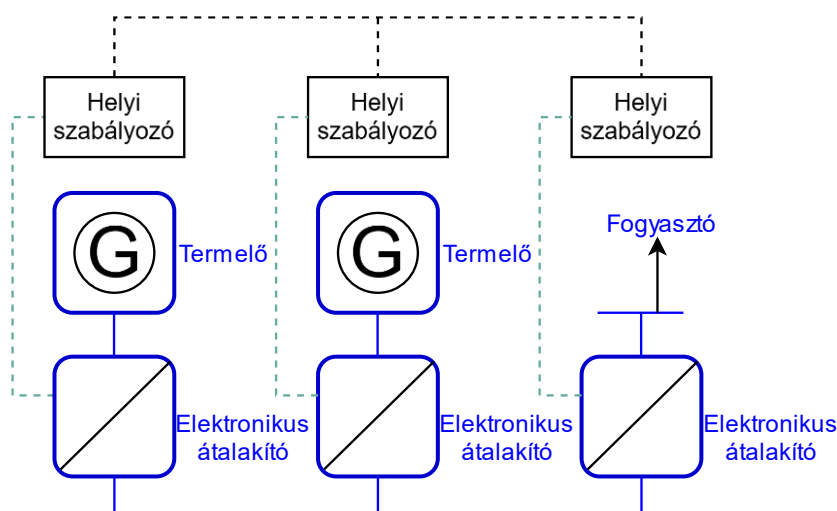
közösségek számára, hogy hasznot húzzanak a megújuló energiával kapcsolatos beruházásaikból Khan és Masood kutatása szerint [77].

Ahogy a globális energetikai környezet folyamatosan fejlődik, a decentralizált mikrohálózati topológiák jövője ígéretesnek tűnik. A különböző energiaforrásokat és tárolási technológiákat kombináló hibrid mikrohálózatokkal kapcsolatos folyamatban lévő kutatások várhatóan növelni fogják e rendszerek ellenálló képességét és hatékonyságát Vasilakis és Chartier munkatársai állítása szerint [78], [79]. Bui és Galici kutatótársai kiemelik, hogy a fejlett technológiák, például a mesterséges intelligencia és a gépi tanulás integrálása a mikrohálózatok irányítási rendszereibe tovább fogja optimalizálni az energiaelosztást és a fogyasztást [80], [81]. Ezek az innovációk lehetővé teszik majd a mikrohálózatok számára, hogy dinamikusán reagáljanak az energiakínálat és kereslet változásaira, biztosítva ezzel a megbízhatóbb és fenntarthatóbb energetikai jövőt.

A decentralizált rendszereket Yazdanian és Mehrizi-Sani is kutatták, akik tanulmányukban részletes áttekintést adnak a mikrohálózatok elosztott vezérlési technikáiról, bemutatva, hogyan alkalmazhatók különböző irányítási megközelítések az új generációs energiarendszerek optimalizálására. A kutatás hangsúlyt fektet a decentralizált vezérlés fontosságára, amely a központi irányítással ellentétben több független egység összhangját teremti meg. Ezen túlmenően az elosztott vezérlés elősegíti a kommunikációs hálózat integrációját és a rendszer gyors válaszadási képességét, különösen akkor, amikor változó energiaforrásokkal, például megújuló energiával dolgoznak. Az elemzésből kiderül, hogy a decentralizált vezérlés milyen módon növeli a mikrohálózatok rugalmasságát és alkalmazkodóképességét az energiaigények változásaihoz, hozzájárulva a rendszer stabilitásához és teljesítményéhez [82].

Az elosztott mikrohálózatok koncepciója az elmúlt években jelentős teret nyert, mivel a rugalmasabb, hatékonyabb és fenntarthatóbb energiarendszerekre van szükség. E mikrohálózatok felépítése döntő szerepet játszik teljesítményük, megbízhatóságuk és a megújuló energiaforrásokkal való integrációjuk szempontjából.

Shi és munkatársai egy olyan elosztott energiagazdálkodási rendszert fejlesztettek ki, amely optimalizálja a mikrohálózatok működését és figyelembe veszi az energiaelosztási hálózat egyedi jellemzőit és korlátait. A cikk felhívja a figyelmet arra, hogy a hagyományos, centralizált energiagazdálkodási megközelítések magas számítási erőforrásokat igényelnek, ami növelheti az üzemeltetési költségeket. A kutatók egy olyan elosztott rendszert dolgoztak ki, amely decentralizált módon kezeli az energiaforrásokat és a fogyasztást, csökkentve ezzel a központi irányítás iránti igényt. A módszert Kínában egy valós mikrohálózaton tesztelték, amely fotovoltaiikus rendszereket, szélturbinákat, dízelgenerátorokat és energiatároló rendszereket tartalmazott. A szimulációs eredmények igazolták, hogy az elosztott irányítási módszer gyorsabb válaszidővel és nagyobb hatékonysággal rendelkezik, mint a centralizált rendszerek, különösen a változó energiaforrások esetén [83]. Egy elosztott mikrohálózat topológiára az 5. ábra mutat példát.



5. ábra: Elosztott mikrohálózat topológia

Az elosztott rendszer ötvözi a decentralizált rendszerek előnyeit, ugyanakkor kommunikációt biztosít a helyi szabályozók között. Ez lehetővé teszi a vezérlési információk megosztását, így az egyes helyi szabályozók közötti koordináció révén átfogó vezérlési stratégia valósítható meg. Az elosztott vezérlés csökkenti a teljes rendszer meghibásodásának kockázatát Burmester és munkatársai szerint [65].

Chen és munkatársai egy olyan elosztott, multi-agent alapú koordinációs rendszert fejlesztettek ki, amely lehetővé teszi a mikrohálózatok autonóm működését természeti katasztrófák során. Ez a rendszer kritikus fontosságú, mivel lehetővé teszi, hogy a mikrohálózatok gyorsan átkapcsoljanak szigetüzemű működésre, amikor a főhálózat nem elérhető. A kutatók az ON/OFF állapotú vezérlési eszközöket és elosztott generátorokat alkalmaztak, hogy optimalizálják az energiaelosztást és a létfontosságú terhelések ellátását katasztrófhelyzetekben. A szimulációs eredmények azt mutatták, hogy a módszer sikeresen minimalizálja az áramkimaradásokat, miközben biztosítja a szükséges áramellátást az alapvető infrastruktúrák számára. Ez a rendszer hatékonyan enyhíti a természeti katasztrófák negatív hatásait a kritikus hálózatok fenntartásával és az energiaelosztási költségek csökkentésével [84].

2.3.2. Szabályozási szintek az AC mikrohálózatokban

A mikrohálózatok hierarchikus szabályozása a modern energiarendszerek szempontjából kritikus kutatási és alkalmazási területté vált, különösen az elosztott energiaforrások növekvő integrációja és az energiagazdálkodás nagyobb megbízhatóságának és hatékonyságának szükségessége miatt. A hierarchikus szabályozási keretrendszer jellemzően három szintből áll: elsődleges, másodlagos és harmadlagos szabályozásból, amelyek mindegyike különálló funkciókat lát el, hozzájárulva a mikrohálózatok általános stabilitásához és teljesítményéhez. Ez a struktúra lehetővé teszi a mikrohálózatok működésével kapcsolatos összetett problémák kezelésének szisztematikus megközelítését, különösen szigetüzemben, ahol a mikrohálózat a főhálózattól függetlenül működik.

Morstyn és Zhang kutatócsapatai összefoglalják a szabályozási szinteket kutatásukban. Az elsődleges szabályozási szinten a feszültség és a frekvencia szabályozására általában

droop-szabályozási stratégiákat alkalmaznak az elosztott generátorok kimeneti teljesítményének aktív teljesítményük alapján történő beállításával. Ez a módszer elengedhetetlen a teljesítményegyensúly fenntartásához és annak biztosításához, hogy a mikrohálózat dinamikusan reagáljon a terhelés és a termelés változásaira [85], [86]. A droop-szabályozási mechanizmus természeténél fogva decentralizált megközelítést biztosít, lehetővé téve az egyes generátorok számára, hogy önállóan állítsák be a teljesítményüket anélkül, hogy szükség lenne a többi egységgel való kommunikációra, ami különösen előnyös olyan forgatókönyvekben, ahol a kommunikáció veszélybe kerülhet Tinajero és munkatársai szerint [87]. Az elsődleges szabályozás azonban, bár hatékonyan kezeli az azonnali teljesítménymegosztást, nem állítja vissza a feszültséget és a frekvenciát a névleges értékre, ami szükségessé teszi a másodlagos szabályozási stratégiák végrehajtását.

Shan és Romera munkatársai foglalják össze a szekunder szabályozás célját. A másodlagos szabályozás korrigálja a feszültség és a frekvencia eltéréseit, amelyek a primer szabályozás korlátai miatt jelentkeznek. Ez a szabályozási szint jellemzően magában foglalja az egységek közötti kommunikációt az üzemi állapotokra vonatkozó információk megosztása és a beállítások összehangolása érdekében [88], [89]. Olyan technikákat, mint a konszenzus alapú szabályozás és a modell-előrejelző szabályozás (MPC), vizsgáltak a másodlagos szabályozási rendszerek teljesítményének fokozására, lehetővé téve a mikrohálózat paraméterek pontosabb szabályozását [90], [91]. A konszenzusalapú megközelítések például lehetővé teszik, hogy az elosztott generátorok közös megegyezésre jussanak a szükséges beállításokról, ezáltal javítva a mikrohálózat általános stabilitását [92], [93]. Ezen túlmenően a másodlagos vezérlés elősegítheti a fogyasztók közötti egyenrangú teljesítménymegosztást is, ami növeli a mikrohálózat rugalmasságát és rugalmasságát Voumick és munkatársai szerint [94].

A tercier szabályozási szint a mikrohálózat gazdasági optimalizálására és hosszú távú tervezésére összpontosít. Ez a szint felelős a teljes energiaáramlás irányításáért és annak biztosításáért, hogy a mikrohálózat a költségek és az erőforrás-felhasználás szempontjából hatékonyan működjön [88], [95]. A tercier szabályozási stratégiák gyakran tartalmaznak fejlett algoritmusokat, amelyek különböző tényezőket vesznek figyelembe, beleértve az energiaárakat, a kereslet előrejelzéseit és az elosztott energiaforrások működési állapotát. Például hierarchikus energiagazdálkodási rendszerek valósíthatók meg az energiaforrások ütemezésének optimalizálására, ezáltal minimalizálva a működési költségeket, miközben kielégítik a mikrohálózat energiaigényét [96], [97]. Emellett a mesterséges intelligencia és a gépi tanulási technikák integrálása a tercier szabályozásba ígéretesnek bizonyult a döntéshozatali folyamatok fokozásában és a mikrohálózatok változó körülményekhez való alkalmazkodóképességének javításában [98].

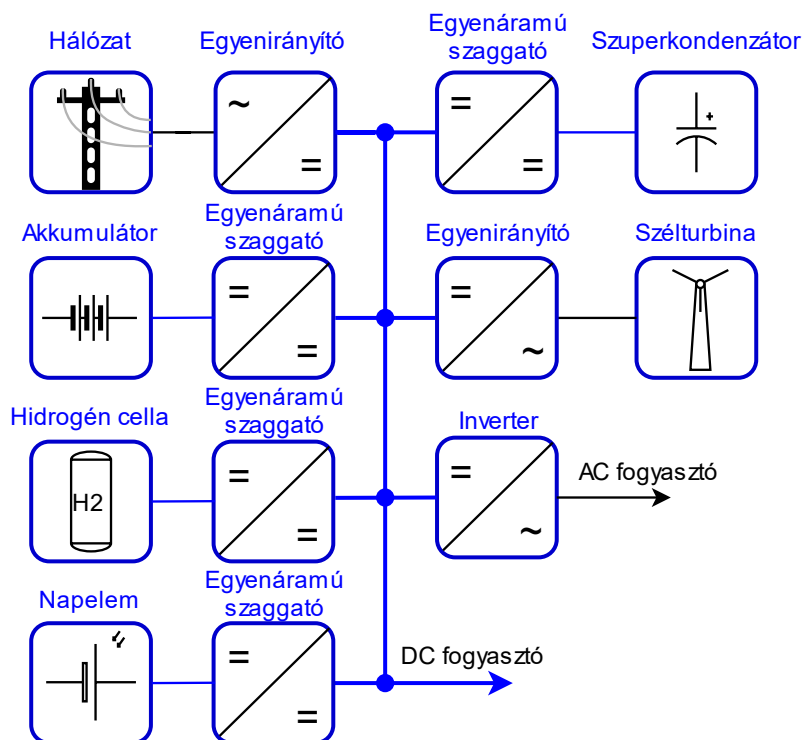
A mikrohálózatok hatékony működése szempontjából kulcsfontosságú a három szabályozási szint. Mindegyik szintet úgy kell kialakítani, hogy kommunikáljon és együttműködjön a többivel annak érdekében, hogy a mikrohálózat képes legyen reagálni mind az azonnali működési kihívásokra, mind a hosszú távú stratégiai célokra. Míg például az elsődleges szabályozás a valós idejű teljesítménymegosztást kezeli, a másodlagos szabályozás az esetleges eltéréseket korrigálja, a harmadlagos szint pedig az általános energiagazdálkodási stratégiát optimalizálja. Ez a többszintű megközelítés nemcsak a

mikrohálózat működésének megbízhatóságát és hatékonyságát növeli, hanem támogatja a megújuló energiaforrások integrációját is, amelyek gyakran mutatnak változékonyságot és bizonytalanságot a kimenetükben Ortega és munkatársainak állítása szerint [99].

Abhishek és Al-Ismail munkatársai is azt állítják, hogy a hierarchikus szabályozási keretrendszer adaptálható különböző mikrohálózat konfigurációkhoz, beleértve a váltakozó áramú, egyenáramú és hibrid rendszereket. Minden egyes konfiguráció egyedi kihívásokat és lehetőségeket jelent a szabályozási stratégiák számára. Például az egyenáramú mikrohálózatok a váltakozó áramú rendszerekhez képest eltérő szabályozási módszereket használhatnak, különösen a feszültség szabályozás és a teljesítménymegosztás tekintetében [100], [101].

2.3.3. DC mikrohálózat koncepciók és topológiák

Kétségtelen, hogy az egyenáramú (DC) mikrohálózatok számos előnnyel rendelkeznek a váltakozóáramú (AC) mikrohálózatokhoz képest, különösen a megújuló energiaforrások integrálása terén. A hagyományos váltakozóáramú rendszerekkel ellentétben az egyenáramú mikrohálózatok olyan egyedi előnyöket kínálnak, amelyek egyre vonzóbbá teszik őket a modern energetikai alkalmazásokban. Ezek az előnyök közé tartoznak a csökkentett teljesítmény-átalakítási veszteségek, az egyenáramú terhelésekkel való jobb kompatibilitás és az egyszerűsített szabályozási mechanizmusok, amelyek együttesen hozzájárulnak a különböző ágazatokban, többek között a lakossági, kereskedelmi és ipari alkalmazásokban való növekvő elfogadásukhoz, ezt több kutatócsoport is megerősíti tanulmányukban [102], [103], [104]. A DC mikrohálózat topológiáját a 6. ábra szemlélteti [105].



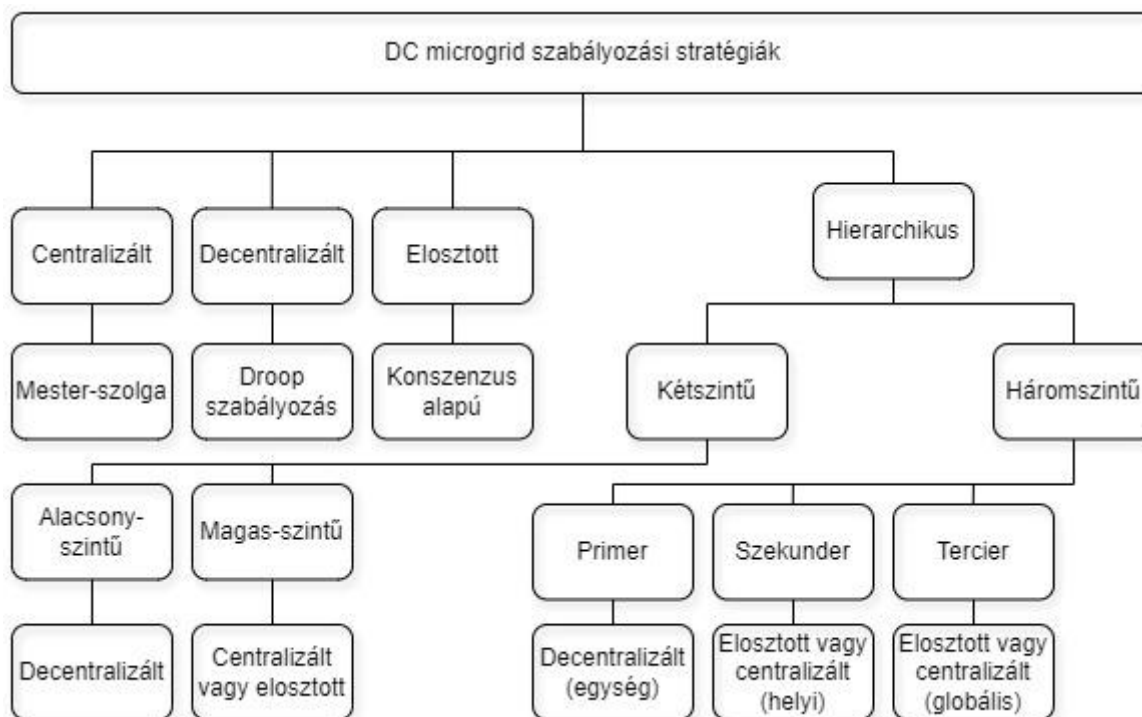
6. ábra: DC mikrohálózat topológia

Az egyenáramú mikrohálózatok egyik elsődleges előnye a megújuló energiaforrások, például a napelemes fotovoltaikus (PV) rendszerek és a szélturbinák integrálásában rejlő hatékonyságuk. Az egyenáramú mikrohálózatok megkönnyítik ezen források közvetlen csatlakoztatását a hálózathoz anélkül, hogy egyenirányításra (AC/DC) lenne szükség, ami veszteségeket és bonyolultságot okozhat [106].

Az AC mikrohálózatokhoz hasonlóan a DC mikrohálózatok is lehetnek centralizált, decentralizált vagy elosztott felépítésűek. Alapvetően a két rendszer közötti fő különbség tehát az, hogy az AC mikrohálózatok esetén a közösített hálózat váltakozófeszültségű, a DC mikrohálózatok esetén pedig egyenfeszültségű, amelyre a fogyasztók, termelők, elektronikus átalakítók csatlakoznak. A két rendszer között azonban nagyfokú eltérés van a szabályozási stratégiát illetően.

2.3.4. Szabályozási stratégiák a DC mikrohálózatokban

Modu és Campagna munkatársai is összefoglalják áttekintő kutatásukban a DC mikrohálózatok szabályozási stratégiáit, amelyek a következő 7. ábrán láthatók [105], [107].



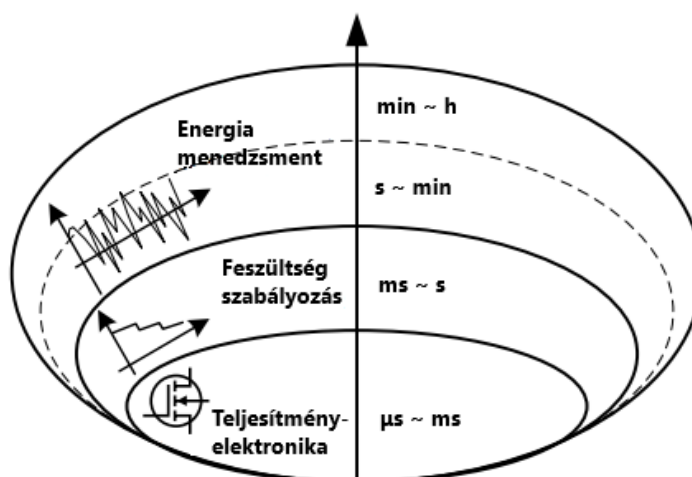
7. ábra: DC mikrohálózat szabályozási stratégiák

A szabályozási stratégiák két fő csoportra bonthatók. Az első főcsoport az alapszabályozást jelenti, amelyhez a centralizált, decentralizált és elosztott rendszerek tartoznak. Az alapszabályozás egy olyan költség-hatékony módszer, amely gyakorlatilag csak egy feszültségszabályozót tartalmaz. Ezenkívül alkalmazza a droop-szabályozást, aminek segítségével a párhuzamosan kapcsolt termelők között az áram megosztható, miközben a módszer nem igényel kommunikációt. Emiatt elmondható, hogy robusztus rendszert valósít meg, azonban a pontos feszültségszabályozási alkalmazásokhoz nem alkalmazkodik optimálisan, ezt Zhang és kutatótársai állítják [108].

A második főcsoportba a hierarchikus szabályozás tartozik, amely két alcsoportból épül fel. A kétszintű szabályozást szintén egyszerűbb megvalósítani, hiszen nem tartalmaz semmiféle gazdasági optimalizálást, energiamenedzsmentet. A háromszintű szabályozás implementálásával lehetséges az energiamenedzsment bevezetése. A három szabályozási szint célja a DC mikrohálózatokban minimálisan eltér az AC mikrohálózatokhoz képest. Itt nincs frekvenciaszabályozás, meddőteljesítmény-szabályozás. Eszerint a három szint az alábbiakat valósítja meg [107], [109]:

- Primer szabályozás: egy helyi szabályozónak felel meg, amely a mért paraméterek alapján állandó értéken tartja a DC kör feszültségét, miközben a teljesítménymegosztásról is gondoskodik,
- Szekunder szabályozás: lassabb válaszidővel kompenzálja az esetleges feszültség- és teljesítménymegosztási hibákat,
- Tercier szabályozás: nagy válaszidővel, gazdasági és energiagazdálkodási stratégiák alapján szabályozza az elektronikus átalakítókat.

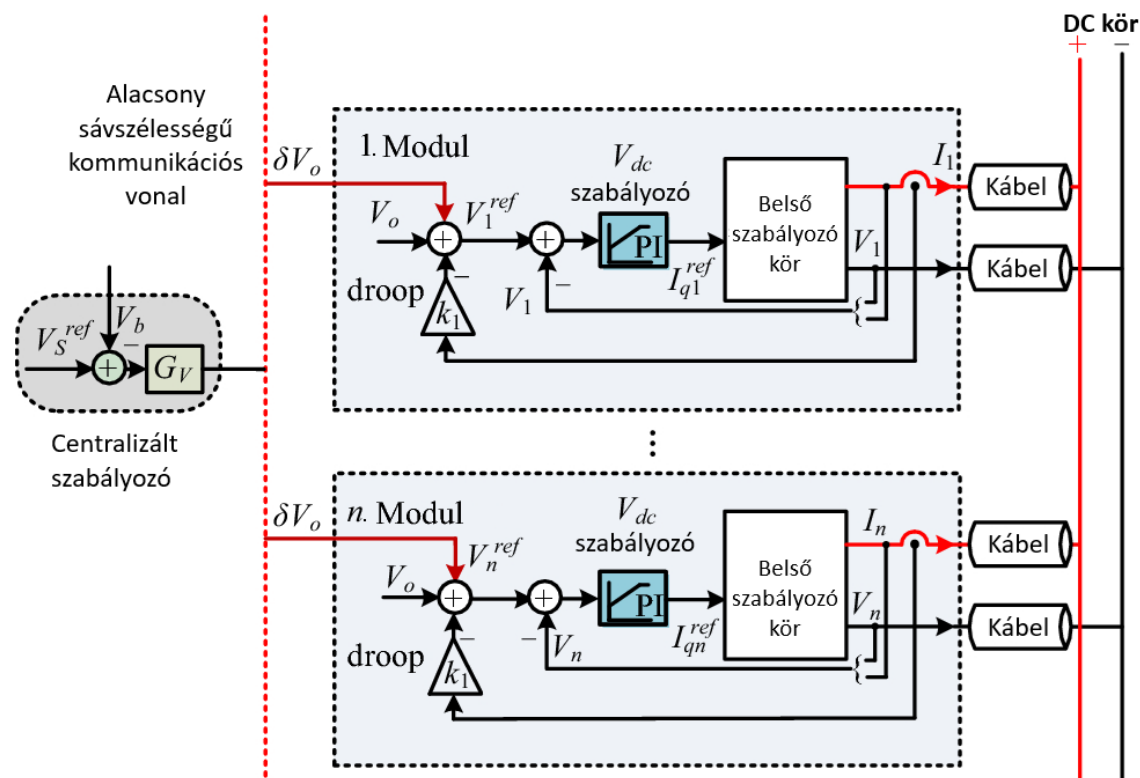
Li és munkatársai jól összefoglalják kutatásukban a reakcióidőkhöz rendelt szabályozási szinteket, amely a 8. ábrán látható [106].



8. ábra: Szabályozási szintekhez tartozó válaszidők

A DC mikrohálózatokban a központosított mester-szolga szabályozási stratégiák elengedhetetlenek az elosztott energiaforrások kezeléséhez és a stabil működés biztosításához. Ez a szabályozási architektúra magában foglal egy mester egységet, amely felügyeli több szolga egység működését, és koordinálja a feszültségszintek fenntartása, a teljesítmény hatékony megosztása és a terhelés iránti igény változásaira való reagálás érdekében végzett műveleteiket. Yang és munkatársai azt mondják, hogy a centralizált rendszerek esetén mester-szolga szabályozás valósítható meg, ahol a mester feszültségre, a szolgák pedig áramra szabályoznak [110]. Gao és munkatársai szintén ezt állítják, akik szimbolizálják a 9. ábrával, a centralizált mester-szolga szabályozási stratégiát [111]. Az ábrán látható, hogy a központ egység a feszültségalapjelből és a visszacsatolásból feszültséghibajelel állít elő és ezt a kommunikációs vonalon küldi a különböző moduloknak, elektronikus átalakítóknak. Minden egyes modul egy droop-szabályozóval, feszültséget

szabályozó PI szabályozóval és belső szabályozókörrel rendelkezik. Az egyes elektronikus átalakítók kimenete párhuzamosan a közös DC körre csatlakoznak.



9. ábra: Centralizált mester-szolga szabályozási stratégia

2.3.5. Droop-szabályozás módszere és problémái

Gao és munkatársai kutatásukban leírják, hogy a droop-szabályozás széles körben elfogadott módszer, mivel nem függ a kommunikációs vonaltól. A droop-szabályozásban az egyes termelőket úgy kezelik, mintha egy virtuális ellenállással rendelkeznének. Ez a virtuális ellenállás a feszültség és az áram közötti kapcsolatot szabályozza, hasonlóan egy valós ellenálláshoz, amely feszültségcsökkenést idéz elő a növekvő áram hatására. Ennek a virtuális ellenállásnak a beállítása meghatározza, hogy az egyes áramforrások hogyan osztják meg a teljesítményt a rendszerben. Ha az egyik forrás nagyobb áramot termel, annak a feszültsége csökken, így más források is hozzájárulnak az energiaellátáshoz [111].

Kezdetben a droop-szabályozást váltakozó áramú hálózatoknál alkalmazták, azonban jelenleg is sikeresen alkalmazzák DC mikrohálózatokban. A DC mikrohálózatok másik fő előnye itt kiemelhető, miszerint nem szükséges a meddőteljesítmény-szabályozása, csak a hatásos teljesítményre kell koncentrálni [111].

Egy másik tanulmányban Gao és munkatársai összefoglalják az egyes droop-szabályozási megoldásokat, mint például a feszültség- vagy árammódú szabályozás [112].

A DC mikrohálózatokban az egyik sarkalatos probléma a feszültségszabályozás, amely a droop-szabályozás miatt válik kritikussá. Mivel a droop-szabályozás természeténél fogva az egyes átalakítók kimeneti feszültségét, az általuk szolgáltatott áram alapján állítja be, a terhelés változása jelentős feszültségeséshez vezethet az egyenfeszültségű körben Lee és

Cho szerint [113]. Ez elfogadható határértékektől eltérő feszültség szinteket eredményezhet, amely nagymértékben befolyásolhatja a mikrohálózatokhoz csatlakoztatott érzékeny fogyasztók ellátásának minőségét. A droop-szabályozás miatt megnövekedett egyenfeszültségű kör ellenállása súlyosbíthatja ezeket a feszültség ingadozásokat, ami további instabilitáshoz vezethet a rendszerben, Li kutatása alapján [114].

Az elektronikus átalakítók kimeneti feszültségeinek eltérései azonban egyenlőtlen árammegosztáshoz vezet Matchkolaei és munkatársai szerint [115]. Hleihe és kutatótársai hozzátették, hogy az árammegosztás pontatlansága miatt egyes átalakítók túlterhelődhetnek, míg mások névleges teljesítmény alatt működnek, amely csökkent hatékonyságot és a túlterhelt egységek fokozott degradációját eredményezheti [116]. A pontos árammegosztás biztosításának kihívása különösen nagy ellenállású rendszerekben lép fel, vagy még akkor is nehézkes, ha az átalakítók az egyenáramú körhöz képest különböző távolságban helyezkednek el, tehát érzékeny a vezetékek impedanciájára Bunker és Weaver szerint [117].

A droop-szabályozott rendszerek tranziensválasza lassú, különösen a terhelés vagy a termelés hirtelen változásai során. Ez az egyenáramú kör feszültségének oszcillációjához vagy instabilitásához vezethet, ami további szabályozási intézkedéseket tesz szükségessé a stabilitás biztosítása érdekében Golsorkhi és Lu állítása szerint [118]. Saravi és munkatársai még azt is kimutatták, hogy a droop-szabályozással járó időkéseletetés tovább nehezítheti a rendszer képességét, hogy gyorsan reagáljon a dinamikus változásokra, ami tranziens események során nemkívánatos feszültségcsúcsokat vagy -letöréseket eredményezhet [119].

A droop együtthatók pontos beállításának szükségessége minden egyes átalakító esetében a kívánt stabilitás elérése érdekében kihívást jelenthet, különösen a különböző átalakítókkal és változó terhelési profilokkal rendelkező rendszerekben [120]. Ghanbari és Bhattacharya azt mondja, hogy a droop-szabályozású átalakítók és más szabályozási stratégiák, például a szekunder szabályozás közötti összefüggés bonyolíthatja a teljes szabályozási rendszert, és gondos egybehangolt működést igényel az optimális teljesítmény biztosítása érdekében [121].

A droop-szabályozás tehát negatívan befolyásolhatja a mikrohálózatokon belüli villamosenergia-ellátás minőségi mutatóit. A droop-szabályozás által okozott feszültség ingadozások megnövekedett teljes harmonikus torzításhoz (THD) és más minőségi problémákhoz vezethetnek, ami befolyásolhatja a mikrohálózatokhoz csatlakoztatott érzékeny elektronikus eszközök stabilitását Lasabi és munkatársai szerint [122]. Li és kutatótársai hozzátették, hogy a hagyományos droop-szabályozás nem képes megfelelően kezelni ezeket a minőségi problémákat, szükségessé teszi olyan továbbfejlesztett szabályozási stratégiák kifejlesztését, amelyek enyhíthetik ezeket a problémákat, miközben fenntartják a droop-szabályozás előnyeit [123].

Lyu és kutatótársai azt állítják, hogy az adaptív droop-szabályozás egy fejlettebb szabályozási stratégia, amely javítja az előbb felsorolt instabilitásokat, minőségi mutatókat. Az adaptív szabályozás lényege, hogy a droop együtthatókat dinamikusan, valós időben állítja a rendszer például az akkumulátor töltöttségi szintje vagy a terhelés függvényében [124]. Qu és munkatársai megerősítik, hogy az adaptív technológia a DC feszültség stabilitását javítja, elfogadható határértéken belül tartja a feszültség szinteket [125].

Reddy és munkatársai szerint különösen fontos az adaptív szabályozás okozta flexibilitás, főleg olyan esetekben, ahol a megújuló energiaforrások nagy változékonyságot képviselnek, mint például a napelemes energiatermelés [126].

Jelenleg is nagy problémával bírnak ezen adaptív rendszerek a nagy komplexitásának köszönhetően. Li és munkatársai azt írják kutatásukban, hogy az adaptív droop-szabályozás megvalósítása további bonyolultságot hoz a szabályozási rendszerbe. A droop együtthatók valós idejű felügyeletének és beállításának szükségessége precíz algoritmusokat igényel, és szükségessé teheti a fejlett technológiák, például a mesterséges intelligencia vagy a gépi tanulás integrálását. Ez a komplexitás megnehezítheti a rendszer tervezését, megvalósítását és karbantartását [127]. Bár az adaptív droop-szabályozás célja a stabilitás növelése, az adaptív paraméterek nem megfelelő beállítása a rendszerben oszcillációhoz vagy instabilitáshoz vezethet. Ha a droop együtthatók beállításai túl dinamikusnak vagy rosszul kalibráltak, a mikrohálózat feszültségingadozást és csökkentett ellátási minőséget eredményez. A stabilitás biztosítása a szabályozási paraméterek gondos mérlegelését és alapos tesztelést igényel különböző működési körülmények között [128].

2.3.6. Tercier szabályozás - energiamenedzsment

A mikrohálózatok tercier szabályozáshoz tartozó energiamenedzsment rendszere kulcsfontosságú az elosztott energiaforrások működésének optimalizálásában, valamint a minőségi energiaellátás biztosításában. Az energiamenedzsment fő feladata, hogy felügyelje a rendszer fogyasztását és termelését, valamint szabályozza azokat. Aghmadi és Molu is azt állítják, hogy az energiamenedzsment megkönnyíti a diverz energiaforrások integrálását a mikrohálózatokba, beleértve a hagyományos generátorokat és megújuló energiaforrásokat egyaránt [129], [130]. Sandeep kutatócsapata tanulmányukban definiálja a mikrohálózatokban alkalmazott energiamenedzsment elsődleges célját [131]. Azt írják, hogy a költségek minimalizálása és a megújuló energiák hasznosításának maximalizálása a cél. Yusobov és munkatársai másodlagos célnak azt tartják, hogy a feszültséget és AC mikrohálózatok esetén a frekvenciát is stabilizálja az energiamenedzsment [132]. Ghosh és munkatársai kiemelik, hogy a tercier szabályozás magában foglalja az energiatároló rendszerek működésének irányítását, amely csúcsidőszakban a termelt többletenergiát tárolja, termelés hiányának esetén pedig felszabadítja a hiányzó energiamennyiséget [102].

Az energiamenedzsment a mikrohálózatokon belüli fogyasztáskezelésben és a keresletre való reagálásban is fontos szerepet játszik. Az energiafogyasztási mintákra vonatkozó valós idejű adatok elemzésével a menedzsment olyan stratégiákat hajthat végre, amelyek a csúcskereslet időszakában a fogyasztást átcsoportosítják vagy csökkentik, ezáltal csökkentve a rendszerre nehezedő stresszt és optimalizálva az erőforrások kihasználását Chekira és kutatótársai szerint [133].

Az energiamenedzsment hozzájárul a mikrohálózatok gazdaságos üzemeltetéséhez az energiaforrások felhasználásának optimalizálásával és a működési költségek minimalizálásával. A megújuló energiaforrások használatát előtérbe helyező és a fosszilis tüzelőanyagoktól való függőséget csökkentő stratégiák megvalósításával az energiamenedzsment hozzájárulhat a fogyasztók energiaköltségeinek csökkentéséhez [134]. Emellett az energiatároló rendszerek működésének optimalizálásával a menedzsment

csökkentheti az energiabeszerezéssel kapcsolatos költségeket és javíthatja a mikrohálózat általános pénzügyi teljesítményét [116].

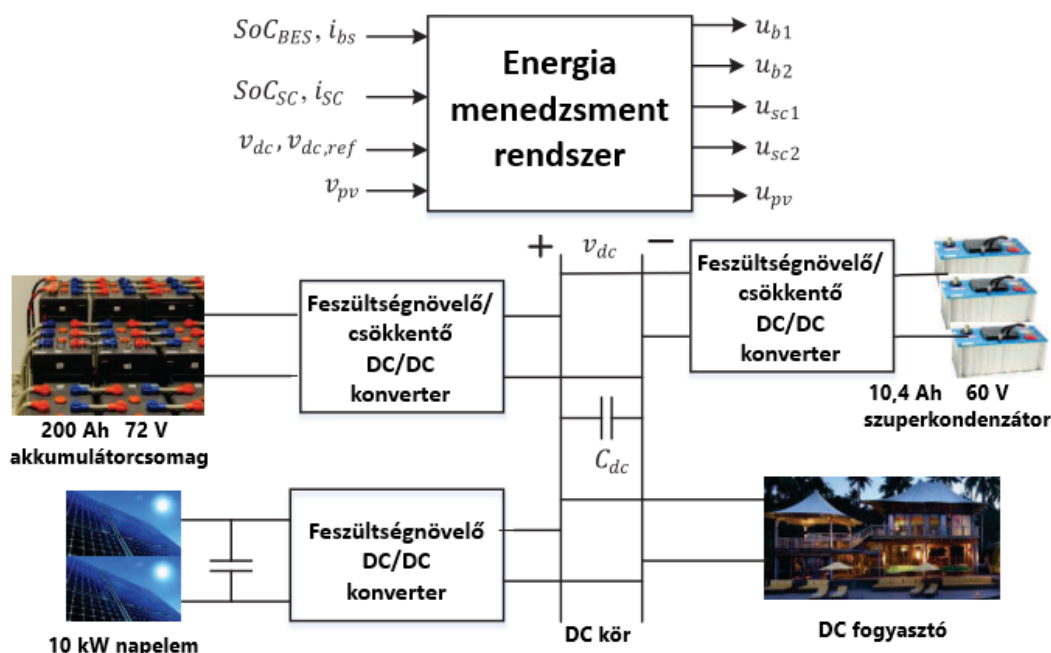
Az online energiagazdálkodás jelentős szempontja az akkumulátorok degradációjának figyelembevétele. Li és munkatársai kiemelik az akkumulátorok degradációs modelljeinek az energiagazdálkodási rendszerbe való beépítésének fontosságát annak biztosítása érdekében, hogy az üzemeltetési stratégia gazdaságos maradjon az akkumulátor élettartama alatt [106]. Az akkumulátor állapotának és teljesítményének folyamatos nyomon követésével a rendszer megalapozott döntéseket hozhat a töltési és kisütési ciklusokkal kapcsolatban, ezáltal meghosszabbítva az akkumulátor élettartamát és csökkentve a költségeket.

Az akkumulátorok költségei mellett az elektronikus átalakítók gazdasági hatásai is jelentősek. Wei és munkatársai vizsgálják a kétirányú, aktív egyenirányítók dinamikus átalakítási hatásfokát a hibrid mikrohálózatokban. Kimutatták, hogy ezek a hatásfokok nagymértékben befolyásolhatják a teljes működési költségeket [135]. Az átalakítók teljesítményének optimalizálása kulcsfontosságú az energiaveszteségek minimalizálásához és annak biztosításához, hogy a mikrohálózat a gazdasági korlátok között működjön.

A megújuló energiaforrások integrálása további összetett problémákat vet fel az energiagazdálkodásban, mivel ezek a források időjárásfüggők, időszakosak. Qian és munkatársai kiemelik az elosztott energiaforrások integrálásával kapcsolatos kihívásokat, valamint a költséghatékony energielosztás elérése érdekében a valós idejű feltételekhez alkalmazkodni képes robusztus energiamenedzsment szükségességét. Ez az alkalmazkodóképesség elengedhetetlen a megújuló energiatermeléssel kapcsolatos változó költségek kezeléséhez és annak biztosításához, hogy a mikrohálózat gazdaságilag életképes maradjon [136].

Az optimalizációs algoritmusok alkalmazása a mikrohálózatok energiagazdálkodásának másik kritikus szempontja. Khan és kutatótársai például olyan többcélú stratégiát javasolnak, amely a megújuló energiaforrásokon alapuló költséghatékony megoldásokra összpontosít, hangsúlyozva a különböző termelőegységek közötti hatékony ütemezés és koordináció szükségességét [137]. Az ilyen stratégiák jelentősen csökkenthetik az üzemeltetési költségeket, miközben növelik a mikrohálózat megbízhatóságát és hatékonyságát.

Ghosh és munkatársai egy olyan innovatív szabályozási stratégiát mutatnak be, amely kettős energiatároló rendszert használ a DC mikrohálózatokban, különösen az akkumulátoros energiatároló rendszer és a szuperkondenzátorok kombinációját. Ez a szabályozási stratégia egy energiamenedzsment rendszert alkalmaz, amely dinamikusan beállítja a mikrohálózatokban található szabályozók alapjelét, ezáltal biztosítva a hatékony energiaáramlást és a rendszer megbízhatóságát [102]. A cikkükben bemutatott rendszer a 10. ábrán látható.



10. ábra: Akkumulátorral és szuperkondenzátorral ellátott DC mikrohálózat és energiamenedzsment rendszere

A kutatók közvetett módon PI szabályozóval állítják be a DC kör feszültségét, ahol az elosztott termelők kimeneti áramát szabályozzák. Az energiamenedzsment a rendszerükben úgy működik, hogy az energiafelesleget az energiahiány felé irányítja, miközben a rendszer stabilitását is biztosítja. Az algoritmus a napelemek, akkumulátorok, szuperkondenzátorok állapota alapján dönt az energiaáramlásról. Az energiamenedzsment azonban nem veszi figyelembe a gazdasági aspektusokat, modelleket.

Samende és Akpolat kutatótársai szerint a mikrohálózatok gazdasági elemzését el kell végezni, amely kiterjed a rendszerhez kapcsolódó üzemeltetési költségekre is. A jól megszervezett energiamenedzsment jelentős megtakarításokat eredményezhet a megújuló erőforrások felhasználásának optimalizálásával és a drága hálózati villamos energiától való függés minimalizálásával. A kutatások kimutatták, hogy a fejlett energiagazdálkodási stratégiák, beleértve a prediktív algoritmusokat és a valós idejű felügyeletet, növelhetik mikrohálózatok működési hatékonyságát [138], [139].

A mikrohálózatok üzemeltetési költsége és a felhasznált villamos energia LCOE-ja nagymértékben függ az akkumulátortechnológia költségétől és az energiamenedzsment hatékonyságától. Li és szerzőtársai kutatásukban bemutatnak egy matematikai modellt az energiamenedzsment rendszerükhöz, amely figyelembe veszi az akkumulátor degradációs költségeit. A menedzsment célja, hogy optimalizálja az energiatároló rendszer működését, minimalizálva az üzemeltetési költségeket és az akkumulátor degradációját [106]. Kutatásuk azonban nem tér ki az elektronikus átalakítók LCOE-jára, amely tehát figyelembe venné az egyes rendszerelemek teljes életciklusára vonatkoztatott költséget, beleértve az üzemeltetési költségeket is.

Opathella és munkatársai olyan optimalizálási modellt dolgoztak ki, amely figyelembe veszi az energiatárolóeszközök, például akkumulátorok, illetve a különböző

generátoregységek telepítési és működtetési költségeit, hogy a mikrohálózat működése a lehető leggazdaságosabb legyen. A kutatás során matematikai formulát fejlesztettek ki, amely az ilyen rendszerek összköltségét minimalizálja, és egy olyan hosszú távú gazdasági stratégiát ajánl, amely figyelembe veszi a beruházási költségeket és az üzemeltetési hatékonyságot. A kutatók megállapították, hogy az energiatárolók optimális helyszínének kiválasztása is jelentős hatással van a költségekre és a rendszer teljesítményére. Ha a tároló eszközöket stratégiaileg megfelelő helyen telepítik, a rendszer veszteségei csökkennek, ami szintén hozzájárul a gazdasági hatékonysághoz. Kutatásuk azonban a hálózati energiaárat nem vette figyelembe, mivel szigetüzemű mikrohálózatok esetén készítették esettanulmányt [140].

Lorestani és szerzőtársainak tanulmánya részletesen foglalkozik a mikrohálózatok működésének optimalizálásával különféle topológiák és szimulációk alapján, hogy minimalizálja az energiarendszer teljes költségét. Az elemzés célja, hogy feltárja az optimális méretű és elhelyezkedésű akkumulátorok, inverterek és egyéb kulcsfontosságú komponensek kombinációit, amelyek a költséghatékonyság maximalizálását és a megbízhatóság növelését szolgálják. A tanulmány eredményei rávilágítanak arra, hogy a megfelelő konfigurációk kiválasztása miként csökkentheti a beruházási és üzemeltetési költségeket egy szigetüzemű mikrohálózat esetében, ahol a hálózati kapcsolódás hiánya miatt a költségoptimalizálás különösen fontos [141].

Ahmad és munkatársainak tanulmánya kulcsfontosságú. A cikk átfogó áttekintést ad a mikrohálózatok energiamenedzsmentjének és irányításának legújabb stratégiáiról, kiemelve azokat a módszereket, amelyek segítségével a mikrohálózatok költséghatékonyabbá és fenntarthatóbbá tehetők. Az optimalizálási algoritmusok és a valós idejű szabályozás alkalmazása különösen fontos a mikrohálózat stabilitásának és hatékonyságának fenntartása érdekében, főként akkor, ha ezek a rendszerek nagymértékben függenek a megújuló energiától és energiatárolási rendszerektől. Kiemelik továbbá az energiamenedzsment három fő szakaszát, amelyek a következők [142]:

- Előrejelzés: az időhorizontok és előrejelzési módszerek (klasszikus és intelligens) segítségével a mikrohálózatok előrejelezhetik a szükséges energiaigényt és a megújuló források termelését. Az előrejelzés pontosságát különféle mutatók mérik, mint például a közepes abszolút hiba (Mean Absolute Error, MAE) vagy a közepes négyzetes hiba (Mean Squared Error, MSE),
- Energiamenedzsment optimalizálása: ebben a szakaszban különböző módszereket használnak (például matematikai vagy metaheurisztikus algoritmusok) a mikrohálózat optimális működésének elérésére, figyelembe véve az olyan célokat, mint az üzemeltetési költségek csökkentése, az akkumulátor degradáció minimalizálása és a profit maximalizálása kereskedelem révén.
- Valós idejű szabályozás: a feszültség és AC mikrohálózatokban a frekvencia szabályozásával, teljesítménymegosztással, valamint a rendszer átmeneti szabályozásával foglalkozik, amely kitér a rendszer bizonyos üzemmódjaira. Ez biztosítja a mikrohálózat stabil működését, és lehetővé teszi, hogy gyorsan reagáljon az igények és források változásaira.

2.3.7. Nanohálózat

Érdemes röviden kiemelni a nanohálózatokat is. A nanohálózatok is hasonló topológiával, szabályozási szintekkel, energiamenedzsmenttel rendelkeznek, mint a mikrohalozatok, azonban kisebb teljesítménykategóriába tartoznak. Számos kutatásban megfigyelhető, hogy nagyjából 24 V-os és 48 V-os feszültségű hálózatot alakítanak ki, de létezik akár 750 V-os egyenfeszültségű hálózat is Sulaeman és szerzőtársai kutatásában [143].

Egy fontos áttekintő tanulmány a nanohálózat koncepció kapcsán Burmester és munkatársainak kutatása. Ebben a cikkben a csapat azzal foglalkozik, hogyan válhatnak a nanohálózatok életképes alternatívává a hagyományos központi energiatermeléssel szemben, különösen a távoli közösségek számára. A tanulmány részletesen tárgyalja a nanohálózat struktúrákat, definiálja a nanohálózatok fogalmát, és bemutatja a szabályozási topológiákat, valamint a kis léptékű, megújuló energiaforrásokra épülő energiatárolási és elosztási lehetőségeket. A kutatás kiterjed a nanohálózatok összekapcsolhatóságára, amelyek révén mikrohalozatok hozhatók létre, és ezzel további rugalmasságot biztosítanak a helyi hálózatoknak [65].

Történelmileg a nanohálózatok fejlődése a mikrohalozatok szélesebb körű fejlődéséhez vezethető vissza, mivel az energia rugalmasságának és fenntarthatóságának fokozására szolgáló megoldásként jelent meg. A mikrohalozatok nagyobbak, mint a nanohálózatok, és több épületet vagy közösséget is képesek ellátni, míg a nanohálózatok jellemzően egyetlen épületre vagy létesítményre korlátozódnak. A mikrohalozatokról a nanohálózatokra való áttérés azt tükrözi, hogy egyre inkább felismerik az önállóan működő, lokalizált energiamegoldások iránti igényt, különösen a távoli vagy alulellátott területeken. Ezt az elmozdulást a megújuló energiával kapcsolatos technológiák, az energiatároló rendszerek és az intelligens hálózati technológiák fejlődése ösztönözte, amelyek lehetővé tették olyan kisebb méretű energiarendszerek telepítését, amelyek hatékonyan képesek kielégíteni a helyi energiaigényeket, Abbas és munkatársai szerint [144].

Graillet és szerzőtársai kutatása rávilágít az elektromos járművek mobil energiatároló egységként való integrálására, amely új utakat nyitott a nanohálózatok rugalmasságának fokozására. A Vehicle-to-grid (V2G) technológia lehetővé teszi, hogy az elektromos járművek a csúcskereslet idején a tárolt energiát visszatöltsék a hálózatba vagy a nanohálózatokba, tovább stabilizálva ezzel az energiaellátást. Azt is mondják, hogy a nanohálózatok jövőjét valószínűleg az energiatechnológiák folyamatos innovációi, valamint a fenntarthatóság és a rugalmasság egyre nagyobb hangsúlyozása fogja alakítani [145].

Santoro és munkatársai két cikkükben is áttekintően bemutatják a nanohálózatok topológiáját és a hozzá tartozó szabályozásokat, menedzsmentet és elektronikus átalakítókat [146], [147]. Összehasonlítják a különböző rendszerek előnyeit és hátrányait, mind a DC, AC, mind a hibrid konfigurációkban.

3. HIBRID NAPELEMES SZÜNETMENTES RENDSZER

3.1. Bevezetés

Napjainkban egyre növekvő igénnyel létesítenek napelemes rendszereket a háztartásokban, a kisebb üzemekben, akár a nehéziparban is a fenntarthatóság jegyében. Hazánkban a hibrid napelemes rendszerek eddig nem voltak népszerűek, most azonban a bruttó elszámolás következtében ez megváltozott. A szaldó elszámolásban a hálózat, mint energiatárolóként működött. A bruttó elszámolásban az energiatárolók alkalmazása és optimalizált méretezése is ugyan többletberuházási költséget okoz, ellenben kisebb megtérülési időt eredményezhet. Az iparban is inkább a hálózatsatolt rendszereket részesítik előnyben, energiatárolók alkalmazása nélkül, ahol sztring vagy centrális invertereket létesítenek. Energiatárolókat inkább kiegyenlítőenergia-szabályozásra vagy csúcslevágásra építenek be, ahol az előbbivel a hálózati frekvenciát lehet stabilizálni, az utóbbival pedig a csúcsterhelések esetén létrejövő többletköltséget lehet csökkenteni. Szünetmentes rendszerek létesítésekor is akkumulátorokat építenek be a rendszerbe, amelyet egy hálózati akkumulátortöltő lát el energiával és az akkumulátor egyenfeszültségéből az inverter állít elő váltakozó feszültséget a kritikus fogyasztók számára. Számos létesítményben a napelemes és a szünetmentes rendszer egyszerre létezik, azonban nem kombinálják őket, nem használják ki az ebből származó előnyöket, hanem különálló rendszerként vannak jelen. A napelemes rendszer és a szünetmentes tápegység közbenső egyenáramú körének összekapcsolásával például megspórolható egy hálózati akkumulátortöltő.

A szisztematikus irodalomkutatásból megállapítható, hogy a mikro- és nanohálózatok létezése oldja meg a fentebb említett problémát, például kombinálja a különálló napelemes rendszert a szünetmentes rendszerrel. A mikro- és nanohálózatok azonban számos, különféle, diverz termelő van jelen, mindemellett autonóm rendszereknek definiálják. Kevesebb elektronikus átalakító és termelő esetén inkább csak hibrid szünetmentes rendszerekről beszélhetünk. A szünetmentes rendszerek esetén nem szükséges a diverz energiatermelés, hiszen nem autonóm rendszereket alkotnak, csak bizonyos ideig látja el villamos energiával a kritikus fogyasztókat. A szakirodalom szerint egy termelő vagy elektronikus átalakító esetén nincs szükség droop-szabályozásra, ellenben már alkalmazni kell ezt a fajta szabályozási stratégiát. Mint már azt az irodalomkutatásban kiemelttem, a droop-szabályozás különösen a nemlineáris termelők esetén instabillá válhat. Ilyenkor az adaptív szabályozásnak lehet az előnyeit kihasználni, azonban instabilitási problémákhoz vezethet, a droop együtthatók dinamikus változtatására szükség van, komplex rendszert képez, az egyszerű hibrid szünetmentes rendszerből. Mindemellett feszültségváltozást is okoz a rendszerben. Kevesebb egységből álló rendszerhez a centralizált szabályozási topológia alkalmazkodik gazdaságosan. Centralizált rendszerek esetén is alkalmazható a droop-szabályozás, ahol a központi szabályozó szolgáltatja a feszültség hibajelet és az egyes elektronikus átalakítók eszerint szabályozzák a teljesítményüket. A kutatási eredményekből az is megállapítható még, hogy a primer szabályozási szintet alkalmazzák a

teljesítménymegosztásra az elektronikus átalakítók között, amelynek a hibáit a másodlagos szabályozási szint kompenzálja lassabb válaszütemmel.

Meglátásom szerint olyan szabályozást érdemes alkalmazni kisebb rendszerek esetén, amely elhanyagolja a hagyományos droop-szabályozást. Úgy gondolom, hogy a már meglévő, régebbi szünetmentes rendszereket azért nem éri meg lecserélni, hogy kombinálják a napelemes rendszerrel, a megtérülése nem biztosított ilyenkor. A régi rendszerek tirisztoros egyenirányítókat alkalmaznak egyenirányításra, amely hálózati zavarokat, torzításokat okoz. Ennek ellenére több korszerű tanulmány is azt állítja, hogy nagyáramú alkalmazásokban a használatára még mindig van igény [148], [149]. Régi szünetmentes rendszerekhez is illeszthető fizikailag a napelemes rendszer, azonban ekkor már a kombinált rendszer szabályozására szükség van.

Összességében ezért olyan új szabályozási stratégiára van szükség, amely régebbi (tirisztoros egyenirányítós) szünetmentes rendszerek és újonnan létesített napelemes rendszerek kombinálása esetén képes a teljes rendszert szabályozni, azaz a teljesítménymegosztást és feszültség-szabályozást droop-szabályozók alkalmazása nélkül. Továbbá ne legyen szükséges külön primer és szekunder szabályozási szinteket kialakítani. Így tehát a kutatáshoz kapcsolódó hipotézisem az alábbi.

Hipotézis: olyan centrális, droop-szabályozás nélküli hibrid szünetmentes rendszer valósítható meg, amely egyszerre képes a közbenső egyenáramú kör feszültségét és a teljesítménymegosztást is szabályozni, miközben ellátja a kritikus fogyasztókat, különböző üzemiállapotok esetén.

3.2. Anyagok és módszerek

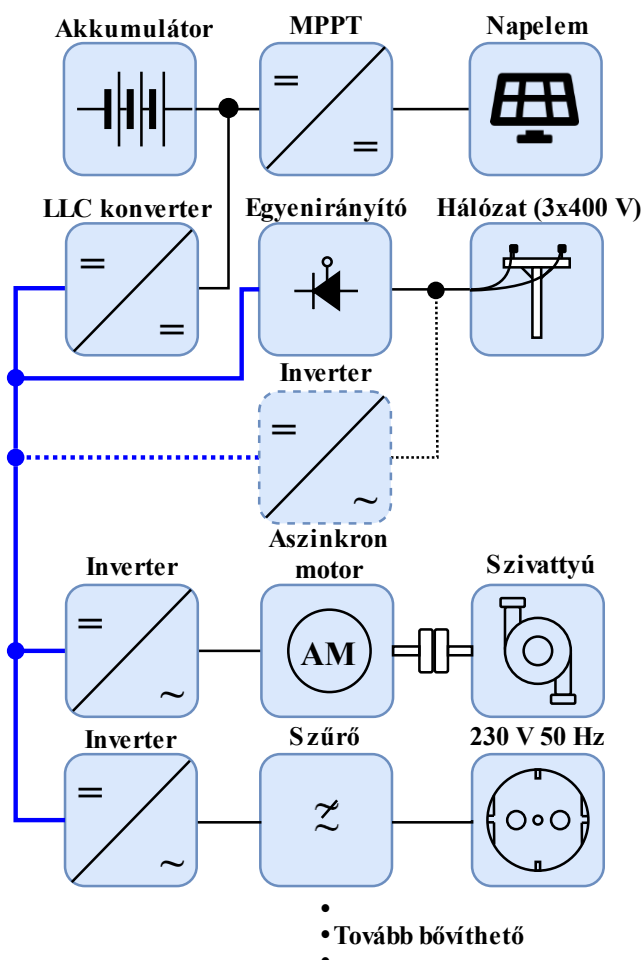
3.2.1. Rendszer topológia

Az alábbiakban bemutatásra kerül egy olyan rendszerkonfiguráció, amelyhez droop-szabályozás nélküli, centrális szabályozási stratégia illeszthető. Olyan topológiát dolgoztam ki, amely gazdasági aspektusokat is figyelembe véve az elektronikus átalakítók számának minimalizálására is fókuszál. A rendszerrel szemben támasztott főbb követelmények az alábbiak:

- Univerzálisan kisteljesítménytől, nagyteljesítményig alkalmazható legyen kisebb változtatások elérésével.
- A napelem a lehető legnagyobb hatásfokkal töltse az akkumulátorokat, vagy lássa el a fogyasztókat.
- Az akkumulátort csak a napelem töltse, így csökken a rendszer beruházási költsége.
- A napelemek teljesítményét és az akkumulátor kapacitását úgy kell méretezni, hogy lehetőleg ne legyen szükséges visszatáplálni a hálózatba, ezzel is csökkentve a megtérülési időt; azonban opcionálisan hálózati inverter rendelkezésre álljon.
- A napelem sztring feszültség-szintje eltérhessen a közbenső egyenáramú kör feszültségétől, így kis darabszámú napelem panelekből épített sztring is létesíthető, ehhez DC/DC konverter szükséges.

- A közbenső egyenáramú kör feszültsége minimálisan változzon dinamikus teljesítményfelvételek és áramszünetek esetén.
- A szünetmentes tápegység kimenetén a feszültség és áram teljes harmonikus torzítás a lehető legkevesebb legyen, de nem több, mint az MSZ-EN 50160 szabványban megfogalmazott értékek.
- A közbenső egyenáramú kört tápláló DC/DC konverter kimeneti áramának és az egyenirányító kimeneti áramának a hányadosa (a továbbiakban zöldáram-hányados) változtatható legyen, így az akkumulátorból felvett teljesítmény és a hálózatról felvett teljesítmény hányadosa beállítható (0-100% között). Így lehetőség van a fogyasztók ellátására szimultán az akkumulátorról (napelemről, ha van elegendő fényintenzitás) és a hálózatról.
- A rendszertopológia úgy épüljön fel, hogy droop-szabályozás nélküli és centralizált legyen.
- A rendszer szabályozható legyen analóg kezelőfelületről és akár mesterséges intelligencián alapuló, távolról elérhető felületről.
- Az akkumulátorok típusa tetszőleges legyen (Li-ion, LiFePo4, ólomsavas stb.).

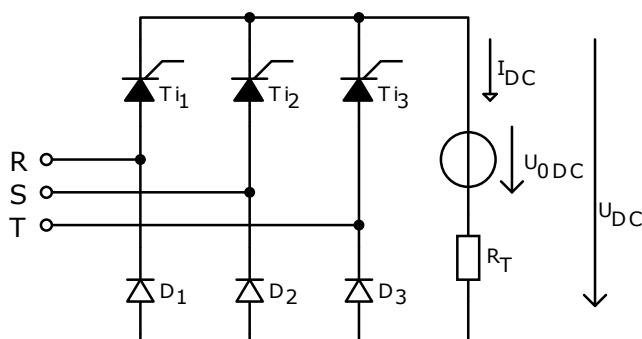
A kitűzött célokat és követelményeket a 11. ábrán látott topológia képes megvalósítani. Az ábra egy példát is mutat egyben. A szünetmentes tápegység egyfázisú 230 V-os váltakozó feszültséget állít elő, továbbá a szünetmentes aszinkron motorhajtás egy szivattyút hajt meg. A napelem MPPT szabályozóval tölti az akkumulátorokat. A DC/DC konverter (LLC konverter) az akkumulátor feszültségét (24 V, 36 V, 48 V stb.) a kívánt értékre növeli. Az LLC konverter szerepét a topológiában és a konverter működését az 1. melléklet mutatja be teljeskörűen. Amennyiben 230 V U_{AC} kimeneti feszültség szükséges, úgy min. 340 V U_{DC} egyenfeszültség előállítását biztosítani kell az LLC konverternek és az egyenirányítónak is. 400 V U_{AC} kimeneti feszültség esetén pedig minimum 570 V U_{DC} feszültséget szükséges létrehozni. A 3F2U6Ü félig-vezérelt tirisztoros egyenirányító és az LLC átalakító kimenete univerzális közbenső egyenáramú körnek tekinthető (kék vezeték az ábrán). Erre különböző inverterek, valamint további DC/DC átalakítók csatlakoztathatók a névleges teljes teljesítmény növelése érdekében. Ha az akkumulátorok lemerülnek, mert nincs elegendő fényintenzitás, az egyenirányító képes teljes mértékben ellátni az egyfázisú és/vagy háromfázisú fogyasztókat és a motorokat is. Áramkimaradás esetén a fogyasztókat a DC/DC átalakítón keresztül az akkumulátorról és/vagy a napelemről látja el, ha elegendő fényintenzitás áll rendelkezésre. Áramkimaradás esetén a közbenső egyenáramú körben nem lépnek fel nagy kapcsolási tranziensek, mivel pufferkondenzátorok vannak beépítve, és ezek simítják a feszültségletörést. Továbbá az LLC átalakító szabályozója ebben az esetben dinamikus beavatkozik. Az LLC konverternek köszönhetően megvalósul a galvanikus leválasztás a hálózat és a napelemes rendszer között (akkumulátor, MPPT szabályozó, napelem).



11. ábra: Kombinált szünetmentes, napelemes rendszerre példa

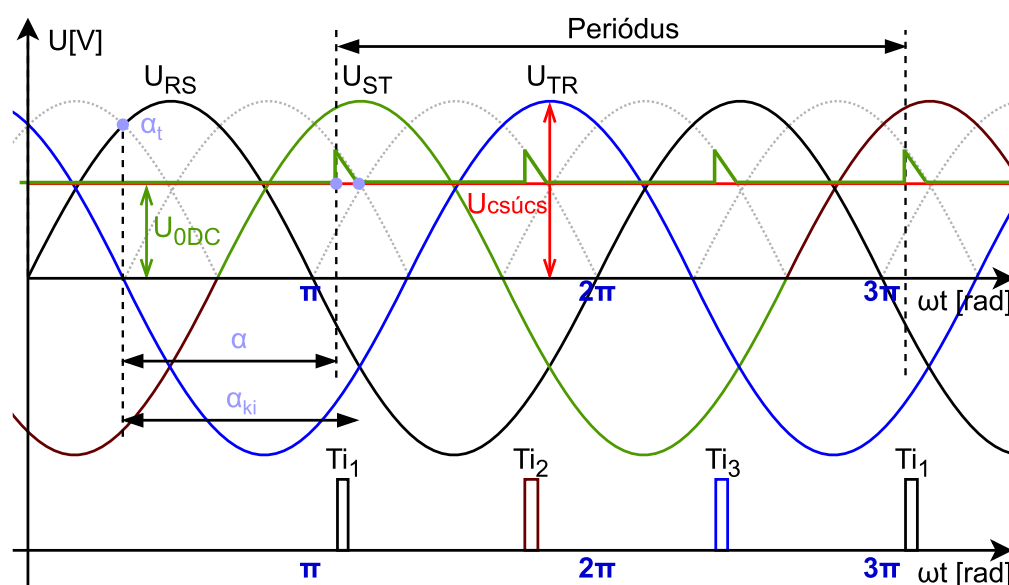
Abban az esetben, ha háromfázisú hálózat rendelkezésre áll, a háromfázisú, kétutas, hatütemű (3F2U6Ü) kapcsolás alkalmazása célszerű, hiszen ennél a kapcsolásnál lesz legsimább időben az egyenfeszültség. A vezéreltlen egyenirányítók diódából épülnek fel. Diódás kapcsolást akkor alkalmaznak, ha az U_{DC} egyenfeszültség átlagértékét nem szükséges változtatni. Amennyiben változtatható egyenfeszültségre igény van, úgy vezérelt egyenirányítók alkalmazása indokolt [150]. A 12. ábrán látható egy félig-vezérelt diódás-tirisztoros 3F2U6Ü kapcsolás, amely egy közbeiktatott egyenfeszültségű generátort (U_{0DC}) és R_t ellenállást táplál. Egy ilyen alkalmazásra példa az akkumulátor töltése, vagy egy olyan közbenső egyenáramú kör ellátása, ahol egy más elektronikus átalakító kimenete is rátáplál az egyenfeszültségű oldalra, mint például: feszültségnövelő rezonáns egyenáramú szaggató. Közbenső egyenáramú körnek nevezzük az olyan egyenfeszültségű hálózatot, amely egy másik elektronikus átalakítót táplál meg, mint például egy invertert. Az ábrán az R_t ellenállás jelentheti az akkumulátor belső ellenállását vagy a terhelés ellenállását is. A transzformátor szekunder tekercselése (R, S, T pólusok), amely az egyenirányítót táplálja lehet csillag és delta kapcsolású is, azonban a csillagpont bekötésére nincs lehetőség, így a vonali feszültség veszi igénybe a félvezetőket. Amennyiben a kapcsolás félig-vezérelt kivitelű, csak egyenirányító üzemre lehet használni. Ha hat tirisztor foglalna helyet a kapcsolásban (teljesen-vezérelt), akkor inverter üzemmódot is képes lenne implementálni a kapcsolás.

Amennyiben erre nincs szükség, úgy nem releváns a teljesen-vezérelt kapcsolás. A tápláló transzformátor szekunder tekercseiben az áram mindkét irányban folyik, ezért nevezik kétutasnak. Egy periódus alatt az egyenirányító hat ütemben képes előállítani egyenfeszültséget [151].



12. ábra: Háromfázisú, kétutas, hatütemű félig-vezérelt kapcsolás, közbeiktatott egyenfeszültséggel és terheléssel

A 13. ábra a 12. ábrán látható kapcsolás feszültség-időfüggvényeit mutatja abban az esetben, ha $\pi/3 < \alpha < \pi$, továbbá $\pi/3 < \alpha_{ki}$, ekkor csak három ütem jön létre egy periódusban. Az ábra a háromfázisú feszültségrendszer (U_{RS} , U_{ST} , U_{TR} hálózati, vonali feszültségek), a közbeiktatott egyenfeszültséget (U_{0DC}), valamint a tirisztorok gyújtásának impulzusait mutatja be. Ezenkívül a természetes kommutációs szög (α_t) is megjelenítésre kerül, amely minden egyenirányítós kapcsolás esetében egyedi (a 3F2U6Ü kapcsolás esetén $\pi/3$), valamint a gyújtási (α) és a kikapcsolási szög (α_{ki}) is látható. Belátható, hogy minél kisebb a gyújtásszög, annál nagyobbak a létrejövő feszültségcsúcsok [151].



13. ábra: Háromfázisú, kétutas, hatütemű félig-vezérelt kapcsolás működése, közbeiktatott egyenfeszültséggel és terheléssel

Fontos feltétel, hogy (szimmetrikus bemenet esetén) $\pi/3 < \alpha_{ki}$ lehet. Ez az 1. egyenlet esetén teljesül.

$$U_{0DC} < \sqrt{2} \cdot U_{RS} \cdot \sin \frac{2\pi}{3} \quad (1)$$

Amennyiben $U_{RS} = U_{ST} = U_{TR} = 400$ V, $U_{0DC} = 489,898$ V lehet legfeljebb.

A 13. ábra alapján felírható az egyenfeszültség átlagértékének (U_{ATL}), a kikapcsolási szögnek az egyenlete (2., 3. és 4. egyenletek). Mivel a feszültség ütem periódusonként háromszor ismétlődik, elegendő egyszer integrálni a tartományokat és háromszoros eredményét venni, amennyiben a bemeneti háromfázisú feszültség szimmetrikus ($U_{RS} = U_{ST} = U_{TR}$). Az átlagfeszültség meghatározása két integrál összegéből áll. Az első integrál az, ahol az egyenirányító bekapcsol, a második pedig az, ahol a feszültség állandó értékű, tehát az egyenirányító kikapcsolt állapotú. Az egyes villamos szögek a természetes kommutációs ponttól értendők [151], [152].

$$U_{\text{ATL}} = \frac{3}{2\pi} \left(\int_{\alpha}^{\alpha_{ki}} \sqrt{2} \cdot U_V \cdot \sin \omega t \, d\omega t + \int_0^{\frac{2\pi}{3} - (\alpha_{ki} - \alpha)} U_{0DC} \, \omega t \, d\omega t \right) \quad (2)$$

$$U_{\text{ATL}} = \frac{3}{2\pi} \left(\sqrt{2} \cdot U_V (-\cos \alpha_{ki} + \cos \alpha) + U_{0DC} \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - (\alpha_{ki} - \alpha) \right) \right) \quad (3)$$

$$\alpha_{ki} = \pi - \arcsin \left(\frac{U_{0DC}}{\sqrt{2} \cdot U_V} \right) \quad (4)$$

ahol:

U_{0DC} = a konstans egyenfeszültség átlagértéke

U_V = a hálózat vonali feszültség effektív értéke

α = az egyenirányító gyújtási szöge

α_{ki} = az egyenirányító kikapcsolási szöge

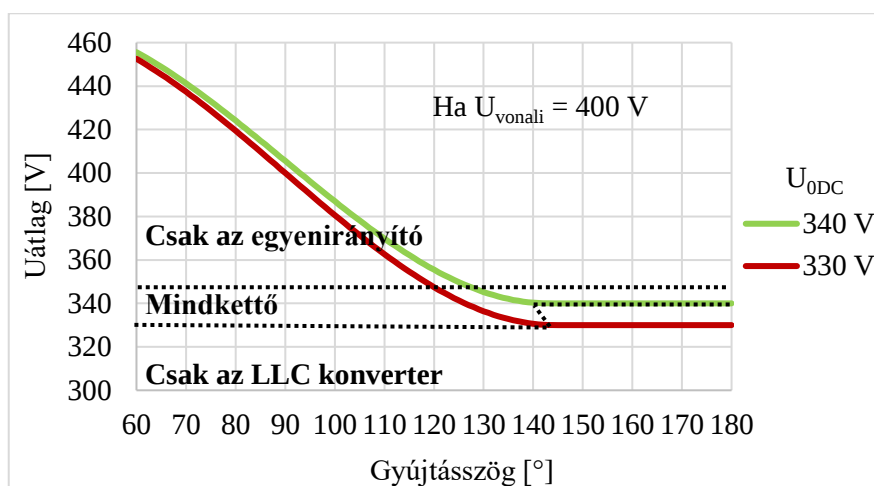
3.2.2. Megtáplálási üzemmállapotok

A 11. ábrán látható, hogy a közbenső egyenáramú kör az egyenirányítóval és az LLC átalakítóval táplálható meg. Az egyenáramú kör azonban nemcsak egymástól függetlenül, hanem egyidejűleg is táplálható a két elektronikus átalakítóval. Ennek eredményeképpen három megtáplálási üzemmállapot lehetséges:

1. Az LLC átalakító ki van kapcsolva, csak az egyenirányító táplálja a fogyasztókat,
2. Az egyenirányító ki van kapcsolva, csak az LLC átalakító táplálja a fogyasztókat,
3. Az egyenirányító és az LLC átalakító szimultán táplálja a fogyasztókat egy bizonyos aránnyal.

Alapvetően a közbenső egyenáramú kör feszültség átlagértékét nem szükséges megváltoztatni. Azonban az egyenirányító gyújtásszögének változtatásával az LLC konverter kimeneti áramának és az egyenirányító kimeneti áramának hányadosa beállítható (zöldáram-hányados). Ez a jelenség azért következik be, mert az LLC konverterben proporcionális szabályozó van, és rendelkezik minimális szabályozási hibával. Jó

hangolással az állandósult állapotú hiba mintegy $U_{hiba} = 5\%$. Amennyiben például az alapjel 5%-kal magasabbra van beállítva ($U_{DC*} = 357\text{ V}$), mint a kívánt feszültség ($U_{DC} = 340\text{ V}$), akkor a szabályozó eléri a kívánt feszültséget. Ha a feszültség az egyenirányító által megnő, az LLC konverterben lévő P szabályozó csökkenti a kimeneti feszültséget. Ha a gyűjtásszög addig csökken, amíg a feszültség eléri a 357 V -ot, az LLC konverter kikapcsol, mert a szabályozó bemenetén a hibajel nulla lesz. Mindemellett a közbenső kör feszültsége, a hálózati feszültség vonali feszültségeinek nagysága is befolyásolja a szélsőértékeket. A 3. egyenlet és az előző megállapítások alapján a feszültség átlagos értéke ($U_{\text{átlag}}$) a 12. ábrán látható a gyűjtásszög függvényében. Az ábra két közbenső egyenáramú kör (U_{0DC}) feszültségre mutat példát, amelyet az LLC konverter állít elő. Szintén látható a három működési állapot, amikor csak az LLC konverter, csak az egyenirányító és mindkettő működik. Az alapvető követelmény azonban, hogy a közbenső kör feszültségnek a lehető legkisebb mértékben kell ingadoznia. Emiatt nem tanácsos az a szabályozási stratégia, hogy csak az egyenirányító szabályozásával történjen a zöldáram-hányados beállítása, hiszen ez közbenső kör feszültségének jelentős változását okozza.

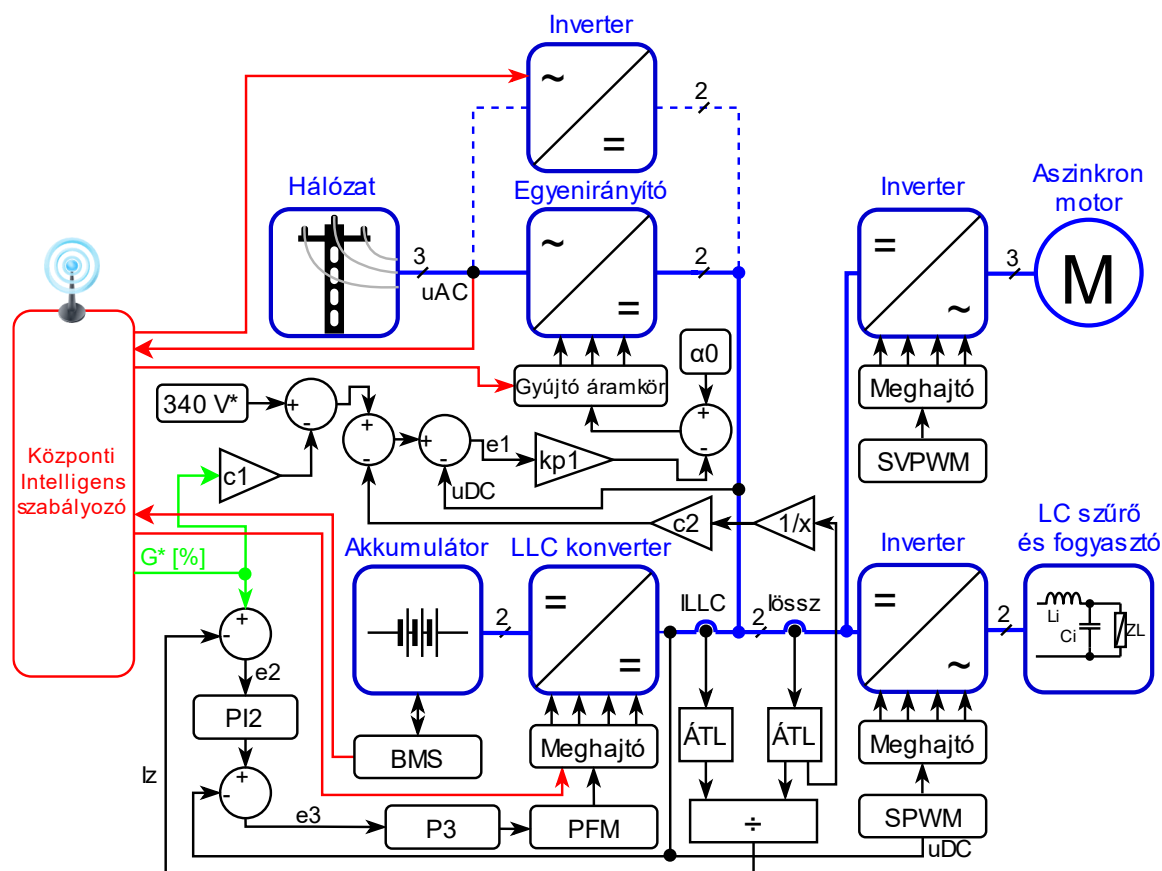


14. ábra: Egyenfeszültség átlagértékének változása a gyűjtásszög függvényében, és a három megtáplálási üzemállapot

3.2.3. Centrális zöldáram-hányados szabályozási stratégia

Ebben az alfejezetben az általam kidolgozott centrális szabályozási stratégia látható (15. ábra) az előbb bemutatott topológiához. Az előző alfejezetben látható volt, hogy csak az egyenirányító gyűjtásszögének változtatásával elérhető a három megtáplálási üzemállapot, azonban a közbenső kör feszültségének átlagértéke nagymértékben megváltozik. Hatékonyabb szabályozás érhető el, ha egyszerre szabályozza az LLC konverter szabályozójának alapjelét és az egyenirányító gyűjtásszögét a központi szabályozó. Ha például az LLC konverter alapjelét növeli, akkor az egyenirányító alapjelét fordított arányossággal csökkenti, így minimalizálva a közbenső kör feszültségének változását. A központi szabályozó célja, hogy a kívánt zöldáram-hányados nagyságát állítsa be a rendszerben, miközben a feszültséget stabilizálja. A zöldáram-hányados így definiálható: az LLC konverter kimeneti árama és az inverterek bemeneti áramainak összességének hányadosa. Látható volt korábban a 13. ábrán, hogy az egyenirányító kimeneti feszültsége nagy hullámossággal rendelkezik, így a kimeneti árama is dinamikusan változik. Emiatt

érdeemes a zöldáram-hányados meghatározása az LLC konverter kimeneti áram átlagértékének osztása az összáram átlagértékével. Ennek hatása is a közbenső kör feszültségének stabilizálása.



15. ábra: Centrális szabályozási stratégia hibrid napelemes szünetmentes rendszerhez, tirisztoros egyenirányítóval.

A 15. ábrán látható továbbá a hibrid napelemes szünetmentes rendszer. Az MPPT szabályozó és a napelem nem releváns a zöldáram-hányados szabályozásban, ezért nem szerepel az ábrán. A napelem által töltött akkumulátort egy BMS (Battery Management System) felügyeli. A felügyeleti rendszer a központi intelligens szabályozónak információkat küld az akkumulátor töltöttségéről, állapotáról és hőmérsékletéről. A BMS védelmi funkciókat is ellát: kiegyenlíti a sorba kapcsolt akkumulátorok feszültségeit, megvédi a túltöltéstől és a mélykisüléstől. Továbbá a központi szabályozó határozza meg, hogy az akkumulátor meddig tölthető fel, eszerint szabályozza a zöldáram-hányados (I_z) nagyságát. Az LLC konverter kimenete a közbenső kört táplálja, amely ellátja az invertereket. A szünetmentes tápegység szerepét betöltő invertert egy SPWM algoritmus szabályozza, amely figyelembe veszi a közbenső kör pillanatnyi feszültségét, eszerint állítja a modulációs tényezőt (kitöltési tényezőt). Amennyiben például csökken a közbenső kör feszültsége, megnöveli a modulációs tényezőt. Így az inverter a bemeneti feszültségváltozásokra érzéketlenebb. Az aszinkron gépet meghajtó inverter nem méri a közbenső kör feszültségét, amennyiben egyszerű, SPWM, vagy SVPWM modulációkat használ U/f vezérléssel kombinálva. Az aszinkron gép sokkal érzéketlenebb a kismértékű

feszültségváltozásokra, mint a szünetmentes tápegység kimenetére kötött fogyasztók. Így tehát a költségoptimalizálás érdekében elkerülhető a drága mérőleválasztó alkalmazása.

A közbenső körre opcionálisan csatlakoztatható hálózati inverter, amennyiben például fogyasztói karbantartás miatt hosszú távú fogyasztókiesés jön létre. Az intelligens szabályozónak a karbantartás igényét rögzíteni kell, meg kell adni a pontos leállás időpontját. Eszerint a tervezett leállás időpontjára a zöldáram-hányados beállításának segítségével a megfelelő ütemben az akkumulátorokat hagyja lemerülni. A leállás során természetesen a napelem tölti az akkumulátort. Amint az akkumulátor feltöltött állapotba kerül, és nem történik energiafelhasználás, a napelem üresjárásban van. A megtérülési időt csökkentheti a hálózati inverter alkalmazása és a hálózatba táplálás, amennyiben a leállások hosszabb időt vesznek igénybe. Erre azonban külön gazdasági számítás szükséges, hogy az inverter költsége megtérül-e. A hálózati inverter szabályozását úgy kell elvégezni a leállás időszakban, hogy az MPPT szabályozója által számított teljesítményt táplálja be a hálózati inverter is. Így garantálható, hogy az akkumulátor teljesen feltöltött állapotban legyen és a napelem is a maximális teljesítmény munkapontban üzemeltethető legyen. Ebben az esetben relevánsá válik az MPPT szabályozó az intelligens szabályozási stratégiában. Az intelligens szabályozó ebben az esetben az MPPT szabályozótól bekéri az aktuális teljesítményadatot.

Az LLC konverter áramkörét PI szabályozó, PFM-mel kombinálva működteti. A PI szabályozó alapjele a példaáramkörben alapesetben 340 V-ra van beállítva, azonban az intelligens központi szabályozó ezt közvetetten megváltoztathatja. Hasonlóan az egyenirányító gyűjtásszögét is a központi szabályozó befolyásolja.

A központi szabályozó a következők alapján befolyásolja a zöldáram-hányados nagyságát. A zöldáram-hányados alapjelből ($G^*(t)$) és a zöldáram-hányados átlagértékének kivonásából hibajel képződik (e_2), ez a bemenete a PI szabályozónak 2-es indexeléssel (5. *egyenlet*). A mért zöldáram-hányados az LLC konverter kimeneti áramának átlagértéke és az összáram átlagértékének hányadosát jelenti.

$$e_2(t) = G^*(t) - \frac{\frac{1}{T} \int_0^T i_{LLC}(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T i_{össz}(t) dt} \quad (5)$$

A 2-es indexelésű PI szabályozó kimenetéből és az egyenfeszültség pillanatnyi értékéből a kivonó egy másik hibajele (e_3) képez a PI szabályozóhoz 3-as indexeléssel, amely az egyenfeszültséget állítja be (6. *egyenlet*).

$$e_3(t) = \left(K_{p2} e_2(t) + K_{i2} \int_0^T e_2(t) dt \right) - u_{DC}(t) \quad (6)$$

A szabályozó kimenete a PFM algoritmus bemenetére csatlakozik. A PFM a kitöltési tényezőt a bemenet hatására változtatja, előállítja a négyszögjeleket és ezzel meghajtja a SiC MOSFET-eket az LLC átalakítóban. A PFM által létrehozott kapcsolási frekvencia időben tehát a 7. *egyenlet* szerint alakul.

$$f_{sw}(t) = \left(K_{p3}e_3(t) + K_{i3} \int_0^T e_3(t) dt \right) \quad (7)$$

Az egyenirányító gyújtóáramkörét egy arányos P szabályozó szabályozza, amelynek bemenete a kompenzált feszültség alapjel és az inverterek átlagáramának kompenzált különbsége (e_1). A mért áram átlagértéke kompenzálja a feszültség hibajelét, így a közbenső kör feszültsége kevésbé változik, amikor a terhelés vagy a zöldáram-hányadosa változik. A terhelőáram növekedésével a közbenső kör feszültsége nagymértékben csökkenne, mivel az LLC konverter szabályozójának állandósult állapotú hibája nem zérus. A terhelőáram növekedése esetén az egyenirányító gyújtásszög alapjelét csökkenti a rendszer, így nagymértékben csökken a feszültség ingadozása. A gyújtásszög időben ($\alpha(t)$) tehát az alábbi 8. egyenlettel írható fel, ahol c_1 és c_2 konstansok, amelyeket a hangolás során kell deklarálni. Az α_0 pedig a kezdeti gyújtásszöget jelenti, amelyet szintén deklarálni kell, a 12. ábráról leolvassva.

$$\alpha(t) = \alpha_0 - K_{p1} \left(\left(U_{DC}^* - c_1 \cdot G^*(t) \right) - \frac{c_2}{\frac{1}{T} \int_0^T i_{össz}(t) dt} \right) - u_{DC}(t) \quad (8)$$

A szabályozási rendszerben tehát két konstans értékét (c_1 , c_2), két PI (K_{p2} - K_{i2} , K_{p3} - K_{i3}) és egy P (K_{p1}) szabályozót szükséges hangolni. Az alapjeleket a rendszer topológiája határozza meg, azaz a feszültség szint. A bemutatott rendszer alkalmazható tetszőleges feszültség szintekre is, ekkor csak a szabályozók hangolása és a konstansok megválasztása tér el a szabályozási stratégiában.

Fontos megjegyezni, hogy áramszünet esetén, tehát csak, amikor az LLC konverter táplálja meg az invertereket a fentebb említett centrális szabályozást bypassolni szükséges. Ilyenkor az LLC konverter PI szabályozója tartja fenn a stabil egyenfeszültséget.

3.2.4. Szimulációs módszerek

Az alábbi alfejezet bemutatja a centrális szabályozási stratégiával irányított hibrid napelemes szünetmentes rendszer szimulációs módszereit. Fontos megvizsgálni, hogy az LLC konverter, az egyenirányító, az egyfázisú- és a háromfázisú inverter működése együtt milyen káros tranzienseket okoz a rendszerben. Továbbá a zöldáram-hányados változtatásakor milyen mértékben változik a közbenső egyenáramú kör feszültsége, valamint a fogyasztás dinamikus változása hogyan hat a rendszerre.

A szimulációk MATLAB Simulink fejlesztőkörnyezetben valósultak meg. A szimulációs elrendezésben hat főbb blokk foglal helyet, amelyek a következők: egyenirányító, LLC konverter, egyfázisú inverter, háromfázisú inverter, aszinkron gép, egyfázisú fogyasztó (RL). Az 1. táblázat ismerteti a rendszer elemek tulajdonságait, paramétereit. A szimulációban az LLC konverter különös figyelmet érdemel, hiszen annak paraméterezése mérnöki kihívást jelent.

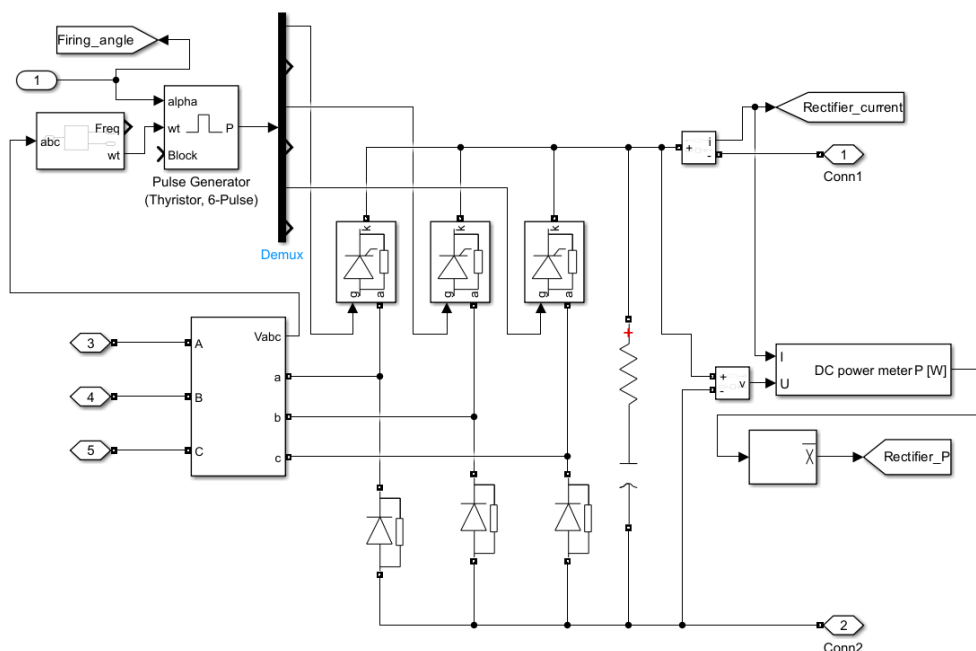
1. táblázat: A kísérleti rendszer főbb paraméterei

Blokk	Paraméter	Megnevezés	Érték	Dimenzió
LLC konverter	P_0	Kimeneti teljesítmény	400	W
	C_r	Rezonáns kapacitás	2154	nF
	L_r	Rezonáns induktivitás	1,1756	μ H
	L_p	Primer induktivitás	9,405	μ H
	L_m	Mágnesező induktivitás	8,2294	μ H
	n	Transzformátor áttétel	0,128414	-
	U_{DC_ki}	Kimeneti feszültség	330	V
	η	Hatásfok	~83,9	%
Egyenirányító	R_{tion}	Tirisztor ellenállása bekapcsolt állapotban	1	m Ω
	U_{tif}	Tirisztor nyitóirányú feszültségesése	0,8	V
	R_{dion}	Dióda ellenállása bekapcsolt állapotban	1	m Ω
	U_{dif}	Dióda nyitóirányú feszültségesése	0,8	V
	C_{puff}	Pufferkondenzátor kapacitása	3000	μ F
	R_{puff}	Pufferkondenzátor soros ellenállása	20	m Ω
Háromfázisú és egyfázisú inverter	R_{IGBTon}	IGBT ellenállása bekapcsolt állapotban	30	m Ω
	U_{IGBTf}	IGBT szaturációs feszültsége	1,5	V
	$R_{IGBTdion}$	Szabadonfutó dióda ellenállása bekapcsolt állapotban	1	m Ω
	$U_{IGBTdif}$	Szabadonfutó dióda nyitóirányú feszültségesése	0,8	V
Aszinkron gép	P_n	Névleges teljesítmény	371,8	W
	U_n	Névleges feszültség	230	V
	f_n	Névleges frekvencia	50	Hz
	R_s	Állórész ellenállás	10	m Ω
	L_{ls}	Állórész induktivitás	18,42	mH
	R_r'	Forgórész ellenállás	625,8	m Ω
	L_{lr}'	Forgórész induktivitás	5,473	mH
	L_m	Kölcsönös induktivitás	701,3	mH
	J	Tehetlenségi nyomaték	0,08	kg·m ²
	F	Súrlódási tényező	5,879	mNm·s
	p	Póluspárok száma	2	-
Egyfázisú fogyasztó	R_{egy}	Ellenállás	230	Ω
	L_{egy}	Induktivitás	4	mH

A 2. melléklet mutatja be a számításokat, tervezési lépéseket, amely az 1. melléklet által bemutatott tervezési, számítási módszerekre hivatkozik. A szimulációk során (3. melléklet) a mintavételezési idő 800 ns-ra volt beállítva. Ez a paraméter nagymértékben befolyásolja a szimuláció pontosságát. Minél nagyobb az érték, annál kisebb relatív hibák fordulnak elő, azonban a szimuláció lefutásának idejét nagymértékben növeli.

A szimulációs elrendezésekben az egyfázisú és háromfázisú inverterek SPWM algoritmussal vannak ellátva, így a kimenetükön szinuszos feszültség mérhető. Az egyfázisú inverter a 4. mellékletben tekinthető meg, ahol a transzformátoros és a transzformátor nélküli inverterek kerülnek összehasonlításra, továbbá bemutatja az előállított kimeneti feszültség és áram elemzését is. A háromfázisú inverter is hasonlóan működik, ezért külön nem releváns annak bemutatása.

Az egyenirányítót szimmetrikus, háromfázisú 400 V-os vonali feszültségű hálózat táplálja. A tirisztorokat külön erre a célra beépített impulzusgenerátor gyűjtja, amelynek megadható fokban a kívánt gyűjtásszög. Az egyenirányító blokk belső felépítését a 16. ábra mutatja.



16. ábra: Háromfázisú, kétutas, hatütemű félig-vezérelt egyenirányító szimulációs elrendezése

A következőkben a szimulációk célja, és az ahhoz tartozó összeállítások, módszerek tekinthetők meg.

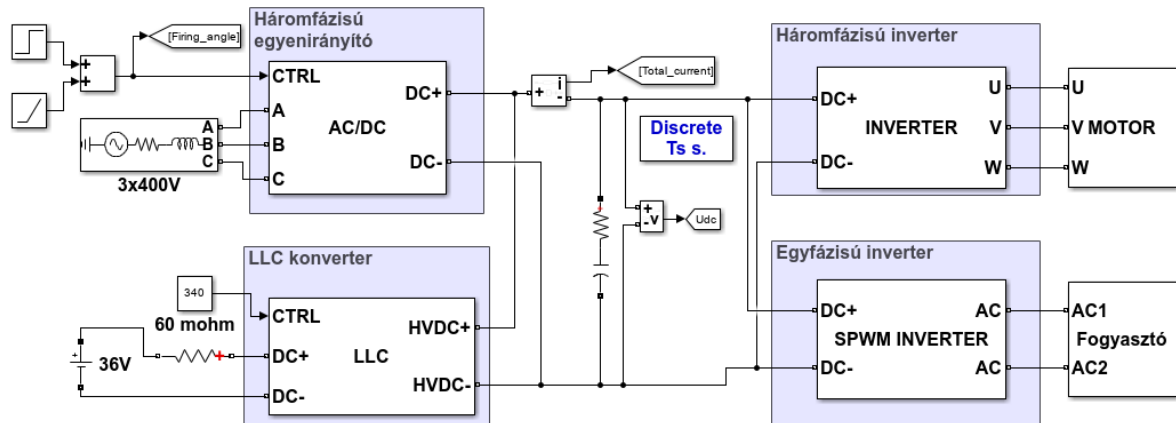
1. szimuláció

Az első szimuláció célja kimutatni azt, hogy a szabályozás nélküli (kézi üzemmódú) kombinált szünetmentes rendszerben alkalmazott egyenirányító gyűjtásszögének változtatásával hogyan változik a zöldáram-hányados (teljesítménymegosztás), közbenső kör feszültsége, egyfázisú SPWM inverter kimeneti feszültsége. Továbbá megfigyelésre

kerülnek az áramszünet esetén kialakuló tranziensek is a rendszerben. A szimuláció főáramkörének összeállítása a 17. ábrán látható.

2. szimuláció

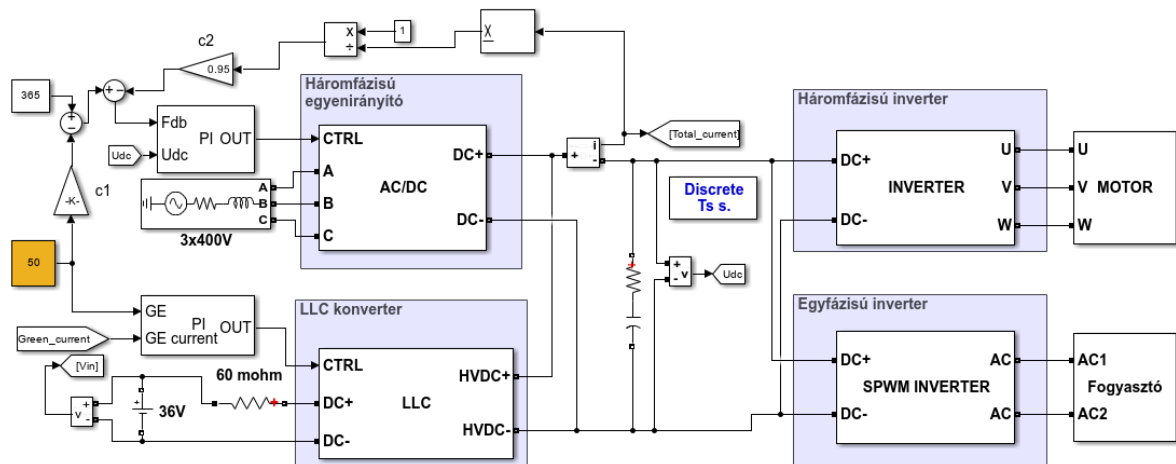
A második szimuláció is a 17. ábrán látható összeállítást használja. A szimuláció célja, hogy a kézi vezérlésű kombinált szünetmentes rendszerben előforduló lehetséges tranzienst vizsgálja. Fontos kiemelni, hogy az LLC konverter csak az akkumulátor táplálja, a modell nem veszi figyelembe a napelemt és az MPPT szabályozó áramkört, hiszen nincs hatással a működésre. Az akkumulátor konstans feszültséggel látja el az LLC konverter bemenetét.



17. ábra: Kézi vezérlésű kombinált szünetmentes rendszer szimulációja Simulinkben.

3. szimuláció

A harmadik szimuláció a centralizált, zöldáram-hányadosra szabályozott kombinált szünetmentes rendszer működését analizálja. A szimulációban összeállított modell (17. ábra) kiegészül külső szabályozókkal, amely a kívánt zöldáram-hányados nagyságára szabályoz százalékos értékben, ez látható a 18. ábrán. A szimulációban a szabályozási kör és a főáramkör került lemodellezésre. Fő célja a szimulációknak, hogy a zöldáram-hányados változtatásának hatását mutassa ki a rendszerben.



18. ábra: Centralizált kombinált szünetmentes rendszer szimulációja Simulinkben.

A harmadik szimuláció a zöldáram-hányados alapjelének változtatásával (0-100%) indul, amely a keletkező káros tranzienseket mutatja ki a rendszerben. A szabályozókat úgy kell behangolni, hogy a zöldáram-hányados változtatásával a közbenső kör feszültségének nagyságára minél kisebb mértékben legyen hatással. A beállított paraméterek az LLC konverter, inverterek, fogyasztók esetén megegyezik a korábban ismertetett értékekkel. A szabályozó kör paraméterei az alábbiak (2. táblázat). A paraméterek jelölése a korábban bemutatott 11. ábra alapján kerültek jelölésre.

2. táblázat: Centralizált szünetmentes rendszer szabályozójának paraméterei

Paraméter	Érték
c1	0,079
c2	0,95
α_0	150
kp1	0,5
kp2	10
ki2	1
kp3	4
ki3	1,1

4. szimuláció

A negyedik szimuláció azt vizsgálja, hogy a fogyasztás dinamikus változása hogyan hat a zöldáram-hányados nagyságára, azaz a szabályozó milyen pontossággal képes tartani a kívánt zöldáram-hányadost, miközben változik a rendszerterhelés.

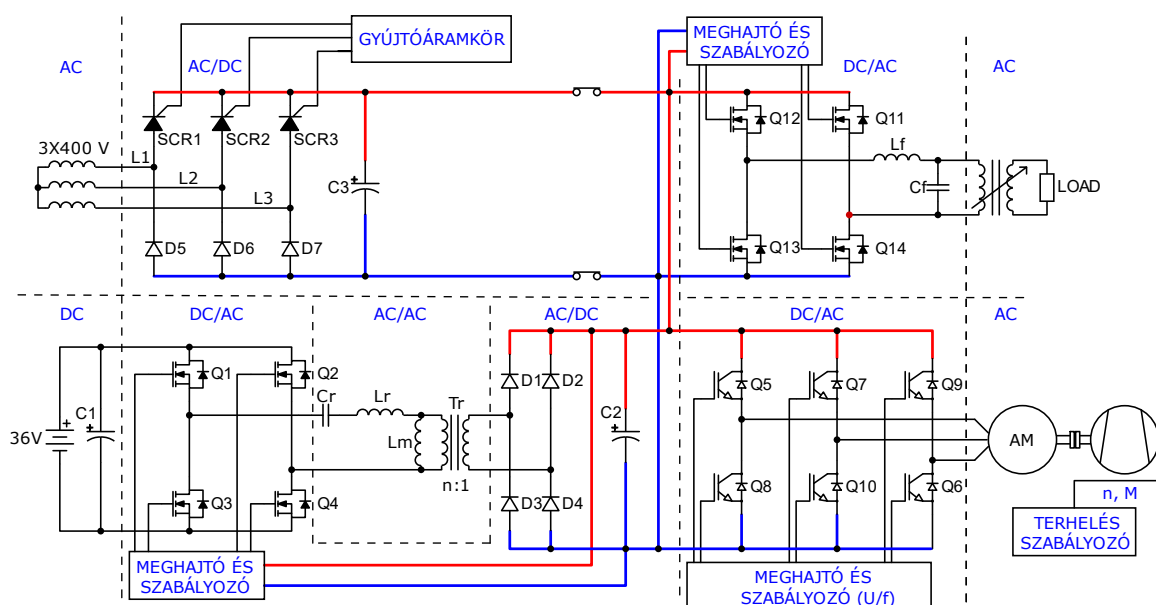
3.2.5. Mérési módszerek

Az alábbi alfejezet bemutatja a megvalósított rendszer mérési módszereit, illetőleg a mérések célját. A mérések célja, hogy vizsgálja a hibrid szünetmentes rendszer működését. Igazolni kell azt, hogy a hálózatról táplált tirisztoros egyenirányító és a napelemmel-akkumulátorral táplált LLC konverter minden üzemállapotban megfelelően ellátja a fogyasztókat különböző zöldáram-hányados esetén, a 11. ábra szerinti topológia alapján. A vizsgálati szempontok a következők:

- a közbenső egyenáramú kör feszültségének változása:
 - az egyfázisú inverter kimeneti áramának függvényében,
 - az aszinkron gép terhelőnyomatékának függvényében,
 - az egyenirányító gyűjtásszögének függvényében,
 - az LLC konverter alapjelének függvényében,
 - a napelemeket érő fényintenzitásának a függvényében,
 - áramszünet esetén,
 - a zöldáram-hányados alapjelének függvényében,
 - az akkumulátor feszültségváltozásának függvényében,
 - a három megtáplálási üzemállapot esetén,
 - tisztán napelemről táplált rendszer esetén.
- az egyfázisú inverter kimeneti feszültség és áram teljes harmonikus torzítása,
- az aszinkron gép fordulatszámának és nyomatékának változása,

- a frekvenciaváltó kimeneti áram teljes harmonikus torzítása a közbenső egyenáramú kör feszültsége függvényében,
- az aszinkron motorhajtás teljes hatásfoka az akkumulátorfeszültség függvényében,
- tranziensek megfigyelése tisztán napelemről és akkumulátorról megáplált rendszer esetén,
- a zöldáram-hányados stabilitása a terhelések változása esetén.

A fenti vizsgálati szempontokat a 19. ábrán látható kapcsolással végeztem el, amely a kézi vezérlésű kombinált szünetmentes rendszert valósítja meg.



19. ábra: A megvalósított (kézi vezérlésű) kombinált szünetmentes rendszer főáramköre.

A tesztelek elvégzéséhez olyan mérőrendszert fejlesztettem ki, amely laboratóriumi körülmények között vizsgálható. Mivel a kombinált rendszer tetszőleges teljesítményszinten megvalósítható, így a költséghatékonyság érdekében háztartási méretű rendszert dolgoztam ki. Ez azt jelenti, hogy a hálózathoz a mérőrendszer legfeljebb 3x16 A áramot képes vételezni, 3x400 V feszültségrendszer esetén. Az egyfázisú, 230 V-os szünetmentes tápegységre kötött fogyasztó árama sem lehet több, mint 6 A (az LC szűrő tekercs szaturációs árama korlátozza). A háromfázisú inverter kimeneti áramának maximuma megegyezik a hálózati egyenirányító áramával. Így tehát a hálózathoz felvett látszólagos teljesítmény elméleti nagysága 10,99 kVA lehet.

A 19. ábrán a főáramkör látható, továbbá az inverterek kimenetére csatlakoztatott fogyasztók. A félig-vezérelt háromfázisú egyenirányító az ábra bal felső részén foglal helyet, amely a 3x400 V-os közcélú hálózatra kapcsolódik. Az egyenirányító táplálja a közbenső egyenáramú kört (piros-kék vezetékek). Az egyenirányító kimenete kiszakaszolható egy kapcsoló segítségével, amennyiben nincs hálózati teljesítményfelvétel. A közbenső kör látja el az egyfázisú invertert, amely a szünetmentes tápegység szerepét tölti be. Kimenetére a vizsgálatok céljából egy takarékkapcsolású transzformátor csatlakozik, amellyel a fogyasztó

dinamikus teljesítményfelvételét lehet beállítani. A takarékkapcsolású transzformátor primer tekercselése előtt egy LC aluláteresztő szűrő simítja a feszültséget és az áramot, így jelentősen csökken a THD. A közbenső kör látja el a háromfázisú invertert is, amely a szünetmentes motorhajtást implementálja. A háromfázisú inverter U/f vezérléssel működik. A meghajtott motor tengelyére egy terhelőpad csatlakozik mechanikusan, amellyel a motor tengelye dinamikusan terhelhető nyomatékra és fordulatszámra szabályozva. A közbenső kört nemcsak az egyenirányító, hanem az LLC konverter (ábra bal alsó része) is ellátja. Az LLC konverter közvetlenül csatlakoztatható napelemre, akkumulátorra, tápegységre. Az LLC konverterben lévő szabályozó kör a közbenső kör feszültségére szabályoz, ezért galvanikusan leválasztott mérőerősítő méri a feszültséget és a PI szabályozó állítja be a PFM kapcsolási frekvenciáját.

1. mérés

Az első mérés elvégzése arra irányul, hogy a 2. *mellékletben* megtervezett LLC konverter működése az elvártaknak megfelel-e, azaz további mérésekhez felhasználható-e. A mérés magában foglalja a tisztán LLC konverterrel táplált aszinkron motoros hajtás vizsgálatát is, amikor akkumulátorról, napelemtől és tápegységről volt táplálva a rendszer. Ezen belül a mérés több, kisebb mérésre oszlik meg:

- a) Bekapcsolási tranziens mérése
- b) Rezonáns kör mérése enyhe és névleges terhelés esetén
- c) Konstans terhelés mérése
- d) Napelemes megtáplálás mérése
- e) Akkumulátoros megtáplálás mérése
- f) LLC konverter hatásfokának mérése önállóan és a szünetmentes motorhajtással együttvéve
- g) Különböző bemeneti feszültségek esetén létrejövő hatásfokok mérése

2. mérés

A második mérés az egyfázisú SPWM invertert analizálja. Itt is hasonló okok miatt kell elvégezni a méréseket, mint az LLC konverter esetén. A mérés során létrejövő részfeladatok az alábbiak:

- a) Kimeneti feszültség mérése FFT analízissel
- b) Kimeneti áram mérése FFT analízissel
- c) Kimeneti feszültség THD mérése a közbenső egyenáramú kör feszültség átlagértékének függvényében
- d) Kimeneti feszültség négyzetes középértékének mérése a közbenső egyenáramú kör feszültség átlagértékének függvényében

3. mérés

A harmadik mérés célja a kombinált napelemes szünetmentes rendszer vizsgálata, ahol a főbb kérdések:

- a) Az egyenirányító gyűjtásszögének változtatásával hogyan változik a közbenső egyenáramú kör feszültsége, illetőleg hogyan jön létre a három üzemállapot,
- b) Áramszünet esetén milyen zavarok jönnek létre, valamint a terhelések dinamikus változtatásával (kikapcsolásával)
- c) A terhelések dinamikus változtatásával hogyan működik a rendszer
- d) A három üzemállapot kimérése konstans terhelések esetén

3.3. Eredmények

Az alábbi 3. táblázatban ismertetem az egyes szimulációkhoz és mérésekhez tartozó mellékleteket.

3. táblázat: A szimulációkhoz és a mérésekhez tartozó mellékletek

Szimuláció	Melléklet	Leírás
LLC konverter	3.	A paraméterezett konverter elméleti tesztelése
Egyfázisú inverter	4.	A paraméterezett inverter elméleti tesztelése
1.	7.	Gyűjtásszög hatása a zöldáram-hányadosra
2.	8.	Lehetséges tranziensek a rendszerben
3.	9.	Centralizált szabályozás működése
4.	10.	Dinamikus fogyasztásváltozás hatása a zöldáram-hányadosra
Mérés	Melléklet	Leírás
1.	5.	Szünetmentes aszinkron motorhajtás és LLC konverter mérése
2.	6.	Egyfázisú SPWM inverter mérése
3.	11.	Hibrid szünetmentes rendszer mérése

3.4. Elbeszélés és gyakorlati alkalmazhatóság

Összességében a szimulációk és mérések alapján elmondható, hogy a kidolgozott rendszertopológia kiválóan alkalmas a szünetmentes aszinkron motorhajtások, a szünetmentes tápegységek, valamint a napelemek integrálására. Az újonnan fejlesztett centralizált szabályozási stratégia nemcsak egyszerűbbé és megbízhatóbbá teszi a rendszer működését, hanem lehetővé teszi a zöldáram-hányados pontos szabályozását is, mind a meglévő, mind az újonnan létesített rendszerek esetében. A szabályozási stratégia egyik legnagyobb előnye, hogy képes kezelni a dinamikus teljesítményváltozásokat anélkül, hogy a közbenső egyenáramú kör vagy a fogyasztók feszültsége káros mértékben változna. Ez különösen kritikus a szünetmentes tápegységek és aszinkron motorhajtások esetében, ahol a stabil energiaellátás alapvető követelmény. A centralizált szabályozásnak köszönhetően a teljesítménymegosztás (zöldáram-hányados szabályozás) és a feszültségszabályozás egyetlen integrált szabályozó segítségével valósul meg, így elkerülhető a droop-szabályozás bonyolultsága és instabilitása. Így a nemlineáris konverterek, mint az LLC konverterek is stabilabb működést tesznek lehetővé a centralizált szabályozási megoldással.

A meglévő tirisztoros egyenirányítók szabályozására kidolgozott stratégia lehetővé teszi, hogy régebbi típusú szünetmentes rendszereket modernizáljunk napelemes rendszerek integrálásával, miközben a beruházási költségek minimalizálhatók. Ez különösen fontos ipari és kereskedelmi alkalmazásokban, ahol a költséghatékonyság és a rendszer rugalmassága kiemelt szempont. A megoldás univerzális jellege miatt a rendszer könnyen adaptálható különböző teljesítménytartományokhoz, az egyszerű háztartási alkalmazásoktól egészen az ipari méretű rendszerekig.

A gyakorlatban a fejlesztett topológia és szabályozási stratégia számos előnyt nyújt:

- **Költséghatékonyság:** A meglévő eszközök (pl. tirisztoros egyenirányítók) új rendszerekbe való integrálásával csökkenthetők a modernizáció költségei.
- **Rugalmasság:** A rendszer adaptálható különböző alkalmazási területekre, például ipari hajtások, szivattyúk, vagy akár kritikus fogyasztók szünetmentes ellátására.
- **Energiahatékonyság:** A zöldáram-hányados szabályozás révén csökkenthető a hálózati energiafogyasztás, így hozzájárul a fenntarthatósághoz és a megtérülési idő csökkentéséhez.
- **Stabilitás:** A közbenső kör feszültségének stabilizálása biztosítja a kritikus fogyasztók zavartalan működését, akár dinamikus terhelésváltozások esetén is.
- **Skálázhatóság:** Az elektronikus átalakítók számának minimalizálása mellett a rendszer bővíthető, például további inverterek vagy fogyasztók csatlakoztatásával.

Mindezek alapján kijelenthető, hogy a kidolgozott topológia és szabályozási megoldás nemcsak a szimulációkban és mérésekben bizonyult hatékornak, hanem gyakorlati megvalósítás esetén is széles körben alkalmazható, akár meglévő rendszerek modernizálására, akár új rendszerek kialakítására.

1. Tézis

Olyan új centralizált szabályozási stratégiát dolgoztam ki hibrid napelemes szünetmentes rendszerekhez, amely droop-szabályozás nélkül teljesítménymegosztást tesz lehetővé. Tirisztoros hálózati egyenirányítóval és LLC konverterrel táplált közbenső egyenáramú körhöz alkalmazható, miközben a primer és a szekunder szabályozási szinteket is megvalósítja a szabályozó.

A tézishoz kapcsolódó saját publikációk: [S1], [S2], [S3], [S4], [S5], [S7], [S8], [S9], [S10], [S11], [S12]

4. INTELLIGENS DINAMIKUS TELJESÍTMÉNYMEGOSZTÁS

4.1. Bevezetés

Az előző fejezetben látható a centralizált, droop-szabályozás nélküli hibrid szünetmentes rendszer. A különféle P és PI szabályozáson alapuló szabályozási stratégia egyszerűsége és megbízhatósága megfelelő megoldást jelent az ismertett rendszertopológiához. Ezen szabályozók hatékonyan biztosítják mind a közbenső egyenáramú kör ellátását, mind a teljesítménymegosztás megfelelő működését, amelynek dinamikai viselkedését elsősorban a szabályozók hangolása határozza meg.

A szisztematikus irodalomkutatás és az általam ismertett eredmények alapján is világosan látható, hogy a közbenső egyenáramú kör feszültségének stabilitása kulcsfontosságú a DC mikro- és nanohálózatok, valamint a szünetmentes rendszerek szempontjából. A feszültségváltozás kezelése nemcsak a rendszer stabilitását, hanem az energiahatékonyságot és a gazdaságosságot is jelentősen befolyásolja, különösen akkor, ha változó terhelések vagy megújuló energiaforrások - például napelemek - is szerepet játszanak az energiatermelésben. A korszerű szakirodalmak kiemelik az intelligens szabályozás fontosságát. Az intelligens szabályozás révén a közbenső egyenáramú kör feszültsége kevésbé változik meg, amikor a terhelések, vagy a termelők teljesítménye dinamikusan megváltozik. A gyakorlatban a PID szabályozók behangolása komplex és időigényes feladat. Kompromisszumot kell kötni a túl dinamikusra hangolt és a nagy állandósult állapotú hibával rendelkező rendszer között. Továbbá kutatásokban megfigyelhető, hogy sok esetben ötvözik a PID szabályozókat fuzzy, neuro-fuzzy szabályozókkal, így adaptív szabályozást valósítanak meg, javítva ezzel a fogyasztók ellátásának minőségét.

Hipotézis: egy olyan intelligens, centrális szabályozási stratégia valósítható meg, amely egyszerűsíti a hibrid szünetmentes rendszer irányítását, elkerüli a PID szabályozók alkalmazását és azok adaptív szabályozókkal való további bonyolítását. Ez a stratégia automatizált módon képes a rendszer viselkedésének azonosítására, amely alapján hatékonyan betanítható a neurális hálózat. Emellett mellőzi a bonyolult hangolási eljárásokat, és elhagyja a droop-szabályozók alkalmazását is, miközben egyesíti a primer- és szekunder szabályozási szinteket.

4.2. Anyagok és módszerek

4.2.1. Topológia

Az alábbi alfejezetben bemutatom a kidolgozott intelligens szabályozási stratégiát, rendszertopológiát. Ismertetem az automatikus rendszeridentifikáció algoritmusát, amely segítségével hatékonyan lehet betanítani a mesterséges neurális hálózatot, amely intelligens módon a nemlineáris elektronikus átalakítókat szabályozza. A validáláshoz szükséges szimulációs módszereket, elrendezéseket szintén ezen alfejezetben taglalom.

Az ábrán nem látható a napelem és az MPPT töltésvezérlő (DC/DC konverter), mivel nem vesznek részt a szabályozási stratégiában. Az akkumulátor felügyeleti menedzsment rendszere (BMS) visszajelentést ad az akkumulátor töltő, illetve kisütőáramáról (i_{bat}), így tehát nincs szükség külön az MPPT szabályozó irányítására, felügyeletére. A BMS továbbá képes visszacsatolást adni az akkumulátor töltöttségi állapotáról is (SoC), valamint az akkumulátor feszültségéről (u_{bat}). Az akkumulátor feszültségéből és töltőáramából meghatározható tehát a napelem teljesítménye.

4.2.2. Mesterséges neurális hálózaton alapuló szabályozás

A mesterséges neurális hálózaton alapuló szabályozók alkalmazkodóképessége különösen alkalmassá teszi őket a hibrid szünetmentes rendszerben szükséges összetett szabályozási feladatokra. Képesek tanulni és a változó működési feltételekhez igazítani paramétereiket, ami elengedhetetlen a stabilitás és a teljesítmény fenntartásához olyan zavarok esetén, mint a dinamikus terhelésingadozás vagy az áramszünet.

A [153] szakirodalom szerint neurális hálózatnak nevezzük azt a hardver vagy szoftver megvalósítású párhuzamos, elosztott működésre képes információfeldolgozó eszközt, amely:

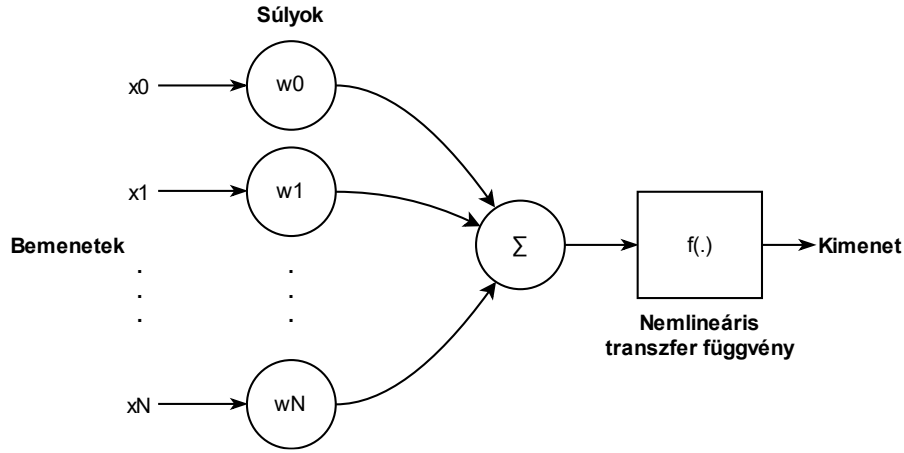
- azonos vagy hasonló típusú – általában nagyszámú – lokális feldolgozást végző műveleti elem, neuron többnyire rendezett topológiájú, nagymértékben összekapcsolt rendszeréből áll,
- rendelkezik tanulási algoritmussal, amely általában minta alapján való tanulást jelent, és amely az információfeldolgozás módját határozza meg,
- rendelkezik a megtanult információ felhasználását lehetővé tevő információ előhívási, vagy röviden előhívási algoritmussal.

A fentiek értelmében a neurális hálózatok működésénél tipikusan két fázist különböztethetünk meg. Az első fázis, melyet tanulási fázisnak nevezünk, a hálózat kialakítására szolgál, melynek során a hálózatba valamilyen módon beépítjük, eltároljuk a rendelkezésre álló mintákban rejtve meglévő információt. Eredményként egy információfeldolgozó rendszert kapunk, melynek használatára általában a második fázisban, az előhívási fázisban kerül sor. A két fázis a legtöbb esetben időben szétválik. A tanulási fázis rendszerint lassú, hosszú iterációkat, tranzienseket, esetleg sikertelen tanulási szakaszokat is hordoz. Ezzel szemben az előhívási fázis tipikusan gyors feldolgozást jelent [153].

Egy neuron egy több-bemenetű, egy-kimenetű eszköz, amely a bemenetek és a kimenet között általában valamilyen nemlineáris leképezést valósít meg. Egy neuron rendelkezhet lokális memóriával is, amelyben akár bemeneti, akár kimeneti értékeket vagy a működés előéletére vonatkozó állapotinformációt tárolhat. A bemeneti- vagy a bemeneti- és a tárolt értékekből az aktuális kimeneti értéket egy tipikusan nemlineáris függvény alkalmazásával hozza létre, melyet aktiváló vagy aktivációs függvénynek nevezünk [153].

A műveleti elemek legegyszerűbb és egyben legelterjedtebb változata az egyenrangú bemenetekkel rendelkező memória nélküli neuron, melynek tipikus felépítése a 21. ábrán látható. A bemutatott neuron esetén az x_i skalár bemenetek w_i ($i=0,1,\dots,N$) súlyozással kerülnek összegzésre, majd a súlyozott összeg egy $f(\cdot)$ nemlineáris elemre kerül. Szokás az

ábrán látható neuronok esetén a bemeneti jelek súlyozott összegét (az összegző hálózat s kimeneti jelét, mely a nemlinearitás bemenete) ingernek, míg a kimeneti jelet válasznak nevezni. Ezek az elnevezések az egyes területeken ma is erősen hivatkozott biológiai analógiára utalnak [153].



21. ábra: Egyenrangú bemenetekkel rendelkező memória nélküli perceptron (neuron)

A hálózat összegző pontján a bemenetek lineáris kombinációját kapjuk (9. képlet) [153]:

$$s = \sum_{i=0}^N w_i x_i = w^T x \quad (9)$$

A bemeneti függvényt felhasználva, illetve alkalmazva az f aktivációs függvényt, a kimenetet is megkapjuk a 10. képlet alapján. A bemeneti jelek súlyozott összegét ingernek, a kimenetet válasznak vagy aktivációnak nevezünk [153].

$$y = f(s) = f\left(\sum_{i=0}^N w_i x_i\right) \quad (10)$$

Amennyiben az aktivációs függvény lineáris, úgy a neurális hálózat egyszerű lineáris leképezést implementál [153].

Az aktivációs függvények kulcsszerepet játszanak a neurális hálók nemlineáris képességeiben. Ezek a függvények, például a sigmoid, a ReLU vagy a tanh, meghatározzák, hogy a neuron kimenete hogyan reagál a bemenetek összegére. Ezzel a háló képessé válik komplex mintázatok felismerésére és nemlineáris összefüggések modellezésére [153].

A neurális hálók betanításához általában a visszaterjesztési algoritmust használják, amely iteratívan csökkenti a hibát. A tanítási folyamat során a modell először előrehaladást végez, majd a kimeneti hibát visszaterjeszti a háló súlyaira, hogy azok frissüljenek. A frissítés során optimalizációs algoritmusokat, például a gradienstsökkenést alkalmaznak [153].

A tanítás során több hiba is előfordulhat. Az egyik leggyakoribb probléma a túltanulás, amikor a háló túlzottan alkalmazkodik a tanító adathoz, és gyengén teljesít új, ismeretlen mintákon. Ezzel szemben, ha a háló nem tanulja meg megfelelően az adatokat, akkor

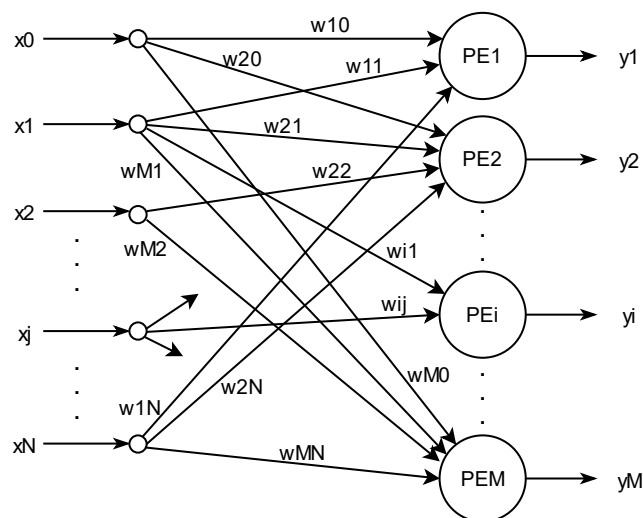
alultanulás lép fel. Az aktivációs függvények vagy a tanulási ráta nem megfelelő választása szintén hibákhoz vezethet [153].

A neuronok összeköttetési rendszerét, illetve a hálózat be- és kimeneteinek helyét együttesen hálózati topológiának nevezzük. A gráfon belül a csomópontokat a neuronok, a be- és kimenetek közötti kapcsolatokat pedig a gráfélek reprezentálják. Az egyes gráfélekhez súlytényezők rendelhetők. A gráfon belül az egyes csomópontok nincsenek kapcsolatban az összes többi csomópont egész halmazával, csak egy részhalmazával, amely tulajdonság alapján a neuronok az alábbiak szerint csoportosíthatók [154]:

- Bemeneti neuronok
- Rejtett neuronok
- Kimeneti neuronok

A bemeneti neuronok bemenete egyben a hálózat bemenete is, míg a kimenete egy másik neuron bemenete. Ez a típus különbözik a másik kettőtől, ugyanis ezek puffér jellegűek, amelyeknek jelfeldolgozó feladatuk nincs, feladatuk csak a hálózat bemeneteinek a következő réteg bemeneteihez való eljuttatása. A kimeneti neuronoknak ezzel szemben típus tekintetében nem különböznek a többi neurontól, viszont azok kimenete a hálózat kimenete is egyben, vagyis közvetlenül a környezet felé továbbítja az információt. Végül a rejtett neuronok, amelyek mind a ki-, mind pedig a bemeneteikkel szigorúan másik neuronhoz csatlakozhatnak. A hálózaton belül a neuronokat rétegekbe szokás rendezni, ahol a hasonló típusú neuronok azonos rétegbe kerülnek [154].

A rétegekbe szervezett hálózatnak minimum két réteggel kell rendelkezni, amelyből az egyik természetesen egy információfeldolgozást nem végző bemeneti réteg, illetve egy kimeneti réteg. A két réteg között elméletileg szabadon választható számú rejtett réteg elhelyezése lehetséges. A rétegek mennyiségét rétegszámmal szokás megadni, ami a processzáló rétegek száma. A struktúra szempontjából alapvetően két típust különböztetünk meg, ezek az előrecsatolt és a visszacsatolt hálózatok. Az előrecsatolt, vagy más néven hurokmentes hálózatokra az a jellemző, hogy maguk a súlyok a belső állapot, vagyis a pillanatnyi bemenet függvényét reprezentálják (22. ábra) [153], [154].



22. ábra: Előrecsatolt hálózat

A többrétegű neurális hálózat tanítása az alábbiak szerint történik [153], [154]:

- a kezdeti súlyok megadása,
- a tanító pont végig küldése a teljes neurális hálózaton a súlyok változtatása nélkül,
- a kapott kimeneti jel és a tényleges kimeneti jel összehasonlítása,
- a kapott hibát visszaáramoltatjuk a neurális hálózaton, és a súlyokat a hiba csökkentéshez megváltoztatjuk.

Természetesen nem érhető el a hiba teljes kiküszöbölése, továbbá a tanító algoritmus futtatása időigényes, ezért megállítási szabályt kell alkalmazni. Többféle tanítási módszer létezik, ezek lehetnek például [154]:

- Skálázott konjugált-gradiens módszer,
- Levenberg-Marquardt módszer,
- Rugalmassági visszaterjesztés módszer,
- Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno kvázi-Newton módszer,
- Gradienscsökkenés módszer,
- Momentummal kiterjesztett gradienscsökkenés módszer.

Ez a rendszer tehát egy olyan rugalmas és erőteljes modell, amely különösen jól alkalmazható a bonyolult, nemlineáris problémák megoldására, például az egyenirányító és LLC konverter egyidejű szabályozására a terhelés, akkumulátor feszültség és zöldáram-hányados alapjel figyelembevételével.

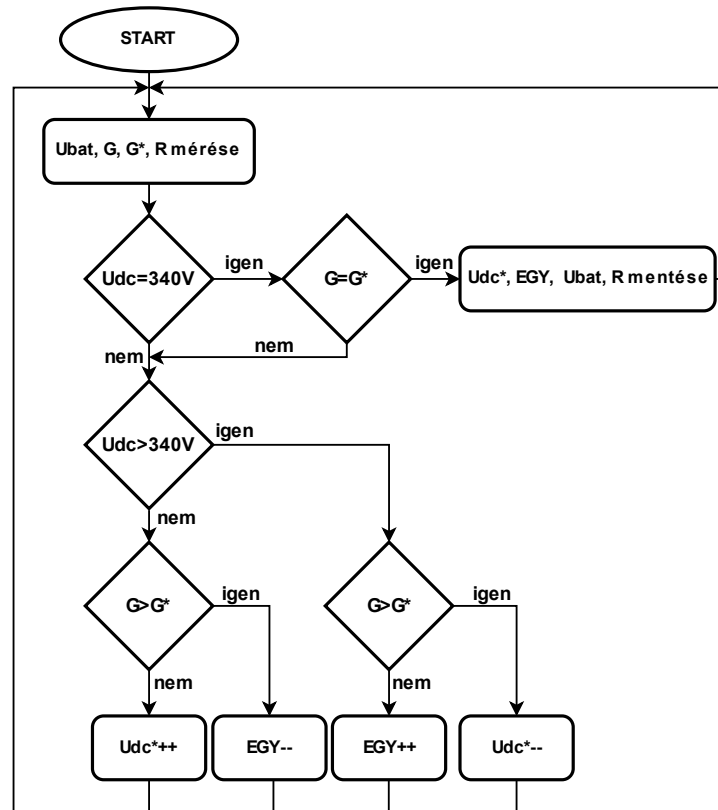
4.2.3. Identifikátor

Egy neurális hálózat hatékony működésének alapfeltétele a megfelelő mennyiségű és minőségű adathalmaz rendelkezésre állása. A tanításhoz szükséges adat mennyisége számos tényezőtől függ, amelyek közül a legfontosabbak a hálózat komplexitása, a tanulási feladat jellege, valamint az adatok sokfélesége és redundanciája. Általánosan elmondható, hogy a hálózat teljesítménye és pontossága nagymértékben összefügg a tanításhoz használt adathalmaz nagyságával és minőségével. A megfelelő teljesítmény eléréséhez az adathalmaznak tükröznie kell a rendszerben előforduló mintázatok sokféleségét.

A 20. ábrán látható, hogy a szabályozást végző neurális hálózat három bemenettel és kettő kimenettel rendelkezik. Ahhoz, hogy a neurális háló a kívánt zöldáram-hányados és közbenső kör feszültség kívánt nagyságát beállítsa a hibrid szünetmentes rendszerben, ismernie kell az adott akkumulátor feszültséghez, közbenső egyenáramú kör feszültséghez, terheléshez tartozó helyi szabályozók (egyenirányító és LLC konverter szabályozóinak) alapjeleit. Ezek az alapjelek az egyenirányító esetén EGY paraméterrel, a LLC konverter esetén U_{dc} paraméterrel vannak jelölve az ábrán.

A tanításhoz szükséges adathalmazt a 23. ábrán látható algoritmus állítja elő. Az algoritmus elindulásakor bekéri a kívánt zöldáram-hányados alapjelet és megméri az akkumulátor feszültségét, a zöldáram-hányados nagyságát, a terhelés nagyságát. Ezután komparálja a közbenső egyenáramú kör feszültségét a kívánt értékkel (pl. 340 V). Amennyiben nem egyenlő, úgy szintén egyenlőséget vizsgál. Ha az U_{dc} feszültség nagyobb, mint 340 V és a zöldáram-hányados nagyobb, mint a kívánt érték, akkor növeli a tirisztoros

egyenirányító esetén a gyűjtásszöget. Ha a G nagyobb, mint a kívánt érték (G^*), akkor pedig az LLC konverter alapjelét csökkenti, és így tovább. A folyamat addig fut, amíg a közbenső kör feszültség és a zöldáram-hányados nagysága el nem éri a kívánt értéket. Amennyiben ez megtörténik, az algoritmus elmenti a konverterek alapjeleit, az akkumulátor feszültséget és a terhelés nagyságát. Az algoritmust több akkumulátor feszültség, terhelés és zöldáram-hányados alapjel esetén le kell futtatni úgy, hogy lefedje a rendszerben előfordulható értékeket és szélsőértékek esetén is legyen az adathalmazban érték.



23. ábra: Identifikátor algoritmus tirisztoros egyenirányítós, hibrid szünetmentes rendszerhez

Aktív (Park-vektoros szabályozású) egyenirányító esetén minimális módosítás szükséges az algoritmusban:

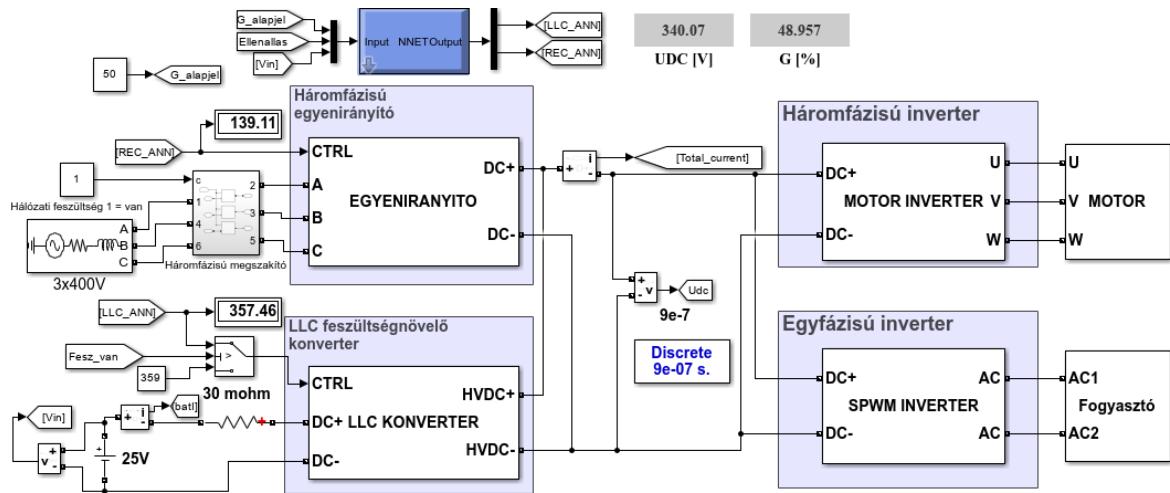
- Amennyiben $U_{dc} < 340 \text{ V}$ és $G > G^*$, akkor EGY paraméter növelése szükséges
- Ha $U_{dc} > 340 \text{ V}$ és $G < G^*$, akkor EGY paraméter csökkentése szükséges

Az inkrementálási és dekrementálási sebességet rámpázási módszerrel lehet beállítani.

4.2.4. Szimulációs módszerek

Az alábbi alfejezet bemutatja a neurális hálóval szabályozott hibrid szünetmentes rendszer szimulációs módszereit. A szimulációk célja vizsgálni, hogy a mesterséges neurális hálóval szabályozott rendszer hogyan képes a teljesítménymegosztást és a közbenső egyenáramú kör feszültségét stabilan tartani, miközben dinamikusan változik az akkumulátor feszültsége, a terhelés és a kívánt zöldáram-hányados. Vizsgálatra kerül mind

Az identifikátor által előállított adathalmaz alapján betanított neurális hálóval szabályozott rendszer főáramköre a 26. ábrán látható, ahol tirisztoros egyenirányító foglal helyet.



26. ábra: Neurális hálóval szabályozott hibrid szünetmentes rendszer főáramköre

A terhelőellenállás értékét a program a közbenső kör feszültségének lineáris középértékéből és áramának lineáris középértékéből számolja, Ohm-törvény segítségével. A lineáris középérték 50 Hz-re van vonatkoztatva. A hálózati áramszünetet is kezeli a rendszer, ez látható az ábra bal oldalán. A háromfázisú megszakító manuális vezérléssel kikapcsolható, ekkor áramszünet jön létre, az egyenirányító ellátatlan marad. Az egyenirányító blokkon belül egy feszültségfigyelő ellenőrzi a hálózati feszültség meglétét. Amennyiben nincs hálózati feszültség, úgy a *Fesz_van* változó 0 értéket ad vissza. Ekkor az LLC konverter helyi szabályozójának küldött alapjel 359 V-ra ugrik fel és már nem a neurális hálótól kapott értékre szabályoz. Megjegyzem, hogy a helyi szabályozó csak proporcionális szabályozót tartalmaz, így nagy az állandósult állapotú hibája, ezért szükséges megközelítőleg 359 V alapjel mintegy 340 V feszültség tartásához.

A következőkben az egyes elvégzett szimulációk célját, módszerét, továbbá a neurális háló betanítását ismertetem. A szimulációk során tirisztoros egyenirányító volt a főáramkörbe csatlakoztatva.

1. szimuláció

A szimuláció a hibrid szünetmentes rendszeridentifikálását végzi el. A szimuláció során a bemeneti paraméterek az alábbi értékek voltak:

- Terhelés (R_t): 290 Ω , 467 Ω , 645 Ω , 1000 Ω ,
- Akkumulátor feszültsége (U_{bat}): 25 V, 30 V, 36 V, 40 V,
- Zöldáram-hányados alapjel (G^*): 5%, 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 60%, 70%, 80%, 90%, 95%.

Amikor az akkumulátor feszültsége 30 V feszültségre volt állítva, csak egy identifikálási ciklus futott le 290 Ω terhelés, 50% zöldáram-hányados alapjel esetén. Továbbá 467 Ω terhelés, 40 V akkumulátor feszültség esetén az 5% és 10% zöldáram-hányadoshoz tartozó

értékek hiányoznak, mert nem volt megvalósítható a teljesítményarány. Ugyanígy 290 Ω terhelés, 40 V akkumulátor feszültség esetén az 5% zöldáram-hányadoshoz tartozó értékek hiányoznak.

Így tehát összesen 129 ciklus jött létre. Egy ciklus eredménye tartalmazza a terheléshez, akkumulátor feszültséghez és zöldáram-hányadoshoz tartozó alapjel értékeket (EGY , U_{DC}^*), azaz a kimeneti értékeket. Amennyiben a kívánt zöldáram-hányados kisebb, mint 5%, úgy az LLC konvertert ki kell kapcsolni. Ugyanakkor 95% zöldáram-hányados alapjel felett az egyenirányítót szükséges kikapcsolni, ennél fogva csökkennek a veszteségeket és pontosabb szabályozás jön létre.

Neurális háló betanítása

A neurális háló betanítását az 1. szimuláció eredményeinek felhasználásával lehet elvégezni. A kapott eredményeket Excel-táblázatba szükséges elmenteni. A táblázatot a neurális háló betanításakor a MATLAB szoftver importálja. Az optimális neuronok számát és a tanítási módszer kiválasztását kísérleti úton, validációs adathalmazon történő teszteléssel kell meghatározni.

2. szimuláció

A cél annak bemutatása, hogy a zöldáram-hányados (0-100%-os) rámpázása hogyan befolyásolja a tényleges zöldáram-hányadost és a közbenső egyenáramú kör feszültségét, miközben a terhelés és az akkumulátor feszültsége állandó marad.

3. szimuláció

A cél annak bemutatása, hogy az akkumulátor feszültségének dinamikus változtatása milyen zavarokat okoz a tényleges zöldáram-hányadosban és a közbenső kör feszültségében, miközben a terhelés állandó.

4. szimuláció

Célja kimutatni, hogy a terhelés és az akkumulátor feszültség változtatásával hogyan változik a tényleges zöldáram-hányados és a közbenső kör feszültség.

5. szimuláció

Célja, hogy kimutassa a keletkező zavarokat, miközben minden bemeneti paraméter változik.

6. szimuláció

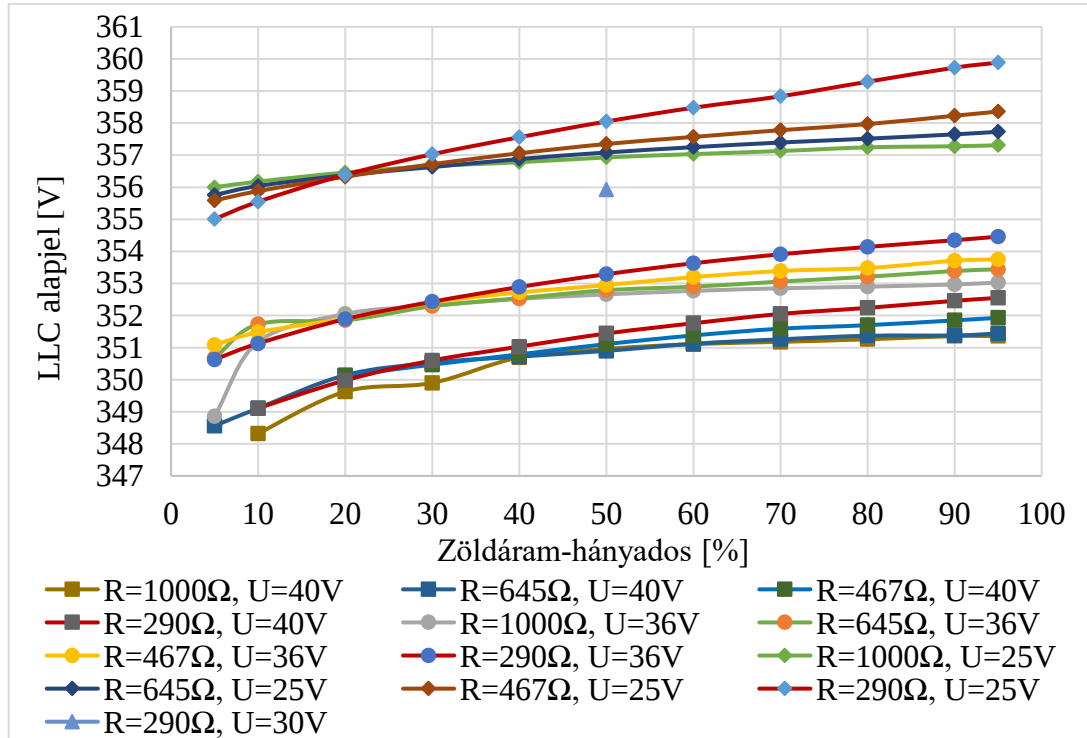
Célja kimutatni, hogy áramszünet létrejöttékor és hálózat helyreállása esetén hogyan változik meg a közbenső egyenáramú kör feszültsége és árama, valamint a motor mechanikai teljesítménye, miközben a terhelés és akkumulátorfeszültség konstans.

4.3. Eredmények

Az alábbi fejezetben láthatóak az identifikációnak, a neurális háló tanításának és a paraméteres érzékenységvizsgálatoknak az eredményei.

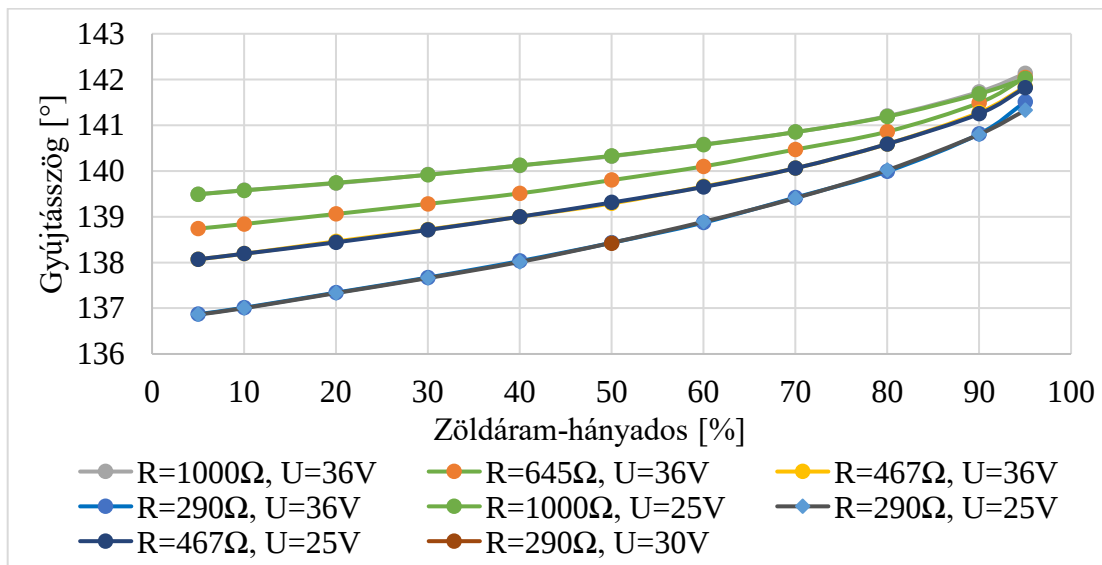
4.3.1. 1. szimuláció - identifikáció eredménye

Az identifikáció eredményét a 27. ábra szemlélteti, ahol az LLC konverterhez tartozó szükséges alapjelek kerültek ábrázolásra, különböző zöldáram-hányados, terhelés és akkumulátorfeszültség esetén.



27. ábra: Az LLC konverterhez tartozó felmért alapjelek

A kapott egyenirányító gyűjtásszögeit a 28. ábra jeleníti meg. A szimuláció alapján megállapítható, hogy az akkumulátor feszültségének változása elhanyagolható mértékben változtatja meg a szükséges gyűjtásszöget. Ennélfogva nem került ábrázolásra mind a 129 ciklus eredménye.



28. ábra: Az egyenirányítóhoz tartozó felmért gyűjtásszögek

4.3.2. Neurális háló betanítása

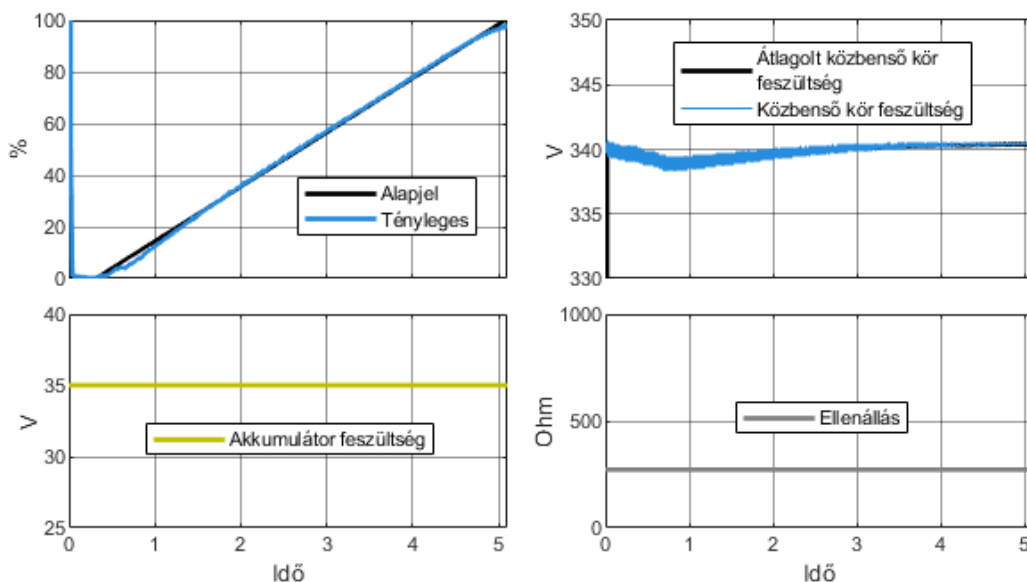
A neurális háló betanítása az 1. szimuláció eredményei alapján történt, Levenberg-Marquardt módszerrel. Az identifikálás során kapott eredmények a 13. mellékletben tekinthetők meg. A betanításhoz deklarálni kell a tanítási-körök (iterációk) számát, a kívánt teljesítményt (megengedett minimális hibát), maximális validációs hibák számát tanulás közben. Ezek az értékek a 4. táblázatban láthatók. Továbbá alapértelmezett értékek is megfigyelhetők: gradiens és Mu adaptív értékek. A tanítás befejezése után a kapott értékek szintén megfigyelhetők a táblázatban. A 14. melléklet további eredményeket ismertet.

4. táblázat: A tanítás során elvárt és kapott értékek

Paraméter	Kezdeti érték	Végleges érték	Cél érték
Tanítási-kör	0	5000	5000
Eltelt idő	-	2 sec	-
Teljesítmény	39,4	0,000787	1e-14
Gradiens	57,7	0,000215	1e-07
Mu	0,001	1e-09	1e+10
Validáció	0	4,13+e03	5e+04

Az eredmények alapján a neurális háló megfelelő konvergenciát mutat. A teljesítmény tovább növelhető a rejtett neuronok számának növelésével, azonban ekkor túltanulás jön létre. Az optimális rejtett neuronok száma 9-re adódott 129 ciklus, 3 bemeneti réteg és 2 kimeneti réteg esetén.

4.3.3. 2. szimuláció – zöldáram-hányados rámpázása

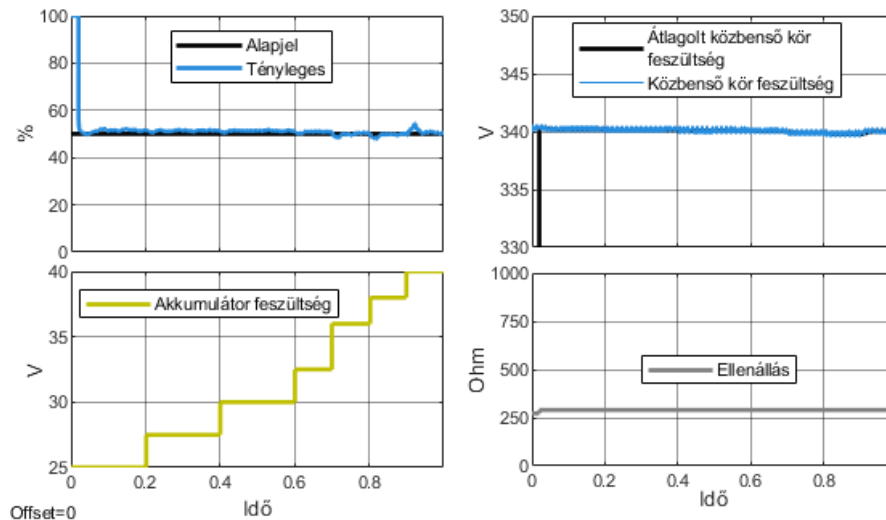


29. ábra: A zöldáram-hányados rámpázásának hatása

A 2. szimuláció eredménye látható a 29. ábrán. A zöldáram-hányados alapjel végigrámpázásával a tényleges érték minimális hibával követi az alapjelet, miközben a közbenső kör feszültsége is minimálisan változik. A létrejövő feszültség és zöldáram-hányados hibák abból erednek, hogy az identifikálás is és a tanítás is tartalmaz hibát.

4.3.4. 3. szimuláció – akkumulátor feszültségének dinamikus változtatása

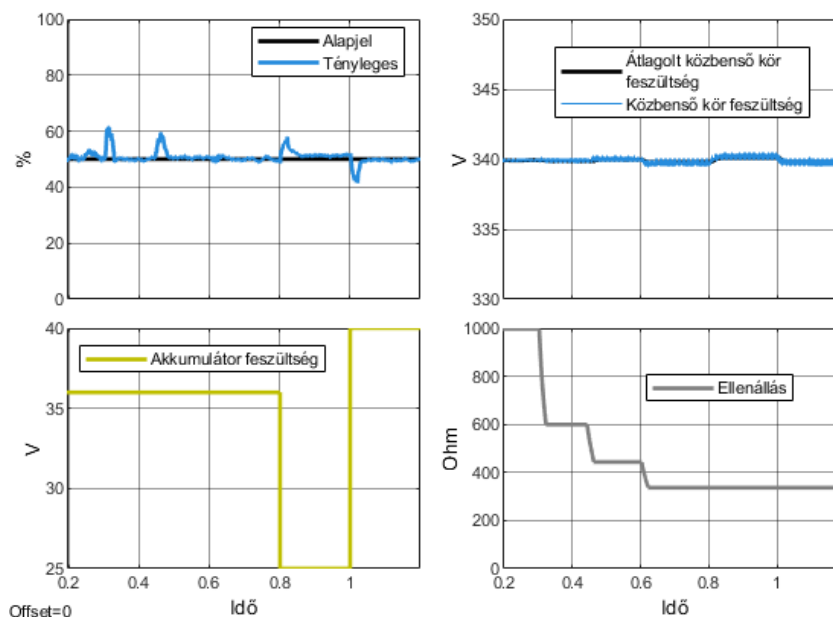
A 3. szimuláció eredménye azt mutatja a 30. ábrán, hogy az akkumulátor feszültségének dinamikus változása elhanyagolható mértékben zavarja a közbenső kör feszültségét és a zöldáram-hányadost.



30. ábra: Az akkumulátor feszültségének dinamikus változtatásának hatása

4.3.5. 4. szimuláció – terhelés és akkumulátor feszültség változtatás

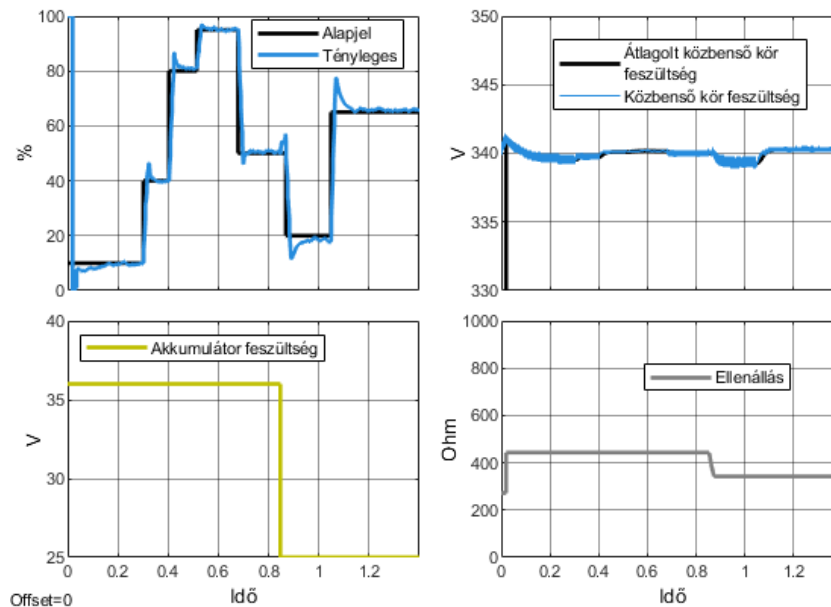
A 31. ábrán a 4. szimuláció eredménye látható, ahol a terhelés és az akkumulátor feszültsége is dinamikusan változik. A terhelés növelése során látható, hogy az ellenállás értéke véges meredekséggel csökken, ez a lineáris középértéket képző algoritmusból ered, amely 50 Hz-re átlagol. Ennek alkalmazása kulcsfontosságú, hiszen csökkenti az oszcillációkat a szabályozás során, azonban rövid idejű túllövést okoz a zöldáram-hányados tényleges értékében. Továbbá hibát az LLC konverter P szabályozója is okoz.



31. ábra: A terhelés és az akkumulátor feszültség változtatásának hatása

4.3.6. 5. szimuláció – több paraméter változtatása

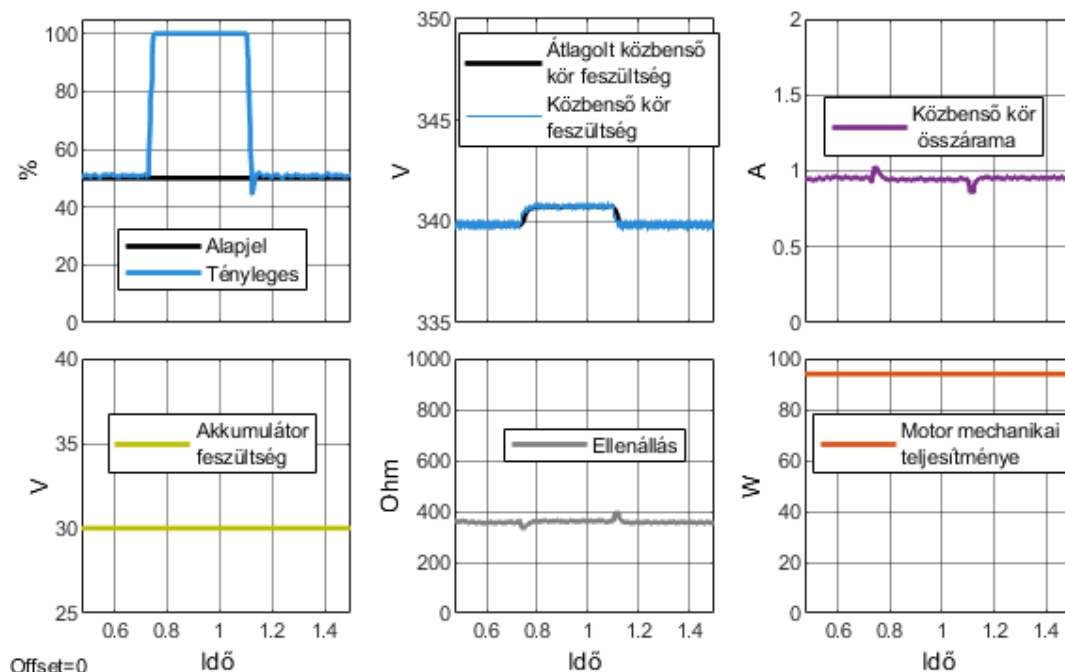
Az 5. szimuláció vizsgálja, hogy a dinamikus (nem rámpázott) zöldáram-hányados alapjel változtatás hogyan hat a rendszerre, továbbá az összes bemeneti paraméter egyidejű változtatása milyen mértékű feszültség változást eredményez a közbenső körben. A 32. ábra alapján elhanyagolható mértékű feszültségváltozás figyelhető meg.



32. ábra: A dinamikus bemeneti paraméterváltoztatások hatása

4.3.7. 6. szimuláció – áramszünet hatása

A legkritikusabb üzemállapotok áramszünetkor és hálózat helyreálláskor jönnek létre, ennek hatását vizsgálja a 6. szimuláció, amelynek eredménye a 33. ábrán tekinthető meg.



33. ábra: Az áramszünet és a hálózat helyreállítás hatása

Amikor áramszünet jön létre, a zöldáram-hányados következképpen 100% értéket vesz fel, mert csak az LLC konverter látja el a fogyasztókat. Ekkor a közbenső kör feszültsége kissé megemelkedik, majd, amikor a hálózati feszültség helyreáll, ismét visszatér az eredeti stabil állapotába. A két esemény során minimális zavar jelenik meg közbenső kör feszültségében, így az áramban is. A motor mechanikai teljesítménye nem változott meg.

4.4. Elbeszélés és gyakorlati alkalmazhatóság

Összességében a szimulációs eredmények igazolják, hogy a neurális háló intelligenciája hatékonyan képes megvalósítani a dinamikus teljesítménymegosztást a hibrid napelemes szünetmentes rendszerben. Eközben biztosítja a közbenső egyenáramú kör konstans feszültségét, lehetővé téve a fogyasztók zavartalan működését a bemeneti paraméterek bármilyen változása esetén. A neurális háló megfelelően képes működni az ismeretlen bemeneti értékek esetén is, ez is igazolja a helyes tanítási módszert és az identifikátor helyes működését. A neurális hálóval implementált centrális szabályozási topológia robusztus szabályozást tesz lehetővé az elosztott termelők között, így a bonyolult hangolási műveletek elhanyagolhatók a rendszer telepítése során. Az identifikáció folyamata automatikusan zajlik, a mérnök feladata pedig csupán a neurális háló betanítása a rendelkezésre álló adatok alapján.

Fontos, hogy az identifikáció algoritmus lefuttatása előtt az LLC konverter helyi P szabályozóját be kell hangolni úgy, hogy 100% zöldáram-hányados esetén stabilan képes legyen ellátni a fogyasztókat különböző bemeneti paraméterek esetén, mint például az akkumulátor feszültség és a terhelés nagysága. Ezután az identifikáció megkezdhető, és a szabályozó már nem hangolható. Az LLC konverter névleges teljesítményét úgy kell méretezni, hogy 100% zöldáram-hányados esetén is biztosítsa a közbenső körre csatlakoztatott fogyasztók összteljesítményét.

A zöldáram-hányados szabályozása alacsony terhelés esetén kihívást jelent. Éppen ezért az identifikáció és a neurális háló betanítása is 1 k Ω terhelésig történt. Az árammérő szenzorok pontossága és a mérési zaj különösen kritikus tényező, mivel alacsony áramok esetén az érzékelő kimenetén megjelenő jel-zaj arány (SNR) romlik, és ez a szabályozási algoritmus instabil működéséhez vezethet. Mindemellett gazdaságilag sem éri meg két konvertert együtt működtetni alacsony terhelések esetén, ezt a következő fejezet bizonyítja be. A szimulációkkal vizsgált rendszerben törpe aszinkron gép, kisteljesítményű egyfázisú fogyasztó foglal helyet. A gyakorlatban általában nagyságrendekkel nagyobb teljesítményű fogyasztók szabályozását kell elvégezni.

2. Tézis

Olyan új centrális szabályozási módszert dolgoztam ki hibrid napelemes szünetmentes rendszerekhez, amely mesterséges neurális hálóval szabályozza a közbenső egyenáramú kör feszültségét és a teljesítménymegosztást a hálózati egyenirányító és LLC konverter között, droop-szabályozás alkalmazása nélkül. Kidolgoztam egy olyan új identifikátor algoritmust, amely segítségével a neurális háló egyszerűen betanítható. A kidolgozott szabályozási módszer megvalósítja a primer és szekunder szabályozási szinteket.

A tézishoz kapcsolódó saját publikációk: [S6]

5. OPTIMALIZÁLT DINAMIKUS ENERGIAMENEDZSMENT

5.1. Bevezetés

A hibrid napelemes szünetmentes rendszerek egy új dinamikus energiamenedzsmentet igényelnek, amely képes valós időben szabályozni a teljesítménymegosztást (zöldáram-hányadost), gazdasági aspektusok figyelembevételével, valamint a rendszer aktuális üzemi paraméterei alapján. A szisztematikus irodalomkutatás alapján elmondható, hogy jelenleg a hibrid napelemes szünetmentes rendszerek energiamenedzsmentje nem veszi figyelembe az egyes termelők, elektronikus átalakítók, akkumulátorok és egyéb berendezések teljes életciklusára vonatkoztatott fajlagos energiaköltséget (LCOE). Az LCOE kiszámításához ismerni kell az egyes berendezések beruházási költségét, életciklusát és ez idő alatt megtermelt villamos energia mennyiségét. Ezek alapján az LCOE kiszámítható a 11. képlet segítségével, amennyiben a jövőben nem merül fel karbantartási költség, vagy egyéb kiadás, ellenben a diszkontált beruházási költségek összegét szükséges felírni [155].

$$LCOE = \frac{\text{Beruházási költség}}{\text{Élettartam alatt termelt villamos energia}} \left[\frac{Ft}{kWh} \right] \quad (11)$$

Az LCOE különböző típusú erőművek (pl. szél, nap, gáz) vagy technológiák gazdasági hatékonyságát teszi összehasonlíthatóvá egy egységes mutatóval. Továbbá segít meghatározni, hogy melyik technológia biztosítja a legolcsóbb energia-előállítás egy adott helyszínen vagy időszakban. Ezáltal a befektetők és a döntéshozók az LCOE-t használhatják az energiaprojektek pénzügyi fenntarthatóságának és megtérülésének értékelésére. Az energiamenedzsment rendszerek is, mint döntéshozók kiválaszthatják az optimális energiaforrást, amelynek az LCOE mutatója a legalacsonyabb. Olyan üzemállapot is lehetséges, ahol egyszerre több energiaforrás kombinálásával jön létre az optimális gazdasági munkapont, azaz a legalacsonyabb LCOE.

Az előző fejezetekben látható a 15. ábrán és a 20. ábrán, hogy a G^* zöldáram-hányados alapjelet egy központi intelligens szabályozó (energiamenedzsment rendszert tartalmazó) egység állítja elő, amely figyelembe veszi a gazdasági paramétereket az aktuális üzemi paramétereken kívül. A 15. ábrán a zöldáram-hányados alapjelet PI szabályozó algoritmusok, a 20. ábrán pedig neurális háló igyekszik beállítani a rendszerben. Az általam ismertett eredmények alapján kétségtelen, hogy droop-szabályozás nélkül nagy pontossággal megvalósítható a dinamikus teljesítménymegosztás, azaz a zöldáram-hányados szabályozása a termelők között.

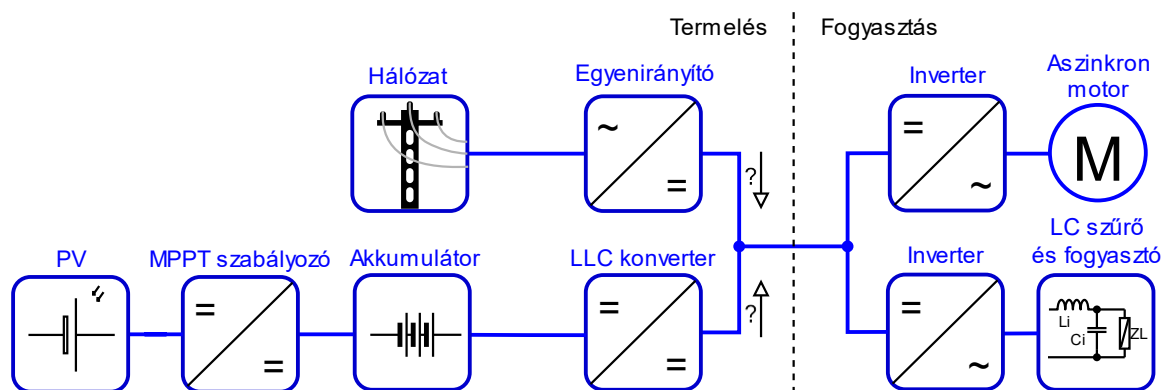
Az alábbi fejezetben arra keresem a választ, hogy az egyes rendszerelemek tulajdonságainak és az aktuális üzemi, valamint gazdasági paramétereknek az ismeretében milyen zöldáram-hányadost célszerű beállítani a rendszerben. Ennek meghatározásához egy új gazdasági modell, valamint a hozzá kapcsolódó számítási és optimalizálási módszer kidolgozása szükséges. A központi intelligens szabályozó ezen modell és módszerek alapján képes valós időben döntéseket hozni, ezáltal biztosítva a hibrid napelemes szünetmentes rendszer optimális gazdasági munkapontját. Az intelligens szabályozó akár mesterséges intelligencia segítségével megtanulhatja a számítási és optimalizálási modellt, és a

rendelkezésre álló számítási kapacitástól függően előállítja a zöldáram-hányados alapjelet a központi szabályozó számára.

Hipotézis: a hibrid napelemes szünetmentes rendszerek gazdasági és üzemi hatékonysága jelentősen javítható egy új, dinamikus energiamenedzsment modell alkalmazásával, amely figyelembe veszi az egyes rendszerelemek teljes életciklusára vonatkozó fajlagos energiaköltséget (LCOE). Az intelligens központi szabályozó, amely a kidolgozott gazdasági modell és optimalizálási módszerek alapján működik, képes valós időben meghatározni az optimális zöldáram-hányadost, biztosítva ezáltal a rendszer gazdaságos működését.

5.2. Anyagok és módszerek

Az alábbi fejezetben bemutatom az általam kidolgozott számítási és optimalizálási módszert, gazdasági modellt, amelyek segítségével csökkenthető a felhasznált villamos energia LCOE-ja dinamikus változó terhelések, hálózati energiaár, napelem energiatermelések mellett. A gazdasági modell kidolgozásához a korábban bemutatott hálózati topológiát vettem alapul, ahol a hálózati egyenirányító és az LLC konverter együtt táplálja a közbenső egyenáramú kört. Az LLC konvertert az akkumulátor táplálja, amelyet kizárólagosan csak a napelem képes tölteni egy MPPT szabályozóval ellátott DC/DC konverterrel. A közbenső egyenáramú körre csatlakoznak az inverterek, amelyek a fogyasztókat táplálják meg. A főáramkört tehát a 34. ábra mutatja.



34. ábra: Az optimalizált rendszer főáramköre

A főáramkörben a fogyasztókkal és a hozzájuk tartozó elektronikus átalakítókkal nem szükséges foglalkozni, mert optimalizálásuk nem lehetséges közvetlen módon, továbbá nem vesznek részt a szabályozási stratégiában sem.

5.2.1. LCOE definiálása, optimalizálási módszerek

A gazdasági modell az 5. táblázatban látható, időben állandó bemeneti paramétereket veszi figyelembe, amelyek ismerete szükséges az optimalizálás megvalósításához. Fontos kiemelni, hogy a paraméterek dimenziója néhány esetben prefixummal vannak ellátva, és a számítások során is így kerülnek behelyettesítésre. Kétségtelen, hogy az egyenirányító LCOE-ja elhanyagolható mértékű, ezért a számítások és az optimalizálás nem veszik

figyelembe. Az egyenirányítók élettartama kiemelkedően magas és költségük is alacsony a többi rendszerelemhez képest.

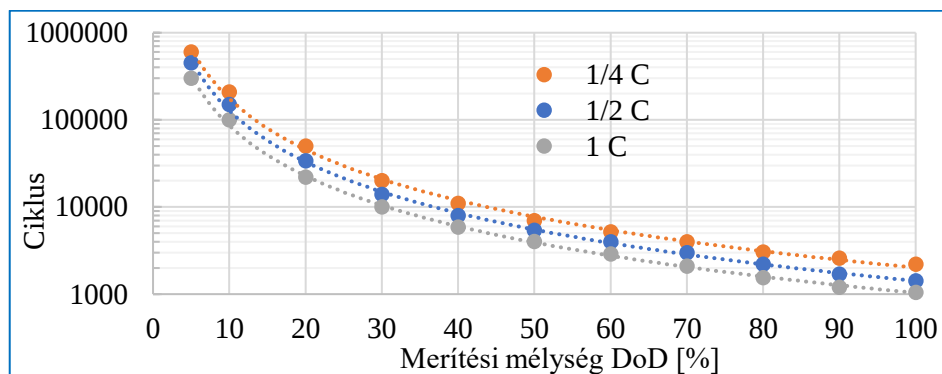
5. táblázat: Állandó bemeneti paraméterek az optimalizáláshoz

Megnevezés	Paraméter	Dimenzió
A fogyasztók maximális teljesítménye	P_N	kW
Akkumulátorcsomag kezdeti kapacitása	C_{bat}	Ah
Akkumulátorcsomag nominális feszültsége	U_{batnom}	V
Akkumulátorcsomag beruházási költsége	K_{bebat}	Ft
Akkumulátorra vonatkozó Peukert-exponens	k	-
LLC konverter beruházási költsége	K_{beLLC}	Ft
Napelemes rendszer beruházási költsége	K_{bePV}	Ft
Napelemes rendszer kezdeti névleges teljesítménye	P_{PVk}	kWp
Napelem degradációs rátája	d	-
Napelem éves energiatermelése 1 kWp teljesítmény esetén	$E_{1év}$	kWh
MPPT töltésvezérlő hatásfoka	$\eta_{töltés}$	%

5.2.2. Az akkumulátor élettartama

A modell paraméterezéséhez először az akkumulátorcsomag élettartamát kell analizálni, vagy a gyártói adatok alapján regresszióval közelíteni. A merítési mélység (DoD: Depth of Discharge) százalékos érték függvényében felírható a ciklusszáma (élettartama) az akkumulátornak, különböző terhelések esetén. A ciklusszám a kezdeti kapacitás 80%-ra való csökkenését jelenti, ez a DoD és a terhelés (C) függvénye. A C érték az akkumulátor kisütési áram és a névleges kapacitásának az aránya. A függvények polinommal közelíthetők, n darab terhelési görbe esetén (12. egyenlet) [156]. Az ábrázolt polinomokra példát a 35. ábra mutat.

$$\begin{aligned}
 \text{Ciklus}_1(C_1, DoD) &= a_1 \cdot DoD^{-b_1} \\
 \text{Ciklus}_2(C_2, DoD) &= a_2 \cdot DoD^{-b_2} \\
 \text{Ciklus}_3(C_3, DoD) &= a_3 \cdot DoD^{-b_3} \\
 &\dots \\
 \text{Ciklus}_n(C_n, DoD) &= a_n \cdot DoD^{-b_n}
 \end{aligned} \tag{12}$$



35. ábra: Ciklusszámok a merítési mélység függvényében, különböző terhelések esetén - példa

5.2.3. Az akkumulátor LCOE-ja

Amennyiben ismertek az egyes terhelőáramokhoz tartozó ciklusszámok, úgy meghatározható a ciklusonkénti kapacitáscsökkenés. A 13. *képlet* megadja egy tetszőleges ciklusgörbéhez, hogy egy merítési ciklus mennyi kapacitáscsökkenést okoz az akkumulátorban.

$$C_{\Delta bat} = \frac{20}{Ciklus_x} [\%] \quad (13)$$

Az akkumulátor tényleges kapacitása függ a terhelés nagyságától. A Peukert-egyenlet alapján meghatározható, hogy adott áramerősség mellett mennyi tényleges energia vehető ki az akkumulátorból [157]. A kisütési idő felírható a következő 14. *egyenlet* segítségével. A t_{dis} a kisütési időt, a C_{bat} az akkumulátor kapacitását, az I_{bat} a merítő áramot, a k paraméter a Peukert-exponenst jelenti. A k értéke ólomsavas akkumulátorok esetén mintegy 1,15, LiFePO4 akkumulátorok esetén közel 1.

$$t_{dis} = \frac{C_{bat}}{I_{bat}^k} [h] \quad (14)$$

A valós kapacitás (C_{real}) a kisütési idő és a merítő áram szorzata (15. *képlet*):

$$C_{real} = t_{dis} \cdot I_{bat} = \frac{C_{bat}}{I_{bat}^k} \cdot I_{bat} [Ah] \quad (15)$$

A valós kapacitás (E_{real}) és az akkumulátorcsomag nominális feszültségéből meghatározható az akkumulátorból kinyerhető energia kWh-ban megadva, a lentebbi 16. *képlet* segítségével.

$$E_{real} = \frac{U_{batnom} \cdot C_{real}}{1000} [kWh] \quad (16)$$

Továbbá szükséges meghatározni még az egy ciklushoz tartozó kapacitást is ($C_{real/kWh}$), a 17. *egyenlet* segítségével:

$$C_{real} = \frac{E_{real} \cdot DoD}{100} [kWh] \quad (17)$$

A valós ciklusonkénti kapacitáscsökkenés a korábban meghatározott ciklusonkénti kapacitáscsökkenés és az egy ciklushoz tartozó kapacitás hányadosa (18. *képlet*).

$$C_{\Delta real} = \frac{C_{\Delta bat}}{C_{real}} \left[\frac{\%}{kWh} \right] \quad (18)$$

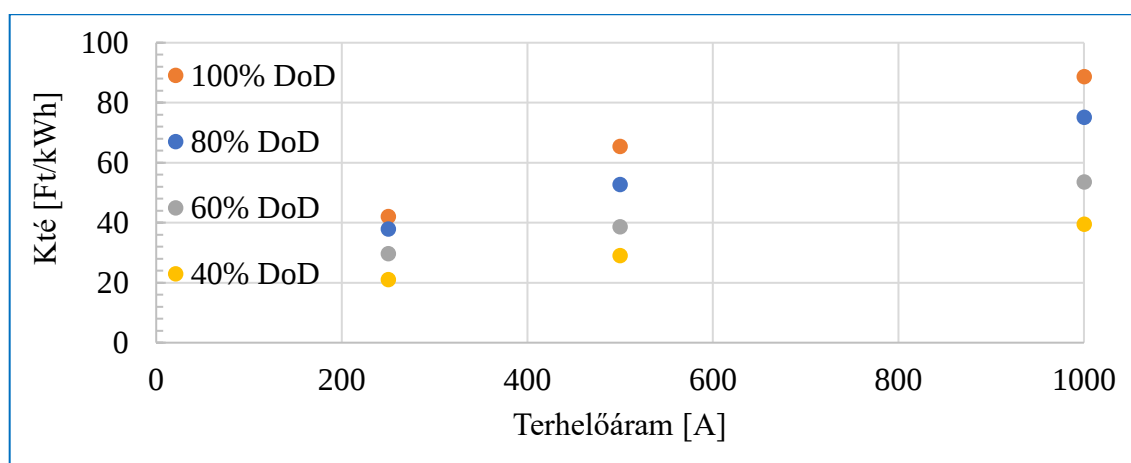
A teljes életsiklusra (80% kapacitáscsökkenésre) vonatkoztatott fajlagos energiaköltség (LCOE), amely megadja, az 1 kWh energia díját, a lentebbi 19. *egyenletből* határozható meg.

$$K_{té} = \frac{C_{\Delta real}}{20} \cdot K_{bebat} \left[\frac{Ft}{kWh} \right] \quad (19)$$

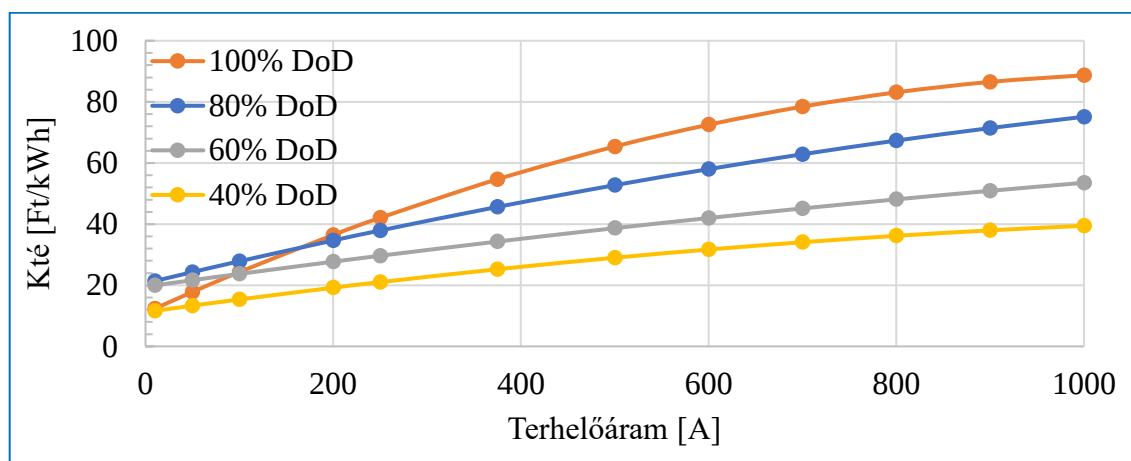
Az előző egyenleteket behelyettesítve felírható a 20. formula:

$$K_{té} = \frac{\frac{10^5}{\overline{Ciklus}_x}}{U_{batnom} \cdot \frac{C_{bat}}{I_{bat}^k} \cdot I_{bat} \cdot DoD} \cdot K_{bebat} \left[\frac{Ft}{kWh} \right] \quad (20)$$

Különböző DoD és terhelőáram esetén kiszámított LCOE-értékekből adatpontok ábrázolhatók, és a pontokra polinom illeszthető. Ennek segítségével olyan folytonos függvényt kapunk, amely segítségével tetszőleges terhelőáramra meghatározható, hogy bizonyos merítési mélység esetén mennyi lesz az LCOE. A pontokra illesztett polinomok a lentebbi 36. ábrán láthatók, valamint a másodfokú polinomokból kiszámított LCOE is megfigyelhető a 37. ábrán.



36. ábra: Ismert teljes életciklusra vonatkoztatott fajlagos energiaköltségek különböző merítési mélységek és terhelőáramok esetén - példa

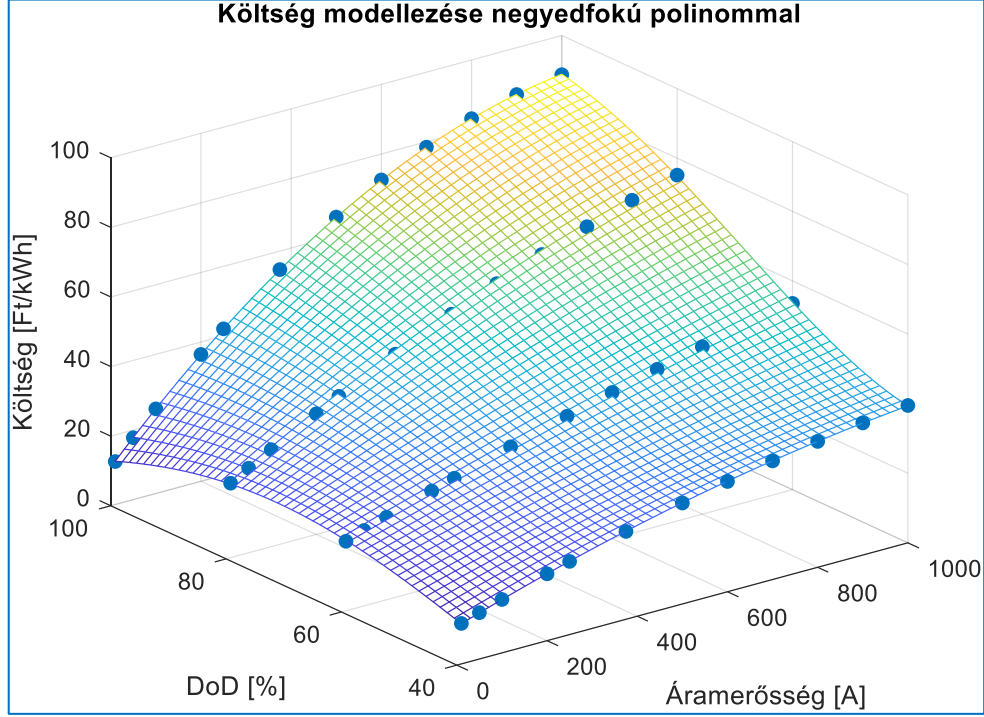


37. ábra: Ismert teljes életciklusra vonatkoztatott fajlagos energia öltésekre illesztett közelítő egyenlet - példa

A terhelőáram és a DoD függvényében egy olyan kétváltozós közelítőfüggvény állítható elő, amely tetszőleges áramerősségre és tetszőleges merítési mélységre meghatározza az akkumulátor LCOE-ját. Ennek az alakja negyedfokú polinom esetén a következő 21. egyenlet szerint alakul, ahol c_0 -tól c_{14} -ig az együtthatók:

$$\begin{aligned}
 K_{reg}(I_{bat}, DoD) = & c_0 + c_1 \cdot I_{bat} + c_2 \cdot DoD + c_3 \cdot I_{bat}^2 + c_4 \cdot DoD^2 + \\
 & c_5 \cdot I_{bat} \cdot DoD + c_6 \cdot I_{bat}^3 + c_7 \cdot DoD^3 + c_8 \cdot I_{bat}^2 \cdot DoD + c_9 \cdot I_{bat} \cdot \\
 & DoD^2 + c_{10} \cdot I_{bat}^4 + c_{11} \cdot DoD^4 + c_{12} \cdot I_{bat}^3 \cdot DoD + c_{13} \cdot I_{bat} \cdot DoD^3 + \\
 & c_{14} \cdot I_{bat}^2 \cdot DoD^2 \left[\frac{Ft}{kWh} \right]
 \end{aligned} \quad (21)$$

A közelítőfüggvény megoldására egy példa a 38. ábrán látható.



38. ábra: A teljes életciklusra vonatkoztatott költség különböző terhelőáramok és merítési mélységek esetén - példa

5.2.4. Az akkumulátor LCOE-ja a hatásfokokat figyelembe véve

Amennyiben ismertek a K_{reg} paraméterei, meghatározható a közbenső egyenáramú kör pillanatnyi teljes teljesítmények (P_{tot}) és zöldáram-hányadosok (G_{PV0}) esetén az LCOE, miközben a hálózati villamos energia díja K_{grid} is változik. Olyan esetben, ha az akkumulátorra kötött napelem nem termel (P_{PV0}), az LCOE az alábbi, amely csak az akkumulátorra vonatkozik (22. egyenlet):

$$K_{PV0} = \frac{G_{PV0}}{100} \cdot K_{regrealPV0}(I_{batrealPV0}, DoD) + \left(1 - \frac{G_{PV0}}{100} \cdot K_{grid} \right) \left[\frac{Ft}{kWh} \right] \quad (22)$$

A $K_{regrealPV0}$ regressziót a már kiszámított $c_0 \dots c_{14}$ együtthatókkal kell elvégezni. Az $I_{batrealPV0}$ a valós felvett áramot jelöli. Mivel az LLC konverter hatásfoka nem ideális, így az akkumulátorból az adott zöldáram-hányados eléréséhez több áram szükséges, mint ideális esetben. $I_{batrealPV0}$ a 23. egyenlet szerint adható meg, ahol U_{bat} az akkumulátor pillanatnyi feszültségét jelenti:

$$I_{batrealPV0} = \frac{P_{tot} \cdot 1000}{U_{bat}} \cdot \frac{G_{PV0}}{100} \cdot \frac{100}{\eta_{LLC}} = \frac{P_{tot} \cdot 1000}{U_{bat}} \cdot \frac{G_{PV0}}{\eta_{LLC}} [A] \quad (23)$$

Az LLC konverter hatásfoka a terhelés arányában felírható közelítő polinommal, amely konvertertől függően eltérő alakú. A következő 24. egyenletben egy hatásfokot leíró egyenlet látható, ahol f és g az együtthatók:

$$\eta_{LLC} = f \cdot \left(1 - e^{-g \cdot \frac{P_{tot}}{P_N} 100} \right) [\%] \quad (24)$$

5.2.5. A teljes rendszer LCOE-ja, ha $P_{PV} = 0$

Eddig a K_{PV0} LCOE csak az akkumulátorra vonatkozott, ahol az akkumulátor töltése költségmentesnek volt feltételezve. Azonban az akkumulátort a napelem tölti, amelynek az LCOE-ját szintén meg kell határozni. Mindemellett a közbenső egyenáramú körre az LLC konverter táplál, amelynek egyaránt van LCOE-ja, továbbá a hatásfoka nem ideális.

A napelem LCOE-jának meghatározásához ismerni kell a földrajzi elhelyezkedéshez tartozó éves energiatermelést, 1 kWp teljesítményű napelem esetén. Hazánkban ez általában $E_{1év} = 1100-1300$ kWh között változik, amennyiben ideális a tájolás és a dőlésszög, továbbá a napelem nem szennyezett és sérült. A napelem élettartamát 25 évre adják meg. Eközben a napelem hatásfoka csökken, az úgynevezett degradációs ráta alapján. Átlagosan ez az érték évente mintegy 0,5%. A 25 év alatt leadott villamos energia mennyiségét ($E_{25év}$) a 25. képletben ismertetett módon lehet meghatározni [158].

$$E_{25év} = \sum_{év=0}^{24} E_{1év} \cdot P_{PVK} \cdot (1 - d)^{év} [kWh] \quad (25)$$

ahol: P_{PVK} a napelem kezdeti névleges teljesítménye, kWp-ben megadva, d a degradációs ráta, $E_{1év}$ az éves energiatermelés. Belátható, hogy 25 év elteltével a napelem már csak a névleges teljesítményének a 87,5%-át képes leadni, amennyiben $d = 0,5\%$. Ennek összefüggésében egyértelmű, hogy az LLC konverter által szabályozott villamos energia mennyisége ekvivalens a napelem által megtermelt energiával.

A napelemes rendszer LCOE-ja (K_{PV}) tehát a 26. képlet alapján számolható, ahol $\eta_{töltés}$ az akkumulátor töltésének hatásfoka, amely magában foglalja az MPPT szabályozó (töltésvezérlő) hatásfokát is:

$$K_{PV} = \frac{K_{bePV}}{E_{25év} \cdot \eta_{töltés}} \left[\frac{Ft}{kWh} \right] \quad (26)$$

Az LLC konverter LCOE-ját egyszerűsítve az alábbi módon lehet meghatározni (27. egyenlet). A beruházási költség és az életciklusa során leadott villamos energia mennyiség hányadosa megadja az LCOE-t, ahol az összes leadott energia az élettartam (T_{LLC}) évben megadva és a névleges teljesítmény (P_{LLC}) szorzata.

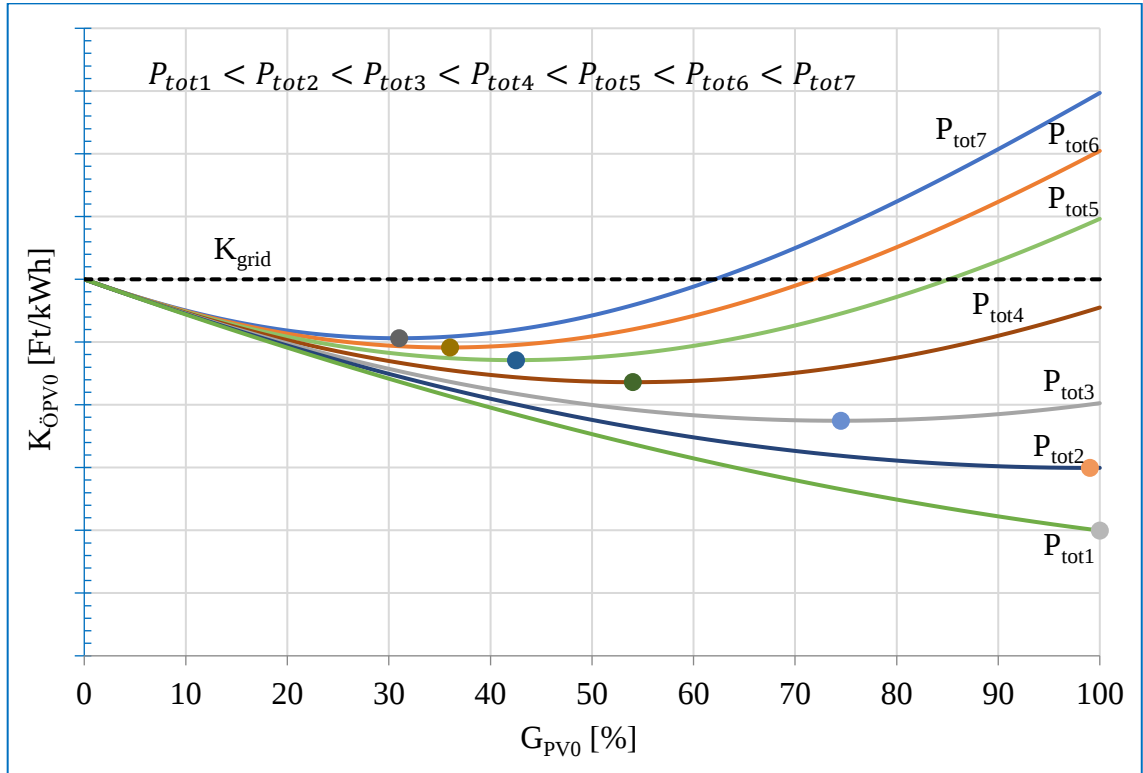
$$K_{LLC} = \frac{K_{beLLC}}{365 \cdot 24 \cdot T_{LLC} \cdot P_{LLC}} \approx \frac{K_{beLLC}}{E_{25év}} \left[\frac{Ft}{kWh} \right] \quad (27)$$

Az akkumulátor, a napelemes rendszer és az LLC konverter LCOE-jának ismeretében már kiszámítható az összesített LCOE abban esetben, amikor éppen a napelem teljesítménye zérus. Így a 28. egyenlet megadja, hogy a korábban már napelemekkel feltöltött akkumulátorból, LLC konverteren keresztül kinyert villamos energia díja milyen értékű.

$$K_{\text{öPV0}} = \frac{G_{\text{PV0}}}{100} \cdot (K_{\text{PV}} + K_{\text{LLC}} + K_{\text{regrealPV0}}) + \left(1 - \frac{G_{\text{PV0}}}{100} \cdot K_{\text{grid}}\right) \left[\frac{Ft}{kWh}\right] \quad (28)$$

5.2.6. Optimális zöldáram-hányados megkeresése iterációs módszerrel

Belátható, hogy a $K_{\text{öPV0}}$ nagymértékben változik a G_{PV0} zöldáram-hányados függvényében. Mindeközben a $K_{\text{regrealPV0}}$ értéke a terhelés nagyságától és a zöldáram-hányadostól jelentősen függ. Az optimális zöldáram-hányados megkeresése kulcsfontosságú, hiszen így csökkenthető a felhasznált villamos energia egységköltsége. Az egyes hálózati energiaköltségekhez tartozó LCOE minimumok iterációs vagy grafikus módszerrel meghatározható. Különböző terhelések esetén ábrázolni kell az LCOE-t úgy, hogy közben a zöldáram-hányadosa 0 és 100% között változik. Az eredményekre a következő 39. ábra szemléltet példát. Az egyes görbék minimuma is látható az ábrán, miközben K_{grid} , DoD értéke konstans. A szaggatott vonal az aktuális hálózati költséget jelenti (K_{grid}).

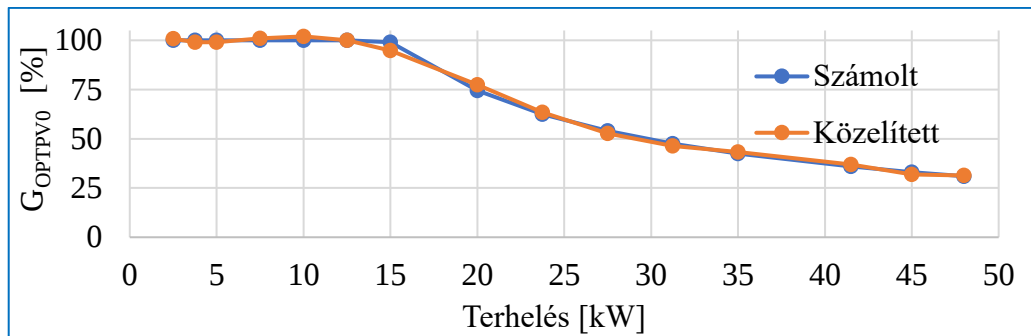


39. ábra: LCOE a zöldáram-hányadosfüggvényében, különböző terhelések esetén, amennyiben a napelem éppen nem termel - példa

A legkisebb költséghez tartozó zöldáram-hányadosokat a terhelés függvényében meg kell keresni, majd ezek közelíthetők polinommal, amely a 29. egyenlet szerint alakul. Ez alapján tetszőleges terhelés esetén az optimális zöldáram-hányados kiszámítható.

$$G_{\text{OPTPV0}} = e_1 P_{\text{tot}}^6 + e_2 P_{\text{tot}}^5 + e_3 P_{\text{tot}}^4 + e_4 P_{\text{tot}}^3 + e_5 P_{\text{tot}}^2 + e_6 P_{\text{tot}} + e_7 \quad (29)$$

Az alábbi 40. ábra mutatja az optimális zöldáram-hányadost, a terhelés függvényében és az erre illesztett közelítő függvényt.



40. ábra: Az optimális zöldáram-hányados, a terhelés függvényében – példa

Az illesztett polinomok determinációs együtthatója (R^2) közel 1, azonban különböző hálózati díjknál és DoD értékek esetén az R^2 értéke széles skálán változik. A grafikus megjelenítés alapján a polinom hullámzó viselkedést mutat, ami miatt a kiválasztott optimális G_{OPTPV0} zöldáram-hányadosok eltérnek az ideálistól. Ezen túlmenően, a számított értékek töréspontjainál jelentős közelítési hibák tapasztalhatók. Ezért szükségessé vált egy olyan optimalizálási megközelítés alkalmazása, amely képes a különböző hálózati díjak és DoD értékek esetén fellépő változékonyságot kezelni. Mivel a hagyományos algoritmusok ezekben az esetekben gyakran nem találják meg a globális optimumot, és a közelítési hibák jelentős torzításokat eredményeznek, egy hatékonyabb, rugalmasabb módszerre van szükség.

5.2.7. Optimális zöldáram-hányados megkeresésének módszere genetikus algoritmussal

A genetikus algoritmust azért választottam, mert hatékonyan tud megoldani olyan optimalizálási problémákat, amelyek esetében a keresési tér nagy, komplex, és sok lokális optimumot tartalmaz. Hagyományos algoritmusok, mint például a gradiens alapú módszerek, hajlamosak beragadni a lokális optimumokba, míg a genetikus algoritmus a populációalapú megközelítésével és a véletlen elemek alkalmazásával képes feltérképezni a keresési tér nagyobb részét és megtalálni a globális optimumot.

A genetikus algoritmus egy metaheurisztikus algoritmus, amely nem igényli a probléma pontos matematikai leírását, hanem általános megoldási stratégiát kínál. Ez a rugalmasság különösen fontos a nem lineáris, diszkrét és többdimenziós problémák esetén. Továbbá a genetikus algoritmus párhuzamosan dolgozik több megoldáson (populáción), ami lehetőséget ad a gyorsabb konvergálásra az optimális megoldás felé.

A metaheurisztikus algoritmusok közé tartoznak még olyan módszerek, mint:

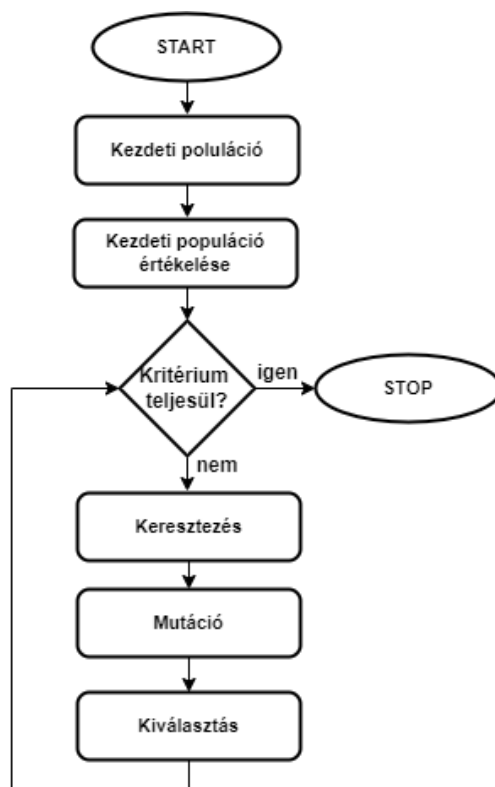
- Részcseraj-algoritmus: amely a természetben megfigyelt csoportos viselkedést utánozza, például a madarak rajait, hogy optimális megoldást találjon,
- Hangya kolónia optimalizálás: amely a hangyák feromonkövetési viselkedését modellezi, különösen jól használható kombinatorikus optimalizálási problémákban,
- Szimulált hűtés: egy fizikából kölcsönzött módszer, és fokozatosan csökkenti a „hőmérsékletet”, hogy a keresés során a véletlen ugrások egyre kisebbek legyenek, és így elérje a globális optimumot.

Azért is gyorsabb a genetikus algoritmus alkalmazása számomra, mert nem követeli meg az összes lehetséges megoldás vizsgálatát, hanem véletlenszerűen hoz létre egyedi megoldásokat (egyedeket), és ezeket generációkon keresztül fejleszti. Ennélfogva nem szükséges minden lehetőséget végigszámolnom, hanem a genetikus algoritmus a szelekció, keresztezés és mutáció révén gyorsan konvergál az optimális megoldás felé.

1962-ben John Holland tanulmányában ismertette a genetikus algoritmus (GA) alapjait [159]. A cikk célja az volt, hogy egy elméleti keretet hozzon létre az adaptív rendszerek számára, amely az evolúciós folyamatokhoz hasonlóan működnek. Adaptív rendszerek elméleti modelljét dolgozza ki, amely képesek alkalmazkodni a környezetünkhöz a tanulás és az optimalizálás révén. A cikk bemutatja a genetikus algoritmusok alapjait, amelyek a természetes szelekciós mechanizmusokhoz hasonlóan működnek, beleértve a kromoszómák keresztezését, mutációját és kiválasztását. A cikk bevezette a GA alapjait, azóta viszont számos kutatás foglalkozott az algoritmus fejlesztésével. Koza J. a [160] cikkében átfogó elemzést nyújtott a genetikus algoritmusokról és a genetikus programozásról, különös figyelmet fordítva az evolúciós algoritmusokra és azok problémamegoldó képességeire. A [161] cikk a párhuzamos genetikus algoritmusok terén végzett kutatás áttekintése, ahol az algoritmusok alkalmazása széles körben elterjedt az iparban, kiemelve a hatékony problémamegoldásban nyújtott előnyeket.

Ahhoz, hogy a genetikus algoritmussal optimalizálni lehessen, szükség van populáció inicializálásra, amely tartalmazza az egyedeket. Minden egyes egyed a keresési térben egy megoldást jelent. Az egyedeket kromoszómákkal lehet jellemezni, amelyek bináris vektorokat jelentenek. A kromoszóma másképpen megfogalmazva egy olyan adatstruktúra, amely a probléma változóinak lehetséges értékeit tartalmazza. Továbbá szükség van egy célfüggvényre (fitneszfüggvényre), amely megadja, hogy az egyed kromoszómája mennyire megfelelő megoldás a problémára, azaz a fitneszfüggvényt a kromoszómára alkalmazva megadja, hogy a szelekciós folyamatot az egyed mekkora eséllyel éli túl. A célom a költség minimalizálása. A magas költség esetén a fitneszérték alacsony lesz, tehát nem jó megoldást jelent. A magas fitneszértékkel rendelkező egyed nagyobb eséllyel kerül bele a következő generációba. A szelekciós módszer alapján kerül eldöntésre, hogy melyik két kromoszóma lesz a szülő, amelyek utódokat hoznak létre. Ehhez leggyakrabban használt módszerek a rulettkerék, rangsorolós, sztochasztikus univerzális mintavételű (SUS) és tournament szelekciók [162], [163].

Ezután a kiválasztott két szülő keresztezéséből új utódok jönnek létre, akik öröklik a szülők jó tulajdonságait. A keresztezésből új kombinációk jönnek létre, így a keresési tér feltérképezésének a hatékonysága nő. A keresztezés során kis mértékben mutációt szükséges alkalmazni, hiszen ezzel biztosítható, hogy ne ragadjon be lokális optimumba az algoritmus. A mutáció azt jelenti, hogy a kromoszómák egyes bináris értékei véletlenszerűen megváltoznak. Amint a keresztezés és a mutáció megtörtént, a fitnesz értékeket újra ki kell számolni a populáció új egyedeire. Így a következő generációban már csak a legalkalmasabb egyedek vesznek részt. Ez a folyamat addig ismétlődik iteráció segítségével, amíg a deklarált iterációk számát el nem éri a ciklus, vagy a fitneszérték változása közel zérus lesz. A 41. ábra szemlélteti az algoritmus folyamatábráját [164].



41. ábra: A genetikus algoritmus folyamatábrája

A genetikus algoritmus paraméterezése kulcsfontosságú. A finomhangolás révén maximalizálható az algoritmus teljesítménye. A 6. táblázat összefoglalja ezen főbb paramétereket.

6. táblázat: Genetikus algoritmus főbb állítható paraméterei

Paraméter	Jele	Példa értékek
Populáció mérete	μ	50 – 5000
Generációk száma	n_{gen}	50 – 1000
Keresztezési valószínűség	p_c	0,6 – 0,9
Mutációs valószínűség	p_m	0,01 – 0,1
Elitizmus	ε	1 – 5 %
Stop kritérium	$k_{\text{vég}}$	-

A populáció méretének növelésével nő a megoldások diverzitása, azaz több lehetséges megoldást fedez fel a keresési térben, azonban az algoritmus ciklusideje megnő, mivel több egyedet kell kiértékelni. A populáció mérete azonban, ha alacsony, akkor az algoritmus lokális optimumba ragadhat. A feladat komplexitása határozza meg a populáció számát. Érdeemes fokozatosan növelni és megfigyelni, hogy van-e számottevő javulás az optimumban.

A generációk száma megadja, hogy mennyi iteráció fusson le maximum. Minden iteráció során új egyedek jönnek létre, így tehát a generációk számának növelése növeli az esélyét annak, hogy a keresési térben az algoritmus felfedezze a legjobb megoldásokat. Meg kell figyelni, hogy az algoritmus lassan vagy gyorsan konvergál-e az optimum felé. A lassú konvergencia esetén nagyobb generáció számot kell beállítani.

A keresztezési valószínűség megadja, hogy a kiválasztás során létrejövő szülőpárok esetén mennyi az esélye annak, hogy a genetikai információk keverednek. A magas értékek esetén az algoritmus gyorsan konvergál, azonban pontatlanul. A kisebb értékek ($p_c < 0.5$) megválasztása esetén a lokális optimumokat könnyebben felfedezi, azonban több idő szükséges az algoritmus lefutásához.

A mutáció tartja fenn a populáció diverzitását. A mutációs valószínűség növelésével nő a felfedező képesség, tehát csökken a lokális optimumba való beragadás, azonban a megoldások véletlenszerűvé válhatnak.

Az elitizmus biztosítja, hogy a legjobb egyedek ne vesszenek el az új generáció létrehozása során. Ez azt jelenti, hogy a populáció legjobb néhány százalékát közvetlenül továbbvisszük a következő generációba. Túl nagy érték esetén nem kerülnek be diverz egyedek a populációba, így a felfedező képesség csökken.

Végül a stop kritériumok megadása kulcsfontosságú. Megadható, hogy mikor álljon le az iteráció. Ezek szerint leáll az iteráció, ha:

- a maximális generációs szám elérésekor (n_{gen}),
- fitness érték stabilizálódásakor, azaz, ha nem változik az értéke számottevően.
- konvergencia alapján, amely esetén a megoldások hasonlónak válnak.

Összességében a paraméterek helyes megválasztásával megkereshető a globális optimum, mindemellett maga a fitnessfüggvény definiálása is kulcsfontosságú, tükröznie kell a valós optimumot.

5.2.8. A teljes rendszer LCOE-ja, ha $P_{PV} > 0$

Eddig az LCOE-k számításánál az volt feltételezve, hogy a napelem éppen nem termel villamos energiát ($P_{PV} = 0$). A napelem aktuális termelését figyelembe véve az optimális zöldáram-hányados az alábbiak szerint alakul, implicit módon kifejezve (30. képlet):

$$G_{PV} = \begin{cases} \frac{100 \cdot (P_{PV} + P_{batPV0})}{P_{tot}}, & \text{ha } G_{PV} \leq 100 \text{ [\%]} \\ 100, & \text{ha } G_{PV} > 100 \end{cases} \quad (30)$$

A G_{PV} optimális zöldáram-hányados már a napelem aktuális termelését is figyelembe veszi. Az arány függ a korábban a genetikus algoritmus által meghatározott G_{PV0} optimalizált értéktől. A P_{batPV0} az akkumulátor teljesítménye napelem termelése nélkül ($P_{PV} = 0$), amelyet a 31. egyenlet fejez ki.

$$P_{batPV0} = P_{tot} - P_{gridPV0} \text{ [kW]} \quad (31)$$

A $P_{gridPV0}$ a hálózati teljesítményt jelenti, amennyiben nem termel a napelem ($P_{PV} = 0$). Ekkor felírható a hálózat teljesítménye napelem pillanatnyi termelése nélkül a 32. egyenlet alapján:

$$P_{gridPV0} = P_{tot} - \left(\frac{G_{PV0}}{100} \cdot P_{tot} \right) [kW] \quad (32)$$

Tehát az akkumulátor teljesítménye napelem nélkül az optimalizált zöldáram-hányados alapján, az alábbi (33. képlet):

$$P_{batPV0} = P_{tot} \cdot \frac{G_{PV0}}{100} [kW] \quad (33)$$

Amennyiben éppen a napelem is termel villamos energiát $P_{PV} > 0$, úgy a K_{reg} regresszióval kiszámított költséget az $I_{batrealPV}$ áramra kell elvégezni, $I_{batrealPV0}$ helyett, ahol $I_{batrealPV}$ áram az akkumulátorból felvett tényleges áram, amikor a napelem is termel (34. képlet).

$$I_{batrealPV} = \begin{cases} \frac{100 \cdot I_{kívánt}}{\eta_{LLC}}, & \text{ha } I_{batrealPV} \geq 0 \\ I_{kívánt}, & \text{ha } I_{batrealPV} < 0 \end{cases} [A] \quad (34)$$

Az LLC konverter hatásfoka a már ismert közelítő polinom alapján a 35. egyenlet szerint alakul, ahol a hatványkitevőben a névleges teljesítményhez képest viszonyított terhelés és az optimális zöldáram-hányados szorzata szerepel.

$$\eta_{LLC} = f \cdot \left(1 - e^{-g \cdot \left(\frac{P_{tot}}{P_N} \cdot G_{PV} \right)} \right) [\%] \quad (35)$$

Az optimalizálás által kívánt akkumulátor áram tehát (36. képlet):

$$I_{kívánt} = \frac{1000 \cdot P_{batPV}}{U_{bat}} [A] \quad (36)$$

Az akkumulátor által leadott teljesítmény a teljes terhelés és a hálózathoz felvett teljesítmény, valamint a napelem aktuális termelésének a különbsége (37. képlet).

$$P_{batPV} = P_{tot} - P_{grid} - P_{PV} [kW] \quad (37)$$

A hálózathoz felvett teljesítmény nagysága ebben az esetben kétféleképpen alakulhat (38. egyenlet):

$$P_{grid} = \begin{cases} 0, & \text{ha } P_{PV} \geq P_{gridPV0} \\ P_{tot} - P_{PV} - P_{batPV0}, & \text{ha } P_{PV} < P_{grid0} \end{cases} [kW] \quad (38)$$

Az összesített LCOE, amennyiben a napelem is termel ($P_{PV} > 0$) a következő 39. egyenlet formájába önthető:

$$K_{\text{öPV}} = \frac{G_{PV}}{100} \cdot (K_{PV} + K_{LLC} + K_{regrealPV}) + \left(\frac{100 - G_{PV}}{100} \cdot K_{grid} \right) \left[\frac{Ft}{kWh} \right], \quad (39)$$

$$ha I_{batrealPV} \geq 0$$

Amennyiben a napelem éppen tölti az akkumulátort, tehát az $I_{batrealPV}$ negatív, akkor az LCOE az alábbi (40. képlet):

$$K_{\text{öPV}} = K_{PV} + K_{LLC} \left[\frac{Ft}{kWh} \right], \quad ha I_{batrealPV} < 0 \quad (40)$$

Ha nincs terhelés bekapcsolva, akkor az összesített LCOE zérus (41. képlet).

$$K_{\text{öPV}} = 0 \left[\frac{Ft}{kWh} \right], \quad ha P_{tot} = 0 \quad (41)$$

Egy napon belül többször előfordulhat olyan eset, amikor a hálózati energia díja negatív. Ekkor az energiaszolgáltató fizet a fogyasztóknak azért, hogy villamos energiát vételezzenek a hálózathoz. Ilyen esetben nem célszerű akkumulátorból kinyerni villamos energiát, tehát a feltételnek teljesülnie kell a 42. egyenlet szerint.

$$G_{PV} = \begin{cases} 0, & ha K_{grid} \leq 0 \\ \frac{100 \cdot (P_{PV} + P_{batPV0})}{P_{tot}}, & ha K_{grid} > 0 \end{cases} [\%] \quad (42)$$

5.3. Eredmények

A következőkben bemutatom az optimalizálás validálását, valamint az ezekből generált kimutatásokat, eredményeket, amelyek igazolják, hogy a zöldáram-hányados változtatásával nagymértékben csökkenthető a felhasznált energia LCOE-ja.

5.3.1. Genetikus algoritmus implementálása

Korábban ismertettem, hogy az optimális zöldáram-hányadost kétféle módszerrel lehet meghatározni. Az egyik módszer volt az iterációs, ahol meg kellett figyelni a kialakuló LCOE-t, miközben a zöldáram-hányados 0-tól 100%-ig változott különböző terhelések, hálózati energiaköltségek esetén. Ez a módszer pontos eredményt ad, azonban nagyon időigényes és az adatok feldolgozása nehézkes, mivel rengeteg adatot kell elemezni. Továbbá az adathalmazokból az optimális zöldáram-hányados polinommal közelíthető, amely bizonyos esetekben pontatlan eredményt ad.

A másik módszer a genetikus algoritmussal megkeresett optimális zöldáram-hányados volt. Ennek a módszernek a főbb előnye, hogy nem igényel nagymennyiségű adatfeldolgozást, hanem adott bemeneti paraméterek és megfelelően kidolgozott fitnessfüggvény esetén nagy pontossággal megkeresi azt a zöldáram-hányadost, amely esetén minimális a felhasznált villamos energia LCOE-ja. A kidolgozott gazdasági modellemben a fitnessfüggvényt a $K_{\text{öPV}0}$ 28. egyenlete jelenti.

A genetikus algoritmussal való optimalizálást MATLAB-ban implementáltam. Olyan szoftvert valósítottam meg, amely esetén egyszerre három paraméter változik, ezek a

következők: hálózati energia díja (K_{grid}), optimális zöldáram-hányados, amikor a napelem termelése zérus (G_{PV0}) és az aktuális teljes fogyasztás (P_{tot}). A gazdasági modellben látott egyenleteket is tartalmazza a szoftver, így kiszámolja például az akkumulátor aktuális áramát is a hatásfokokkal figyelembe véve. Kezdetben a szoftver kiszámolja az akkumulátor paramétereit alapján, hogy adott merítési mélység és terhelőáram esetén mennyi az akkumulátor LCOE-ja. Ezt használja fel a genetikus algoritmus. Az akkumulátor LCOE-ját regresszióval lehet közelíteni, amelynek együtthatóit is a szoftver számolja ki.

A genetikus algoritmus nem egyszer fut le a programkódban. Az aktuális fogyasztás (0-tól P_N -ig) és a hálózati egységköltség (0-tól 200 Ft/kWh-ig) iterálásával kiszámítja az adott paraméterekhez tartozó optimális zöldáram-hányadost, amelyet egy mátrixban is tárol. Ezzel párhuzamosan egy másik mátrixban tárolja az adott zöldáram-hányadoshoz tartozó minimalizált összesített LCOE-t is. Az elvégzett optimalizálás eredményeit Excel-fájlban tárolja. Belátható, hogy az iterálás során nem érdemes túl alacsony lépésközt beállítani az aktuális fogyasztás és hálózati LCOE-jára, mert nagymértékben növeli a program futásidejét. A szoftver további része a mátrixokból interpolációt valósít meg és grafikus kimutatásokat készít.

A genetikus algoritmus paramétereit az alábbiakra állítottam be, amelyet a 7. táblázat foglal össze.

7. táblázat: Beállított paraméterek a genetikus algoritmus lefutásához

Paraméter	Beállított érték
Populáció mérete	50
Generációk száma	50
Keresztezési valószínűség	0,8
Mutációs valószínűség	1%
Elitizmus	5%
Fitnessfüggvény stabilizálódása (stop kritérium)	10^{-20}
Korlát tolerancia (stop kritérium)	10^{-20}

Lefuttattam a korábban ismertetett szelekciós módszereket is (rulettkerék, rangsorolósos, sztochasztikus univerzális mintavételű (SUS) és tournament szelekciók). A mátrixokban ekkor nem volt számottevő eltérés, azonban a program lefutásának ideje változó, különösen akkor, ha a populáció mérete nagyobb értékű.

A terhelést 41, a hálózati energia díját 33 lépésben iteráltam. Eszerint a genetikus algoritmus 1353-szor futott le. Ekkor a lefutás ideje a genetikus algoritmusnak különböző szelekciókkal 50 populáció mérettel az alábbiak (i5-12600KF processzor esetén):

- Rulettkerék: 24.5950 másodperc (50 populáció)
- SUS: 27.1772 másodperc (50 populáció)
- Rangsorolósos: 23.2966 másodperc (50 populáció)
- Tournament: 23.96 másodperc (50 populáció)

A szoftver lefuttatását elvégeztem 200 fős populációra is, ekkor a programidők az alábbiak:

- Rulettkerék: 106,2 másodperc (200 populáció)
- SUS: 110,56 másodperc (200 populáció)
- Rangsorolós: 94,13 másodperc (200 populáció)
- Tournament: 84,84 másodperc (200 populáció)

A populáció méretének végtelenségig történő növelése nem javít az optimalizálás eredményén. Ezért addig érdemes növelni a populáció méretét, amíg az eredmények nem változnak és ennek köszönhetően újabb bemeneti paraméterek megváltozása esetén gyorsabban elvégezhető az optimalizálás.

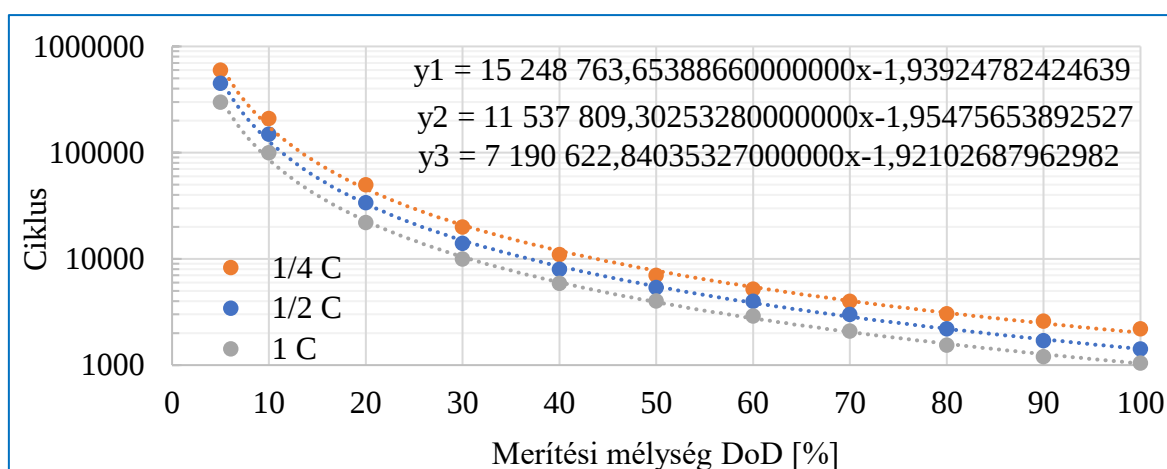
5.3.2. Példarendszer

Az alábbi alfejezetben egy példarendszerre történő optimalizálást, kimutatást ismertetek. A statikus rendszer paramétereit a 8. táblázat ismerteti.

8. táblázat: A példarendszer statikus bemeneti paramétereit

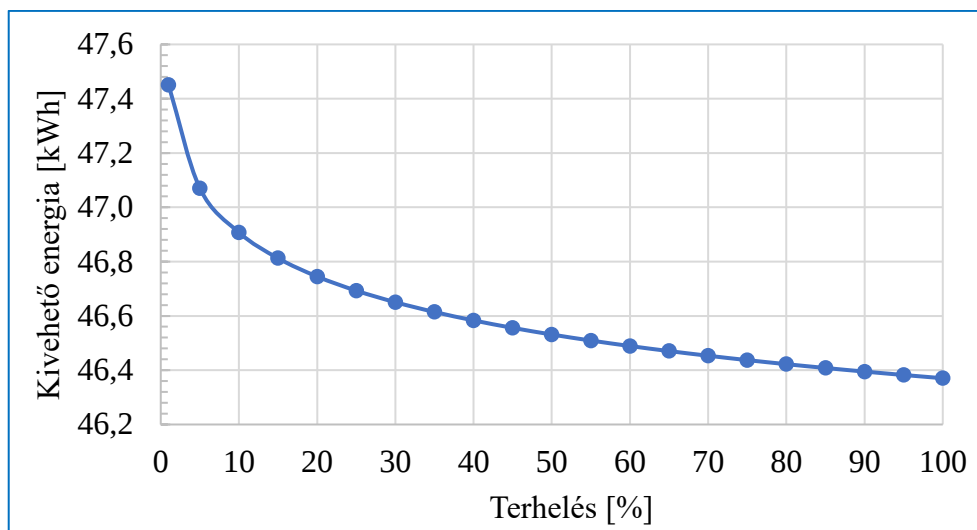
Paraméter	Érték	Dimenzió
P_N	48	kW
C_{bat}	1000	Ah
U_{batnom}	48	V
K_{bebat}	4.320.000	Ft
k	1,005	-
K_{beLLC}	2.000.000	Ft
K_{bePV}	7.200.000	Ft
P_{PVk}	48	kWp
d	0,005	-
$E_{1év}$	1100	kWh
$\eta_{töltés}$	90	%

A LiFePO₄ akkumulátor élettartama a merítési mélység és a terhelés függvényében ismert, a 42. ábra mutatja. Az ismert adatpontokra illesztett polinomok is megfigyelhetők az ábrán.



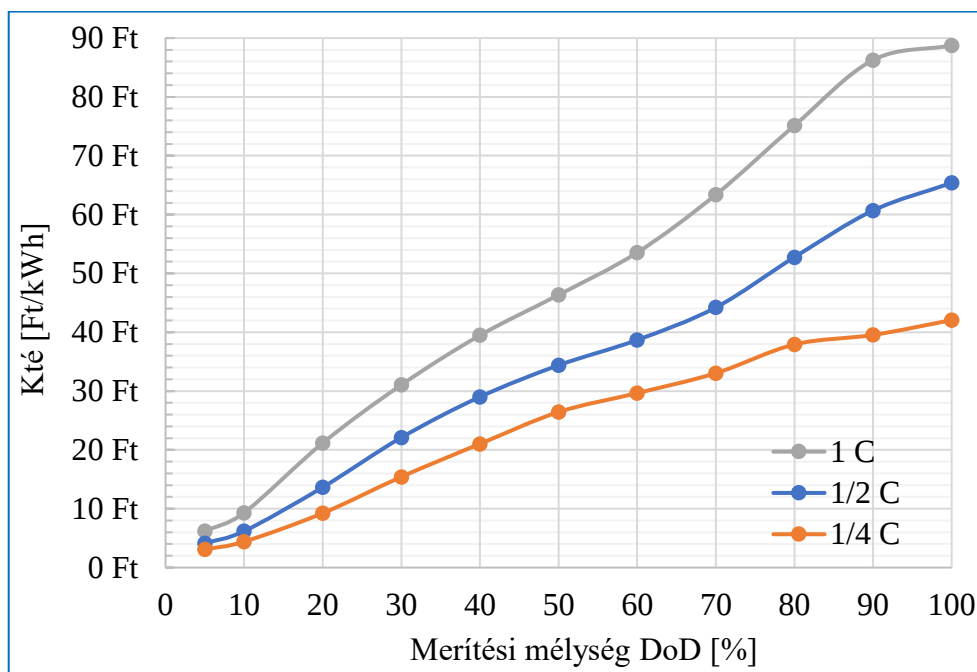
42. ábra: Akkumulátor élettartama a merítési mélység és a terhelés függvényében

Az akkumulátor Peukert-exponens ismeretének alapján a ténylegesen kivehető energia a terhelés függvényében az alábbi ábra szerint függ (43. ábra).



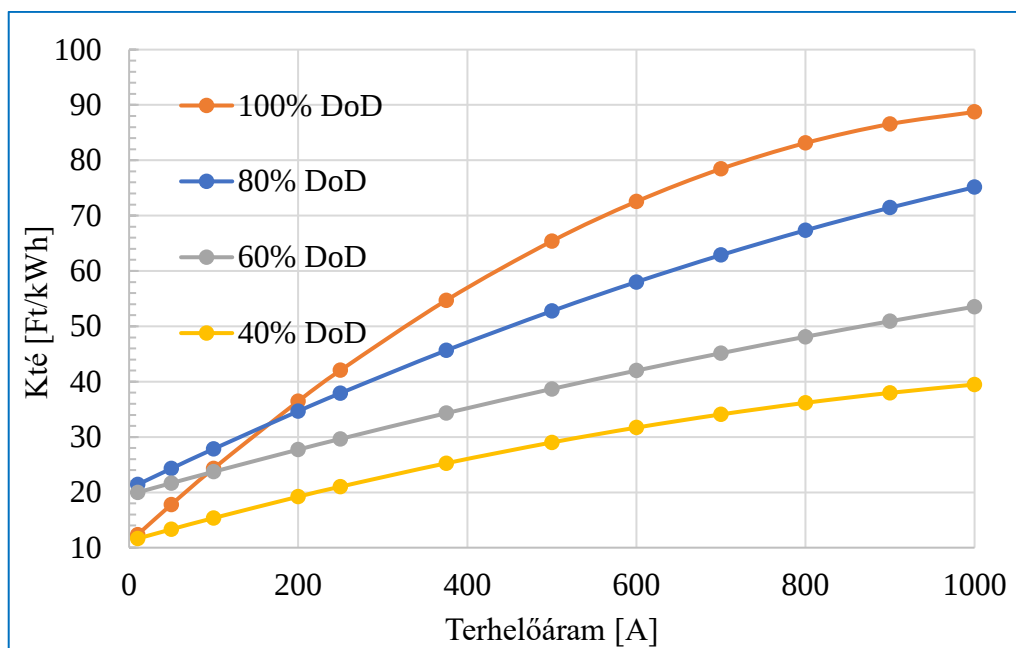
43. ábra: Az akkumulátorból ténylegesen kivehető energia a terhelés függvényében

Ezek után kiszámítható, az akkumulátor LCOE-ja a merítési mélység és a terhelés ismeretében, amelyet a 44. ábra szemléltet.



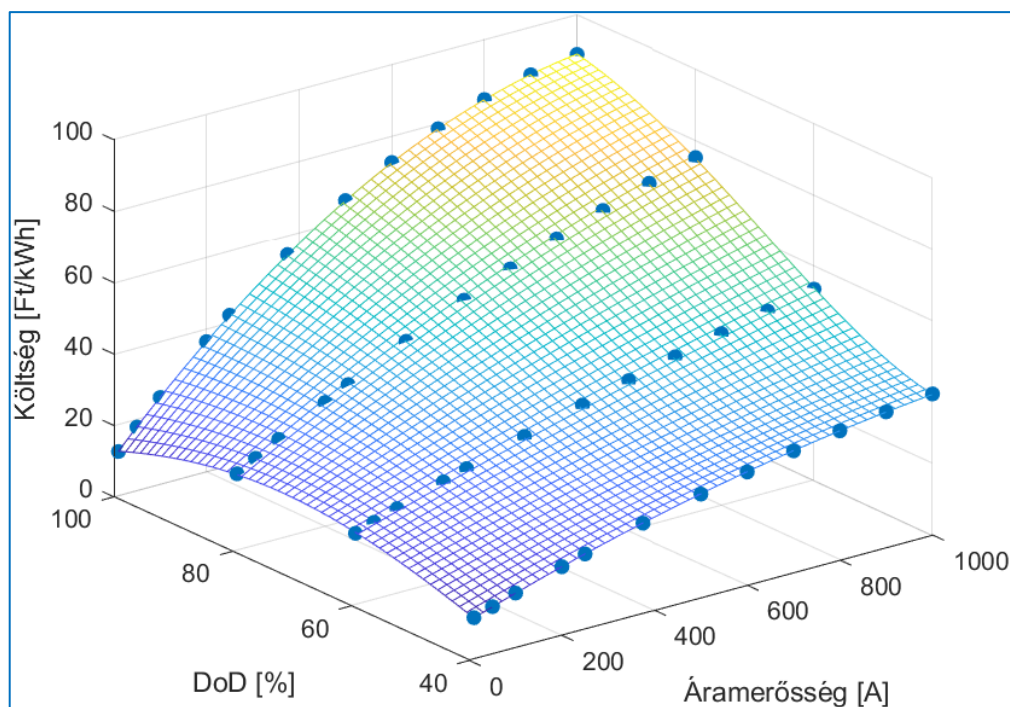
44. ábra: Az akkumulátor LCOE-ja a merítési mélység, terhelés függvényében

Az ismert LCOE-kat csak három terhelés esetén lehet meghatározni, mivel az akkumulátor élettartama három görbével van jellemezve. Ezen görbék ismerete hosszú mérések eredménye, ezért nem célszerű sok görbe felvétele, a gyártók sem garantálnak nagymennyiségű adatot. Az ismert egységköltség adataiból regresszióval meghatározható tetszőleges terhelőáramra az LCOE, különböző merítési mélységek esetén (45. ábra).



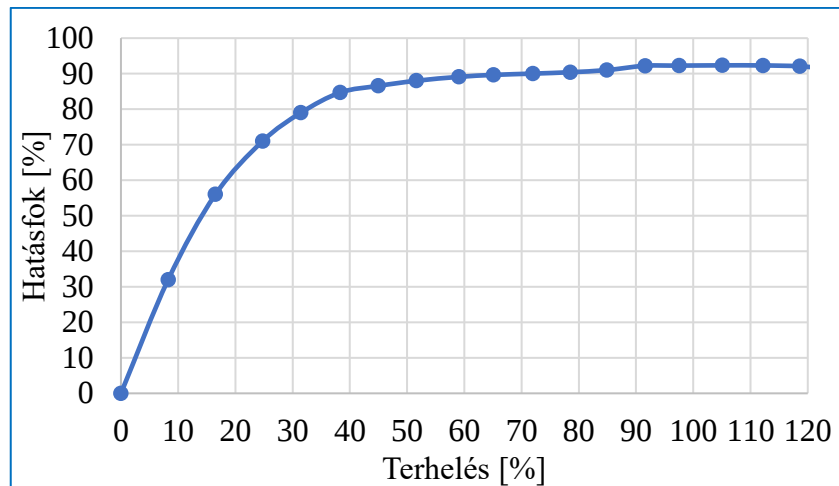
45. ábra: LCOE-k a terhelőáram és merítési mélységek függvényében

Ezen görbékre már rá illeszthető a kétváltozós közelítőfüggvény, amely alapján tetszőlegesen meghatározható az akkumulátor LCOE-ja, a merítési mélység és áramerősség függvényében. A kapott eredményt a 46. ábra mutatja.



46. ábra: Az akkumulátor LCOE-ja a DoD és áramerősség függvényében

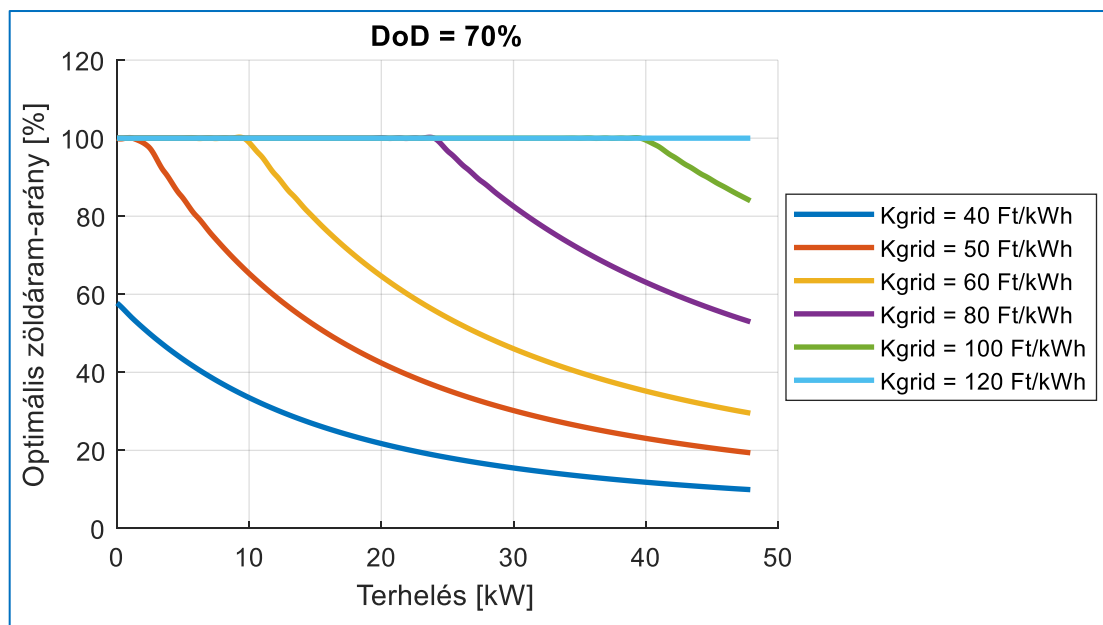
Az LLC konverter hatásfokát ismerni szükséges a terhelés függvényében. Az ismert hatásfokgörbét a következő 47. ábra szemlélteti. A görbe közelíthető a korábban bemutatott polinommal (35. egyenlet alapján), amelynek jelen esetben az együtthatói $f = 92,2935$, $g = 0,0581$.



47. ábra: Az LLC konverter hatásfoka a terhelés függvényében

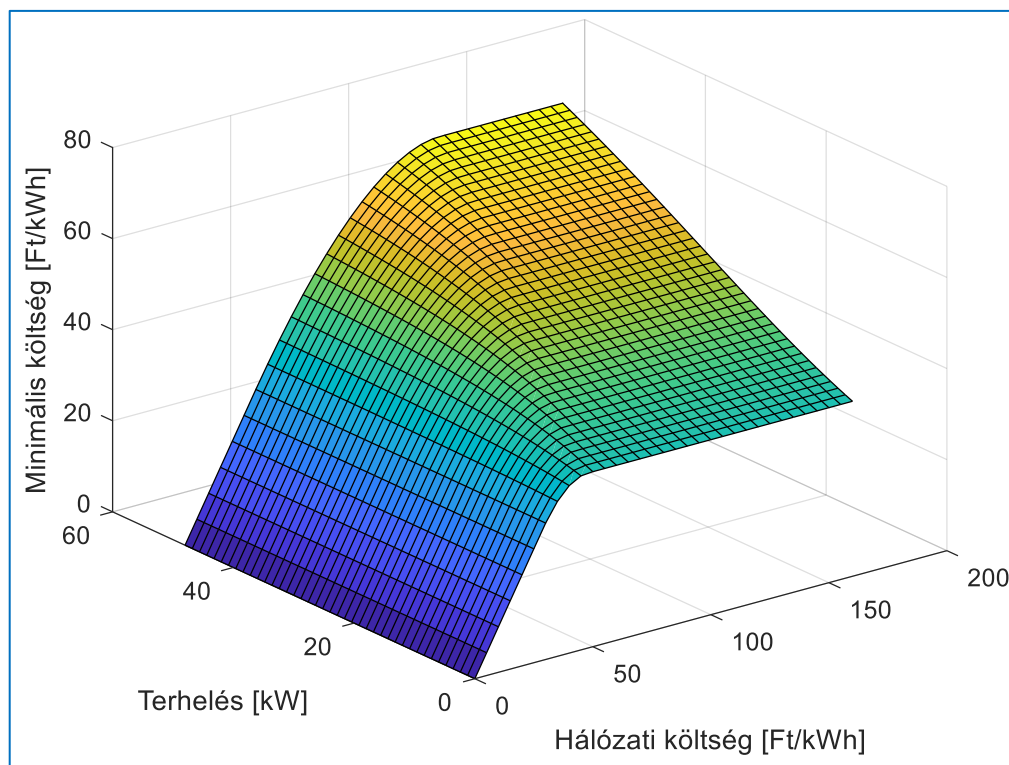
Ezek után a genetikus algoritmus futtatása már lehetséges. Ismert az összes paraméter, ahol a dinamikus P_{tot} és K_{grid} változók mellett a statikus f , g együttthatók, akkumulátor nominális feszültség (U_{bat}), napelem LCOE (K_{PV}), LLC konverter LCOE (K_{LLC}), DoD (merítési mélység), a rendszer névleges terhelési teljesítmény (P_N) szintén meghatározott. A merítési mélységet fixálni kell az optimalizáláskor.

A genetikus algoritmust kezdetben 70%-os merítési mélység esetén futtattam le, ahol a hálózati energiadíj és a terhelés változott. A kapott eredmények (48. ábra) az optimális zöldáram-hányadosokat (G_{PV0}) mutatják, amikor a napelem éppen nem termel villamos energiát.



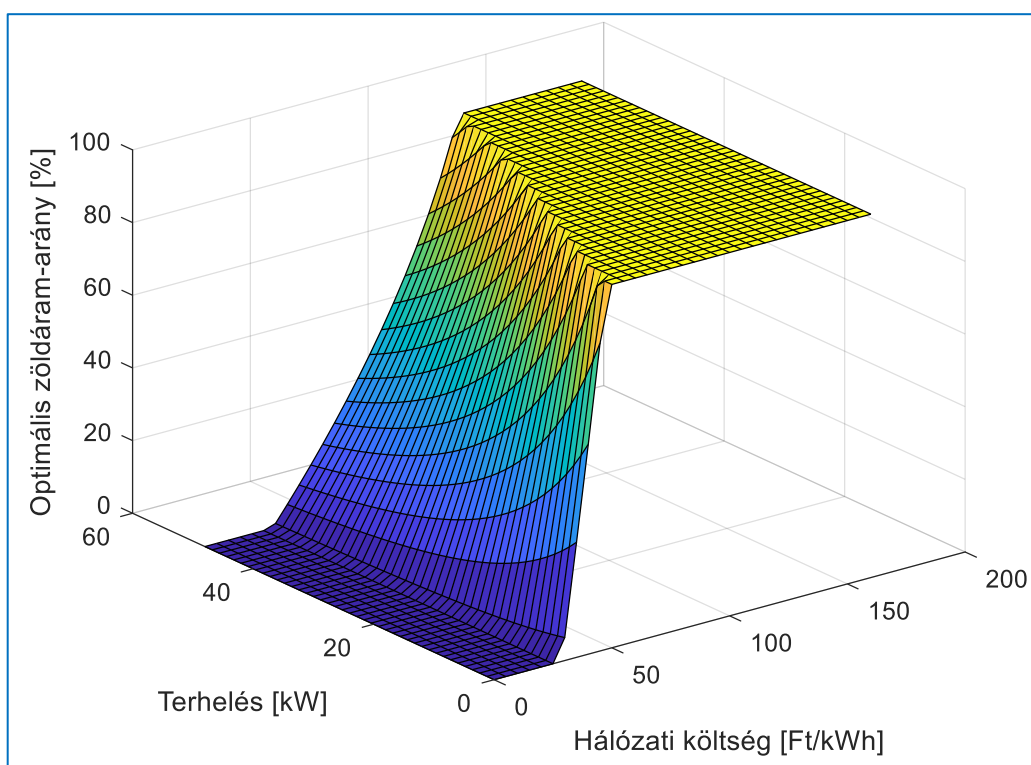
48. ábra: Optimális zöldáram-hányadosok különböző hálózati energiadíjak és terhelések esetén, amennyiben a napelem éppen nem termel

A minimális költségmátrix kimutatását a 49. ábra szemlélteti, amely a minimális költséget mutatja a terhelés és a hálózati költség függvényében (DoD = 70%).



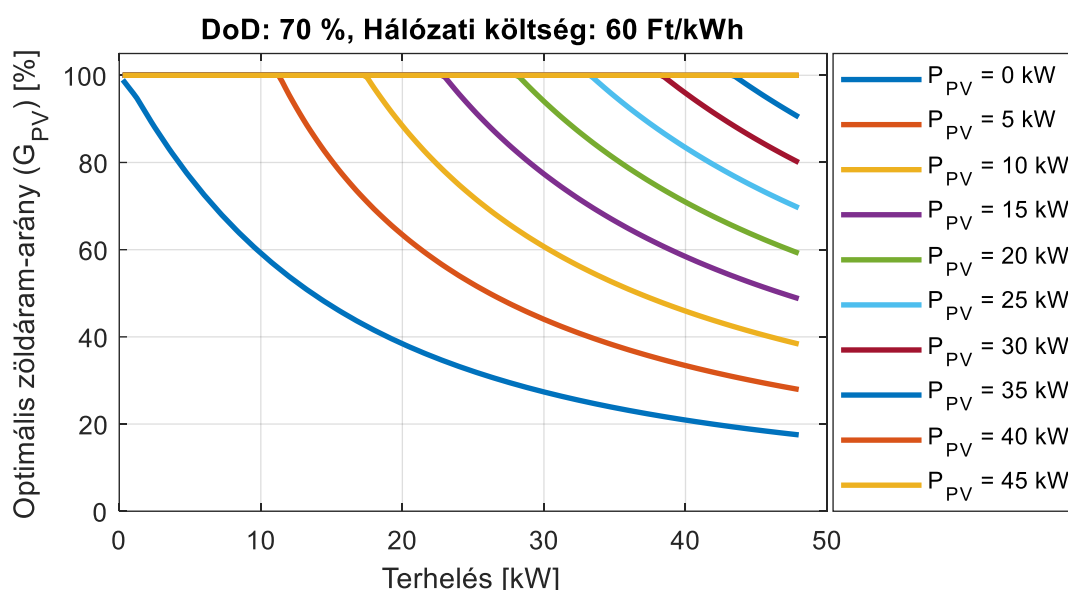
49. ábra: Optimalizált költség a terhelés és hálózati költség függvényében

Az optimális zöldáram-hányados mátrix értékei az 50. ábrán láthatóak (DoD = 70%).



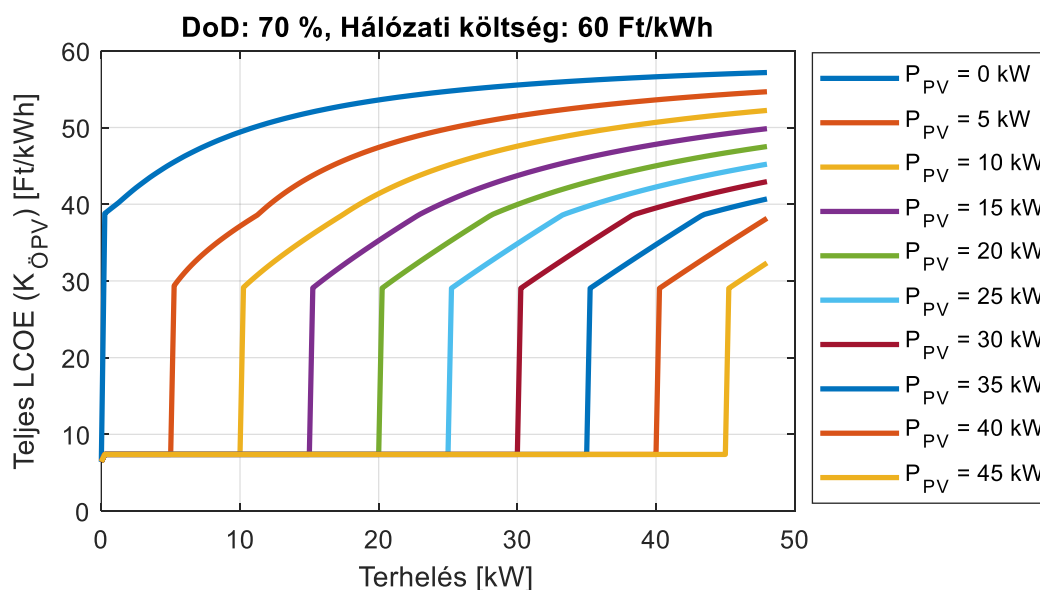
50. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés és a hálózati költség függvényében

Az optimális zöldáram-hányados (G_{PV}) a terhelés függvényében megfigyelhető az 51. ábrán, ahol különböző aktuális napelemes termelések is láthatóak, miközben a DoD értéke 70%, a hálózati költség pedig 60 Ft/kWh.



51. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén

Az összesített LCOE ekkor az 52. ábrán láthatóak szerint alakulnak.



52. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén

További kimutatások a 15. mellékletben tekinthetők meg.

5.4. Elbeszélés és gyakorlati alkalmazhatóság

Mindezek alapján igazolható az a feltevés, hogy valós időben érdemes beavatkozni a két elosztott termelő teljesítménymegosztásába. Belátható, hogy a rendszerelemek LCOE-jával

is foglalkozni kell, ezáltal ez az egyedi mutató átfogó képet ad arról, hogy egy adott rendszerelem vagy technológia mennyire költséghatékony a teljes élettartama során. Különösen az akkumulátor LCOE-ja meghatározó, mivel az energiatárolás alapvetően befolyásolja a rendszer működési költségeit, a zöldenergia-felhasználás mértékét, valamint az energiafüggetlenség szintjét.

Az akkumulátor LCOE-ja nemcsak a kezdeti beruházási költségeket veszi figyelembe, hanem az élettartama során kinyerhető teljes energiát, amelyet számos tényező – például a merítési mélység (DoD), a terhelőáram, valamint a hatásfokok – is jelentősen befolyásolnak. Az LCOE segítségével pontosan meghatározható, hogy milyen üzemeltetési stratégiák vezetnek a legalacsonyabb egységköltséghez, ezáltal lehetővé téve a rendszer gazdasági optimalizálását.

Az akkumulátor LCOE-jának optimalizálása azért is kritikus, mert ez közvetlenül kapcsolódik a zöldáram-hányados dinamikus szabályozásához. A valós idejű beavatkozás során az energiamenedzsment rendszer figyelembe tudja venni az akkumulátor aktuális állapotát és költségparamétereit, biztosítva ezzel, hogy a zöldenergia arányának növelése ne csak környezetbarát, hanem gazdaságilag is fenntartható legyen. Ez különösen fontos olyan esetekben, amikor az akkumulátor élettartama a rosszul megválasztott üzemeltetési stratégiák miatt jelentősen lerövidülhet, ami hosszú távon a költségek drasztikus növekedéséhez vezet.

Ezen túlmenően az LCOE-val való foglalkozás lehetőséget ad arra is, hogy összehasonlíthatók legyenek különböző technológiák és rendszerelemek gazdasági hatékonysági mutatói. Ezáltal a rendszer üzemeltetői megalapozott döntéseket hozhatnak arról, hogy mely energiaforrásokat vagy eszközöket érdemes előnyben részesíteni az adott üzemi körülmények között. Az akkumulátor, az LLC konverter és a napelemek LCOE-jának ismerete lehetőséget ad egy olyan optimális energiamenedzsment megvalósítására, amelynél a legalacsonyabb összköltség érhető el a rendszer teljes élettartama alatt.

A rendszerben nemcsak LLC konverter alkalmazható feszültségnövelő DC/DC konverterként, hanem más egyéb egyenáramú szaggató is. Lehetőség van más feszültségű akkumulátorcsomag beépítésére is, de egyenáramú szaggató áramkör beépítése mindenképpen szükséges a rendszerbe, hiszen az energiamenedzsment rendszer két elosztott elektronikus átalakítóhoz illeszthető. Jelenleg a DC/DC konverterek és egyenirányítók is képesek több száz kW teljesítmény szabályozására, így nagyobb teljesítményű rendszer is megvalósítható a gyakorlatban.

A gazdasági számításokat és kimutatásokat diszkrét értékekre Excel-táblázatban végeztem el, analitikus és numerikus módszerekkel, optimalizálás nélkül, majd genetikus algoritmus alkalmazásával is. A kapott eredmények közel azonosak voltak: a kimutatások során a becsült összesített LCOE ($K_{\text{öpv}}$) értékek között mindössze mintegy 2 Ft/kWh különbség mutatkozott. Hasonlóan, az optimális zöldáram-hányados (G_{pv}) értékek között is elhanyagolható különbség adódott. Az ismertetett kimutatások alapján belátható, hogy a zöldáram-hányados szabályozóval szemben támasztott követelmények nem szigorúak. A tényleges zöldáram-hányados %-os értékét nem szükséges tizedesjegy pontossággal

szabályozni; elegendő egész értékeket alkalmazni a rendszerben. Ezzel szemben a szabályozónak a közbenső egyenáramú kör feszültségét minél pontosabban kell biztosítania.

3. Tézis

Új gazdasági modellt és számítási módszert dolgoztam ki hibrid napelemes szünetmentes rendszerek gazdaságilag optimális üzemeltetésére, amelynek alapján az energiamenedzsment határozza meg a két párhuzamosan működő generátor teljesítménymegosztását. A modell alapján valós időben lehet szabályozni az elosztott generátorokat, miközben figyelembe veszi a hálózati energia díját és a rendszerelemek teljes életciklusra vonatkoztatott fajlagos energiaköltségét. Mindemellett számításba veszi az aktuális villamos paramétereket (fogyasztást, termelést, akkumulátorfeszültséget) is. Mindezeket figyelembe véve történik a gazdaságilag optimális munkapontra való szabályozás.

A 3. tézishez kapcsolódó saját publikációk: [S6], [S13]

ÖSSZEFOGLALÁS

Kutatásom korai szakaszában megállapítottam, hogy a napelemes rendszerek, szünetmentes tápegységek és szünetmentes motorhajtások egy hálózatba történő integrálása jelentős mértékben csökkentheti a rendszer beruházási költségeit. E döntést tovább erősítette az is, hogy Magyarországon az elmúlt időszakban a napelemes rendszerekre vonatkozó jogszabályi környezet jelentős és dinamikus változásokon ment keresztül, amelyek érdemben befolyásolták mind a lakossági, mind az ipari beruházásokat. Először a kisméretű lakossági rendszerekkel foglalkoztam, azonban idővel egyre több lehetőséget láttam az ipari rendszerekben, ahol idősoros elszámolás van érvényben, ugyanis a megtakarított költségek itt magasabbak.

A hosszas irodalomkutatás révén arra jutottam, hogy a mikrohálózatok és nanohálózatok kombinálják az előbb említett rendszereket, mindemellett önálló szabályozható egységként kell működniük. Továbbá saját magukat képesnek kell lenniük teljes mértékben ellátni villamos energiával, diverz módon. Mivel egyik célom a beruházási- és üzemeltetési költségek csökkentése, így a mikrohálózatok és nanohálózatok továbbfejlesztése számomra nem volt releváns, hiszen belátható, hogy nagyon magas kezdeti költségekkel rendelkeznek. Így végül a hibrid szünetmentes rendszerek kutatásával foglalkoztam, amelyek a gyakorlatban egyszerűbben és költséghatékonyabban létesíthetők.

A szisztematikus irodalomkutatás rávilágított arra, hogy a hibrid szünetmentes rendszerekben és így a mikrohálózatokban és nanohálózatokban is kritikus kérdés az egyes elektronikus átalakítók, fogyasztók, termelők együttműködése. Amennyiben egyszerre több rendszerelem táplálja meg a fogyasztót, vagy fogyasztókat, úgy a teljesítménymegosztás szabályozása és a minőségi villamos energia biztosítása kritikussá válik. A teljesítménymegosztást droop-szabályozókkal valósítják meg, amelynek stabilitása szintén sarkalatos kérdés. Megállapítottam, hogy kisebb rendszerek esetén érdemes lehet a droop-szabályozók nélkül megvalósítani a teljesítménymegosztást. Ezért dolgoztam ki olyan szabályozási stratégiákat, amelyek egyszerűbben valósítják meg a teljesítménymegosztást, miközben a közbenső egyenáramú kör feszültségét is stabilizálják. Így munkásságom során kidolgoztam a hagyományos PID és neurális hálóval kiegészített szabályozókból álló szabályozási stratégiákat. Ezeket a szabályozási stratégiákat tesztelesek alá vettem, amelynek eredményei azt bizonyítják, hogy mindkét szabályozási módszer megfelelően működik. A neurális háló révén intelligens szabályozás valósul meg, és pontosabban képes tartani a közbenső egyenáramú kör feszültségét változó körülmények között, mint a PID szabályozó.

Célom volt egy olyan energiamenedzsment kidolgozása a szabályozási módszerekhez és a rendszer topológiájához, amely révén elérhető az üzemeltetés során létrejövő gazdaságilag optimális munkapont. Kidolgoztam egy új gazdasági és optimalizálási modellt, amely segítségével meghatározható a felhasznált villamos energia LCOE-ja az egyes rendszerelemek figyelembe véve. Kimutatásokkal is igazoltam, hogy érdemes a napelemes hibrid szünetmentes rendszerekben a teljesítménymegosztást valós időben szabályozni, számos paraméter függvényében. Az irodalomkutatás során nem találtam olyan publikációt,

amelyben az egyes rendszerelemek LCOE-ja, a terhelések, a termelések és a hálózati energiaár alapján állították volna be a teljesítménymegosztást, így ez is új kutatási területnek mondható. Az optimalizálás eredményeként az akkumulátorok élettartama is nő, így összegzésként elmondható, hogy nemcsak költséghatékonyabb, hanem fenntarthatóbb szünetmentes rendszerek is megvalósíthatók a gyakorlatban. Merem azt állítani, hogy a jövőben a negyedórás elszámolást sokkal dinamikusabb időintervallumok váltják majd fel, ennél fogva az energiamenedzsment rendszerek alkalmazása még fontosabbá válik.

A jövőben még számos kutatás folytatható az intelligens, napelemes, hibrid szünetmentes rendszer témájában. További vizsgálatok szükségesek az energiamenedzsment algoritmus finomhangolására, különösen a valós idejű döntéshozatal és a prediktív szabályozás területén. Az energiamenedzsment figyelembe vehetné a várható időjárást, a várható villamos energia díját, fogyasztási szokásokat, tervezett leállásokat stb. Az intelligens szabályozás identifikációs algoritmusát érdemes lenne továbbfejleszteni három vagy több elosztott generátorra is. Ebben az esetben már érdemes lenne összehasonlítani a droop-szabályozás hatékonyságával is. Az elkövetkező években a megújuló energiaforrások egyre nagyobb térnyerése miatt várható, hogy a hasonló rendszerek intelligensebbé és hatékonyabbá válnak, így a fejlesztések gyakorlati alkalmazásai még nagyobb jelentőséget kapnak.

SUMMARY

In the early stages of my research, I discovered that integrating PV systems, uninterruptible power supplies and uninterruptible motor drives into a grid can substantially reduce system investment costs. This finding was further reinforced by the observation that the legal environment for PV systems in Hungary had recently undergone substantial and rapid changes, which had a considerable impact on both residential and industrial investments. Initially, the focus was on small-scale residential systems; however, as time progressed, the potential in industrial systems became increasingly evident. These systems, with their established time-series accounting, offer a higher potential for cost savings. A comprehensive literature review revealed that microgrid and nanogrid systems integrate the aforementioned systems, function as independent controllable units, and possess the capability to supply electricity in a diversified manner. However, given my research objective of reducing investment and operating costs, the further development of microgrid and nanogrid systems was not a viable option, as they are known to have significant initial costs. Consequently, my research shifted to hybrid uninterruptible power systems, which are more cost-effective to install in practice.

A comprehensive review of the extant literature indicates that in hybrid UPS systems, incorporating microgrid and nanogrid networks, the interaction of individual electronic converters, consumers and producers is a critical issue. When multiple system components are supplying consumers concurrently, effective control of power distribution and the provision of reliable electricity become paramount. Power distribution is facilitated by droop controllers, the stability of which is also a crucial consideration. The findings of this study suggest that, for smaller systems, the implementation of power sharing without droop controllers is a viable option. To this end, the development of control strategies that facilitate the implementation of power sharing while stabilizing the vol has been undertaken. In the future, there is still a lot of research to be done on smart, solar, hybrid combined systems. The optimization algorithm for an intelligent central control unit could be created by a team of engineers and economists. The resulting algorithm can work according to a predefined equation or even rely on artificial intelligence. The parameters of an intelligent combined system must be defined individually, system-specific, making it difficult to formulate a general equation or algorithm. It is also a challenge to express the operation of the combined system in mathematical form, since there are many parameters in the system whose values can only be estimated in order of magnitude.

My goal was to develop energy management for control methods and system topology that would allow to achieve an economically optimal operating point. I have developed a new economic and optimization model to determine the LCOE of the electricity consumed for each system element. I have also demonstrated by demonstrations that it is worthwhile controlling the power sharing in solar hybrid intermittent systems in real time, as a function of several parameters. In the literature search, I did not come across any publications in which power sharing was adjusted based on the LCOE of each system element, loads, generation and grid energy price, so this is also a new area of research. Optimization also results in an increase in battery lifetime, so in summary, not only more cost-effective but

also more sustainable uninterruptible systems can be implemented in practice. I would venture to say that in the future, quarter-hourly billing will be replaced by much more dynamic time intervals, making the use of energy management systems even more important.

In the future, there is still a lot of research to be done on smart, solar, hybrid uninterruptible power systems. Further studies are needed to fine-tune the energy management algorithm, especially in the areas of real-time decision making and predictive control. Energy management could consider the expected weather, expected electricity tariffs, consumption patterns, planned outages, etc. The identification algorithm for smart control could be further developed for three or more distributed generators. In this case, it would be worth comparing it with the efficiency of droop control. In the years to come, the increasing penetration of renewable energy sources is expected to make similar systems smarter and more efficient, making practical applications of these developments even more important.

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Elsősorban köszönettel tartozom Prof. Dr. Bodnár István témavezetőmnek, aki BSc-s tanulmányaimtól kezdve nagy precizitással, szorgalommal és szakismerettel segítette a munkámat, fejlődésemet. Köszönettel tartozom Dr. Kovács Ernő tanár úrnak, aki segítette a munkásságom MSc tanulmányaim alatt, különösen a teljesítményelektronikai témakörben. Köszönöm Dr. Fekete Gábor tanár úrnak, hogy villamos gépek és hajtások témakörből mutatott rendkívül sok újdonságot számomra az évek alatt. Mindemellett a Miskolci Egyetemen dolgozó valamennyi vezetőmnek, munkatársamnak is köszönettel tartozom, hiszen anyagilag és szakmailag is támogattak az évek során.

Az előbírálóimnak is hálás vagyok az építő jellegű kritikákért, amelyek jelentős mértékben hozzájárultak az értekezés színvonalának emeléséhez.

Köszönöm a menyasszonyomnak, a családomnak, a barátaimnak a folyamatos biztatásukat, türelmüket. A legnehezebb időkben is folyamatosan mellettem álltak és bíztattak.

A jelen értekezés a Kulturális és Innovációs Minisztérium ÚNKP-22-3 kódszámú Új Nemzeti Kiválóság Programjának a Nemzeti Kutatási, Fejlesztési és Innovációs Alapból finanszírozott szakmai támogatásával készült.

Számos kutatási eredmény továbbá az EKÖP-24-4 kódszámú Kulturális és Innovációs Minisztérium Egyetemi Kutatói Ösztöndíj Programjának a Nemzeti Kutatási, Fejlesztési és Innovációs Alapból finanszírozott szakmai támogatásával készült.

SAJÁT PUBLIKÁCIÓK LISTÁJA

A disszertációhoz köthető minőségi publikációk:

- [S1] R. R. Boros és I. Bodnár, „LLC Resonant Converter Design and Simulation for PV Motor Drives”, in *22nd International Carpathian Control Conference (ICCC 2021)*, 2021, o. 1–5. (Scopus, WoS, független hivatkozások száma: 2)
- [S2] R. R. Boros és I. Bodnár, „Grid and PV Fed Uninterruptible Induction Motor Drive Implementation and Measurements,” *ENERGIES*, vol. 15, no. 3, 2022. (Scopus, WoS, Q1, IF: 3.2, független hivatkozások száma: 4)
- [S3] R. R. Boros és I. Bodnár, „Photovoltaic Fed Grid-Tie Inverter Design and Simulation”, in *2022 23rd International Carpathian Control Conference (ICCC)*, 2022, o. 162–166. (Scopus, WoS, független hivatkozások száma: 1)
- [S4] R. R. Boros és I. Bodnár, „Uninterruptible induction motor drive in combination with an off-grid solar inverter”, in *Proceedings of the 2023 24th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, 2023, o. 364–369. (Scopus, WoS)
- [S5] R. R. Boros és I. Bodnár, “Effect of SPWM Inverter in Combination with Solar Uninterruptible Induction Motor Drive,” *ENERGIES*, vol. 16, no. 13, 2023. (Scopus, WoS, Q1, IF: 3.0, független hivatkozások száma: 1)
- [S6] R. R. Boros, M. Jobbágy, és I. Bodnár, “Optimized Real-Time Energy Management and Neural Network-Based Control for Photovoltaic-Integrated Hybrid Uninterruptible Power Supply Systems,” *ENERGIES*, vol. 18, no. 6, 2025. (Scopus, WoS, Q1, IF: 3.0)

A disszertációhoz köthető egyéb publikációk:

- [S7] R. R. Boros, „LLC rezonáns konverter tervezése és szimulációja,” *MULTIDISZCIPLINÁRIS TUDOMÁNYOK: A MISKOLCI EGYETEM KÖZLEMÉNYE*, vol. 11, no. 4, pp. 198–207, 2021.
- [S8] R. R. Boros, „Szünetmentes aszinkron motor hajtás integrálása szigetüzemű inverterbe,” in *Elektrotechnikai és Elektronikai Szeminárium 2022: konferencia előadások publikációi*, 2022, pp. 56–59.
- [S9] R. R. Boros és I. Bodnár, „Napeleminverter tervezése és szimulálása,” *ACTA ACADEMIAE NYIREGYHAZIENSIS*, vol. 7, pp. 81–85, 2022.
- [S10] R. R. Boros és I. Bodnár, „Napelemes szünetmentes aszinkron motorhajtás szigetüzemű inverterrel,” *JELENKORI TÁRSADALMI ÉS GAZDASÁGI FOLYAMATOK*, vol. 18, no. Különszám, pp. 91–104, 2023.
- [S11] R. R. Boros, N. Szabó, és I. Bodnár, „Napelemes szünetmentes aszinkron motorhajtás minőségi paramétereinek a vizsgálata,” in *XXVI. Tavaszi Szél Konferencia 2023*, 2023, pp. 520–539.

- [S12] R. R. Boros, I. Bodnár, „Intelligens szabályozó beágyazása kombinált napelemes szünetmentes rendszerbe,” in *XXXIX. Kandó Konferencia 2023*, 2024, pp. 31–43.
- [S13] R. R. Boros, I. Bodnár, „Dinamikus energiamenedzsment napelemes szünetmentes tápegységekhez,” in *120 éves az Elektrotechnikai és Elektronikai Intézeti Tanszék elnevezésű Jubileumi Konferencia kiadványa*, 2024, pp. 17–32.

A disszertációhoz köthető előzmény-kutatásokhoz kapcsolódó publikációk:

- [S14] D. Matusz-Kalász, I. Bodnár, R. R. Boros, and N. Szabó, „Range-reducing effect of contaminants in case of solar vehicles,” in *Villamosenergia-felhasználást optimalizáló innovatív rendszer fejlesztése ipari-, lakossági fogyasztók és elektromos járművek számára 2024 konferencia kiadványa*, 2024, pp. 85–93.
- [S15] R. R. Boros, I. Bodnár, D. Matusz-Kalász, and M. Jobbágy, „Life cycle assessment of vehicles,” in *Villamosenergia-felhasználást optimalizáló innovatív rendszer fejlesztése ipari-, lakossági fogyasztók és elektromos járművek számára 2024 konferencia kiadványa*, 2024, pp. 51–58.
- [S16] I. Bodnár, R. R. Boros, D. Matusz-Kalász, and M. Jobbágy, „Solar powered electric car with variable-voltage/variable frequency drive control,” in *Villamosenergia-felhasználást optimalizáló innovatív rendszer fejlesztése ipari-, lakossági fogyasztók és elektromos járművek számára 2024 konferencia kiadványa*, 2024, pp. 42–50.
- [S17] R. R. Boros, „Geiger-Müller számláló tervezése és vizsgálata,” in *Elektrotechnikai és Elektronikai Szeminárium 2023*, 2023, pp. 73–91.
- [S18] D. Matusz-Kalász, I. Bodnár, and R. R. Boros, „Monitoring of MPPT regulation during temperature transient phenomenon in off-grid solar system,” in *Proceedings of the 2023 24th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, 2023, pp. 269–272. (Scopus, független hivatkozások száma: 1)
- [S19] I. Bodnár, D. Matusz-Kalász, and R. R. Boros, „Exploration of Solar Panel Damage and Service Life Reduction Using Condition Assessment, Dust Accumulation, and Material Testing,” *SUSTAINABILITY*, vol. 15, no. 12, 2023. (Scopus, WoS, Q2, IF: 3.3, független hivatkozások száma: 2)
- [S20] R. R. Boros, „Elektromos járművekben alkalmazott motorok és inverterek,” in *Villamosenergia-felhasználást optimalizáló innovatív rendszer fejlesztése ipari-, lakossági fogyasztók és elektromos járművek számára 2023 konferencia előadásai*, 2023, pp. 19–32.
- [S21] I. Bodnár, R. R. Boros, D. Matusz-Kalász, P. Olajos, N. Szabó, M. J. Somogyiné, G. Kozsely, D. Erdősy, S. Molnár, T. Jenyó, and J. M. Pintér, „Az Elektrotechnikai és Elektronikai Tanszék Villamos gépek és hajtások, alias LIE2 laboratóriumának felújítása,” in *Elektrotechnikai és Elektronikai Szeminárium 2022: konferencia előadások publikációi*, 2022, pp. 42–55.
- [S22] I. Bodnár, R. R. Boros, and D. Matusz-Kalász, „Az épületek és ipari létesítmények üzemeltetésére szolgáló rendszerek monitorozása, állapotfüggő karbantartása és

- élettartam előrejelzése,” in “*OmegaSys – Élettartam tervező és meghibásodás előrejelző komplex döntéstámogató rendszer, facility management szolgáltatás kialakításához*” című projekt keretében végzett kutatások legfontosabb eredményei, 2022, pp. 104–199.
- [S23] R. R. Boros and M. Jósmai, „Elektromos autók töltése,” *MULTIDISZCIPLINÁRIS TUDOMÁNYOK: A MISKOLCI EGYETEM KÖZLEMÉNYE*, vol. 11, no. 3, pp. 145–160, 2021.
- [S24] I. Bodnár, D. Matusz-Kalász, R. R. Boros, and R. Lipták, „Condition Assessment of Solar Modules by Flash Test and Electroluminescence Test,” *COATINGS*, vol. 11, no. 11, pp. 1–13, 2021. (Scopus, WoS, Q2, IF: 2.881, független hivatkozások száma: 5)
- [S25] I. Bodnár, R. R. Boros, D. Erdősy, and D. Matusz-Kalász, „Electromagnetic Emission of BLDC Motor Controllers,” in *22nd International Carpathian Control Conference (ICCC 2021)*, 2021, pp. 1–6. (Scopus)
- [S26] R. R. Boros, I. Bodnár, and D. Matusz-Kalász, „Life Cycle Assessment of Traditional and Electric Vehicles,” *LECTURE NOTES IN MECHANICAL ENGINEERING*, vol. 22, pp. 186–193, 2021. (Scopus, Q4, független hivatkozások száma: 1)
- [S27] D. Erdősy, I. Bodnár, and R. R. Boros, „Electromagnetic Emission Rates Between 2-Phase and 3-Phase Motors,” *LECTURE NOTES IN MECHANICAL ENGINEERING*, vol. 22, pp. 174–185, 2021. (Scopus, Q4)
- [S28] D. Matusz-Kalász, I. Bodnár, and R. R. Boros, „Range-Reducing Effect of Contaminants in Case of Solar Vehicles,” *LECTURE NOTES IN MECHANICAL ENGINEERING*, vol. 22, pp. 38–48, 2021. (Scopus, Q4)
- [S29] I. Bodnár, R. R. Boros, and D. Erdősy, „Electromagnetic compatibility effects of different bearings in automotive industry,” *GÉP*, vol. 71, no. 3–4, pp. 61–66, 2020.
- [S30] I. Bodnár, R. R. Boros, and D. Matusz-Kalász, „Solar powered electric car with VVVF drive control,” *GÉP*, vol. 71, no. 3–4, pp. 55–60, 2020.
- [S31] I. Bodnár, M. J. Somogyiné, N. Szabó, D. Erdősy, and R. R. Boros, „BLDC motorok elektromágneses sugárzásának mérésére alkalmas labor kialakítása,” *MULTIDISZCIPLINÁRIS TUDOMÁNYOK: A MISKOLCI EGYETEM KÖZLEMÉNYE*, vol. 10, no. 1, pp. 26–35, 2020.
- [S32] I. Bodnár, L. Tóth, M. J. Somogyiné, N. Szabó, D. Erdősy, and R. R. Boros, „Examination the effect of environmental factors on a photovoltaic solar panel,” in *Solutions for Sustainable Development*, 2020, pp. 108–114. (Scopus, független hivatkozások száma: 1)
- [S33] R. R. Boros, „Park-vektor képző áramkör megvalósítása és tesztelése,” *MULTIDISZCIPLINÁRIS TUDOMÁNYOK: A MISKOLCI EGYETEM KÖZLEMÉNYE*, vol. 9, no. 4, pp. 235–241, 2019.

- [S34] R. R. Boros, „Műveleti erősítőkből épített Clarke-transzformációt megvalósító áramkör háromfázisú szimmetrikus áramokhoz,” in *ENELKO 2019 SzámOkt 2019*, 2019, pp. 20–24.
- [S35] R. Boros Rafael, „Érintőképernyőn konfigurálható egyfázisú, szinuszos váltóirányító hardveres és szoftveres implementálása,” *VILLAMOSMÉRNÖKI TUDOMÁNYOK*, vol. 1, no. 2, pp. 43–58, 2018.

ÁBRAJEGYZÉK

1. ábra: Súlyozott átlagárak két dátum esetén, amennyiben 1 EUR = 400 Ft	2
2. ábra: Hibrid online szünetmentes tápegység felépítése.	9
3. ábra: Potenciális centralizált mikrohálózat-topológia	16
4. ábra: Decentralizált mikrohálózat topológia.....	17
5. ábra: Elosztott mikrohálózat topológia.....	20
6. ábra: DC mikrohálózat topológia	22
7. ábra: DC mikrohálózat szabályozási stratégiák.....	23
8. ábra: Szabályozási szintekhez tartozó válaszdők	24
9. ábra: Centralizált mester-szolga szabályozási stratégia.....	25
10. ábra: Akkumulátorral és szuperkondenzátorral ellátott DC mikrohálózat és energiamenedzsment rendszere	29
11. ábra: Kombinált szünetmentes, napelemes rendszerre példa	35
12. ábra: Háromfázisú, kétutas, hatütemű félig-vezérelt kapcsolás, közbeiktatott egyenfeszültséggel és terheléssel	36
13. ábra: Háromfázisú, kétutas, hatütemű félig-vezérelt kapcsolás működése, közbeiktatott egyenfeszültséggel és terheléssel	36
14. ábra: Egyenfeszültség átlagértékének változása a gyűjtásszög függvényében, és a három megátlálási üzemállapot	38
15. ábra: Centrális szabályozási stratégia hibrid napelemes szünetmentes rendszerhez, tirisztoros egyenirányítóval.	39
16. ábra: Háromfázisú, kétutas, hatütemű félig-vezérelt egyenirányító szimulációs elrendezése.....	43
17. ábra: Kézi vezérlésű kombinált szünetmentes rendszer szimulációja Simulinkben.....	44
18. ábra: Centralizált kombinált szünetmentes rendszer szimulációja Simulinkben.....	44
19. ábra: A megvalósított (kézi vezérlésű) kombinált szünetmentes rendszer főáramköre.	46
20. ábra: Intelligens centrális szabályozási stratégia aktív egyenirányítóval	51
21. ábra: Egyenrangú bemenetekkel rendelkező memória nélküli perceptron (neuron).....	53
22. ábra: Előrecsatolt hálózat	54
23. ábra: Identifikátor algoritmus tirisztoros egyenirányítós, hibrid szünetmentes rendszerhez	56
24. ábra: Tirisztoros egyenirányítóval felszerelt hibrid szünetmentes rendszeridentifikációja	57
25. ábra: Aktív egyenirányítóval felszerelt hibrid szünetmentes rendszeridentifikációja...	57
26. ábra: Neurális hálóval szabályozott hibrid szünetmentes rendszer főáramköre.....	58
27. ábra: Az LLC konverterhez tartozó felmért alapjelek	60
28. ábra: Az egyenirányítóhoz tartozó felmért gyűjtásszögek	60
29. ábra: A zöldáram-hányados rámpázásának hatása	61
30. ábra: Az akkumulátor feszültségének dinamikus változtatásának hatása	62
31. ábra: A terhelés és az akkumulátor feszültség változtatásának hatása	62
32. ábra: A dinamikus bemeneti paraméterváltoztatások hatása	63
33. ábra: Az áramszünet és a hálózat helyreállítás hatása	63

34. ábra: Az optimalizált rendszer főáramköre	67
35. ábra: Ciklusszámok a merítési mélység függvényében, különböző terhelések esetén - példa	68
36. ábra: Ismert teljes életciklusra vonatkoztatott fajlagos energiaköltségek különböző merítési mélységek és terhelőáramok esetén - példa.....	70
37. ábra: Ismert teljes életciklusra vonatkoztatott fajlagos energia öltésekre illesztett közelítő egyenlet - példa.....	70
38. ábra: A teljes életciklusra vonatkoztatott költség különböző terhelőáramok és merítési mélységek esetén - példa	71
39. ábra: LCOE a zöldáram-hányadosfüggvényében, különböző terhelések esetén, amennyiben a napelem éppen nem termel - példa.....	73
40. ábra: Az optimális zöldáram-hányados, a terhelés függvényében – példa.....	74
41. ábra: A genetikus algoritmus folyamatábrája.....	76
42. ábra: Akkumulátor élettartama a merítési mélység és a terhelés függvényében.....	81
43. ábra: Az akkumulátorból ténylegesen kivethető energia a terhelés függvényében.....	82
44. ábra: Az akkumulátor LCOE-ja a merítési mélység, terhelés függvényében.....	82
45. ábra: LCOE-k a terhelőáram és merítési mélységek függvényében.....	83
46. ábra: Az akkumulátor LCOE-ja a DoD és áramerősség függvényében	83
47. ábra: Az LLC konverter hatásfoka a terhelés függvényében	84
48. ábra: Optimális zöldáram-hányadosok különböző hálózati energiadíjak és terhelések esetén, amennyiben a napelem éppen nem termel.....	84
49. ábra: Optimalizált költség a terhelés és hálózati költség függvényében	85
50. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés és a hálózati költség függvényében.....	85
51. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén.....	86
52. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén	86
53. ábra: Az egyenáramú szaggató sematikus ábrája	119
54. ábra: Teljes-hídkapcsolású LLC rezonáns átalakító.....	120
55. ábra: Ideális LLC rezonáns átalakító a transzformátor szórt és mágnesező induktivitásával, a kapcsolás egyszerűsítése	121
56. ábra: LLC konverter működése rezonanciafrekvencián ideális esetben	122
57. ábra: LLC konverter működése rezonanciafrekvencia felett ideális esetben	123
58. ábra: LLC konverter működése rezonanciafrekvencia alatt ideális esetben.....	124
59. ábra: Az erősítés a normalizált frekvencia függvényében, különböző terhelések esetén	125
60. ábra: Az átviteli függvény a tervezett értékekkel	127
61. ábra: Az LLC konverter szimulációjának elrendezése Simulinkben, Simscape építőelemekkel.....	129
62. ábra: A szabályozó blokk belső felépítése.....	130
63. ábra: A szimulált kimeneti feszültség (kék), alapjel (piros) és fényintenzitás (fekete) időben	131
64. ábra: A szimulációs eredmények számszerűsítve egy munkapontban	131
65. ábra: LLC konverter szimulációja Simulink építőelemekkel	132

66. ábra: Szimulációs eredmények számszerűsítve minimális bemeneti feszültség és névleges teljesítmény esetén.....	132
67. ábra: Egyfázisú transzformátoros SPWM inverter szimulációs elrendezése Simulinkben	133
68. ábra: THD változása a terhelés függvényében	135
69. ábra: Az inverter kimeneti feszültségei és árama időben	136
70. ábra: Kimeneti feszültség FFT spektruma.....	136
71. ábra: A megvalósított LLC konverter.....	137
72. ábra: A megvalósított LLC konverter működésének folyamatábrája.....	139
73. ábra: LLC konverter tesztelése aszinkron motoros hajtással (szünetmentes aszinkron motorhajtás).....	140
74. ábra: Energiamentes LLC konverter bekapcsolása fogyasztó nélkül.....	141
75. ábra: A konverter működése enyhe terhelés esetén (a) és névleges terhelés esetén (b)	141
76. ábra: Konstans terhelés esetén létrejövő kimeneti feszültség.....	142
77. ábra: LLC konverter táplálása napelemről: (a) a fényintenzitás változásának hatása, (b) a napelemek túlterhelése.....	143
78. ábra: Akkumulátorról táplált konverter üzeme: (a) lassan változó terhelés, (b) dinamikus változó terhelés esetén.....	143
79. ábra: Hatásfokmérése: (a) az LLC konverternek, (b) a teljes rendszernek	144
80. ábra: Teljes rendszer hatásfok mérése különböző bemeneti feszültségekkel, részlegesen terhelt motor esetében.....	145
81. ábra: A megvalósított szigetüzemű szinuszos inverter.....	147
82. ábra: Mérésadatgyűjtő rendszer és a szabályozott fogyasztók	147
83. ábra: Az SPWM inverter kimeneti feszültsége teljes terhelés mellett.....	148
84. ábra: Egyfázisú fogyasztó áramának mérése	149
85. ábra: THD az egyenfeszültség átlagértékének függvényében	150
86. ábra: Az inverter kimeneti feszültségének változása az egyenfeszültség átlagértékének függvényében.....	150
87. ábra: Zöldáram-hányadosának megfigyelése a gyűjtásszög függvényében	151
88. ábra: Tranziensek megfigyelése a kombinált szünetmentes rendszerben	152
89. ábra: Zöldáram-hányados rámpázásának hatása a kimeneti feszültségre és az egyenáramokra.....	154
90. ábra: Dinamikus teljesítményfelvétel hatása a zöldáramra, kimeneti feszültségre és az egyenáramokra.....	155
91. ábra: A három megtáplálási üzemállapot hatásának mérése	156
92. ábra: A három megtáplálási üzemállapot hatásának mérése lassan változó gyűjtásszöggel	157
93. ábra: Áramszünet és a terhelések kikapcsolásának mérése	158
94. ábra: Dinamikus terhelés változtatás	160
95. ábra: A három üzemállapot konstans terhelés esetén	161
96. ábra: Háromfázisú aktív egyenirányító főáramkör	162
97. ábra: Háromfázisú aktív egyenirányító szabályozókör.....	162
98. ábra: Négyzetes hibák a tanulás előrehaladtával	166

99. ábra: A tanulási folyamat különböző aspektusai	167
100. ábra: Hiba-hisztogram	167
101. ábra: Regressziós analízis eredményei	168
102. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol DoD = 70% és a $K_{grid} = 100$ Ft/kWh	169
103. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol DoD = 70% és a $K_{grid} = 100$ Ft/kWh.....	169
104. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol DoD = 70% és a $K_{grid} = 40$ Ft/kWh	170
105. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol DoD = 70% és a $K_{grid} = 40$ Ft/kWh.....	170
106. ábra: Optimális zöldáram-hányadosok különböző hálózati energiadíjak és terhelések esetén, amennyiben a napelem éppen nem termel.....	171
107. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol DoD = 90% és a $K_{grid} = 60$ Ft/kWh	171
108. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol DoD = 90% és a $K_{grid} = 60$ Ft/kWh.....	172

TÁBLÁZATJEGYZÉK

1. táblázat: A kísérleti rendszer főbb paraméterei	42
2. táblázat: Centralizált szünetmentes rendszer szabályozójának paraméterei.....	45
3. táblázat: A szimulációkhoz és a mérésekhez tartozó mellékletek	48
4. táblázat: A tanítás során elvárt és kapott értékek	61
5. táblázat: Állandó bemeneti paraméterek az optimalizáláshoz.....	68
6. táblázat: Genetikus algoritmus főbb állítható paraméterei	76
7. táblázat: Beállított paraméterek a genetikus algoritmus lefutásához.....	80
8. táblázat: A példarendszer statikus bemeneti paraméterei.....	81
9. táblázat: Transzformátor paraméterei	133
10. táblázat: Egyéb szimulációs paraméterek.....	134
11. táblázat: A transzformátoros és transzformátor nélküli inverter kimeneti feszültség teljes harmonikus torzítása a bemeneti egyenfeszültség függvényében	134
12. táblázat: Az LLC konverter tervezett és mért paraméterei.....	139
13. táblázat: Egyfázisú SPWM inverter főbb paraméterei	146
14. táblázat: Hibrid napelemes szünetmentes rendszeridentifikáció eredménye	163

FELHASZNÁLT IRODALMAK

- [1] „Bruttó villamosenergia-termelés éves adatai 2014-2023”, Magyar Energetikai és Közmű-szabályozási Hivatal. Elérés: 2024. április 22. [Online]. Elérhető: <https://mekh.hu/eves-adatok>
- [2] „MVM ~ Háztartási méretű kiserőmű”. Elérés: 2024. április 22. [Online]. Elérhető: <https://www.mvmnext.hu/aram/pages/aloldal.jsp?id=618185>
- [3] „MVM ~ HMKE átvétel feltételei 2024. január 1. után”. Elérés: 2024. április 22. [Online]. Elérhető: <https://www.mvmnext.hu/aram/pages/aloldal.jsp?id=12796458>
- [4] „Uninterruptible AC Motor Drives - UMDTM (UPS-VFD)”. Elérés: 2024. április 22. [Online]. Elérhető: <https://kraftpowercon.com/product/uninterruptible-motor-drives-umd-vfd>
- [5] Y. Yerasimou, M. Kynigos, V. Efthymiou, és G. E. Georghiou, „Design of a Smart Nanogrid for Increasing Energy Efficiency of Buildings”, *Energies* 2021, Vol. 14, Page 3683, köt. 14, sz. 12, o. 3683, jún. 2021, doi: 10.3390/EN14123683.
- [6] Y. Parag és M. Ainspan, „Sustainable microgrids: Economic, environmental and social costs and benefits of microgrid deployment”, *Energy for Sustainable Development*, köt. 52, o. 72–81, okt. 2019, doi: 10.1016/J.ESD.2019.07.003.
- [7] R. Singh, „Welcome Message from Technical Chair”, *2015 IEEE 1st International Conference on Direct Current Microgrids, ICDCM 2015*, júl. 2015, doi: 10.1109/ICDCM.2015.7151991.
- [8] M. I. Nassef, H. A. Ashour, és H. Desouki, „Battery-less hybrid micro-grid power management using bi-directional three phase power converter”, *2015 IEEE 1st International Conference on Direct Current Microgrids, ICDCM 2015*, o. 19–25, júl. 2015, doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152003.
- [9] F. Chen, R. Burgos, D. Boroyevich, és W. Zhang, „A nonlinear droop method to improve voltage regulation and load sharing in DC systems”, *2015 IEEE 1st International Conference on Direct Current Microgrids, ICDCM 2015*, o. 45–50, júl. 2015, doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152008.
- [10] F. Zhang és mtsai., „Power management strategy research for DC microgrid with hybrid storage system”, in *2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, IEEE, jún. 2015, o. 62–68. doi: 10.1109/ICDCM.2015.7152011.
- [11] M. A. Ghalib, E. G. Shehat, J. Thomas, és R. M. Mostafa, „Adaptive droop control for high-performance operation in low-voltage DC microgrids”, *Electrical Engineering*, köt. 101, sz. 4, o. 1311–1322, dec. 2019, doi: 10.1007/S00202-019-00869-8/FIGURES/15.

- [12] M. Nasir, M. Anees, H. Abbas Khan, és J. M. Guerrero, „Dual-loop control strategy applied to the cluster of multiple nanogrids for rural electrification applications”, *IET Smart Grid*, köt. 2, sz. 3, o. 327–335, szept. 2019, doi: 10.1049/iet-stg.2019.0098.
- [13] C. Yang, F. Gao, és B. Zhang, „An Improved Nonlinear Droop Control Strategy in DC Microgrids”, *IEEE Trans Power Electron*, köt. 39, sz. 5, o. 5058–5073, máj. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3349027.
- [14] N. Sourí és A. Mehrizi-Sani, „Accurate Current Sharing in a DC Microgrid Using Modified Droop Control Algorithm”, jún. 2024, Elérés: 2024. szeptember 24. [Online]. Elérhető: <https://arxiv.org/abs/2406.07513v1>
- [15] M. A. Mesbah és mtsai., „Adaptive Control Approach for Accurate Current Sharing and Voltage Regulation in DC Microgrid Applications”, *Energies* 2024, Vol. 17, Page 284, köt. 17, sz. 2, o. 284, jan. 2024, doi: 10.3390/EN17020284.
- [16] Z. Xu, F. Chen, K. Chen, és Q. Lu, „Research on Adaptive Droop Control Strategy for a Solar-Storage DC Microgrid”, *Energies* 2024, Vol. 17, Page 1454, köt. 17, sz. 6, o. 1454, márc. 2024, doi: 10.3390/EN17061454.
- [17] Y. Zhu és mtsai., „Impedance Shaping Method for System-Level Stabilization of Droop-Controlled DC Microgrids”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2024, doi: 10.1109/TEC.2024.3427427.
- [18] W. Aribowo, H. Suryoatmojo, és F. A. Pamuji, „Improved Droop Control Based on Modified Osprey Optimization Algorithm in DC Microgrid”, *Journal of Robotics and Control (JRC)*, köt. 5, sz. 3, o. 804–820, ápr. 2024, doi: 10.18196/JRC.V5I3.21347.
- [19] R. Firmansyah és M. A. M. Ramli, „A new adaptive droop control strategy for improved power sharing accuracy and voltage restoration in a DC microgrid”, *Ain Shams Engineering Journal*, köt. 15, sz. 9, o. 102899, szept. 2024, doi: 10.1016/J.ASEJ.2024.102899.
- [20] H. B. A. Majeed és Z. Pantic, „Stability Analysis of a Droop-Controlled DC Microgrid”, *2024 IEEE Sixth International Conference on DC Microgrids (ICDCM)*, o. 1–8, aug. 2024, doi: 10.1109/ICDCM60322.2024.10664831.
- [21] S. Kanwal, M. Q. Rauf, B. Khan, és G. Mokryani, „Artificial neural network assisted robust droop control of autonomous microgrid”, *IET Renewable Power Generation*, köt. 18, sz. 7, o. 1346–1369, máj. 2024, doi: 10.1049/RPG2.12739.
- [22] Z. Cheng, Z. Li, J. Liang, J. Gao, J. Si, és S. Li, „Distributed Economic Power Dispatch and Bus Voltage Control for Droop-Controlled DC Microgrids”, *Energies (Basel)*, köt. 12, sz. 7, o. 1400, ápr. 2019, doi: 10.3390/en12071400.
- [23] C. Li, F. De Bosio, F. Chen, S. K. Chaudhary, J. C. Vasquez, és J. M. Guerrero, „Economic Dispatch for Operating Cost Minimization under Real-Time Pricing in Droop-Controlled DC Microgrid”, *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, köt. 5, sz. 1, o. 587–595, márc. 2017, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2634026.

- [24] Y. S. Bhavsar, P. V. Joshi, és S. M. Akolkar, „Energy management in DC microgrid”, in *2015 International Conference on Energy Systems and Applications*, IEEE, okt. 2015, o. 209–213. doi: 10.1109/ICESA.2015.7503341.
- [25] P. J. dos Santos Neto, T. A. S. Barros, J. P. C. Silveira, E. Ruppert Filho, J. C. Vasquez, és J. M. Guerrero, „Power management techniques for grid-connected DC microgrids: A comparative evaluation”, *Appl Energy*, köt. 269, o. 115057, júl. 2020, doi: 10.1016/J.APENERGY.2020.115057.
- [26] S. S. Hussain Rizvi, K. T. Chaturvedi, és M. Lal Kolhe, „A review on peak shaving techniques for smart grids”, *AIMS Energy*, köt. 11, sz. 4, o. 723–752, 2023, doi: 10.3934/energy.2023036.
- [27] A. Shahid, „Power quality control in grid-interactive micro-power systems”, *2016 IEEE International Conference on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2016*, o. 966–970, 2016, doi: 10.1109/ICRERA.2016.7884479.
- [28] W. Mengist, T. Soromessa, és G. Legese, „Method for conducting systematic literature review and meta-analysis for environmental science research”, *MethodsX*, köt. 7, o. 100777, 2020, doi: 10.1016/j.mex.2019.100777.
- [29] A. Nasiri, „Uninterruptible Power Supplies”, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits, and Applications, Third Edition*, o. 627–641, jan. 2010, doi: 10.1016/B978-0-12-382036-5.00024-0.
- [30] M. Aamir, K. Ahmed Kalwar, és S. Mekhilef, „Review: Uninterruptible Power Supply (UPS) system”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, köt. 58, o. 1395–1410, máj. 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.335.
- [31] S. K. Singh és S. G. Choudhuri, „A Comparative study of control topologies for single-phase UPS inverter system”, *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, köt. 2017-December, o. 1–6, dec. 2017, doi: 10.1109/ACEPT.2017.8168570.
- [32] S. Abaray, S. Beaver, és C. Nguyen, „How reliable is your ups? Eliminating single points of failure”, *2017 Petroleum and Chemical Industry Technical Conference (PCIC)*, köt. 2017-December, o. 311–316, dec. 2017, doi: 10.1109/PCICON.2017.8188750.
- [33] M. K. Rahmat, S. Jovanovic, és K. L. Lo, „Uninterruptible Power Supply (UPS) system configurations: Reliability comparison”, *PECon2010 - 2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, o. 835–840, 2010, doi: 10.1109/PECON.2010.5697695.
- [34] Z. Xiaofei, W. Zhen, és S. Zhou, „How to ensure the modular UPS with high reliability”, *2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, köt. 2016-September, o. 1–4, szept. 2016, doi: 10.1109/INTLEC.2015.7572450.

- [35] T. Addabbo, A. Fort, M. Mugnaini, és V. Vignoli, „Distributed UPS control systems reliability analysis”, *Measurement*, köt. 110, o. 275–283, nov. 2017, doi: 10.1016/J.MEASUREMENT.2017.06.021.
- [36] L. Saro, C. Zanettin, és V. Bozic, „Reliability Analysis and Calculations for Different Power System Architectures based on Modular UPS”, *2018 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, köt. 2018-October, o. 1–8, júl. 2018, doi: 10.1109/INTLEC.2018.8612341.
- [37] H. S. Choi, J. W. Choi, és T. K. Whangbo, „Design and Development of a Battery State of Health Estimation Model for Efficient Battery Monitoring Systems”, *Sensors* 2022, Vol. 22, Page 4444, köt. 22, sz. 12, o. 4444, jún. 2022, doi: 10.3390/S22124444.
- [38] A. Kanareykin, „A variant of the uninterruptible power supply circuit with double conversion”, *E3S Web of Conferences*, köt. 376, o. 01086, márc. 2023, doi: 10.1051/E3SCONF/202337601086.
- [39] M. Okrouhly és J. Novak, „Centralized Diagnostics of Ignition System”, *Elektronika ir Elektrotechnika*, köt. 20, sz. 10, o. 23–34, dec. 2014, doi: 10.5755/J01.EEE.20.10.5666.
- [40] J. Li és mtsai., „Model Predictive Control of an Inverter in UPS System”, *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, o. 867–872, jún. 2019, doi: 10.1109/ICIEA.2019.8834028.
- [41] H. S. Khan, M. Aamir, M. Ali, A. Waqar, S. Umaid Ali, és J. Imtiaz, „Finite Control Set Model Predictive Control for Parallel Connected Online UPS System under Unbalanced and Nonlinear Loads”, *Energies (Basel)*, köt. 12, sz. 4, febr. 2019, doi: 10.3390/EN12040581.
- [42] Y. Liu és A. M. Bazzi, „A review and comparison of fault detection and diagnosis methods for squirrel-cage induction motors: State of the art.”, *ISA Trans*, köt. 70, o. 400–409, szept. 2017, doi: 10.1016/J.ISATRA.2017.06.001.
- [43] V. Gullipalli, P. K. Behera, és M. Pattnaik, „PV-Grid Assisted Uninterruptible Power Supply System for a BLDC Motor Drive”, *2023 International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*, o. 1–6, 2023, doi: 10.1109/ICPEE54198.2023.10059754.
- [44] A. N. Ladygin, D. D. Bogachenko, N. A. Ladygin, és V. V. Kholin, „An Energy-Saving Electric Drive for a Hoisting Mechanism with Backup Power Supply”, *Vestnik MEI*, sz. 6, o. 125–132, 2017, doi: 10.24160/1993-6982-2017-6-125-132.
- [45] F. E. del P. Jr., A. V. O. Bawagan, és D. R. J. Ceruma, „Development of Power Back-Up System using Motor Control for Large Equipment”, *International Journal of Advanced Engineering Research and Science*, köt. 9, sz. 8, o. 316–324, 2022, doi: 10.22161/IJAERS.98.35.
- [46] P. Moura, C. Nuttall, B. Harrison, C. Jehle, és A. de Almeida, „Energy savings potential of uninterruptible power supplies in European Union”, *Energy Effic*, köt. 9, sz. 5, o. 993–1013, okt. 2016, doi: 10.1007/S12053-015-9406-7.

- [47] J. Katarzyński és M. Olesz, „Fault Loop Impedance Measurement in Circuits Fed by UPS and Principle of Safety Protection”, *Sustainability* 2020, Vol. 12, Page 10126, köt. 12, sz. 23, o. 10126, dec. 2020, doi: 10.3390/SU122310126.
- [48] M. Aamir és S. Mekhilef, „An Online Transformerless Uninterruptible Power Supply (UPS) System With a Smaller Battery Bank for Low-Power Applications”, *IEEE Trans Power Electron*, köt. 32, sz. 1, o. 233–247, jan. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2537834.
- [49] A. I. Stan, M. Swierczynski, D. I. Stroe, R. Teodorescu, S. J. Andreasen, és K. Moth, „A comparative study of lithium ion to lead acid batteries for use in UPS applications”, *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, köt. 2014-January, sz. January, 2014, doi: 10.1109/INTLEC.2014.6972152.
- [50] M. Iftikhar, M. Aamir, A. Waqar, Naila, F. Bin Muslim, és I. Alam, „Line-Interactive Transformerless Uninterruptible Power Supply (UPS) with a Fuel Cell as the Primary Source”, *Energies* 2018, Vol. 11, Page 542, köt. 11, sz. 3, o. 542, márc. 2018, doi: 10.3390/EN11030542.
- [51] M. Nizam, H. Maghfiroh, F. N. Kuncoro, és F. Adriyanto, „Dual Battery Control System of Lead Acid and Lithium Ferro Phosphate with Switching Technique”, *World Electric Vehicle Journal* 2021, Vol. 12, Page 4, köt. 12, sz. 1, o. 4, jan. 2021, doi: 10.3390/WEVJ12010004.
- [52] Praphun Pikultong, Sahataya Thongsan, és Somchai Jiajitsawat, „The Study of Usable Capacity Efficiency and Lifespan of Hybrid Energy Storage (Lead-Acid with Lithium-ion Battery) Under Office Building Load Pattern”, *Journal of Advanced Research in Fluid Mechanics and Thermal Sciences*, köt. 98, sz. 2, o. 67–79, szept. 2022, doi: 10.37934/arfmts.98.2.6779.
- [53] R. Nithyaprakash, S. Shankar, R. Naveen Kumar, P. Abinеш, R. Abishek, és B. Harish Senthur, „Design and Fabrication of Automatic UPS Battery Maintenance System”, *E3S Web of Conferences*, köt. 453, o. 01057, nov. 2023, doi: 10.1051/E3SCONF/202345301057.
- [54] F. Ciancetta, E. Fiorucci, A. Fioravanti, S. Mari, A. Prudenzi, és A. Silvestri, „System for repetitive battery charge and discharge tests for battery life analysis”, *Renewable Energy and Power Quality Journal*, köt. 20, o. 90–94, szept. 2022, doi: 10.24084/repqj20.227.
- [55] P. Prochazka, D. Cervinka, J. Martis, R. Cipin, és P. Vorel, „Li-Ion Battery Deep Discharge Degradation”, *ECS Trans*, köt. 74, sz. 1, o. 31–36, dec. 2016, doi: 10.1149/07401.0031ECST/XML.
- [56] Y. Wei és mtsai., „A Comprehensive Study of Degradation Characteristics and Mechanisms of Commercial Li(NiMnCo)O₂ EV Batteries under Vehicle-To-Grid (V2G) Services”, *Batteries* 2022, Vol. 8, Page 188, köt. 8, sz. 10, o. 188, okt. 2022, doi: 10.3390/BATTERIES8100188.

- [57] A. Gailani, R. Mokidm, M. El-Dalahmeh, M. El-Dalahmeh, és M. Al-Greer, „Analysis of Lithium-ion Battery Cells Degradation Based on Different Manufacturers”, *UPEC 2020 - 2020 55th International Universities Power Engineering Conference, Proceedings*, szept. 2020, doi: 10.1109/UPEC49904.2020.9209759.
- [58] Y. Sun, S. Saxena, és M. Pecht, „Derating Guidelines for Lithium-Ion Batteries”, *Energies* 2018, Vol. 11, Page 3295, köt. 11, sz. 12, o. 3295, nov. 2018, doi: 10.3390/EN11123295.
- [59] O. S. Mendoza-Hernandez és mtsai., „Durability Analysis of the REIMEI Satellite Li-ion Batteries after more than 14 Years of Operation in Space”, *Electrochemistry*, köt. 88, sz. 4, o. 300–304, júl. 2020, doi: 10.5796/ELECTROCHEMISTRY.20-00046.
- [60] J. Karunarathna, U. Madawala, C. Baguley, F. Blaabjerg, és M. Sandelic, „Battery Reliability of Fast Electric Vehicle Charging Systems”, *2021 IEEE Southern Power Electronics Conference, SPEC 2021*, 2021, doi: 10.1109/SPEC52827.2021.9709461.
- [61] M. K. Tran, C. Cunanan, S. Panchal, R. Fraser, és M. Fowler, „Investigation of Individual Cells Replacement Concept in Lithium-Ion Battery Packs with Analysis on Economic Feasibility and Pack Design Requirements”, *Processes* 2021, Vol. 9, Page 2263, köt. 9, sz. 12, o. 2263, dec. 2021, doi: 10.3390/PR9122263.
- [62] C. Lin, A. Tang, N. Wu, és J. Xing, „Electrochemical and Mechanical Failure of Graphite-Based Anode Materials in Li-Ion Batteries for Electric Vehicles”, *J Chem*, köt. 2016, sz. 1, o. 2940437, jan. 2016, doi: 10.1155/2016/2940437.
- [63] M. Elmahallawy, T. Elfouly, A. Alouani, és A. M. Massoud, „A Comprehensive Review of Lithium-Ion Batteries Modeling, and State of Health and Remaining Useful Lifetime Prediction”, *IEEE Access*, köt. 10, o. 119040–119070, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3221137.
- [64] M. Barnes és mtsai., „Real-World MicroGrids-An Overview”, *2007 IEEE International Conference on System of Systems Engineering*, o. 1–8, 2007, doi: 10.1109/SYSOSE.2007.4304255.
- [65] D. Burmester, R. Rayudu, W. Seah, és D. Akinyele, „A review of nanogrid topologies and technologies”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, köt. 67, o. 760–775, jan. 2017, doi: 10.1016/J.RSER.2016.09.073.
- [66] K. A. Al Sumarmad, N. Sulaiman, N. I. A. Wahab, és H. Hizam, „Energy Management and Voltage Control in Microgrids Using Artificial Neural Networks, PID, and Fuzzy Logic Controllers”, *Energies (Basel)*, köt. 15, sz. 1, o. 303, jan. 2022, doi: 10.3390/en15010303.
- [67] J. Li, Y. Chen, Y. Wu, X. Cheng, és R. Yang, „An improved decentralized control strategy for a PV hybrid energy storage system in an LVDC microgrid”, *Front Energy Res*, köt. 12, máj. 2024, doi: 10.3389/fenrg.2024.1402650.
- [68] M. S. Akkur, S. Singh, M. A. Iqbal, és S. Kaur, „Renewable-based microgrid energy management: A comprehensive exploration of techniques, strategies, and long-term

- viability”, *Multidisciplinary Reviews*, köt. 6, o. 2023ss051, ápr. 2024, doi: 10.31893/multirev.2023ss051.
- [69] Y. Hennane, A. Berdai, J. P. Martin, S. Pierfederici, és F. Meibody-Tabar, „New Decentralized Control of Mesh AC Microgrids: Study, Stability, and Robustness Analysis”, *Sustainability 2021, Vol. 13, Page 2243*, köt. 13, sz. 4, o. 2243, febr. 2021, doi: 10.3390/SU13042243.
- [70] S. Mehta és P. Basak, „A comprehensive review on control techniques for stability improvement in microgrids”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, köt. 31, sz. 4, o. e12822, ápr. 2021, doi: 10.1002/2050-7038.12822.
- [71] D. Miller, G. Mirzaeva, C. D. Townsend, és G. C. Goodwin, „Decentralised Droopless Control of Islanded Radial AC Microgrids Without Explicit Communication”, *IEEE Open Journal of Industry Applications*, köt. 3, o. 104–113, 2022, doi: 10.1109/OJIA.2022.3177857.
- [72] M. Rahimi és S. Ghadiriyan, „A generalized droop-based compensator for addressing the issues raised in a DC microgrid comprising hybrid wind-battery-back up generation sources”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, köt. 29, sz. 7, o. e12052, júl. 2019, doi: 10.1002/2050-7038.12052.
- [73] A. De Jesús Chica Leal, C. T. Rodriguez, és F. S. Piedrahita, „A proposal for microgrids control architecture as aggregator”, *2015 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM)*, o. 473–478, jan. 2016, doi: 10.1109/ISGT-LA.2015.7381201.
- [74] S. Chalah és H. Belaidi, „Multi-microgrids system’s resilience enhancement”, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, köt. 34, sz. 3, o. 1399, jún. 2024, doi: 10.11591/ijeecs.v34.i3.pp1399-1409.
- [75] J. Palm, „Energy communities as accelerators of energy transition in cities”, in *A Research Agenda for Sustainable Cities and Communities*, Edward Elgar Publishing, 2023, o. 69–80. doi: 10.4337/9781800372030.00013.
- [76] C. Rosen és R. Madlener, „Regulatory Options for Local Reserve Energy Markets: Implications for Prosumers, Utilities, and other Stakeholders”, *The Energy Journal*, köt. 37, sz. 2_suppl, o. 39–50, jún. 2016, doi: 10.5547/01956574.37.SI2.cros.
- [77] H. Khan és T. Masood, „Impact of Blockchain Technology on Smart Grids”, *Energies 2022, Vol. 15, Page 7189*, köt. 15, sz. 19, o. 7189, szept. 2022, doi: 10.3390/EN15197189.
- [78] A. Vasilakis, I. Zafeiratou, D. T. Lagos, és N. D. Hatziargyriou, „The Evolution of Research in Microgrids Control”, *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, köt. 7, o. 331–343, 2020, doi: 10.1109/OAJPE.2020.3030348.
- [79] S. L. Chartier, V. K. Venkiteswaran, S. S. Rangarajan, E. R. Collins, és T. Senjyu, „Microgrid Emergence, Integration, and Influence on the Future Energy Generation Equilibrium—A Review”, *Electronics 2022, Vol. 11, Page 791*, köt. 11, sz. 5, o. 791, márc. 2022, doi: 10.3390/ELECTRONICS11050791.

- [80] K. H. N. Bui, I. E. Agbehadji, R. Millham, D. Camacho, és J. J. Jung, „Distributed artificial bee colony approach for connected appliances in smart home energy management system”, *Expert Syst*, köt. 37, sz. 6, o. e12521, dec. 2020, doi: 10.1111/EXSY.12521.
- [81] M. Galici, M. Mureddu, E. Ghiani, és F. Pilo, „Blockchain-Based Hardware-in-the-Loop Simulation of a Decentralized Controller for Local Energy Communities”, *Energies* 2022, Vol. 15, Page 7623, köt. 15, sz. 20, o. 7623, okt. 2022, doi: 10.3390/EN15207623.
- [82] M. Yazdanian és A. Mehrizi-Sani, „Distributed Control Techniques in Microgrids”, *IEEE Trans Smart Grid*, köt. 5, sz. 6, o. 2901–2909, nov. 2014, doi: 10.1109/TSG.2014.2337838.
- [83] W. Shi, X. Xie, C. C. Chu, és R. Gadh, „Distributed Optimal Energy Management in Microgrids”, *IEEE Trans Smart Grid*, köt. 6, sz. 3, o. 1137–1146, máj. 2015, doi: 10.1109/TSG.2014.2373150.
- [84] C. Chen, J. Wang, F. Qiu, és D. Zhao, „Resilient Distribution System by Microgrids Formation After Natural Disasters”, *IEEE Trans Smart Grid*, köt. 7, sz. 2, o. 958–966, márc. 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2429653.
- [85] T. Morstyn, A. V. Savkin, B. Hredzak, és H. D. Tuan, „Scalable Energy Management for Low Voltage Microgrids Using Multi-Agent Storage System Aggregation”, *IEEE Transactions on Power Systems*, köt. 33, sz. 2, o. 1614–1623, márc. 2018, doi: 10.1109/TPWRS.2017.2734850.
- [86] J. Zhang, J. Li, N. Wang, és B. Wu, „An enhanced predictive hierarchical power management framework for islanded microgrids”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, köt. 16, sz. 3, o. 503–516, febr. 2022, doi: 10.1049/gtd2.12297.
- [87] G. Agundis-Tinajero és mtsai., „Extended-Optimal-Power-Flow-Based Hierarchical Control for Islanded AC Microgrids”, *IEEE Trans Power Electron*, köt. 34, sz. 1, o. 840–848, jan. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2813980.
- [88] Y. Shan, L. Ma, és X. Yu, „Hierarchical Control and Economic Optimization of Microgrids Considering the Randomness of Power Generation and Load Demand”, *Energies* 2023, Vol. 16, Page 5503, köt. 16, sz. 14, o. 5503, júl. 2023, doi: 10.3390/EN16145503.
- [89] E. González-Romera és mtsai., „Secondary Control for Storage Power Converters in Isolated Nanogrids to Allow Peer-to-Peer Power Sharing”, *Electronics* 2020, Vol. 9, Page 140, köt. 9, sz. 1, o. 140, jan. 2020, doi: 10.3390/ELECTRONICS9010140.
- [90] S. Shahzad, M. A. Abbasi, M. A. Chaudhry, és M. M. Hussain, „Model Predictive Control Strategies in Microgrids: A Concise Revisit”, *IEEE Access*, köt. 10, o. 122211–122225, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3223298.
- [91] Y. Wang, P. Liu, D. Liu, F. Deng, és Z. Chen, „Enhanced Hierarchical Control Framework of Microgrids with Efficiency Improvement and Thermal Management”,

- IEEE Transactions on Energy Conversion*, köt. 36, sz. 1, o. 11–22, márc. 2021, doi: 10.1109/TEC.2020.3002670.
- [92] S. Ullah, L. Khan, I. Sami, és N. Ullah, „Consensus-Based Delay-Tolerant Distributed Secondary Control Strategy for Droop Controlled AC Microgrids”, *IEEE Access*, köt. 9, o. 6033–6049, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3048723.
- [93] X. Wan és J. Wu, „Distributed Hierarchical Control for Islanded Microgrids Based on Adjustable Power Consensus”, *Electronics 2022, Vol. 11, Page 324*, köt. 11, sz. 3, o. 324, jan. 2022, doi: 10.3390/ELECTRONICS11030324.
- [94] D. Voumick, P. Deb, és M. M. Khan, „Operation and Control of Microgrids Using IoT (Internet of Things)”, *Journal of Software Engineering and Applications*, köt. 14, sz. 08, o. 418–441, 2021, doi: 10.4236/jsea.2021.148025.
- [95] S. Li, A. Oshnoei, F. Blaabjerg, és A. Anvari-Moghaddam, „Hierarchical Control for Microgrids: A Survey on Classical and Machine Learning-Based Methods”, *Sustainability*, köt. 15, sz. 11, o. 8952, jún. 2023, doi: 10.3390/su15118952.
- [96] N. Bazmohammadi, A. Tahsiri, A. Anvari-Moghaddam, és J. M. Guerrero, „A hierarchical energy management strategy for interconnected microgrids considering uncertainty”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, köt. 109, o. 597–608, júl. 2019, doi: 10.1016/J.IJEPES.2019.02.033.
- [97] J. Cheng, D. Duan, X. Cheng, L. Yang, és S. Cui, „Probabilistic Microgrid Energy Management with Interval Predictions”, *Energies 2020, Vol. 13, Page 3116*, köt. 13, sz. 12, o. 3116, jún. 2020, doi: 10.3390/EN13123116.
- [98] M. R. Habibi, H. R. Baghaee, F. Blaabjerg, és T. Dragicevic, „Secure MPC/ANN-Based False Data Injection Cyber-Attack Detection and Mitigation in DC Microgrids”, *IEEE Syst J*, köt. 16, sz. 1, o. 1487–1498, márc. 2022, doi: 10.1109/JSYST.2021.3086145.
- [99] R. Ortega, O. Carranza, J. J. Rodríguez, V. H. García, J. C. Sosa, és J. M. Alvarado, „Development and application of a reconfigurable photovoltaic inverter for operation within a microgrid”, *IEEE Access*, köt. 7, o. 98755–98770, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2929946.
- [100] F. S. Al-Ismael, „DC Microgrid Planning, Operation, and Control: A Comprehensive Review”, *IEEE Access*, köt. 9, o. 36154–36172, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3062840.
- [101] A. Abhishek, A. Ranjan, S. Devassy, B. Kumar Verma, S. K. Ram, és A. K. Dhakar, „Review of hierarchical control strategies for DC microgrid”, *IET Renewable Power Generation*, köt. 14, sz. 10, o. 1631–1640, júl. 2020, doi: 10.1049/iet-rpg.2019.1136.
- [102] S. K. Ghosh, T. K. Roy, M. A. H. Pramanik, A. K. Sarkar, és M. A. Mahmud, „An Energy Management System-Based Control Strategy for DC Microgrids with Dual Energy Storage Systems”, *Energies 2020, Vol. 13, Page 2992*, köt. 13, sz. 11, o. 2992, jún. 2020, doi: 10.3390/EN13112992.

- [103] Y. Han, W. Chen, és Q. Li, „Energy Management Strategy Based on Multiple Operating States for a Photovoltaic/Fuel Cell/Energy Storage DC Microgrid”, *Energies* 2017, Vol. 10, Page 136, köt. 10, sz. 1, o. 136, jan. 2017, doi: 10.3390/EN10010136.
- [104] L. Kong és H. Nian, „Transient Modeling Method for Faulty DC Microgrid Considering Control Effect of DC/AC and DC/DC Converters”, *IEEE Access*, köt. 8, o. 150759–150772, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3017015.
- [105] B. Modu, M. P. Abdullah, M. A. Sanusi, és M. F. Hamza, „DC-based microgrid: Topologies, control schemes, and implementations”, *Alexandria Engineering Journal*, köt. 70, o. 61–92, máj. 2023, doi: 10.1016/J.AEJ.2023.02.021.
- [106] F. Li, C. Canizares, és Z. Lin, „Energy Management System for DC Microgrids Considering Battery Degradation”, in *2020 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*, IEEE, aug. 2020, o. 1–5. doi: 10.1109/PESGM41954.2020.9281580.
- [107] N. Campagna és mtsai., „Challenges for the Goal of 100% Renewable Energy Sources to Fit the Green Transition”, *2022 Workshop on Blockchain for Renewables Integration, BLORIN 2022*, o. 230–235, 2022, doi: 10.1109/BLORIN54731.2022.10028433.
- [108] W.-L. ZHANG, L.-Y. ZHANG, B. WU, és B. HUANG, „A Method for Autonomous Power Balance of DC Microgrid with Photovoltaic and Storage System”, *DEStech Transactions on Computer Science and Engineering*, sz. csma, dec. 2017, doi: 10.12783/dtcse/csma2017/17382.
- [109] S. Ansari, A. Chandel, és M. Tariq, „A Comprehensive Review on Power Converters Control and Control Strategies of AC/DC Microgrid”, *IEEE Access*, köt. 9, o. 17998–18015, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3020035.
- [110] J. Yang, W. Yuan, Y. Sun, H. Han, X. Hou, és J. M. Guerrero, „A novel quasi-master-slave control frame for PV-storage independent microgrid”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, köt. 97, o. 262–274, ápr. 2018, doi: 10.1016/J.IJEPES.2017.11.008.
- [111] F. Gao, R. Kang, J. Cao, és T. Yang, „Primary and secondary control in DC microgrids: a review”, *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, köt. 7, sz. 2, o. 227–242, márc. 2019, doi: 10.1007/S40565-018-0466-5/FIGURES/18.
- [112] F. Gao és mtsai., „Comparative Stability Analysis of Droop Control Approaches in Voltage-Source-Converter-Based DC Microgrids”, *IEEE Trans Power Electron*, köt. 32, sz. 3, o. 2395–2415, márc. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2567780.
- [113] S. W. Lee és B. H. Cho, „Master–Slave Based Hierarchical Control for a Small Power DC-Distributed Microgrid System with a Storage Device”, *Energies* 2016, Vol. 9, Page 880, köt. 9, sz. 11, o. 880, okt. 2016, doi: 10.3390/EN9110880.
- [114] W. Li és S. Gan, „Research on operation strategy of wind-solar-storage direct current microgrid based on droop control”, in *Ninth International Symposium on Sensors*,

- Mechatronics, and Automation System (ISSMAS 2023)*, L. Pan és Z. Zhou, Szerk., SPIE, márc. 2024, o. 41. doi: 10.1117/12.3014782.
- [115] M. J. Matehkolaei, S. Peyghami, H. Mokhtari, és F. Blaabjerg, „An Adaptive droop Curve for the Superimposed Frequency Method in DC Microgrids”, *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2020*, nov. 2020, doi: 10.1109/COMPEL49091.2020.9265777.
- [116] E. Hleihe, M. Fadel, és H. Y. Kanaan, „Control and power sharing of an islanded DC microgrid integrating a back-up diesel generator”, *2020 5th International Conference on Renewable Energies for Developing Countries, REDEC 2020*, jún. 2020, doi: 10.1109/REDEC49234.2020.9163831.
- [117] K. J. Bunker és W. W. Weaver, „Optimal Multidimensional Droop Control for Wind Resources in DC Microgrids”, *Energies 2018*, Vol. 11, Page 1818, köt. 11, sz. 7, o. 1818, júl. 2018, doi: 10.3390/EN11071818.
- [118] M. S. Golsorkhi és D. D. C. Lu, „A control method for inverter-based islanded microgrids based on V-I droop characteristics”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, köt. 30, sz. 3, o. 1196–1204, jún. 2015, doi: 10.1109/TPWRD.2014.2357471.
- [119] V. Sabzpoosh Saravi, H. Sakhaei, M. Kalantar, és A. Anvari-Moghaddam, „A novel power management strategy based on combination of 3D droop control and EKF in DC microgrids”, *IET Renewable Power Generation*, köt. 15, sz. 11, o. 2540–2555, aug. 2021, doi: 10.1049/RPG2.12187.
- [120] K. J. Bunker és W. W. Weaver, „Multidimensional droop control for wind resources in dc microgrids”, *IET Generation, Transmission & Distribution*, köt. 11, sz. 3, o. 657–664, febr. 2017, doi: 10.1049/IET-GTD.2016.0447.
- [121] N. Ghanbari és S. Bhattacharya, „Adaptive droop control method for suppressing circulating currents in DC microgrids”, *IEEE Open Access Journal of Power and Energy*, köt. 7, sz. 1, o. 100–110, 2020, doi: 10.1109/OAJPE.2020.2974940.
- [122] O. Lasabi, A. Swanson, L. Jarvis, A. Aluko, és M. Brown, „Enhanced Distributed Non-Linear Voltage Regulation and Power Apportion Technique for an Islanded DC Microgrid”, *Applied Sciences 2023*, Vol. 13, Page 8659, köt. 13, sz. 15, o. 8659, júl. 2023, doi: 10.3390/APP13158659.
- [123] F. Li, Z. Lin, J. Wu, és W. Li, „Virtual Negative Cable Resistance for Power Sharing Accuracy Enhancement in DC Microgrids”, *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, köt. 2019-June, o. 2539–2544, jún. 2019, doi: 10.1109/ISIE.2019.8781426.
- [124] Y. Lyu, X. Li, S. Wang, és Y. Zhang, „Integrated Coordination Improvement of Droop Control for Medium and Low Voltage DC Distribution Network”, *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, köt. 17, sz. 8, o. 1102–1109, aug. 2022, doi: 10.1002/TEE.23601.

- [125] Z. Qu, Z. Shi, Y. Wang, A. Abu-Siada, Z. Chong, és H. Dong, „Energy Management Strategy of AC/DC Hybrid Microgrid Based on Solid-State Transformer”, *IEEE Access*, köt. 10, o. 20633–20642, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3149522.
- [126] P. K. Gorijeevaram Reddy, S. Dasarathan, és V. Krishnasamy, „Investigation of Adaptive Droop Control Applied to Low-Voltage DC Microgrid”, *Energies* 2021, Vol. 14, Page 5356, köt. 14, sz. 17, o. 5356, aug. 2021, doi: 10.3390/EN14175356.
- [127] J. Li, Y. Chen, Y. Wu, X. Cheng, és R. Yang, „An improved decentralized control strategy for a PV hybrid energy storage system in an LVDC microgrid”, *Front Energy Res*, köt. 12, o. 1402650, máj. 2024, doi: 10.3389/FENRG.2024.1402650/BIBTEX.
- [128] M. M. Shebani, M. T. Iqbal, és J. E. Quaicoe, „Control Algorithm for Equal Current Sharing between Parallel-Connected Boost Converters in a DC Microgrid”, *Journal of Electrical and Computer Engineering*, köt. 2020, sz. 1, o. 6876317, jan. 2020, doi: 10.1155/2020/6876317.
- [129] A. Aghmadi és O. A. Mohammed, „Operation and Coordinated Energy Management in Multi-Microgrids for Improved and Resilient Distributed Energy Resource Integration in Power Systems”, *Electronics* 2024, Vol. 13, Page 358, köt. 13, sz. 2, o. 358, jan. 2024, doi: 10.3390/ELECTRONICS13020358.
- [130] R. J. J. Molu, S. R. Naoussi Dzone, P. Wira, W. Mbasso Fendzi, és K. Tsobze Saatong, „Optimal Energy Management Strategy for Microgrids in Developing Countries: A Focus on Battery Energy Storage System”, 2024, o. 9–14. doi: 10.55432/978-1-6692-0005-5_2.
- [131] D. S. Sandeep és S. Mohanty, „Artificial Rabbits Optimized Neural Network-Based Energy Management System for PV, Battery, and Supercapacitor Based Isolated DC Microgrid System”, *IEEE Access*, köt. 11, o. 142411–142432, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3340856.
- [132] E. Yusubov és L. Bekirova, „A STANDALONE DC MICROGRID ENERGY MANAGEMENT STRATEGY USING THE BATTERY STATE OF CHARGE”, *Informatyka, Automatyka, Pomiar w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, köt. 13, sz. 3, o. 75–78, szept. 2023, doi: 10.35784/iapgos.5320.
- [133] O. Chekira, A. Boharb, Y. Boujoudar, H. El Moussaoui, T. Lamhamdi, és H. El Markhi, „An improved energy management control strategy for a standalone solar photovoltaic/battery system”, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, köt. 27, sz. 2, o. 647, aug. 2022, doi: 10.11591/ijeecs.v27.i2.pp647-658.
- [134] A. Benamar, P. Travaillé, J. M. Clairand, és G. Escrivá-Escrivá, „Non-Linear Control of a DC Microgrid for Electric Vehicle Charging Stations”, *Int J Adv Sci Eng Inf Technol*, köt. 10, sz. 2, o. 593–598, ápr. 2020, doi: 10.18517/IJASEIT.10.2.10815.
- [135] B. Wei, X. Han, P. Wang, H. Yu, W. Li, és L. Guo, „Temporally coordinated energy management for AC/DC hybrid microgrid considering dynamic conversion efficiency

- of bidirectional AC/DC converter”, *IEEE Access*, köt. 8, o. 70878–70889, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2985419.
- [136] Z. Qian, S. Cao, H. Jiang, S. B. Krishnan, K. T. Tan, és K. J. Tseng, „Optimized EMS Real-Time Simulation and Validation for Singapore Pulau Ubin Microgrid”, *2022 12th International Conference on Power and Energy Systems, ICPES 2022*, o. 401–406, 2022, doi: 10.1109/ICPES56491.2022.10073143.
- [137] I. U. Khan, Dr. G. Rukh, és M. F. Ullah, „A multi-objective strategy for cost-effective microgrid solutions based on renewable energy sources”, *International Conference on Applied Engineering and Natural Sciences*, köt. 1, sz. 1, o. 1057–1061, júl. 2023, doi: 10.59287/ICAENS.1128.
- [138] C. Samende, S. M. Bhagavathy, és M. McCulloch, „Power Loss Minimisation of Off-Grid Solar DC Nano-Grids - Part II: A Quasi-Consensus-Based Distributed Control Algorithm”, *IEEE Trans Smart Grid*, köt. 13, sz. 1, o. 38–46, jan. 2022, doi: 10.1109/TSG.2021.3111779.
- [139] A. N. Akpolat, E. Dursun, és A. E. Kuzucuoglu, „Deep Learning-Aided Sensorless Control Approach for PV Converters in DC Nanogrids”, *IEEE Access*, köt. 9, o. 106641–106654, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3100857.
- [140] C. Opathella és B. Venkatesh, „Energy Storage Sizing and Siting in Microgrids”, *2018 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, o. 1–6, dec. 2018, doi: 10.1109/EPEC.2018.8598438.
- [141] A. Lorestani, G. B. Gharehpetian, és M. H. Nazari, „Optimal sizing and techno-economic analysis of energy- and cost-efficient standalone multi-carrier microgrid”, *Energy*, köt. 178, o. 751–764, júl. 2019, doi: 10.1016/j.energy.2019.04.152.
- [142] S. Ahmad, M. Shafiullah, C. B. Ahmed, és M. Alowaiifeer, „A Review of Microgrid Energy Management and Control Strategies”, *IEEE Access*, köt. 11, o. 21729–21757, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3248511.
- [143] I. Sulaeman, G. R. C. Mouli, A. Shekhar, és P. Bauer, „Comparison of AC and DC Nanogrid for Office Buildings with EV Charging, PV and Battery Storage”, *Energies* 2021, Vol. 14, Page 5800, köt. 14, sz. 18, o. 5800, szept. 2021, doi: 10.3390/EN14185800.
- [144] A. H. R. Abbas, M. Rajeswari, D. Sharma, R. Singh, P. Jeyakani, és D. Dhabliya, „Optimization of Nanogrids for Remote Off-Grid Communities”, *E3S Web of Conferences*, köt. 540, o. 01014, jún. 2024, doi: 10.1051/E3SCONF/202454001014.
- [145] O. Graillet és mtsai., „Optimizing Energy Consumption: A Case Study of LVDC Nanogrid Implementation in Tertiary Buildings on La Réunion Island”, *Energies* 2024, Vol. 17, Page 1247, köt. 17, sz. 5, o. 1247, márc. 2024, doi: 10.3390/EN17051247.
- [146] A. A. Nkembi, D. Santoro, P. Cova, és N. Delmonte, „A Novel Energy Management Control Scheme for a Standalone PV System in a DC Nanogrid”, *Electronics* 2023,

- Vol. 12, Page 4725, köt. 12, sz. 23, o. 4725, nov. 2023, doi: 10.3390/ELECTRONICS12234725.
- [147] D. Santoro és mtsai., „Local Power Distribution—A Review of Nanogrid Architectures, Control Strategies, and Converters”, *Sustainability* 2023, Vol. 15, Page 2759, köt. 15, sz. 3, o. 2759, febr. 2023, doi: 10.3390/SU15032759.
- [148] L. Xu és mtsai., „A Review of DC Shipboard Microgrids - Part I: Power Architectures, Energy Storage, and Power Converters”, *IEEE Trans Power Electron*, köt. 37, sz. 5, o. 5155–5172, máj. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3128417.
- [149] Y. N. Abdelaziz, K. H. Ahmed, és B. W. Williams, „New Hybrid Thyristor-Based Multilevel Converter With DC Fault Blocking Capability, for HVDC Applications”, *IEEE Trans Power Electron*, köt. 39, sz. 1, o. 911–923, jan. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3328058.
- [150] H. Huang, J. Ma, S. Wang, Y. Dong, N. Jiao, és T. Liu, „Accurate Analysis of Harmonic Transmission of Line Commutated Converter Considering Firing Angle Fluctuation”, *IEEE Access*, köt. 8, o. 205206–205215, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3037201.
- [151] J. W. Dixon, „Three-phase Controlled Rectifiers”, in *Power Electronics Handbook*, Elsevier, 2011, o. 205–247. doi: 10.1016/B978-0-12-382036-5.00012-4.
- [152] J. T. Gonçalves, S. Valtchev, R. Melicio, A. Gonçalves, és F. Blaabjerg, „Hybrid Three-Phase Rectifiers with Active Power Factor Correction: A Systematic Review”, *Electronics* 2021, Vol. 10, Page 1520, köt. 10, sz. 13, o. 1520, jún. 2021, doi: 10.3390/ELECTRONICS10131520.
- [153] A. Márta, H. Gábor, P. Béla, S. György, T. Gábor, és V. József, „Neurális hálózatok”, *www.panem.hu*, 2006, Elérés: 2024. november 23. [Online]. Elérhető: <http://dtk.tankonyvtar.hu/xmlui/handle/123456789/8850>
- [154] I. Bölkény, „Gáztermeléshez kapcsolódó, hidrát mentesítésére szolgáló digitális irányítási megoldások”, Miskolci Egyetem, 2019.
- [155] W. Short, D. J. Packey, és T. Holt, „A manual for the economic evaluation of energy efficiency and renewable energy technologies”, Golden, CO, márc. 1995. doi: 10.2172/35391.
- [156] Q. HuangPeng, Q. Sun, J. Feng, Z. Pan, és D. Wu, „Cycle Life Prediction for Space Nickel Hydrogen Battery Based on Accelerated EODV Multi-Phase Model”, *J Electrochem Soc*, köt. 162, sz. 4, o. A658–A666, jan. 2015, doi: 10.1149/2.0421504jes.
- [157] H. Dai, Y. Xia, J. Mao, C. Xu, W. Liu, és S. Hu, „Peukert’s Law-Based State-of-Charge Estimation for Primary Battery Powered Sensor Nodes”, *Sensors*, köt. 23, sz. 2, o. 1036, jan. 2023, doi: 10.3390/s23021036.

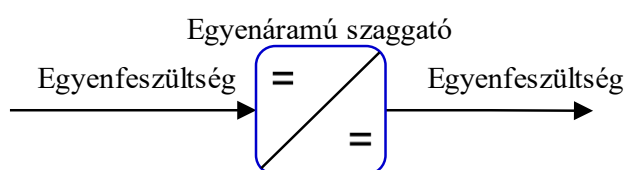
- [158] J. Somogyiné Molnár és D. Szalánczi, „Napelemes rendszerek megtérülési idejének vizsgálata”, in *Elektrotechnikai és Elektronikai Szeminárium 2022*, Miskolc, 2022, o. 119–135.
- [159] J. H. Holland, „Outline for a Logical Theory of Adaptive Systems”, *Journal of the ACM*, köt. 9, sz. 3, o. 297–314, júl. 1962, doi: 10.1145/321127.321128.
- [160] J. R. Koza, „Survey of genetic algorithms and genetic programming”, in *Proceedings of WESCON'95*, IEEE, o. 589. doi: 10.1109/WESCON.1995.485447.
- [161] T. Harada és E. Alba, „Parallel Genetic Algorithms”, *ACM Comput Surv*, köt. 53, sz. 4, o. 1–39, júl. 2021, doi: 10.1145/3400031.
- [162] S. Katoch, S. S. Chauhan, és V. Kumar, „A review on genetic algorithm: past, present, and future”, *Multimed Tools Appl*, köt. 80, sz. 5, o. 8091–8126, febr. 2021, doi: 10.1007/S11042-020-10139-6/FIGURES/8.
- [163] Z. Jinghui, H. Xiaomin, G. Min, és Z. Jun, „Comparison of performance between different selection strategies on simple genetic algorithms”, *Proceedings - International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation, CIMCA 2005 and International Conference on Intelligent Agents, Web Technologies and Internet*, köt. 2, o. 1115–1120, 2005, doi: 10.1109/CIMCA.2005.1631619.
- [164] Sörös M. A., „Akkumulátor öregedési modellek villamosenergia-piaci környezetben”, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Budapest, 2024.
- [165] M. A. A. Mohd Zainuri, M. A. Mohd Radzi, A. C. Soh, és N. A. Rahim, „Development of adaptive perturb and observe-fuzzy control maximum power point tracking for photovoltaic boost dc-dc converter”, *IET Renewable Power Generation*, köt. 8, sz. 2, o. 183–194, 2014, doi: 10.1049/IET-RPG.2012.0362.
- [166] A. Tomaszuk és A. Krupa, „High efficiency high step-up DC/DC converters - A review”, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, köt. 59, sz. 4, o. 475–483, dec. 2011, doi: 10.2478/V10175-011-0059-1.
- [167] M. U. Iftikhar, P. Lefranc, D. Sadarnac, és C. Karimi, „Efficiency investigation of dc-dc converter with passively damped input filter circuit”, *International Journal of Electronics*, köt. 96, sz. 9, o. 961–976, szept. 2009, doi: 10.1080/00207210902894738.
- [168] M. Z. Hossain, N. A. Rahim, és J. a/l Selvaraj, „Recent progress and development on power DC-DC converter topology, control, design and applications: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, köt. 81, o. 205–230, jan. 2018, doi: 10.1016/J.RSER.2017.07.017.
- [169] S. Dahale, A. Das, Naran. M. Pindoriya, és S. Rajendran, „An overview of DC-DC converter topologies and controls in DC microgrid”, in *2017 7th International Conference on Power Systems (ICPS)*, IEEE, dec. 2017, o. 410–415. doi: 10.1109/ICPES.2017.8387329.

- [170] Y. Cai, M. H. Ahmed, Q. Li, és F. C. Lee, „Optimal Design of Megahertz LLC Converter for 48-V Bus Converter Application”, *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, köt. 8, sz. 1, o. 495–505, márc. 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2939469.
- [171] A.-R. Sam, „Resonant LLC Converter: Operation and Design (Application Note AN 2012-09)”, *Infineon Technologies North America*, 2012.
- [172] B. Zhang, M. Zhao, P. Huang, és Q. Wang, „Optimal design of GaN HEMT based high efficiency LLC converter”, *Energy Reports*, köt. 8, o. 1181–1190, 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.276>.
- [173] W. Chen, K. Liu, J. Zhao, és C. Jin, „Dynamic improvement for phase-shift LLC resonant converter based on disturbance observer”, *Energy Reports*, köt. 9, o. 1018–1025, 2023, doi: <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.11.115>.
- [174] M. Escudero, M.-A. Kutschak, F. Pulsinelli, N. Rodriguez, és D. P. Morales, „On the Practical Evaluation of the Switching Loss in the Secondary Side Rectifiers of LLC Converters”, *Energies (Basel)*, köt. 14, sz. 18, 2021, doi: 10.3390/en14185915.
- [175] A. Amirahmadi, M. Domb, és E. Persson, „High power density high efficiency wide input voltage range LLC resonant converter utilizing E-mode GaN switches”, in *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2017, o. 350–354. doi: 10.1109/APEC.2017.7930716.
- [176] C. Hangseok, „Application Note AN-4151 Half-bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-series Fairchild Power Switch (FPS TM)”, 2014.
- [177] S. A. Mortazavizadeh és mtsai., „High Frequency, High Efficiency, and High Power Density GaN-Based LLC Resonant Converter: State-of-the-Art and Perspectives”, *Applied Sciences 2021, Vol. 11, Page 11350*, köt. 11, sz. 23, o. 11350, nov. 2021, doi: 10.3390/APP112311350.
- [178] M. Faizan, X. Wang, és M. Z. Yousaf, „Design and Comparative Analysis of an Ultra-Highly Efficient, Compact Half-Bridge LLC Resonant GaN Converter for Low-Power Applications”, *Electronics 2023, Vol. 12, Page 2850*, köt. 12, sz. 13, o. 2850, jún. 2023, doi: 10.3390/ELECTRONICS12132850.
- [179] F. Li, H. Lei, R. Hao, S. Liu, X. You, és J. Gao, „Differential Equation Model of the LLC Resonant Converter in the Ideal Case”, *Energies (Basel)*, köt. 13, sz. 20, 2020, doi: 10.3390/en13205439.
- [180] N. Azura Samsudin, D. Ishak, és A. Bani Ahmad, „Design and experimental evaluation of a single-stage AC/DC converter with PFC and hybrid full-bridge rectifier”, 2018, doi: 10.1016/j.jestch.2018.03.003.

MELLÉKLETEK

1. Melléklet – LLC konverter működése

Az egyenáramú szaggatók egyenfeszültséget alakítanak át más nagyságú egyenfeszültséggé. Azért nevezzük szaggatónak, mert kapcsolóüzemben működő félvezetőből épül fel, amely impulzus-szélesség vagy impulzusfrekvencia-modulációval változtatja meg a kimeneti feszültség nagyságát és akár előjelét is [165], [166], [167], [168]. Az egyenáramú szaggatókat DC/DC konvertereknek is nevezzük. A DC/DC konverter sematikus felépítése az 53. ábrán látható [169].



53. ábra: Az egyenáramú szaggató sematikus ábrája

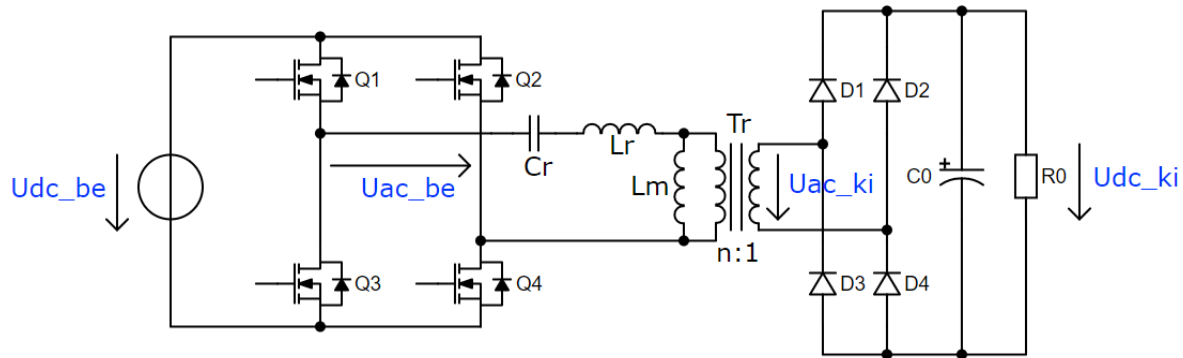
A DC/DC konverterek nagyfrekvencián, kapcsolóüzemben működő tranzisztorokat tartalmaznak, ezért a hatásfokuk meglehetősen magas. Amennyiben transzformátor is beépítésre kerül, galvanikus leválasztást valósít meg a kimenet és a bemenet között. A nagy kapcsolási frekvencia révén kisméretűek az ilyen konverterek. A gyors szabályozásnak köszönhetően érzéketlen a nagy bemeneti feszültség-ingadozásokra [168], [169].

A rezonáns, kapcsolóüzemű tápegységek, mint az LLC konverter is, széles körben elterjedtek, amelynek oka a nagy hatásfok (> 96%) és a relatíve kicsi geometriai méret [170]. A kapcsolóüzemű tápegységek tartalmaznak egy nagyfrekvenciás transzformátort, vagy csatolt induktivitást, típustól függően. Számos kapcsolóüzemű átalakító létezik, amelyek más-más célokhoz alkalmazkodnak gazdaságosan. A kapcsolási frekvencia növelésével a transzformátor mérete csökkenthető, ám a félvezetők nagyobb kapcsolási hőveszteséggel működnek ilyenkor, amely nagyobb hűtési igényt, nagyobb hűtőbordát eredményez [171], [172], [173], [174], [175], [176].

A rezonáns átalakítókkal a kapcsolási veszteség nagymértékben csökkenthető. A rezonáns konverterek esetén a félvezetők kapcsolása olyankor történik, amikor a kapcsolóelemen a feszültségesés zérus (ZVS: Zero Voltage Switching), vagy az átfolyó áram zérus (ZCS: Zero Current Switching). Ezek a kapcsolási módok lágy (soft) kapcsolást eredményeznek a félvezetőn, így a dinamikus teljesítményvesztés nagymértékben lecsökken a félvezetőn [172], [177], [178].

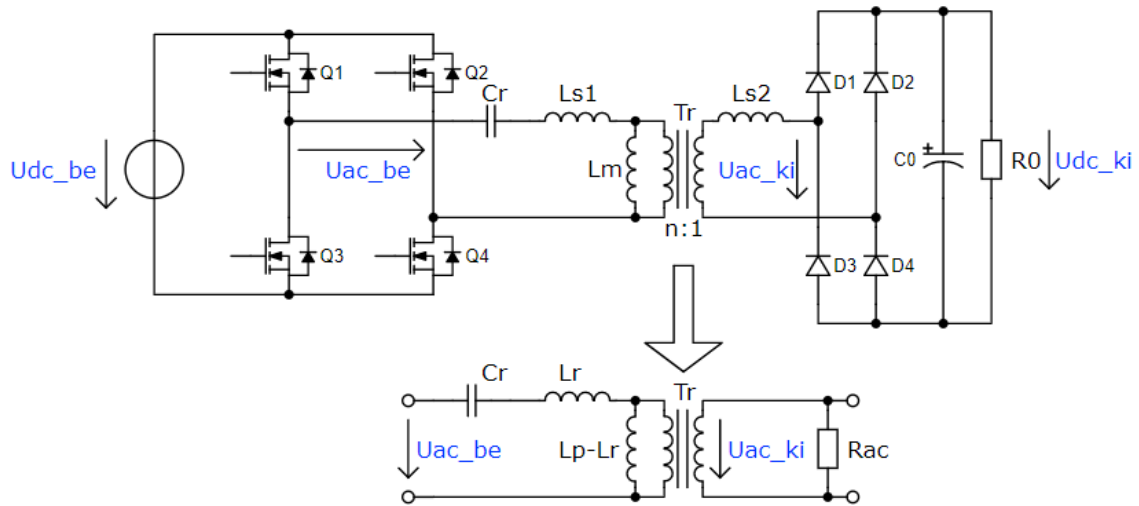
Érdekes az 54. ábrán látható LLC teljes-hidas konvertert alkalmazni a kitűzött feladat esetében. Nagy előnye az LLC konverternek, hogy széles skálán változó terhelés esetén, csak szűk intervallumon kell a kapcsolási frekvenciát módosítani, emiatt jól szabályozható terhelés nélkül vagy nagyon alacsony terhelés esetén is. ZVS üzemmódban működtethető, aminek az előbb felsoroltakon kívül további előnye, hogy kicsi a kibocsátott EMI (elektromágneses interferencia) a lágy kikapcsolás miatt. A teljes-hídkapcsolású LLC

konverter a bemeneti egyenfeszültséget egy egyfázisú inverter segítségével váltakozó feszültséggé alakítja, amely megtaplálja a rezgőkört ($L_m L_r C_r$). A rezgőkör impedanciája a váltakozó feszültség frekvenciájától függ. A mágnesező inuktivitáshoz párhuzamosan egy transzformátor csatlakozik, így fel-le transzformálható a váltakozó feszültség nagysága. A transzformátor kimenetén egyfázisú, kétutas, kétütemű egyenirányító egyenirányítja a váltakozó feszültséget, majd egy kapacitás simítja azt [176].



54. ábra: Teljes-hídkapcsolású LLC rezonáns átalakító

Két mágneses komponens szükséges a rezgőkörhöz: az L_r és L_m inuktivitások. Az L_r a soros rezonáns inuktivitást, az L_m a mágnesező inuktivitást jelöli, amely sönt jellegű. A C_r pedig a soros rezonáns kapacitást jelenti. Transzformátort is szükséges beépíteni a nagy erősítés érdekében. Integrált transzformátor segítségével az L_r és L_m inuktivitások implementálhatók [171]. Tekintsük az 55. ábrát, amely az 54. ábrába behelyettesíti a transzformátor valóságos paramétereit, azaz a szórt primer és szekunder, valamint a mágnesező inuktivitását. Továbbá leegyszerűsíti az 54. ábrát. Az ábra alján az egyszerűsített hálózatban a transzformátor már ideálisnak tekinthető. Az LLC konverterek működését a szórt inuktivitások (L_{s1} , L_{s2}) is nagymértékben befolyásolják. Ámbár a szórt inuktivitások mérése a gyakorlatban igen nehézkes, de a hálózat egyszerűsítése után erre már nincs szükség. Az L_p paramétert gyakorlatban mérésel határozzuk meg úgy, hogy a transzformátor primer tekercselésén mérjük az inuktivitást, miközben a szekunder oldal nyitott. Az L_r paramétert hasonlóan, ugyanakkor rövidrezárt szekunder tekercs esetén mérjük [171].



55. ábra: Ideális LLC rezonáns átalakító a transzformátor szórt és mágnesező inuktivitásával, a kapcsolás egyszerűsítése

Az L_r (rezonáns inuktivitás) paraméter megjelenése tehát az egyszerűsítésből fakad, amelyet a 43. képlet szerint lehet meghatározni [171].

$$L_r = L_{s1} + \frac{L_m \cdot (n^2 L_{s2})}{L_m + (n^2 L_{s2})} = L_{s1} + \frac{L_m \cdot L_{s1}}{L_m + L_{s1}} \quad (43)$$

Létrejön továbbá az L_p paraméter (primer inuktivitás), amely a primer szórt inuktivitás és a mágnesező inuktivitás össze (44. képlet) [171].

$$L_p = L_{s1} + L_m \quad (44)$$

A mágnesező inuktivitás a 45. képlet alapján megadható, csupán az előzőekben említett transzformátoron végzett mérés eredményének két értéke szükséges hozzá [171].

$$L_m = L_p - L_r \quad (45)$$

Az LLC konverterek tervezésénél fontos statikus paraméter az m paraméter, amelynek változtatásával lehet optimalizálni a konvertert (46. képlet). Ennek a paraméternek a csökkentése maga után vonja: a konverter hatásfokának csökkentését, nagyobb erősítést a kimeneten, keskenyebb frekvencia intervallumot a szabályozáshoz. Az m paraméter növelése pedig azt eredményezi, hogy nagyobb lesz a konverter hatásfoka azáltal, hogy kisebb mágnesező cirkuláló áram folyik [171].

$$m = \frac{L_p}{L_r} = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (46)$$

Az 55. ábrán látható még egy R_{AC} ellenállás is, amely váltakozó áramú oldalról vizsgált terhelésnek felel meg. Itt az R_0 az egyenáramú terhelést, az A_v pedig a virtuális erősítést jelenti [171]. A 47. képlet alapján meghatározható az értéke:

$$R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{R_0}{A_v^2} \quad (47)$$

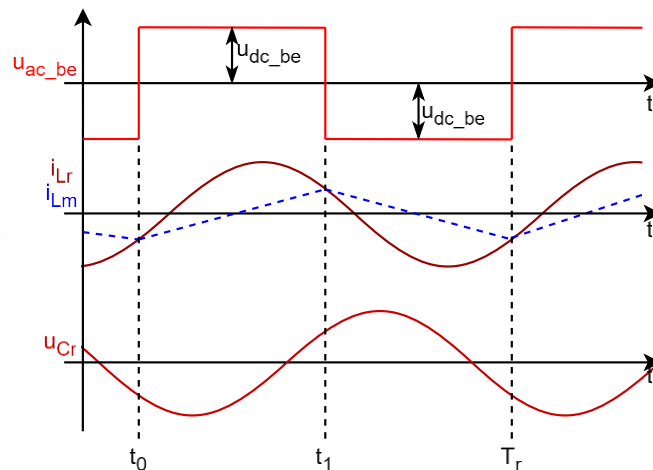
Két rezonancia frekvencia létezik, ezek a Thomson-képletből adódnak (48. képlet és 49. képlet). Az első rezonancia frekvenciát az L_r , C_r értékek, a második pólus rezonanciafrekvenciát pedig az L_p és C_r értékek határozzák meg [171].

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (48)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p \cdot C_r}} \quad (49)$$

A rezgőkört tápláló frekvencia változtatásával (PFM) három üzemállapot alakulhat ki:

- a) Rezonanciafrekvencián való működés: (56. ábra): amennyiben az inverter által előállított feszültség frekvenciájának nagysága megegyezik a rezonáns kör rezonanciafrekvenciájával, úgy mindkét félperiódusban végig teljesítményt ad le a kimenetén a konverter. A félperiódusok végén a rezonáns áram (i_{Lr}) ekvivalens a mágnesezőárammal (i_{Lm}). Ebben az időpillanatban az egyenirányító kimenetén az áram megszakad, eléri a nullát. Ekkor a rezonáns kör erősítése éppen egységnyi [171], [179], [180].



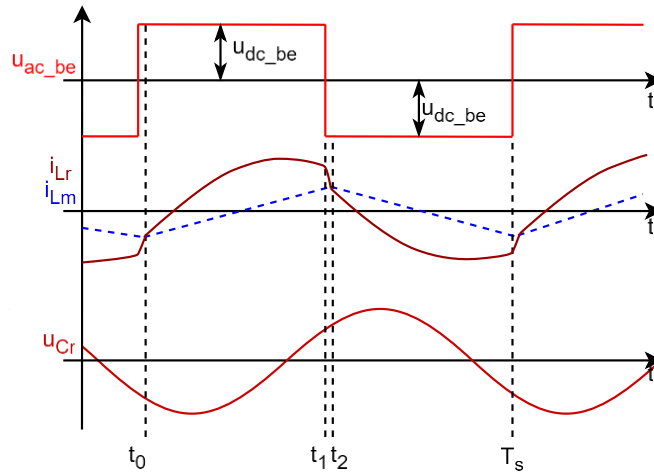
56. ábra: LLC konverter működése rezonanciafrekvencián ideális esetben

Az 56. ábrán látott pozitív félperiódusra (t_0 - t_1) felírhatók a konverter egyenletei (50. képlet) [179].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{u_{dcbe} - u_{Cr} - nu_{dcki}}{L_r} \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_r} \\ \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{u_{prim}}{L_m} = \frac{nu_{szek}}{L_m} = \frac{nu_{dcki}}{L_m} \\ \frac{du_{dcki}}{dt} = \frac{n(i_{Lr} - i_{Lm})}{C_0} - \frac{u_{dcki}}{C_0 R_0} \end{array} \right. \quad (50)$$

- b) Rezonanciafrekvencia feletti működés: amennyiben az inverter feszültségének frekvenciája nagyobb, mint a rezonanciafrekvencia, az LLC konverter a kimenetén a

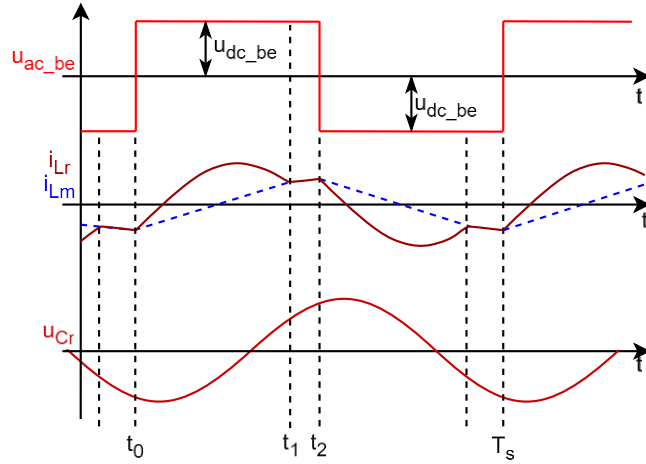
félperiódusokban csak részlegesen ad le teljesítményt. Az újabb félperiódus kezdete megszakítja az előző félperiódust az inverter kimeneti feszültség előjelváltása miatt (57. ábra). Ennek következménye, hogy a tranzisztorokon megnövekszik a dinamikus kikapcsolási teljesítményvesztés és a diódák kemény kommutálással zárnak le (t_1 , t_2) időtartomány. Ennek a szűk időtartománynak a differenciálegyenletei az 51. képlet alapján írható fel. Ebben az üzemmódban a rezonáns kör erősítése kisebb, mint 1. Így a transzformátor kimeneti feszültsége is csökken [171], [179], [180].



57. ábra: LLC konverter működése rezonanciafrekvencia felett ideális esetben

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{-u_{dcbe} - u_{Cr} - nu_{dcki}}{L_r} \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_r} \\ \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{u_{prim}}{L_m} = \frac{nu_{szek}}{L_m} = \frac{nu_{dcki}}{L_m} \\ \frac{du_{dcki}}{dt} = \frac{n(i_{Lr} - i_{Lm})}{C_0} - \frac{u_{dcki}}{C_0 R_0} \end{array} \right. \quad (51)$$

- c) Rezonanciafrekvencia alatti működés: az inverter feszültségének frekvenciája kisebb, mint a rezonanciafrekvencia. Ekkor az LLC konverter a kimenetén teljesítményt ad le. Amikor a rezonáns áram eléri a mágnesező áramot (t_1), akkor szabadonfutás jön létre t_2 időpontig (58. ábra). A t_1 időpontban megszakad a diódák árama és cirkuláló áram jön létre, ezzel megnövelve a tranzisztorok veszteségét. Ebben az üzemmódban a rezonáns kör erősítése nagyobb, mint 1, így a transzformátor kimenetén is nő a feszültség. Így tehát a konverter kisebb bemeneti feszültségét lehetőség van megnövelni [171], [179], [180].



58. ábra: LLC konverter működése rezonanciafrekvencia alatt ideális esetben

A t_1 - t_2 időtartományban a szabadonfutási állapotot az 52. egyenlet írja le [179].

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{Lr}}{dt} = \frac{u_{dcbe} - u_{Cr}}{L_r + L_m} \\ \frac{du_{Cr}}{dt} = \frac{i_{Lr}}{C_r} \\ \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{u_{dcbe} - u_{Cr}}{L_r + L_m} \\ \frac{du_{dcki}}{dt} = -\frac{u_{dcki}}{C_0 R_0} \end{array} \right. \quad (52)$$

A rezgőkör jósági tényezője a terhelés nagyságától erősen függ, ezt a 53. képlet írja le [171].

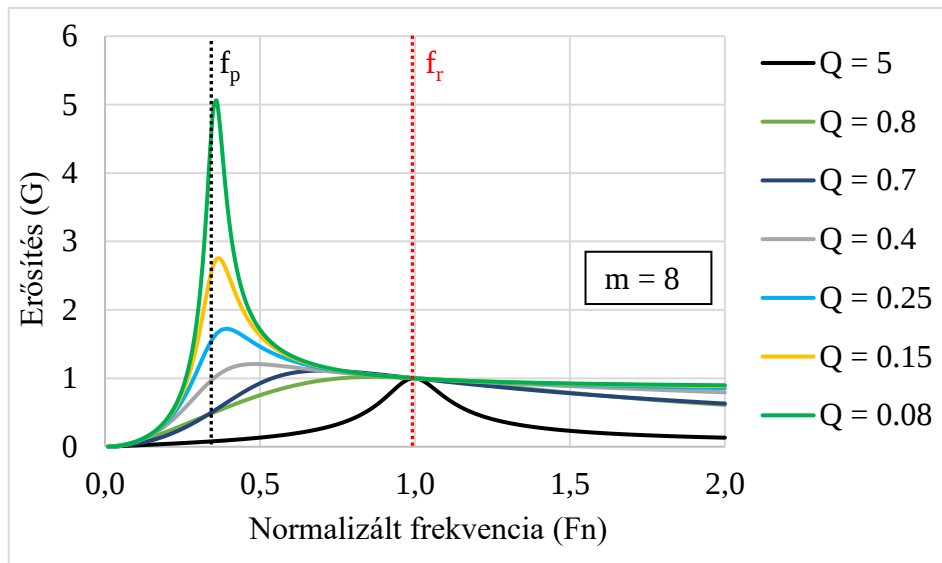
$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{AC}} \quad (53)$$

A 54. képlet megadja az 55. ábrán látható egyszerűsített hálózat átviteli függvényét. Az F_n együtttható a normalizált frekvenciát jelenti, amely a rezgőkört tápláló feszültség frekvenciájának és a rezonancia frekvenciának a hányadosa (55. képlet) [171].

$$A(Q, m, F_n) = \left| \frac{U_{AC_{KI}}(s)}{U_{AC_{BE}}(s)} \right| = \frac{F_n^2 (m-1)}{\sqrt{(m \cdot F_n^2 - 1)^2 + F_n^2 \cdot (F_n^2 - 1)^2 \cdot (m-1) \cdot Q^2}} \quad (54)$$

$$F_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (55)$$

Az átviteli függvény grafikus megjelenítését az 59. ábra szemlélteti, ahol különböző terhelések esetén kapunk képet az erősítés nagyságáról a normalizált frekvencia függvényében.



59. ábra: Az erősítés a normalizált frekvencia függvényében, különböző terhelések esetén

Megállapítható, hogy minél nagyobb az erősítés, annál jobban érzékeny az LLC konverter a bemeneti feszültségváltozásokra. Ezért érdemes a konvertert konstans egyenfeszültséggel megtáplálni, vagy a szabályozókört dinamikusra hangolni. Továbbá, ha a terhelés értéke nő (R_{AC} csökken), akkor Q is növekszik. Egyre nagyobb terhelés esetén a görbe maximuma $A = 1$ -hez konvergál, azaz a rezonancia frekvencián táplált rezgőkör erősítése $A = 1$ lesz. Ellenben, ha a terhelés csökken, akkor a görbék maximuma a pólus rezonancia frekvenciához (f_p) tartanak. A rezonancia frekvenciában létrejövő $A = 1$ erősítés csak akkor igaz, amennyiben a transzformátor szekunder szórt induktivitását nem vesszük figyelembe, ellenben az erősítés kissé megváltozik. A rezonancia frekvenciában megjelenik a virtuális erősítés, melyet A_V -vel jelölünk (56. képlet) [171].

$$A_V = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m}{m - 1}} \quad (56)$$

Az LLC konverter a közbenső egyenáramú körhöz való csatlakoztatásához a következő kritériumok szükségesek: olyan szabályozó használata, amely stabil kimeneti feszültséget tart fenn kis állandósult állapotú hibával és oszcillációval. Továbbá a közbenső egyenáramú kör feszültségének zavarai (hirtelen terhelés, áramkimaradás stb.) esetén a szabályozó dinamikusan kompenzálja a nagy feszültség-ingadozásokat. Ezért a PFM frekvenciát (f_{sw}) dinamikusán kell beállítani a kimeneti feszültség függvényében. A kimeneti bűgőfeszültség alapharmonikusa az LLC konverter PFM működési frekvenciájának kétszerese. Emiatt sokkal simább feszültséget állít elő, mint a hálózati egyenirányító.

2. Melléklet – LLC konverter tervezése

Az első lépés a konverter tervezésekor az üzemi paraméterek megadása. Elsősorban fontos ismerni, hogy mekkora teljesítmény szükséges az LLC konverter kimenetén. Mivel olyan mérés is előfordul, ahol tisztán napelemek táplálják az LLC konvertert, így a napelemek összteljesítménye a mérvadó. Két párhuzamosan kötött 250 Wp elméleti teljesítményű napelem panel áll rendelkezésre. Emiatt a kiválasztott kimeneti teljesítménye az LLC konverternek $P_0 = 400$ W. A konverter hatásfoka természetesen kisebb, mint 100%, ezért a bemeneten nagyobb teljesítményt vesz fel, mint a kimenetén lead. A kimeneti feszültség az egyenáramú közbenső körben minimum 330 V szükséges, így előállítható 230 V effektív feszültség az inverter kimenetén a motor és egyfázisú fogyasztó számára. A törpe aszinkron motorokat ekkor általában delta kapcsolásba szükséges kapcsolni. Mindezek ismeretében kiszámítható a közbenső egyenáramú körbe befolyó áram nagysága és az ekvivalens egyenáramú terhelés nagysága (57. és 58. egyenlet).

$$I_{DC_{KI}} = \frac{P_0}{U_{DC_{KI}}} = \frac{400}{330} = 1,2121 \text{ A} \quad (57)$$

$$R_0 = \frac{U_{DC_{KI}}}{I_{DC_{KI}}} = \frac{330}{1,2121} = 272,26 \Omega \quad (58)$$

Szükséges paraméterek továbbá a bemeneti feszültség maximuma, illetve minimuma. A konvertert olyan napelem táplálja, amelynek maximális munkaponti (nominális) feszültsége 29 V körül adódik és legnagyobb teljesítménye mintegy 500 W, 1000 W/m² fényintenzitás mellett. A bemeneti feszültség alsó határának 25 V, felső határának 40 V lett megadva. Ezek alapján meghatározható a transzformátor áttétele (59. képlet). Szükséges hozzá a virtuális erősítés értéke is. Az eredményt az 60. képlet adja. Az m paraméter ezen kutatásban 8-ra lett megválasztva a jobb hatásfok érdekében. Az U_F egy dióda nyitóirányú feszültségesését jelenti az egyenirányító hídkapcsolásban.

$$n = \frac{U_{DC_{BE_{MAX}}}}{U_{DC_{KI}} + 2U_F} \cdot A_{min} = \frac{40}{330 + 2 \cdot 1,5} \cdot 1,0691 = 0,128414 \quad (59)$$

$$A_{min} = A_V = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{8}{8-1}} = 1,0691 \quad (60)$$

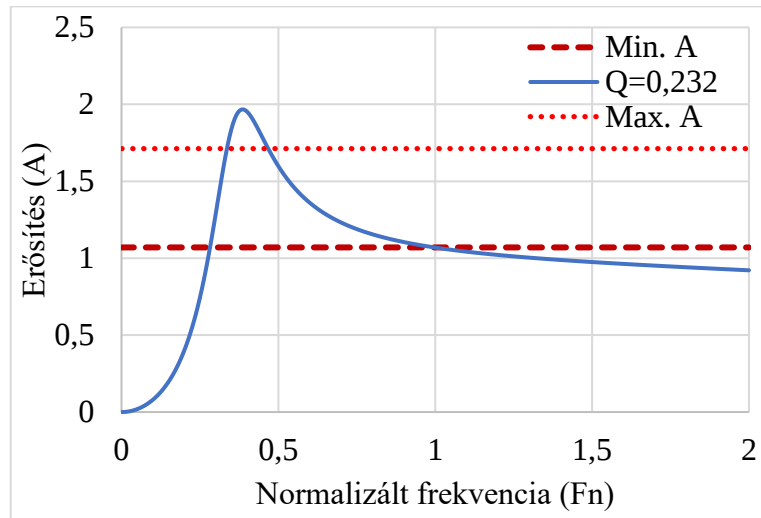
A maximális erősítést is szükséges meghatározni továbbá, amikor a bemeneti feszültség a legkevesebb (25 V). Ehhez az 61. egyenlet szükséges.

$$A_{max} = A_{min} \cdot \frac{U_{DC_{BE_{MAX}}}}{U_{DC_{BE_{MIN}}}} = 1,0691 \cdot \frac{40}{25} = 1,7104 \quad (61)$$

A következőkben a jósági tényező nagyságát (Q) szükségeltetik kiválasztani, hogy ezzel elérje a konverter a maximális erősítés értékét. Ehhez az kell, hogy az átviteli függvénybe behelyettesítsük a kezdeti értékeket, ábrázoljuk a kapott függvényt, majd ennek megkeressük a maximumát (érdemes grafikusan excelben). Addig iteráljuk Q értékét, még a függvény maximuma meghaladja az A_{max} értékét. Azonban fontos megemlíteni, hogy a

függvény maximumában alkalmazott kapcsolási frekvencia esetén a félvezető kapcsolóelemek nem ZVS üzemmódban működnek, így a hatásfok nagymértékben lecsökken. Ilyenkor mintegy 10 %-kal érdemes túllépni az $A_{\max}$ értékét, így ez a jelenség elkerülhető.

Az iterációk során $Q = 0,232$ érték adódott, ezzel lefedve a 10%-os túlméretezést. $Q = 0,232$ jósági tényezővel, $m = 8$ -as statikus paraméterrel adódik a 60. ábrán látható átviteli függvény. Látható továbbá az ábrán a minimális és maximális erősítés igénye (túlméretezés nélkül). A függvény maximuma $F_n = 0,38$ -nál jelenik meg. Legnagyobb erősítésre pedig 47,6 kHz-en van szükség.



60. ábra: Az átviteli függvény a tervezett értékekkel

A továbbiakban meg kell adni, hogy mekkora legyen a rezonancia frekvencia (f_r) értéke. Ezt az értéket a félvezetők tulajdonságai és a vezérlőáramkör képességei korlátozzák. A 100 kHz-es kapcsolási frekvencia még elfogadható értékű, SiC MOSFET-ekkel, megfelelő meghajtókkal, így a továbbiakban $f_r = 100$ kHz. Így tehát a legnagyobb erősítés 38,6 kHz frekvencián jön létre.

A kapacitív és mágneses paraméterek meghatározásához a 62, 63, 64. egyenletek szükségesek, valamint a váltakozó áramú oldalról vizsgált terhelés értéke is (66. képlet). A mágnesező induktivitást az 65. képlet adja meg.

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Q \cdot f_r \cdot R_{AC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,232 \cdot 10^5 \cdot 3,1842} = 2154 \text{ nF} \quad (62)$$

$$L_r = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_r)^2 \cdot C_r} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 10^5)^2 \cdot 2154 \cdot 10^{-9}} = 1,1756 \text{ } \mu\text{H} \quad (63)$$

$$L_p = m \cdot L_r = 8 \cdot 1,1756 = 9,405 \text{ } \mu\text{H} \quad (64)$$

$$L_m = L_p - L_r = 9,405 - 1,1756 = 8,2294 \text{ } \mu\text{H} \quad (65)$$

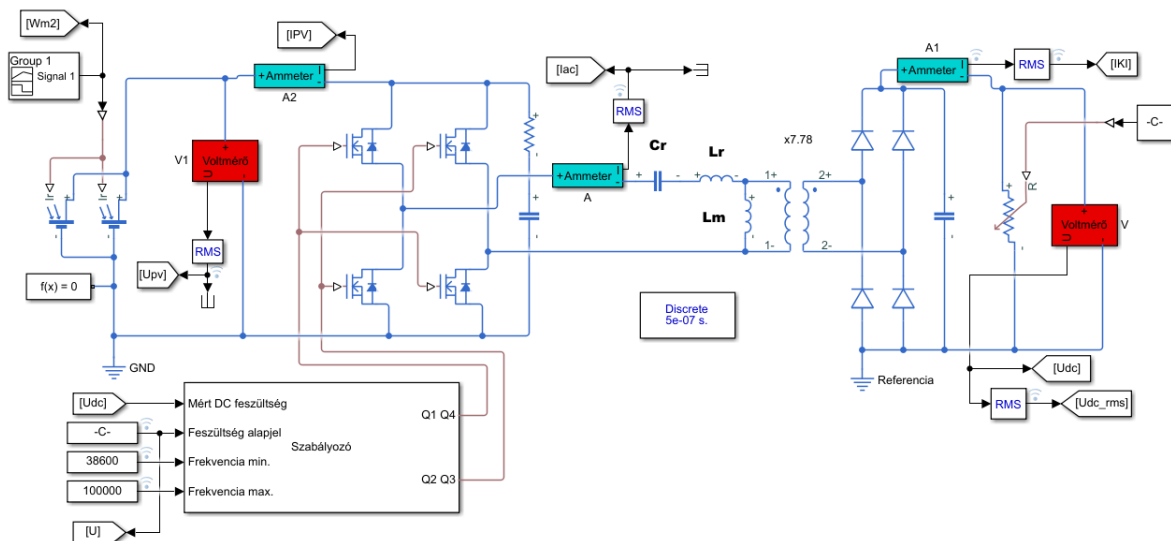
$$R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot R_0 = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} \cdot \frac{U_{DCI}^2}{P_0} = \frac{8 \cdot 0,128414^2}{\pi^2} \cdot \frac{330^2}{400} = 3,1842 \text{ } \Omega \quad (66)$$

Ezzel a paraméterek számítása befejeződött. A kapott eredmények alapján elkészíthető az LLC konverter, amely a meghatározott peremfeltételek esetén működik. Mindenekelőtt a konverter működését ellenőrizni szükséges szimulációk elvégzésével. A szimuláció rávilágít arra, hogy képes-e a konverter maximális terhelés esetén a kitűzött feszültségerősítés elérésére, továbbá ezt milyen hatásfokkal éri el. Továbbá a konverterhez tervezett szabályozó milyen dinamikusággal képes a feszültség szabályozását elvégezni, amennyiben a bemeneti feszültség, kimeneti terhelés nagysága megváltozik.

Tekintsük újra a 19. ábrát, amelyen látható az LLC konverter kapcsolási rajza. A bal oldalon a DC bemenet lehet akkumulátor és napelem is. Ez az egyenfeszültség táplálja az egyfázisú invertert, amely 50% kitöltési tényező mellett állít elő váltakozó feszültséget f_{sw} frekvencián (DC/AC). A rezgőkör és a transzformátor feltranszformálja a feszültséget a kívánt értékre (AC/AC). A váltakozó feszültség 1F2U2Ű teljes-hídkapcsolású egyenirányítóra kerül, amely hullámos egyenfeszültséget ad a kimenetén. A C_2 -es kondenzátor simítja az egyenfeszültség hullámosságát. A simított egyenfeszültség a közbenső egyenáramú körre kerül, amely az invertereket táplálja (DC/AC). Mivel a motor és az egyfázisú fogyasztó dinamikus terhelések, ezért figyelni kell a közbenső kör feszültségét, amelyre rászabályoz az egyfázisú inverter. A dinamikusan változó terhelés miatt a jósági tényező, így az erősítés is megváltozik. Ezt figyeli leválasztó erősítőn keresztül a rezgőkört szabályozó áramkör. A szabályozó úgy szabályozza a frekvenciát, hogy az alapjelként beállított 330 V legyen a kimeneten. Dinamikusan változik eközben a napelem munkaponti feszültsége is a változó fényintenzitás és terhelés miatt.

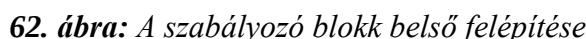
3. Melléklet – LLC konverter szimulációja

A következőkben az LLC konverter szimulációja látható, amely MATLAB Simulink szoftverben valósult meg. A szimuláció főáramköre a modern Simscape építőelemeiből tevődik össze. A szimulációs elrendezés a 61. ábrán tekinthető meg. A konvertert 2 db párhuzamosan kapcsolt napelem panel táplálja. A MOSFET-ek nem ideálisnak, hanem veszteségesnek lettek beállítva ($R_{DS(on)} = 20 \text{ m}\Omega$). Az invertert meghajtó szabályozókör is lemodellezésre került, amelynek belső felépítését a 62. ábra mutatja. Diszkrét PID szabályzó került felhasználásra, amely szimulációk alapján került behangolva. A rezgőkör elemei a kiszámolt értékek alapján kerültek felparaméterezésre.



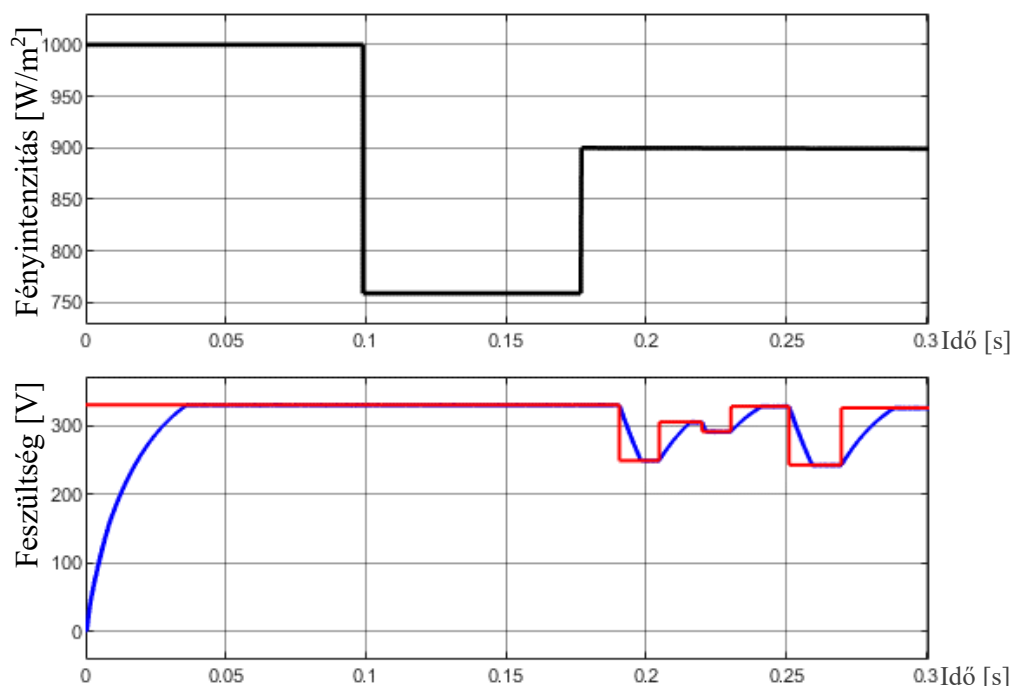
61. ábra: Az LLC konverter szimulációjának elrendezése Simulinkben, Simscape építőelemekkel

A kimeneten elhelyezett pufferkondenzátor a rendszer időállandóját növeli, ezért a konverter bekapcsolásakor lágú felfutást kell alkalmazni. A lágú felfutás azt jelenti, hogy a kapcsolási frekvenciát a lehető legnagyobb értéktől (rezonancia frekvencia) kell folyamatosan csökkenteni addig, amíg eléri a kimenet az alapjelet, így nem veszi igénybe a félvezetőket nagy áramtúlterhelés és a napelem feszültsége nem fog letörni kritikusan. A napelemek együttes rövidzárási árama pontosan 17 A maximális fényintenzitás és 25 °C cellahőmérséklet mellett. A lágú felfutás alkalmazása nélkül a rövidzárási áram többszörösére is szükség lehet. A rövidzárási munkapontban üzemeltetett napelem feszültsége a nullához tart, ami miatt a kimeneti feszültség is hasonlóan lecsökken. Abban az esetben, ha akkumulátort is alkalmazunk a napelemek mellett, akkor az indítás gyorsabban elvégezhető, mivel az akkumulátor nagy áramimpulzusokat képes létrehozni az LLC konverter bemenetén. Ezért levonható az a következtetés, hogy nem érdemes az LLC konvertert tisztán napelemtől táplálni.



Tekintsük a 63. ábrát, amely szemlélteti a szimulált kimeneti feszültséget, a beállított alapjelet és mindeközben a fényintenzitás értékét is. A kimeneti feszültséget a szabályzó kör megfelelően beállítja a kívánt értékre, miközben a fényintenzitás dinamikusán változik. Az alapjel dinamikus változását is jól követi a szabályzó, a nagy időállandók a közbenső egyenáramú körben található kondenzátor miatt jön létre.

Átfogó eredményt ad a 64. ábra, ahol konstansok formájában láthatók a szimulációs eredmények. A hatásfok is megjelenik, amely a napelemek teljesítménye és az LLC konverter kimeneti teljesítmény hányadosa százalékos értékben. A konverter hatásfokát a MOSFET-ek csatornaellenállása nagymértékben befolyásolja, ezért érdemes a megvalósításkor a lehető legkisebb értékűt választani.

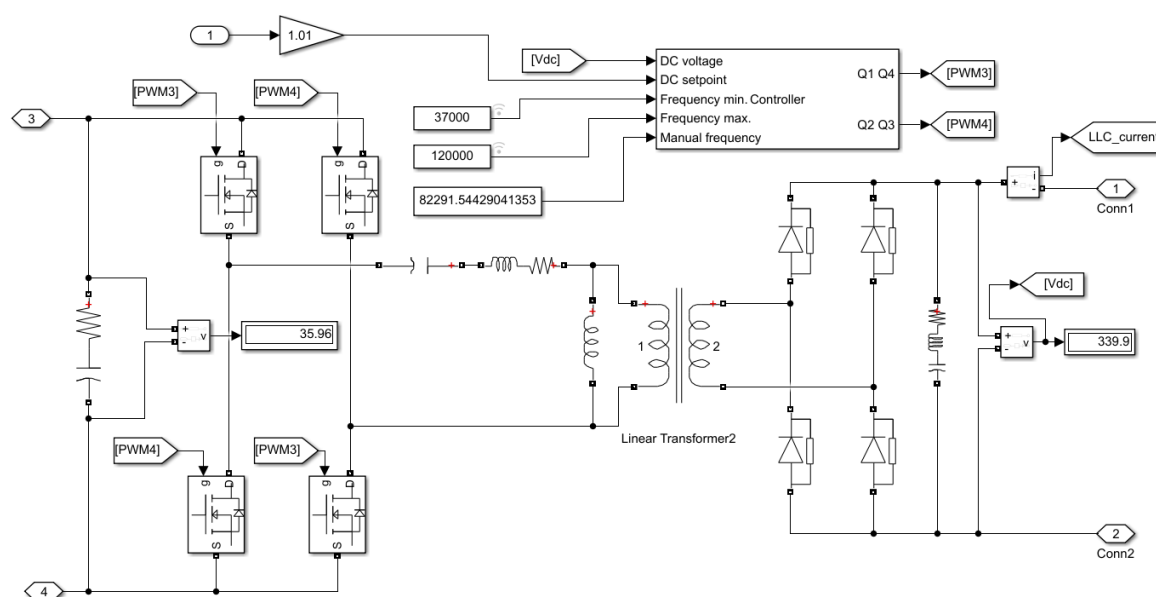


63. ábra: A szimulált kimeneti feszültség (kék), alapjel (piros) és fényintenzitás (fekete) időben

Fényintenzitás $\frac{W}{m^2}$	
1000	
Napelem feszültsége [V]	DC feszültség [V]
29.432	330.07
Napelem árama [A]	Egyenirányító árama [A]
14.837	1.2125
Váltakozó áram [A]	Kimenő teljesítmény [W]
26.234	400.21
Bemenő teljesítmény [W]	Hatásfok [%]
436.65	91.6538

64. ábra: A szimulációs eredmények számszerűsítve egy munkapontban

Az LLC konverter nem csak a Simscape építőelemeivel, hanem az alap Simulink blokkjaival is lemodellezésre került (65. ábra). Erre azért volt szükség, hogy a későbbi vizsgálatokhoz is felhasználható legyen, ahol további konverterek (inverter, egyenirányító stb.) csatlakoznak a közbenső egyenáramú körhöz. A Simulink blokkokból épített konverter szabályozó köre megegyezik a Simscape elemekből összeállított konverterével. A szimulációk elvégzése után az a következtetés vonható le, hogy a megtervezett paraméterekkel megvalósítható az LLC konverter. A minimális 47,6 kHz frekvencián, névleges terhelés esetén a rezgőkör és a transzformátor erősítése megfelelő, mivel a minimális 25 V bemeneti feszültség esetén is a maximális kimeneti teljesítményt produkálta a konverter 340 V kimeneti feszültség mellett (66. ábra).



65. ábra: LLC konverter szimulációja Simulink építőelemekkel

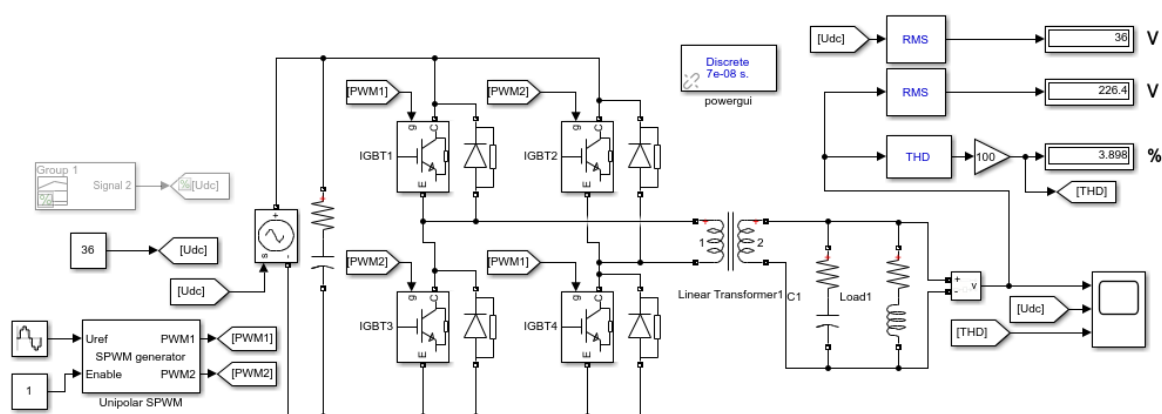
Fényintenzitás $\frac{W}{m^2}$	1000
Napelem feszültsége [V]	24.998
Napelem árama [A]	19.02
Váltakozó áram [A]	19.062
Bemenő teljesítmény [W]	475.55
DC feszültség [V]	340.1
Egyenirányító árama [A]	1.1731
Kimenő teljesítmény [W]	398.97
Hatásfok [%]	83.8965

66. ábra: Szimulációs eredmények számszerűsítve minimális bemeneti feszültség és névleges teljesítmény esetén

4. Melléklet – SPWM inverter szimulációja

Ebben a mellékletben az egyfázisú inverter szimulációja látható, amely szintén MATLAB Simulink szoftverben valósult meg. A vizsgálat célja bizonyítani azt, hogy a kombinált szünetmentes rendszerben a transzformátor nélküli SPWM inverter alkalmazása célszerűbb, mint a transzformátoros kivitelű. Továbbá kimutatható legyen, hogy a váltakozó feszültség teljes harmonikus torzítása az MSZ-EN 50160 szabványban foglaltakat nem haladja meg.

A transzformátoros egyfázisú SPWM inverter szimulációs elrendezése a 67. ábrán tekinthető meg. Az inverter bemenetén egy vezérelhető feszültség generátor táplálja az inverter IGBT félvezető elemeiből felépített egyfázisú invertert. Az inverter kimenetén transzformátor növeli meg a feszültséget, amelyet egy kapacitás szűr. A transzformátor nélküli elrendezésben egy LC aluláteresztő szűrő szűri az inverter kimeneti feszültségét. A félvezetőket unipoláris SPWM jelgenerátor vezérli.



67. ábra: Egyfázisú transzformátoros SPWM inverter szimulációs elrendezése Simulinkben

A transzformátorhoz tartozó szimulációs paramétereket a 9. táblázat ismerteti.

9. táblázat: Transzformátor paraméterei

Megnevezés	Paraméter	Érték	Dimenzió
Primer tekercs névleges feszültsége	U_1	35	V
Primer tekercs ellenállása	R_1	10	m Ω
Primer tekercs induktivitása	L_1	100	μ H
Névleges teljesítménye	S_n	500	VA
Névleges frekvencia	f_n	40	kHz
Szekunder tekercs névleges feszültsége	U_2	365	V
Szekunder tekercs ellenállása	R_2	200	m Ω
Szekunder tekercs induktivitása	L_2	10,87	mH
Mágnesező ellenállás	R_m	1	G Ω
Mágnesező induktivitás	L_m	100	mH
Kimeneti szűrőkondenzátor soros ellenállása	R_{ESR2}	40	m Ω
Kimeneti szűrőkondenzátor kapacitása	C_2	4,4	μ F

Ezen kívül a 10. táblázat az egyéb fontosabb szimulációs paramétereket sorolja fel.

10. táblázat: Egyéb szimulációs paraméterek

Megnevezés	Paraméter	Érték	Dimenzió
Szimulációs időlépésköz	T_s	70	ns
Fogyasztó ellenállása	R_t	230	Ω
Fogyasztó induktivitása	L_t	4	mH
SPWM generátor holtideje	t_d	350	ns
SPWM generátor kapcsolási frekvenciája	f_{sw}	20	kHz
Aluláteresztő szűrő tekercs induktivitása	L_2	3,3	mH
Aluláteresztő szűrő tekercs ellenállása	R_{L2}	140	m Ω
Aluláteresztő szűrő tekercs induktivitása	C_2	2	μF
Aluláteresztő szűrő tekercs ellenállása	R_{C2}	40	m Ω

A szimuláció során az inverter bemeneti feszültség nagyságának függvényében a változó feszültség teljes harmonikus torzítása került vizsgálatra. A szimulációs eredményeket numerikusan a 11. táblázat ismerteti. A táblázat a transzformátoros és a transzformátor nélküli invertert hasonlítja össze.

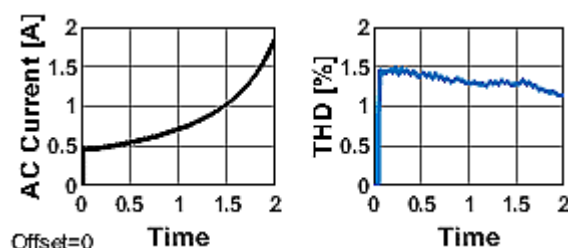
11. táblázat: A transzformátoros és transzformátor nélküli inverter kimeneti feszültség teljes harmonikus torzítása a bemeneti egyenfeszültség függvényében

U_{DC} [V]	Transzformátor nélkül		Transzformátorral	
	THD [%]	U_{ACRMS} [V]	THD [%]	U_{ACRMS} [V]
12	5,13	5,32	14,61	51,98
24	2,8	13,66	7,23	136,1
36	2,07	22,04	4,92	220,6
37	2,01	22,73	4,88	227,5
48	1,75	30,42		
60	1,56	38,8		
72	1,47	47,15		
100	1,34	66,71		
150	1,21	101,6		
200	1,19	136,6		
250	1,17	171,5		
300	1,16	206,4		
330	1,15	227,3		
350	1,14	241,2		

A szimulált eredményekből megfigyelhető, hogy közel egyforma kimeneti feszültségekhez szignifikánsan eltérő teljes harmonikus torzítási értékek adódnak a transzformátoros és a transzformátor nélküli inverter esetében. Az eredményekből levonható az a következtetés, hogy a transzformátor elhagyására kell törekedni, mivel a THD sokkal

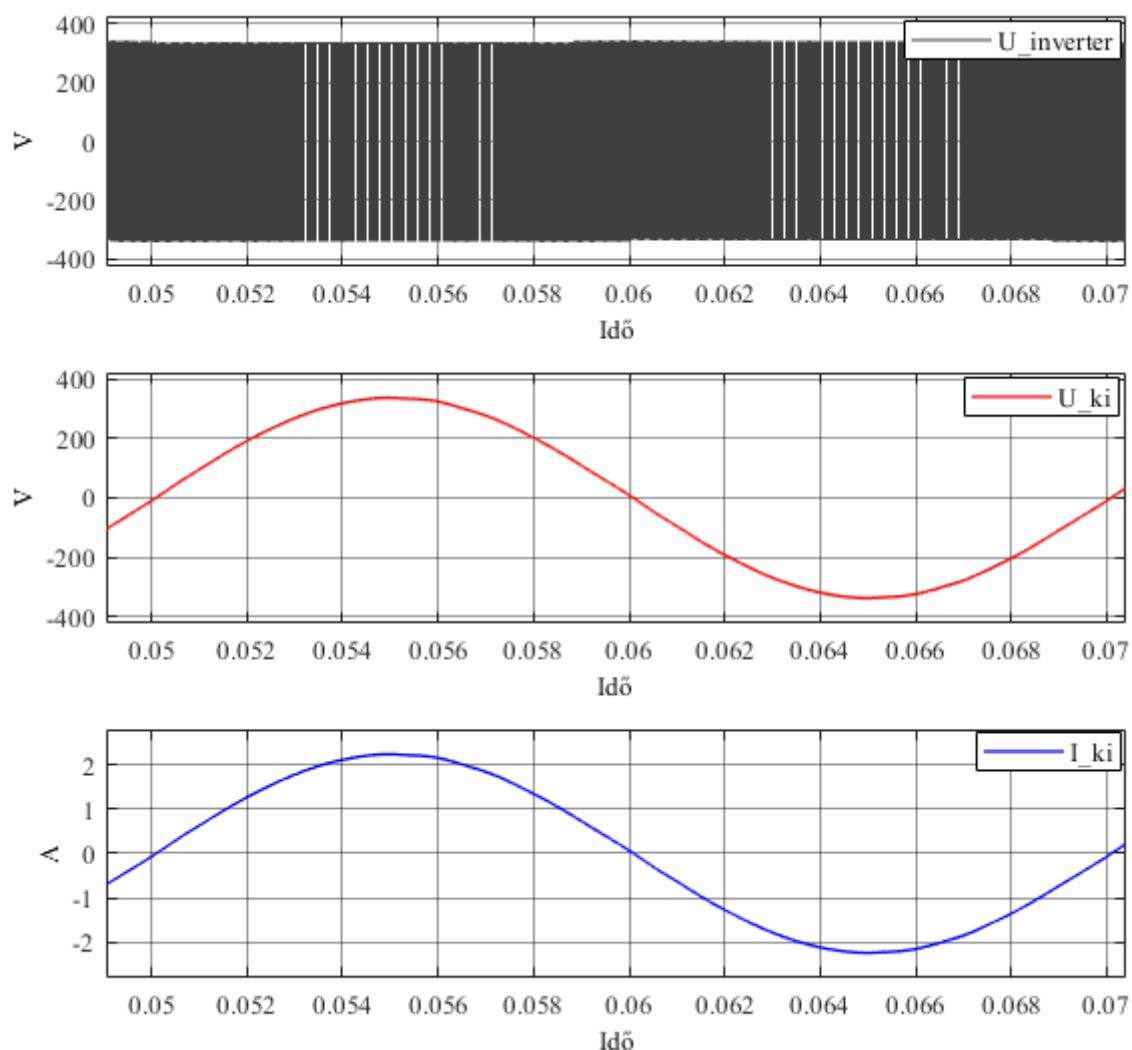
kisebb értékű lesz. Így tehát az előállított váltakozó feszültség minősége javul. Ehhez azonban az szükséges, hogy a bemeneten legalább 330 V egyenfeszültség álljon rendelkezésre. Ezt az LLC konverter azonban jó hatásfokkal tudja biztosítani. Fontos kiemelni, hogy a szimuláció törekedett valóságos paraméterekkel rendelkező transzformátort figyelembe venni, miközben a mágnesezési görbét lineárisnak tekintette. A transzformátor paraméterei úgy lettek hangolva az inverter és transzformátor veszteségeit is figyelembe véve, hogy 37 V-os bemeneti akkumulátorfeszültség esetén a váltakozó feszültség effektív értéke közel 230 V legyen.

A szimuláció megvizsgálta továbbá azt is a transzformátor nélküli inverter esetében, hogy az SPWM modulációs indexének változtatásával, és így a váltakozó áram nagyságának függvényében, hogyan változik a THD. Az eredményt a 68. ábra mutatja be.



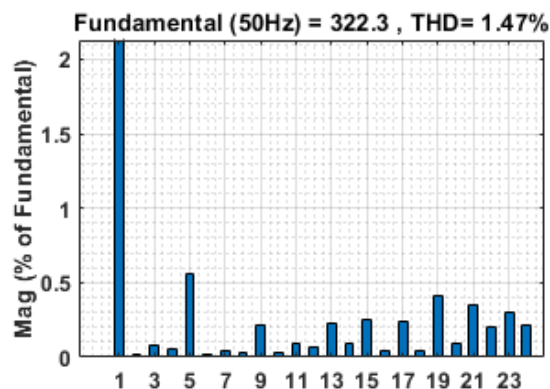
68. ábra: THD változása a terhelés függvényében

A szimuláció egyértelműen kimutatja, hogy a terhelés növekedésével csökken a THD. Ennek oka, hogy a modulációs index csökkentésével az inverter kimeneti feszültsége rövidebb idejű impulzusokból tevődik össze, amely kismértékben torzítja a szűrő kimenetén mért szinuszos feszültséget. A 69. ábra az inverter és LC szűrő kimenetén mért feszültséget és a fogyasztó áramát szemlélteti teljes terhelés esetén ($m = 1$).



69. ábra: Az inverter kimeneti feszültségei és árama időben

A fogyasztó feszültségének FFT spektrumát a 70. ábra mutatja be, amely a maximális THD-hoz tartozó spektrum. A megfigyelés célja, hogy az egyes harmonikusok milyen magnitúdóval rendelkeznek. A harmonikusok nagysága nem haladja meg az MSZ-EN 50160 szabványban foglalt értékeket.

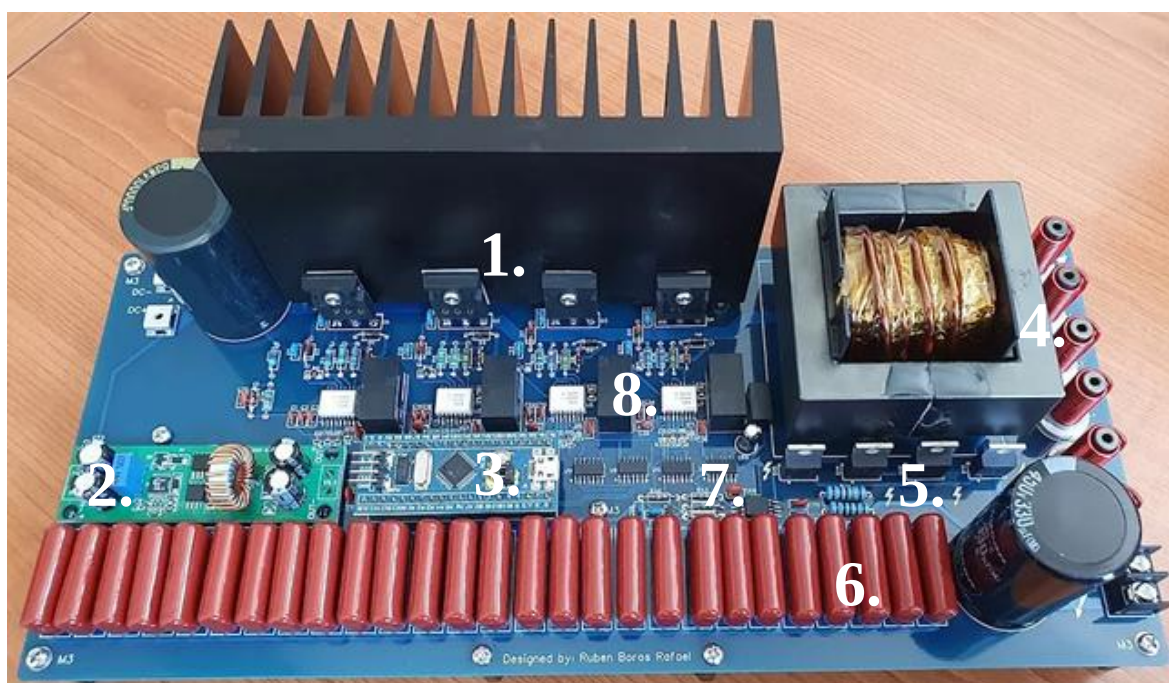


70. ábra: Kimeneti feszültség FFT spektruma

5. Melléklet – LLC konverter mérése

A megvalósított LLC konverter a 71. ábrán látható. Az egyfázisú inverter SiC MOSFET-jei (1.), tápegység (2.), mikrokontroller (3.), transzformátor külső induktivitásokkal (4.), 1F2U2Ü egyenirányító (5.), LLC kör kondenzátorai (6.), feszültségmérő áramkörök (7.), MOSFET meghajtó hibaérzékeléssel (8.) található a nyomtatott áramkörti lapon.

Az egyfázisú inverter négy NTHL060N090SC1 SiC MOSFET-et tartalmaz, amelyek statikus csatorna ellenállása $60\text{ m}\Omega$ (amennyiben $U_{GS} = 15\text{ V}$). A SiC MOSFET-ek közösen egy hűtőbordára vannak felszerelve. A viszonylag nagy hűtőbordára azért van szükség, mert az átalakító bemenetén teljes terhelésnél nagy áram (kb. 19 A , 25 V-on) folyik, ami a MOSFET-ek nagy statikus teljesítményvesztését eredményezi. A MOSFET-eket intelligens optodriver áramkörök (ACPL-352J) és szigetelt DC/DC átalakítók (MGJ2D051505SC) hajtják meg. Ez a meghajtási módszer a rezonanciafrekvencia (100 kHz) felett is stabil vezérlést tesz lehetővé.



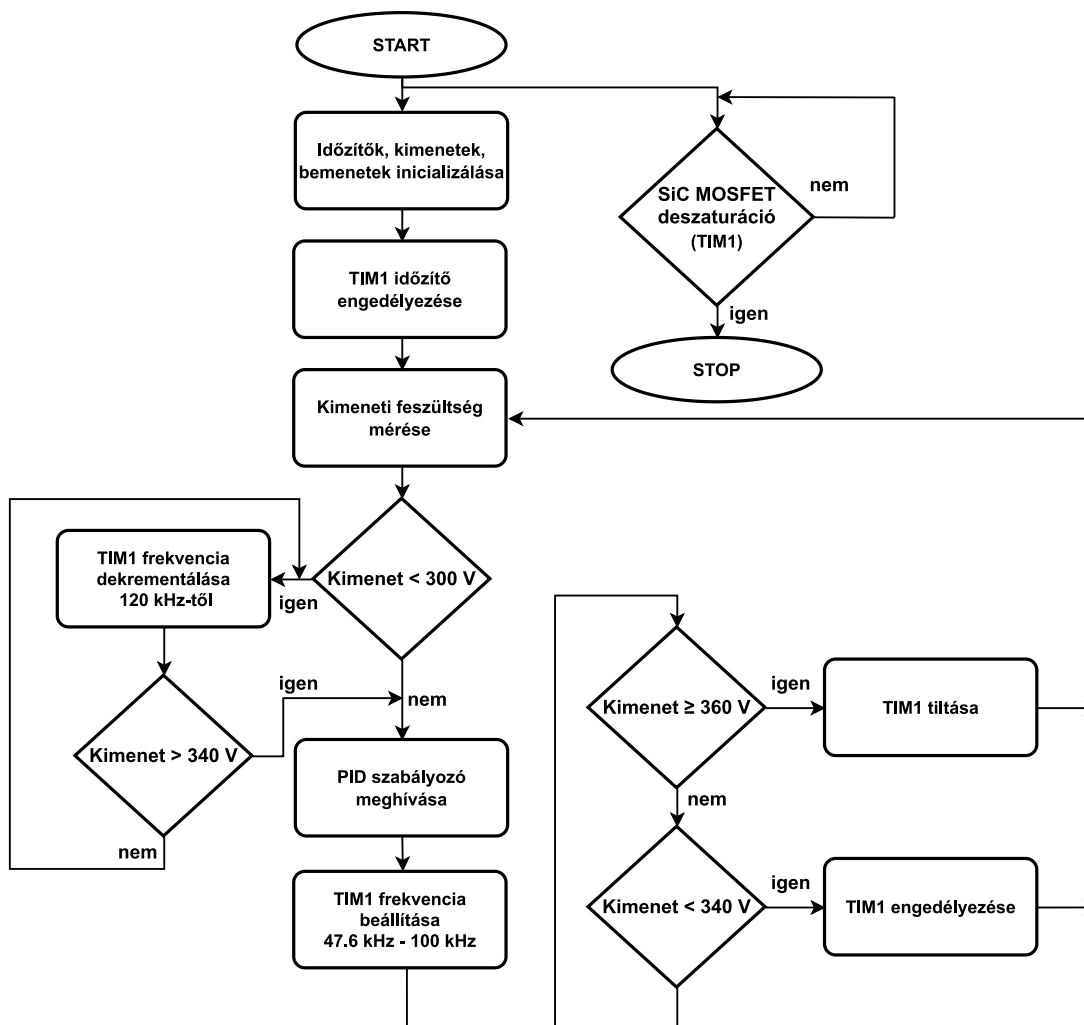
71. ábra: A megvalósított LLC konverter

Az LLC rezonáns kör áramköre 27 db 82 nF -os párhuzamosan kapcsolt fólia kondenzátort, 6 db külső párhuzamosan kapcsolt tekercset (PCV-0-472-10L, $4,7\text{ }\mu\text{H}$) és a transzformátort is tartalmazza. Összesen 27 párhuzamosan kapcsolt kondenzátorra van szükség a 2154 nF kapacitás eléréséhez, és egy kondenzátor legfeljebb $1,1\text{ A}_{RMS}$ áramot képes vezetni. A transzformátort a legalacsonyabb üzemi frekvenciára ($47,6\text{ kHz}$) és minimális feszültségre kell méretezni, mivel ekkor lesz a vasmagban maximális a fluxus. A vasmag típusa EE65/65/27A ferrit. A transzformátor áttétele $n = 0,129$. A primer tekercs $N_1 = 4$; a szekunder tekercs $N_2 = 31$ menetszámú. A transzformátor vasmagja két darabból tevődik össze. A transzformátor L_p induktivitása a légréssel beállítható; az L_r induktivitás azonban ekkor kis mértékben változik. Az L_r induktivitás nagymértékben függ a transzformátor szórt induktivitásától. A szórt induktivitást ebben az esetben (a normál

erőátviteli transzformátorhoz képest) nagyon nagyra kell növelni. A primer és szekunder tekercseket a lehető legtávolabb kell egymástól elhelyezni. Ha azonban ez nem valósítható meg, úgy a szórt induktivitás növelhető külső tekercsek elhelyezésével. Ezért 6 párhuzamosan kapcsolt tekercs került beépítésre. A légrés az L_p induktivitás mérése közben került beállításra, így nagyon pontos eredményt lehetett elérni. A vasmag közé helyezett műanyag távtartó és a vasmag ferritragasztóval került rögzítésre. A következő paraméterek valósultak meg az összeszerelés után: $L_p = 9,4 \mu\text{H}$, $L_r = 0,39 \mu\text{H}$. A hat tekercs eredő induktivitása $0,783 \mu\text{H}$. Ez $L_r = 1,173 \mu\text{H}$ teljes induktivitást eredményez. Ezek az értékek nagyon kis mértékben eltérnek a tervezett értékektől, de ez nem befolyásolja jelentősen a konverter működését.

A transzformátor kimenetén négy darab SiC dióda (STPSC15H12) egy 1F2U2Ü teljes híd egyenirányítót képez. Egy dióda kb. $U_F = 1,5 \text{ V}$ feszültségeséssel rendelkezik. Egy pufferkondenzátor ($330 \mu\text{F}$) simítja a feszültséget az egyenirányító kimenetén. A diódákra nem került felszerelésre hűtőborda, mivel a kimeneti áram alacsony (max. $1,22 \text{ A}$), és a diódák visszatérési ideje elhanyagolható. A kimeneti feszültséget a mikrokontroller analóg bemenet segítségével figyeli. Az ACPL-C87A leválasztó erősítővel a feszültség biztonságosan mérhető. Az erősítő áramkörhöz aluláteresztő szűrő és szigetelt DC/DC átalakító szükséges. A szigetelt erősítő kimenetén egy differenciális műveleti erősítő kondicionálja a jelet a mikrokontroller analóg bemenetére. A mikrokontroller típusa STM32F103C8T6. A mikrokontroller időzítőinek használatával az egyfázisú inverter vezérlőjeleit elő lehet állítani. Az időzítő frekvenciáját egy diszkrét PID szabályozó állítja be. A PID szabályozó alapéértelmezett alapjele 340 V . A frekvencia a terhelés nagyságától és a bemeneti feszültségtől függően $47,6 \text{ kHz}$ és 100 kHz között változik. A PID szabályozó úgy van beállítva, hogy kikapcsolja az egyfázisú invertert, amikor a feszültség eléri a 360 V -ot. Erre akkor van szükség, ha a terhelés elhanyagolható mértékű és a bemeneti feszültség közel 40 V . Amint a kimenet 340 V alá esik, az inverter ismét bekapcsol. A 72. ábra a megvalósított algoritmus folyamatábráját mutatja, amely a mikrovezérlőn belül fut le.

Az LLC konverter kimeneti teljesítményének méretezése peremfeltételek megadásával történt, azonban a bemeneti feszültség függvényében túlterhelhető. Minél nagyobb a bemeneti feszültség, annál kisebb áram folyik a rezonáns körben. Ennek következménye, hogy a hatásfok nő. A legkedvezőtlenebb eset, amikor a bemeneti feszültség minimális (25 V) és a kimeneten a maximális áram folyik. A bemeneti áram kritikus paraméter, amely semmilyen esetben sem haladhatja meg a $27 \cdot 1,1 \text{ A}$ -et, azaz $29,7 \text{ A}$ -et. Ezt a párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok maximális árama határozza meg. A tervezett paramétereket és a valóságos paramétereket a 12. táblázat foglalja össze.

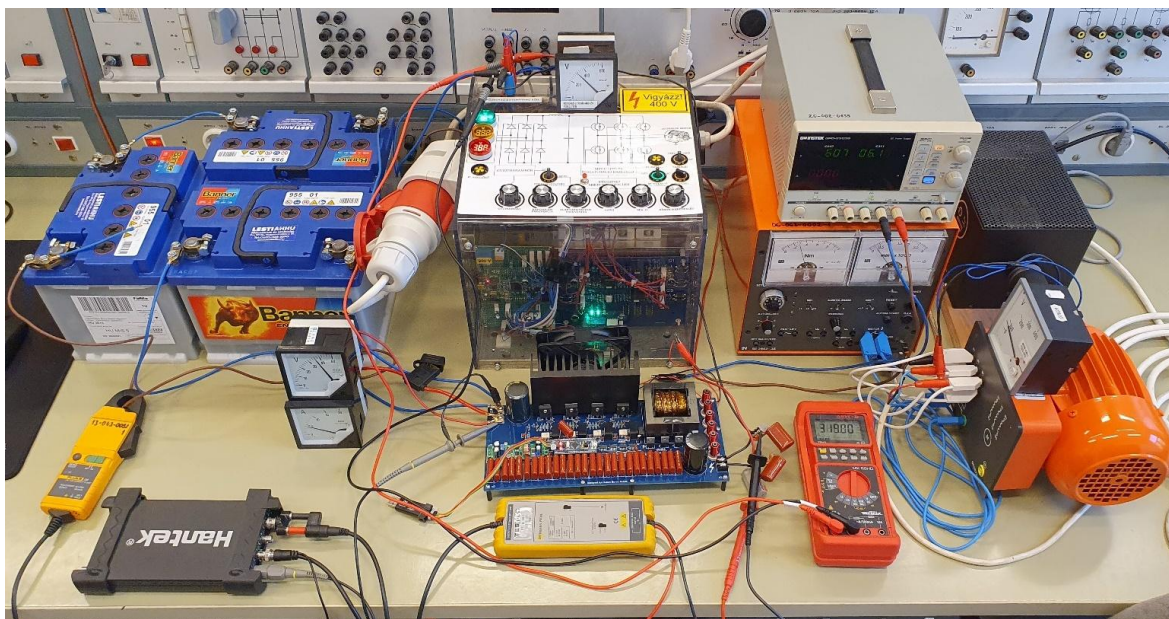


72. ábra: A megvalósított LLC konverter működésének folyamatábrája

12. táblázat: Az LLC konverter tervezett és mért paramétere

Paraméter	Tervezett	Mért	Dimenzió
C_r	2154	2219	nF
L_r	1,1756	1,173	μ H
L_p	9,405	9,4	μ H
L_m	8,2294	8,227	μ H
n	0,128414	0,12903	-
U_{DC_ki}	330	340	V
η	~83,9	~88,3	%

A következőkben a konverter tesztelése kerül bemutatásra, amely képes tisztán napelemről, akkumulátorról megtaplálni dinamikus fogyasztókat, mint például aszinkron motorokat. A mérőáramkör elrendezése a 73. ábrán látható.

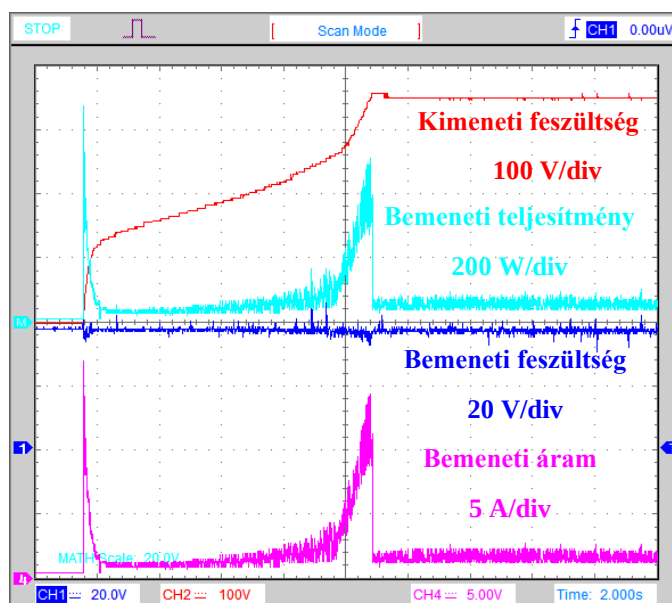


73. ábra: LLC konverter tesztelése aszinkron motoros hajtással (szünetmentes aszinkron motorhajtás)

A mérőáramkör bemenetére akkumulátorok, tápegység vagy napelemek csatlakoznak, amelyek az LLC konvertert látják el. Az LLC konverter kimenete közvetlenül egy háromfázisú inverter táplál, amely az ábrán látható 370 W mechanikai teljesítményű aszinkron motort hajtja. Az aszinkron motor tengelyét egy elektronikusan állítható elektromágneses fékpad terheli. A fékpad szabályozóján lehetőség van a kívánt terhelő nyomaték beállítására, miközben a műszer méri a nyomatékot ($1 \text{ V} / 1 \text{ Nm}$) és a fordulatszámot ($1 \text{ V} / 1000 \text{ s}^{-1}$). A mágneses fékezőpad Lucas-Nülle SE2662-3S és SE2662-1R típusú berendezések. A háromfázisú inverter korábbi kutatások során épült meg. Az inverteren számos paraméter beállítható, mint például a szinkron frekvencia, kapcsolási frekvencia, frekvencia rámpázás. Az inverter U/f arányos vezérléssel hajtja a motort. A mérések során a közbenső kör feszültségét differenciális mérőpróba méri (Testec TT-SI 9001) 2% pontossággal, az áramokat pedig Fluke i30 lakatfogó 1% pontossággal. A mérőműszerek USB-s Hantek 6254BD oszcilloszkópra csatlakoznak, amely digitálisan dolgozza fel a mért adatokat és grafikusan kiexportálhatóak. A terhelőpad szabályozójának mérőkimeneteire NI 9215 mérésadatgyűjtő kártya csatlakozott, amelynek pontossága 0,2%. A mérésadatgyűjtő kártya adatai LabView szoftverben került kiértékelésre és az így kapott adatokból rajzolódtak ki a diagramok.

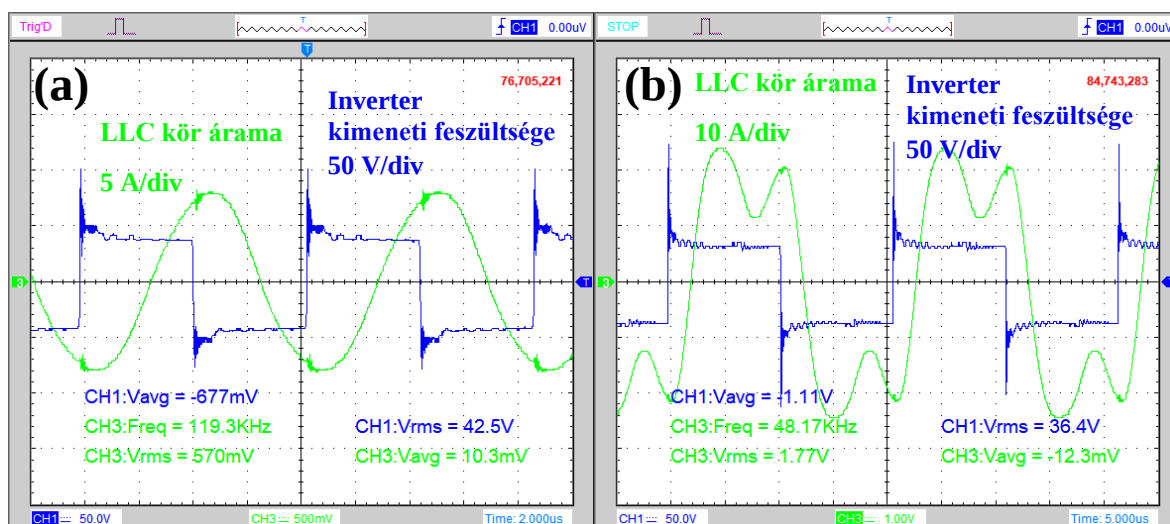
Az energiamentes rezonáns LLC kör és a kimeneti szűrőkondenzátor bekapcsolása nagy bemeneti áramot eredményez, ez a 74. ábrán is látható. Az inverter bekapcsolásának pillanatában a mikrokontroller 120 kHz-es frekvenciával kapcsolja be az invertert, majd dekrementálja a frekvenciát, ez biztosítja a lehető legkisebb bemeneti áramot. Ez idő alatt a PID szabályozó algoritmus is elindul, és átveszi a szabályozást, amennyiben a kimeneti

feszültség eléri az alapjelet. Ennél a mérésnél az LLC átalakítót 3 db sorba kapcsolt 12 V-os ólomsavas akkumulátor táplálta.



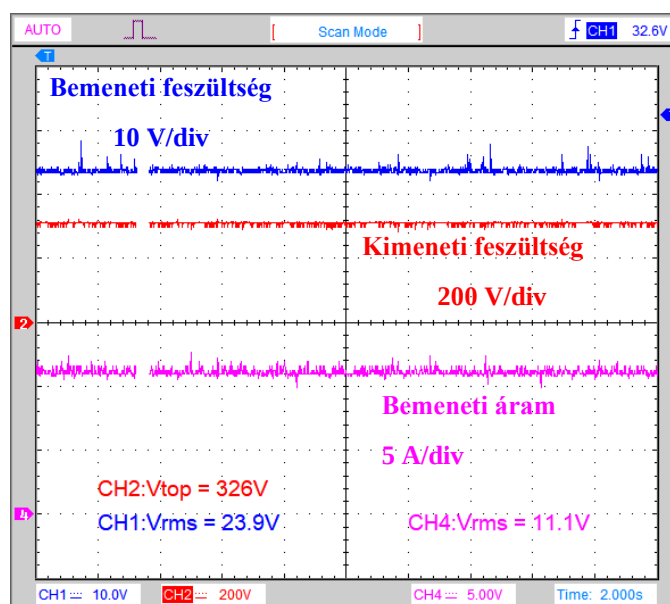
74. ábra: Energiamentes LLC konverter bekapcsolása fogyasztó nélkül

Az LLC konverter inverterének kimenetén a feszültséget és az áramot a 75. ábra mutatja. A bal oldali ábra esetén a terhelés minimális, az inverter a rezonanciafrekvencia (>100 kHz) felett működik. A jobb oldali ábrán az invertert a maximális erősítéshez közeli frekvencián vezérli a mikrovezérlő, amikor a kimeneten névleges terhelés van. A feszültség nagymértékű oszcillációja a SiC MOSFET-ek parazita oszcillációjának köszönhető. Az oszcilláció azért következik be, mert a nagy meredekségű feszültség rezonál a MOSFET drain-source parazita kondenzátorával (C_{DS}), a nyomtatott áramkör vezetékének szórt inuktivitásával (L_s) és a bemeneti szűrőkondenzátorral. Ezt a rezgést csökkenti a MOSFET-ek közelébe a bemeneti egyenáramú körhöz csatlakoztatott snubber kondenzátor. A mérésnél az LLC átalakítót szintén 3 db sorba kapcsolt 12 V-os ólomsavas akkumulátor táplálta.



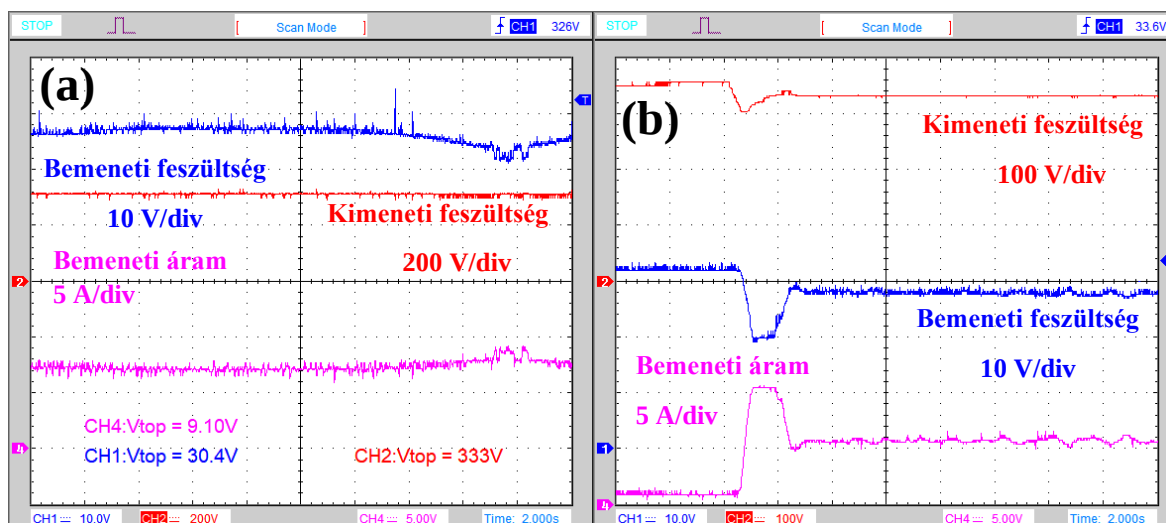
75. ábra: A konverter működése enyhe terhelés esetén (a) és névleges terhelés esetén (b)

A 76. ábra a kimeneti feszültséget mutatja konstans terhelés mellett. A feszültséget a PID szabályozó tartja stabilan. Ennél a mérésnél az LLC átalakítót 2×12 V-os ólomsavas akkumulátor (23,9 V) látta el.



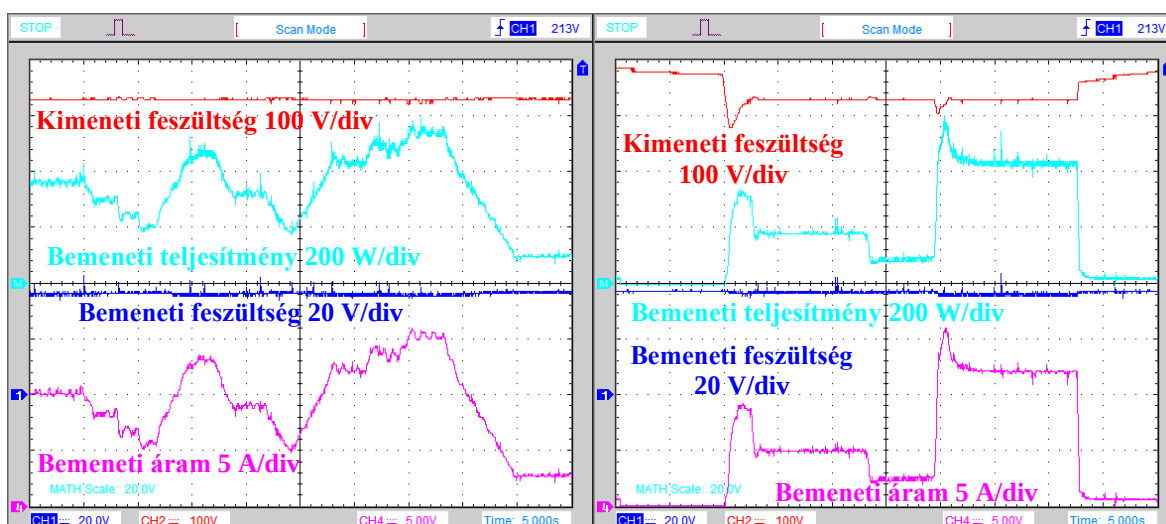
76. ábra: Konstans terhelés esetén létrejövő kimeneti feszültség

A következő mérés azt bizonyítja, hogy a közvetlenül napelemmel táplált LLC átalakító alkalmazása nem előnyös, amennyiben a napelem sztring csúcsteljesítménye csak kismértékben több, mint az LLC konverter névleges teljesítménye. A fényintenzitás csökkenésével a napelemből kinyerhető maximális teljesítmény is csökken. Ahogyan a maximális teljesítmény csökken, úgy csökken a napelem feszültsége is. Ha a terhelés továbbra is állandó, akkor több áram szükséges a konverter bementén az adott teljesítményhez, ezt az eseményt a PID szabályozó jól kezeli (77. (a) ábra). Hirtelen nagy teljesítményfelvétel esetén a napelem elérheti a maximális rövidzárási áramot. Ebben az esetben a napelem feszültsége nagymértékben lecsökken (25 V alá). Ezt a PID szabályozó úgy kezeli, hogy a frekvenciát a maximális erősítéshez tartozó frekvenciára állítja, azonban a kimeneti feszültség nem éri el a beállított értéket, mivel a bemeneti feszültség 25 V alá csökken, így nincs meg a megfelelő erősítés. A túlterhelés megszűnése után a kimeneti feszültség gyorsan stabilizálódik, ez látható a (b) ábrán is. Az is megfigyelhető, hogy a bemeneti áram állandó terhelés mellett enyhén oszcillál. Ez azért van, mert a PID szabályozó soha nem konstans frekvenciájú négyzögjelekkel hajtja meg az invertert, mivel a mérőáramkör nem zajmentes. Az így megjelenő zavart a hibajelben felerősíti a szabályozó. Az oszcilláció amplitúdója a napelemből kinyerhető maximális teljesítmény értékétől is függ. A PID szabályozó oszcillációja megváltoztatja a napelem teljesítmény munkapontját, így a bemeneti feszültség is változik. Mindezek mellett a kimeneti feszültség stabil.



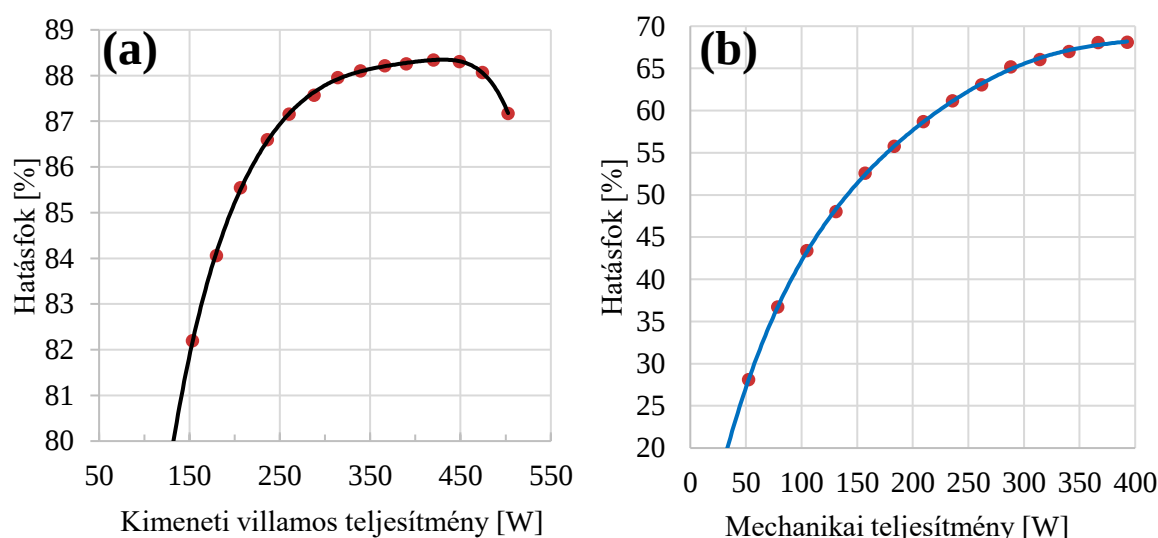
77. ábra: LLC konverter táplálása napelemről: (a) a fényintenzitás változásának hatása, (b) a napelemek túlterhelése

A következő mérés arra világít rá, hogy az akkumulátorról táplált LLC konverter milyen dinamikus képes kezelni a lassan és a dinamikus változó terhelést. Az akkumulátorról táplált LLC átalakító mérése a 78. ábrán látható. A bal oldali ábrán a motor nyomatéka csak lassan változik, míg a jobb oldali ábrán szignifikánsan változik. Az (a) ábrán látható mérésnél a kimeneti feszültség kisebb mértékben változik, mint a napelemes megtaplálás esetében, mert az akkumulátor kapcsolófeszültsége számottevően nem változik meg az áram függvényében. A kismértékben változó bemeneti feszültség hatására a kimeneti feszültség is stabilabb. Látható a mérések során is, hogy a bemeneti áram sem oszcillál. Továbbá túlterhelés esetén sem csökken le a bemeneti feszültség az akkumulátor alacsony belső ellenállása miatt, mint a napelem esetében (77. (b) ábrán). A kimeneti feszültség dinamikus terhelés esetén nagymértékben csökken, mivel a kimeneti szűrőkondenzátor kissé lemerül.



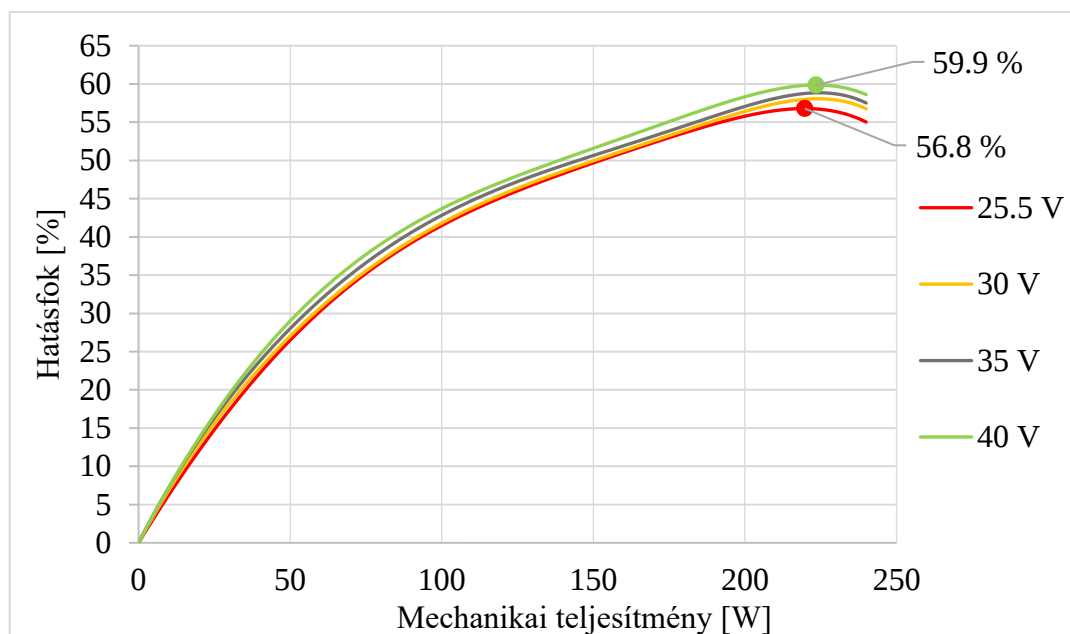
78. ábra: Akkumulátorról táplált konverter üzem: (a) lassan változó terhelés, (b) dinamikus változó terhelés esetén

A következő mérés az LLC konverter hatásfokát ismerteti. Az LLC feszültségnövelő konverterek hatásfoka a feszültségcsökkentő konverterekhez képest természetesen alacsonyabb, mivel a bemenetükön alacsonyabb feszültség és nagyobb áram folyik, így nagyobb a MOSFET-eken létrejövő disszipáció. A mérés során a bemeneti feszültség 40 V-ra volt beállítva tápegység segítségével. A bemeneti feszültség- és áram, a kimeneti feszültség- és áram együttes méréséből rajzolódott ki a 79. (a) ábra, amely az LLC konverter hatásfokát ismerteti. A görbe felvételéhez a motor szinkron frekvenciája volt változtatva, miközben mágneses fék terhelte a tengelyét. A (b) ábra az LLC konverter bemenete és a motor tengelye közötti hatásfokot ismerteti.



79. ábra: Hatásfokmérése: (a) az LLC konverternek, (b) a teljes rendszernek

A hatásfok nemcsak a terhelés mértékétől, hanem a bemeneti feszültség nagyságától is függ. A következő mérés (80. ábra) különböző bemeneti feszültségek függvényében ismerteti a teljes rendszer hatásfokát, amely a motor tengelyén számított mechanikai teljesítmény és az LLC konverter bemeneti teljesítménye között definiált. A mérés során alkalmazott 370 W-os aszinkron motor hatásfoka maximális terhelésnél kb. 80,4%-ra adódott. A mérés során a motort nem a névleges nyomaték, hanem csak 1,15 Nm terhelte. A fordulatszám 0 és 2000 s^{-1} között változott, amelyet az inverter állított be. A bemeneti feszültség csökkenésével a hatásfok is csökken, mivel nagyobb bemeneti áramra van szükség ugyanannak a mechanikai teljesítménynek az eléréséhez. A nagyobb áramfelvétel miatt nő a teljesítményvesztés a félvezetőkben, amely a hatékonyság csökkenését eredményezi.



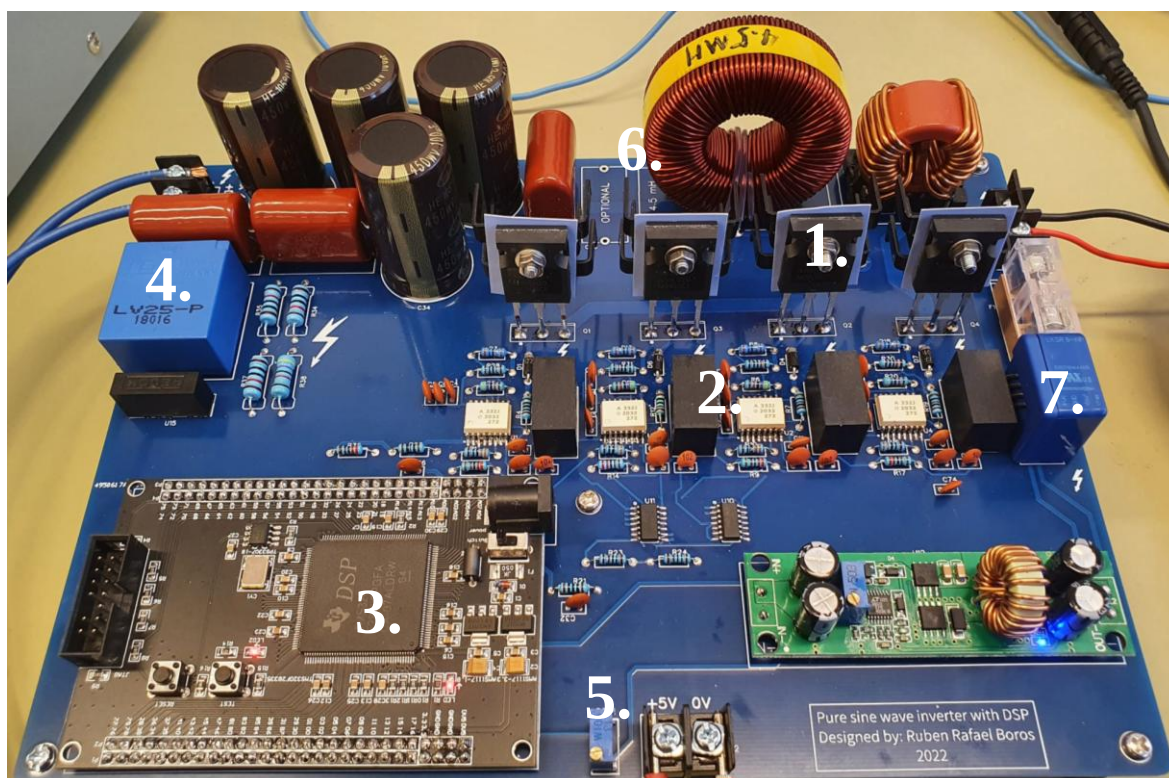
80. ábra: Teljes rendszer hatásfok mérése különböző bemeneti feszültségekkel, részlegesen terhelt motor esetében

6. Melléklet – SPWM inverter mérése

A laboratóriumi kutatásokhoz, mérésekhez készült SPWM inverter a 81. ábrán látható. Az inverter négy NTHL020N090SC1 SiC MOSFET-ből áll (1.) az alacsony teljesítményvesztés érdekében. A MOSFET-eket egy intelligens meghajtóáramkör (2.) vezérli. Az SPWM jelet egy DSC (digitális jelvezérlő) generálja (3.). A DSC-hez kifejlesztett programkód MATLAB fejlesztő környezetben készült el. A DSC az inverter kimeneti feszültségét az inverter bemeneti feszültségének függvényében állítja be, így stabilizálva a kimeneti feszültséget. Az közbenső kör egyenfeszültségét egy LV25-P leválasztó erősítő (4.) méri. Ezenkívül egy trimmer potenciométer (5.) szolgál a kimeneti feszültség (U_{ACRMS}) beállítására. Az inverter kimeneti feszültségét egy LC aluláteresztő szűrő (6.) simítja. A tekercs telítési árama ($6 A_{csúcs}$) korlátozza az inverter kimeneti teljesítményét, amely 950 VA. Túlterhelés elleni védelem került beépítésre. Egy áram leválasztó erősítő (7.) (CKRS 6-NP) segítségével a DSC kikapcsolja a MOSFET-eket, amint a kimenet meghaladja a névleges áramot. Az inverter bemenete 320-420 V egyenfeszültség-tartományra lett optimalizálva. Az inverter a meghajtóáramkörhöz szükséges segédüzemi feszültséget az LLC konvertert tápláló akkumulátorból kapja. A segédüzemi feszültség galvanikusan el van választva a közbenső egyenáramú körtől. Az inverter akkor működik, amennyiben a bemenet eléri a 320 V-ot. Ekkor a modulációs indexet rámpázva növeli a lágyindítás érdekében. Az inverter főbb paramétereit a 13. táblázat ismerteti.

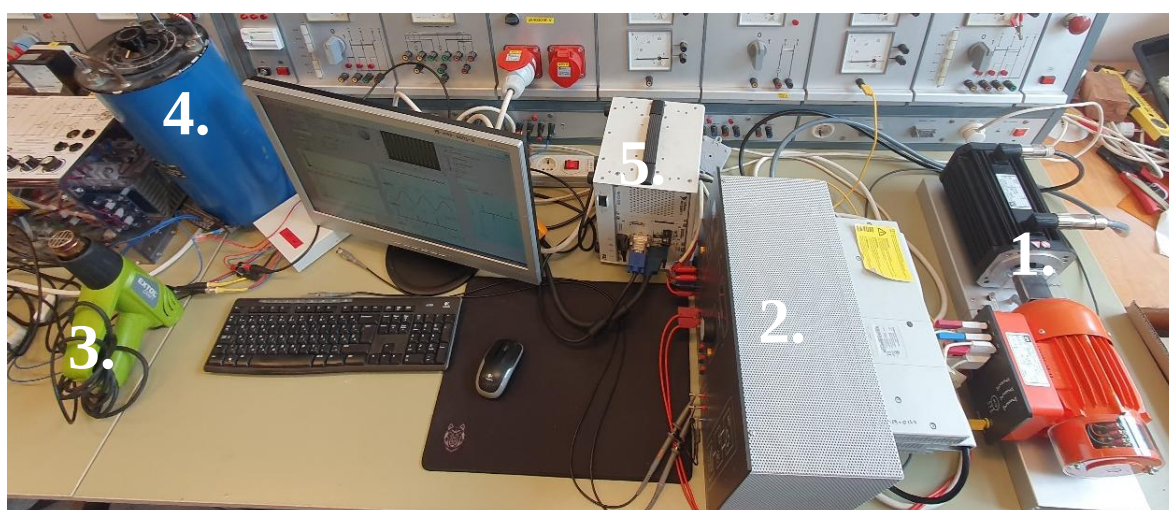
13. táblázat: Egyfázisú SPWM inverter főbb paramétereit

Megnevezés	Paraméter	Érték	Dimenzió
Névleges kimeneti áram	I_{ki_n}	6	A
Névleges bemeneti feszültség	U_{DC_be}	320-420	V
Aluláteresztő szűrő tekercs induktivitása	L_2	4,5	mH
Aluláteresztő szűrő kondenzátor kapacitása	C_2	3,3	μF
SPWM kapcsolási frekvencia	f_{sw}	20,058	kHz
SiC MOSFET csatorna ellenállása	$R_{DS(on)}$	20	m Ω
Névleges frekvencia	f	50	Hz



81. ábra: A megvalósított szigetüzemű szinuszos inverter

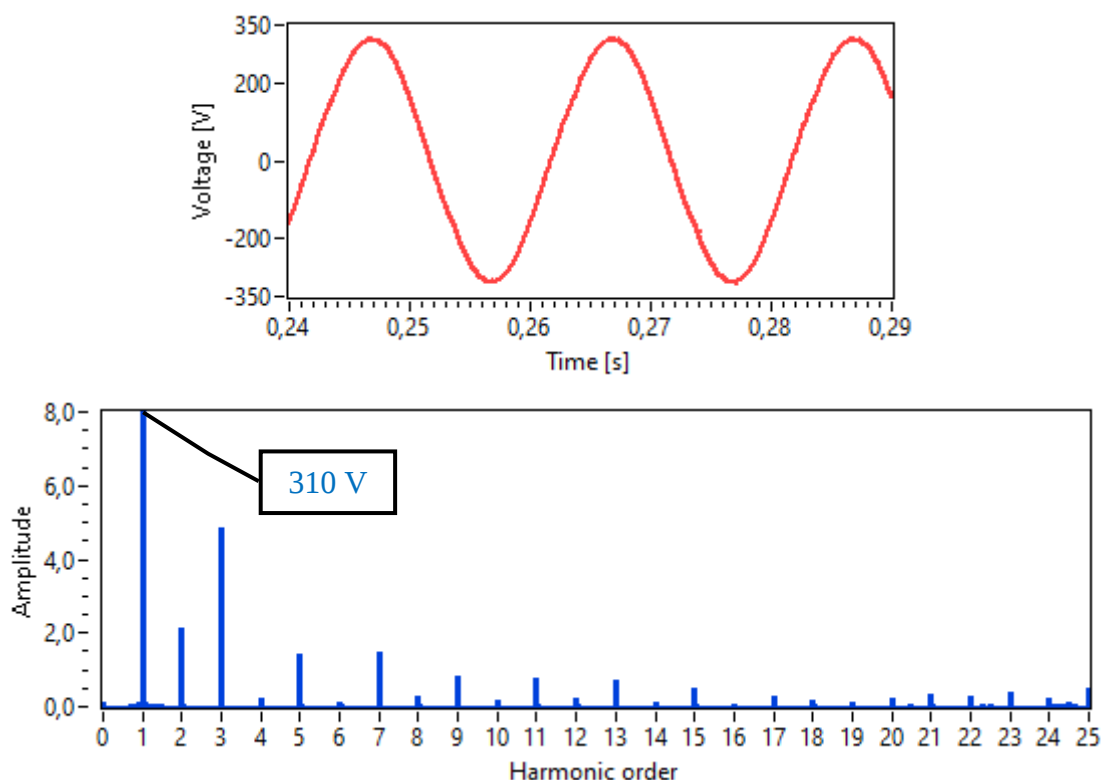
A megvalósított SPWM inverter tesztelése kulcsfontosságú. Legfőbbképpen a kimeneti feszültség- és áram torzítását, FFT spektrumát, teljes harmonikus torzítását fontos vizsgálni, mivel az inverter meg kell feleljen az MSZ-EN 50160 szabványban megfogalmazott minőségi követelményeknek. A mérés során az egyfázisú invertert egyszerre az LLC konverter és a hálózati egyenirányító táplálta, miközben a közbenső egyenáramú körre a háromfázisú inverter csatlakozott és aszinkron motort táplált (19. ábra szerint). A mérésadatgyűjtő rendszer és a szabályozóval ellátott terhelések a 82. ábrán láthatóak.



82. ábra: Mérésadatgyűjtő rendszer és a szabályozott fogyasztók

Az háromfázisú inverter egy háromfázisú aszinkron motort hajt meg, amelynek névleges mechanikus teljesítménye 270 W. A Lucas Nülle SO3636-6V és SE2672-3W berendezés segítségével az aszinkron motort egy szervomotor terheli (1.). A szervomotor nyomatéka és fordulatszáma a szabályozóval (2.) állítható. A nyomatékot és a fordulatszámot a szabályozó (Lucas Nülle SE3636-6V berendezés) méri, két analóg feszültségkimenettel rendelkezik ($1 \text{ V} / 1 \text{ Nm}$, $1 \text{ V} / 1000 \text{ s}^{-1}$). Az egyfázisú SPWM inverter kimenetén egy hőlégfűvő van terhelésként elhelyezve (3.), amelyet egy takarékkapcsolású transzformátorral lehet vezérelni, így a terhelés dinamikusan beállítható (4.). A mérésadatgyűjtő rendszer feszültségeket, áramokat és az ezekből származtatott mennyiségeket méri. A mérőáramkör alapja egy National Instruments PXI számítógép (5.), amely egy PXI-6052E mérőkártyával rendelkezik. Ez lehetővé teszi a mérés gyors feldolgozását és több paraméter egyidejű mérését és későbbi kiértékelését. A mérőkártya 16 analóg bemenettel és 16 bites függőleges felbontással képes feszültséget mérni. A feszültség differenciális mérőszondával (Testec TT-SI-9001), az áram pedig lakatfogóval (Fluke i30s) volt mérve. A mérési eredmények a LabView szoftverből képként és Excel-adatként exportálhatók, így a mérési eredmények könnyen kiértékelhetők.

A mérés a kimeneti feszültséget vizsgálja az inverter névleges terhelésénél. A 83. ábra mutatja a kimeneti feszültséget időben és a hozzá tartozó FFT spektrumát is.

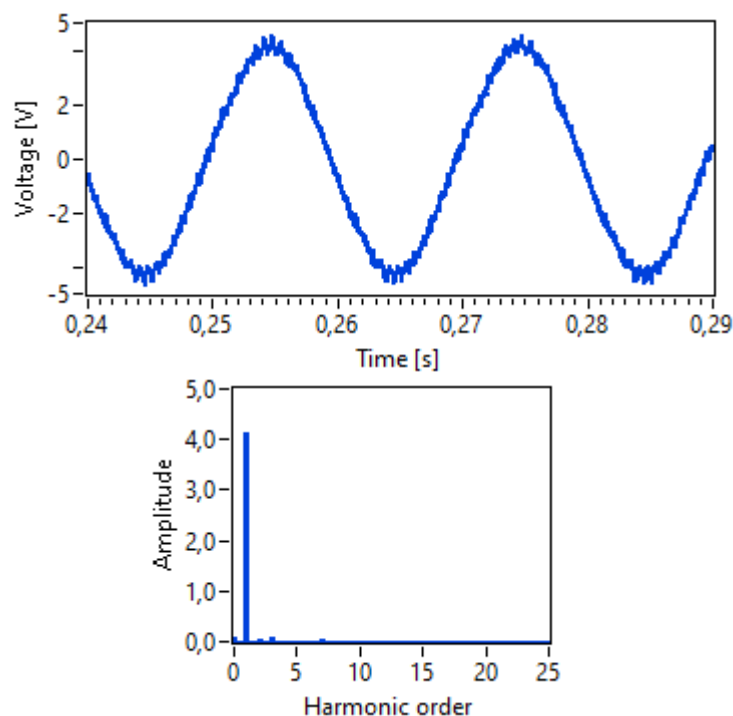


83. ábra: Az SPWM inverter kimeneti feszültsége teljes terhelés mellett

A mérés mintavételi frekvenciája 50 kHz volt, így az összes felharmonikus 25 kHz-ig mérésre került. A mérés idején az LLC konverter és az egyenirányító egyidejűleg táplálta az invertert. A THD 1,926 % volt 219,25 V mellett. Az alapharmonikus feszültség 310 V volt, amelyből 0,5 % (ez a szabvány miatt a legszigorúbb érték) 15,5 V. Megfigyelhető, hogy

egyik felharmonikus sem haladja meg ezt a feszültség értéket. A mérési eredményeket nem befolyásolta, hogy közben az aszinkron motor működött-e vagy sem. Érdeemes megemlíteni, hogy az egyfázisú inverterhez csatlakoztatott takarékkapcsolású transzformátor felharmonikust termel. Az inverter terheletlen feszültsége 0,71%-os THD-vel rendelkezik.

Továbbá látható a fogyasztó áramának mérése is (84. ábra). A hőlégfűvő árama 2,93 A volt, ami 2,57%-os THD-t eredményezett.

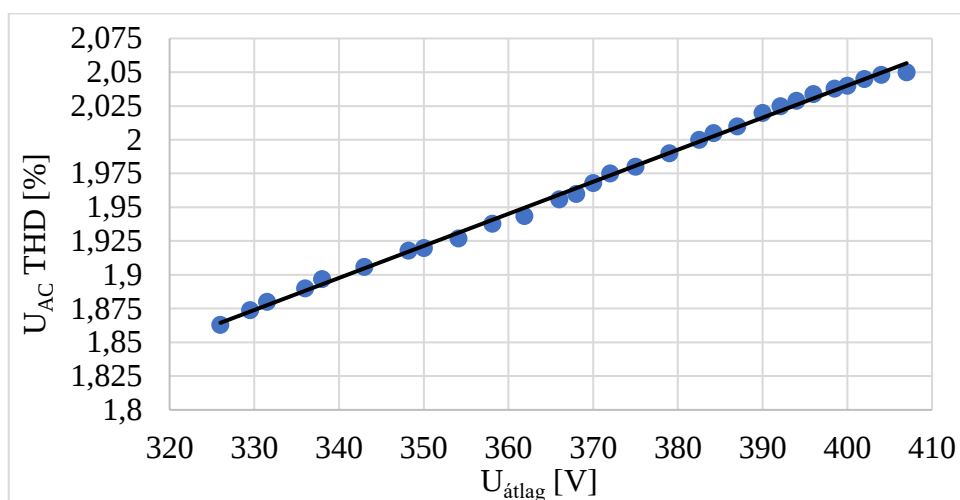


84. ábra: Egyfázisú fogyasztó áramának mérése

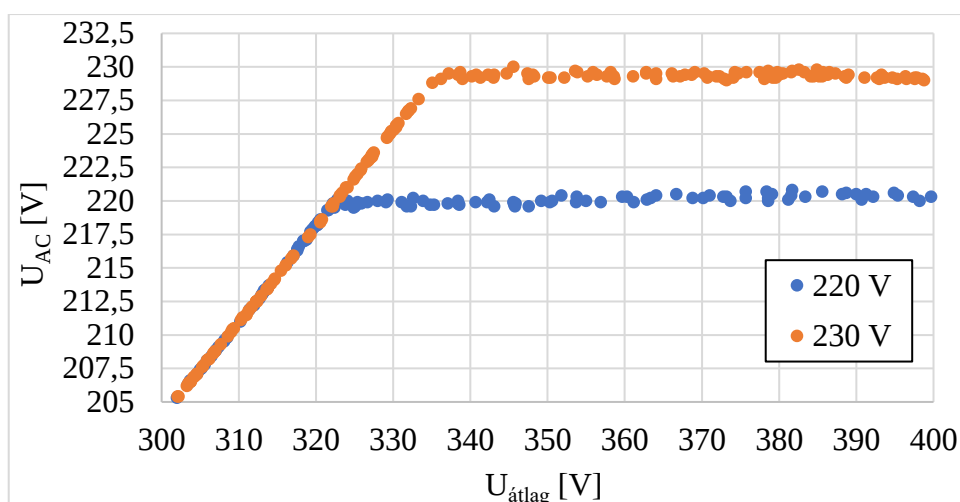
Az egyenirányító gyújtásszögének csökkentése a közbenső egyenáramú kör feszültség növekedését eredményezi. A szűrőkondenzátor simítja a feszültséget az egyenirányító kimenetén. Ha a 13. ábrát tekintjük, arra a következtetésre jutunk, hogy a közbenső egyenáramú kör feszültségének hullámossága nő, amikor a gyújtásszög csökken, még akkor is, ha van szűrőkondenzátor a körben. A megnövekedett feszültség hullámzás növeli a THD-t. A mérések megerősítik ezt az állítást. A 85. ábra a kimeneti feszültség THD-jét szemlélteti a közbenső egyenáramú kör feszültség átlagértékének a függvényében. A terhelés nem változott a takarékkapcsolású transzformátor kimenetén a mérés során. A kimeneti feszültség 221,3 V, a hőlégfűvő árama pedig 3,01 A volt a mérés során.

A közbenső egyenáramú kör feszültségének megváltozása az inverter kimenetén létrejövő váltakozó feszültség nagyságát is változtatja. Ennek elkerülése érdekében az inverter méri az egyenfeszültséget, és dinamikusán beállítja a modulációs indexet az SPWM algoritmusban. A modulációs index egy előre meghatározott görbe szerint változik az egyenfeszültség függvényében, így kompenzálja a nemlineáris feszültségváltozásokat. A következő mérés azt szemlélteti (86. ábra), hogy hogyan változik a váltakozó feszültség effektív értéke a közbenső egyenáramú kör feszültség átlagértékének függvényében, ha a terhelés a mérés során állandó. A diagram két mérést mutat, a feszültséget a trimmer

potenciométerrel 220 és 230 V-ra volt beállítva. A mérési eredmények azt mutatják, hogy a kimeneti feszültség elhanyagolhatóan kicsit változik az egyenfeszültség változtatásakor, ha az U_{DC} meghaladja a minimális szükséges feszültséget.



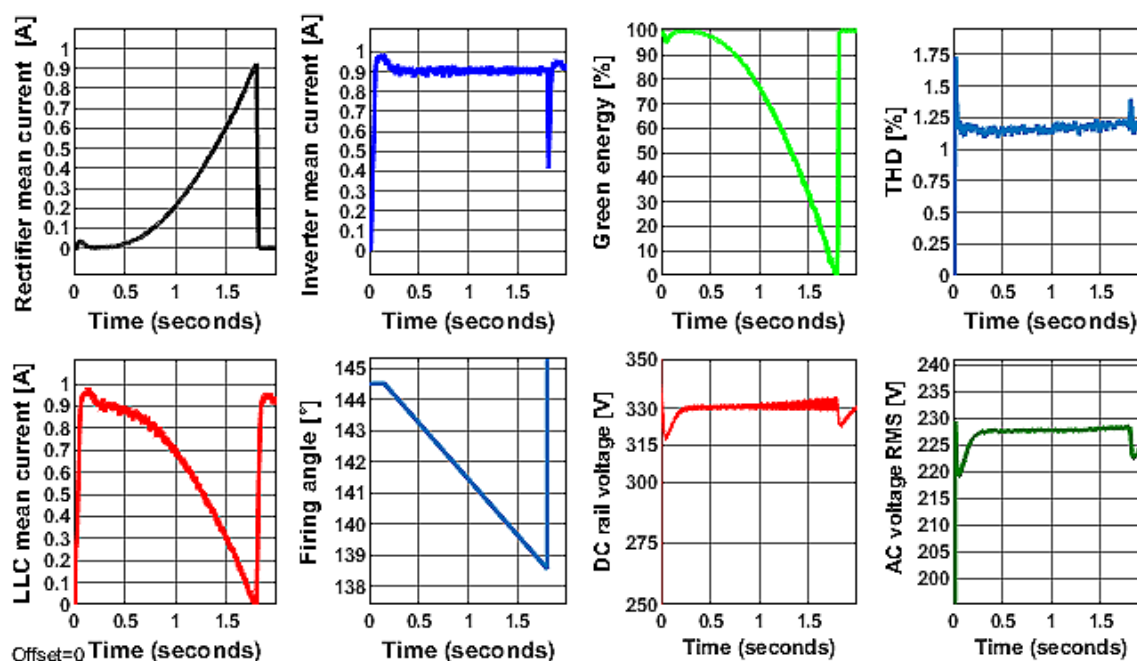
85. ábra: THD az egyenfeszültség átlagértékének függvényében



86. ábra: Az inverter kimeneti feszültségének változása az egyenfeszültség átlagértékének függvényében

7. Melléklet – 1. szimuláció

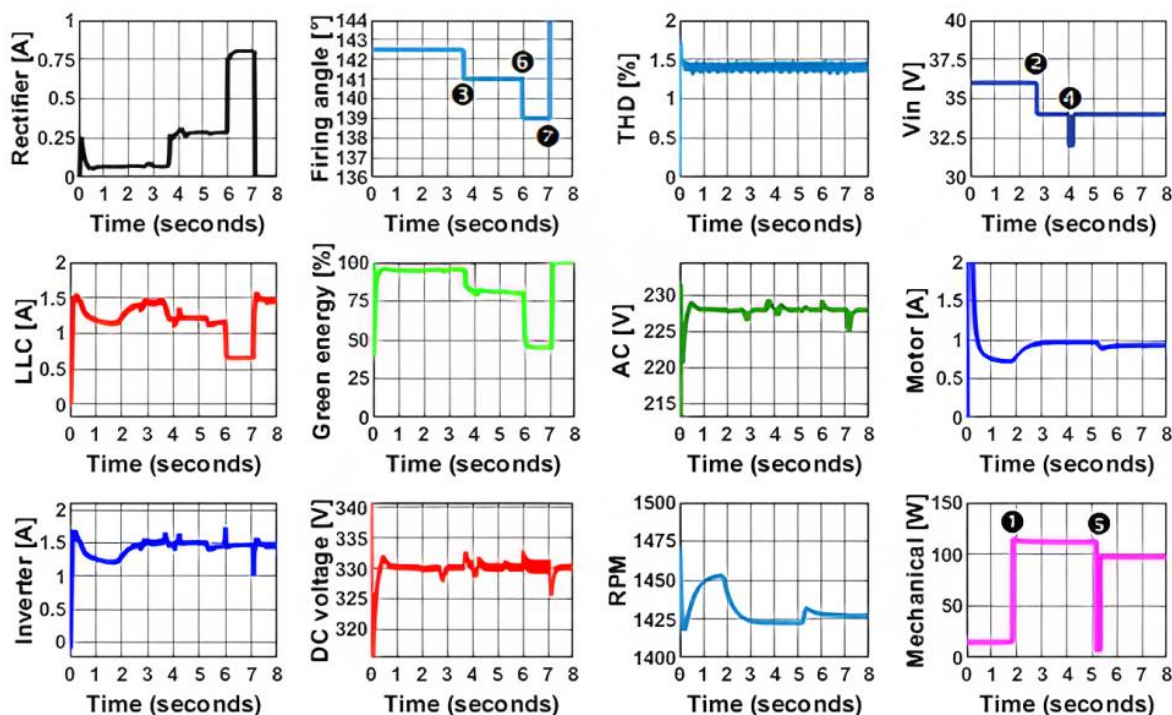
A szimuláció során az LLC konverter feszültség alapjele 330 V-ra volt beállítva. A szimuláció kezdetekor elindul az LLC konverter szabályozója, az egyenfeszültség stabilizálódása után az egyenirányító gyújtásszöge $144,5^\circ$ -tól lineárisan csökken (87. ábra). A szimuláció elején még látható, hogy teljes mértékben az LLC konverter táplálja az invertereket. Majd a gyújtásszög csökkenésével az egyenirányító az egyenfeszültség átlagértékét kismértékben növeli. Azonban az LLC konverter szabályozója növeli a PFM moduláció frekvenciáját, így csökken a feszültségerősítés. Így kialakul az az üzemállapot, amikor az invertereket szimultán táplálja az egyenirányító és az LLC konverter. Ennek az üzemmódnak a működése korábban a 3.2.2. *alfejezetben* lett bemutatva. A gyújtásszög csökkenése a közbenső kör feszültségének átlagértékét elhanyagolható mértékben változtatja meg, azonban a feszültség hullámossága nő. Emiatt az egyfázisú inverter kimenetén mért feszültség THD értéke megnő. Az egyfázisú inverter kimeneti feszültség négyzetes középértéke szintén elhanyagolható mértékben változik, miközben a zöldáram-hányadosa folyamatosan változik. A szimuláció végén a gyújtásszög hirtelen megnő, ezzel szimulálva az áramkimaradást. Ekkor az LLC konverter veszi át teljes mértékben az ellátást, így a zöldáram-hányadosa 100%-ra ugrik fel. A közbenső kör feszültsége ekkor nagy meredekséggel csökken, azonban a dinamikusra hangolt LLC konverter szabályozója kompenzálja, ez megfigyelhető az inverter kimeneti feszültségén is.



87. ábra: Zöldáram-hányadosának megfigyelése a gyújtásszög függvényében

8. Melléklet – 2. szimuláció

A szimuláció kezdetekor az LLC konverter és az egyenirányító együttesen stabilizálja a közbenső kör feszültségét (lásd a 88. ábrán). A szimulációban az LLC konverter alapjele 330 V-ra volt beállítva. Az egyenirányító gyújtásszöge kezdetben $142,5^\circ$ volt, így a közbenső kör feszültségének stabilizálódása után nagy arányban az LLC konverter táplálta az invertereket. Az aszinkron motor ekkor még terhelő nyomaték nélkül üzemelt, csak a ventilációs és súrlódási veszteség terhelte a tengelyét.



88. ábra: Tranziensek megfigyelése a kombinált szünetmentes rendszerben

Amikor a szimuláció indítása után a motor fordulatszáma stabilizálódott, a motor tengelyét nagy dinamikussággal egy nyomaték terhelte (első pont). Ekkor a zöldáram-hányados nagysága, a közbenső kör feszültsége és az egyfázisú inverter kimeneti feszültsége elhanyagolható mértékben változik meg, mivel az LLC konverter szabályozója kompenzálja a terhelés változásának hatását.

A második zavart a rendszerbe az LLC konverter bemeneti feszültségének dinamikus változása hozta létre. Ekkor már kismértékű zavar megfigyelhető a közbenső egyenáramú kör feszültségében, így tehát az egyfázisú inverter kimenetén is. A zöldáram-hányados nagyságára nem volt hatással a zavar. A motor teljesítményében sem történt változás.

A harmadik pontban az egyenirányító gyújtásszöge csökkent ugrásszerűen. Ekkor megfigyelhető, hogy a közbenső kör feszültsége hirtelen megnőtt és a zöldáram-hányados nagysága is csökkent. A gyújtásszög változtatását nem célszerű ugrásszerűen elvégezni a létrejövő tranziensek eredményeképpen.

A negyedik zavar az LLC konverter bemenetén figyelhető meg, amikor rövid időre lecsökken a feszültség, majd ismét visszaáll az eredeti állapotába. Ennek következménye a

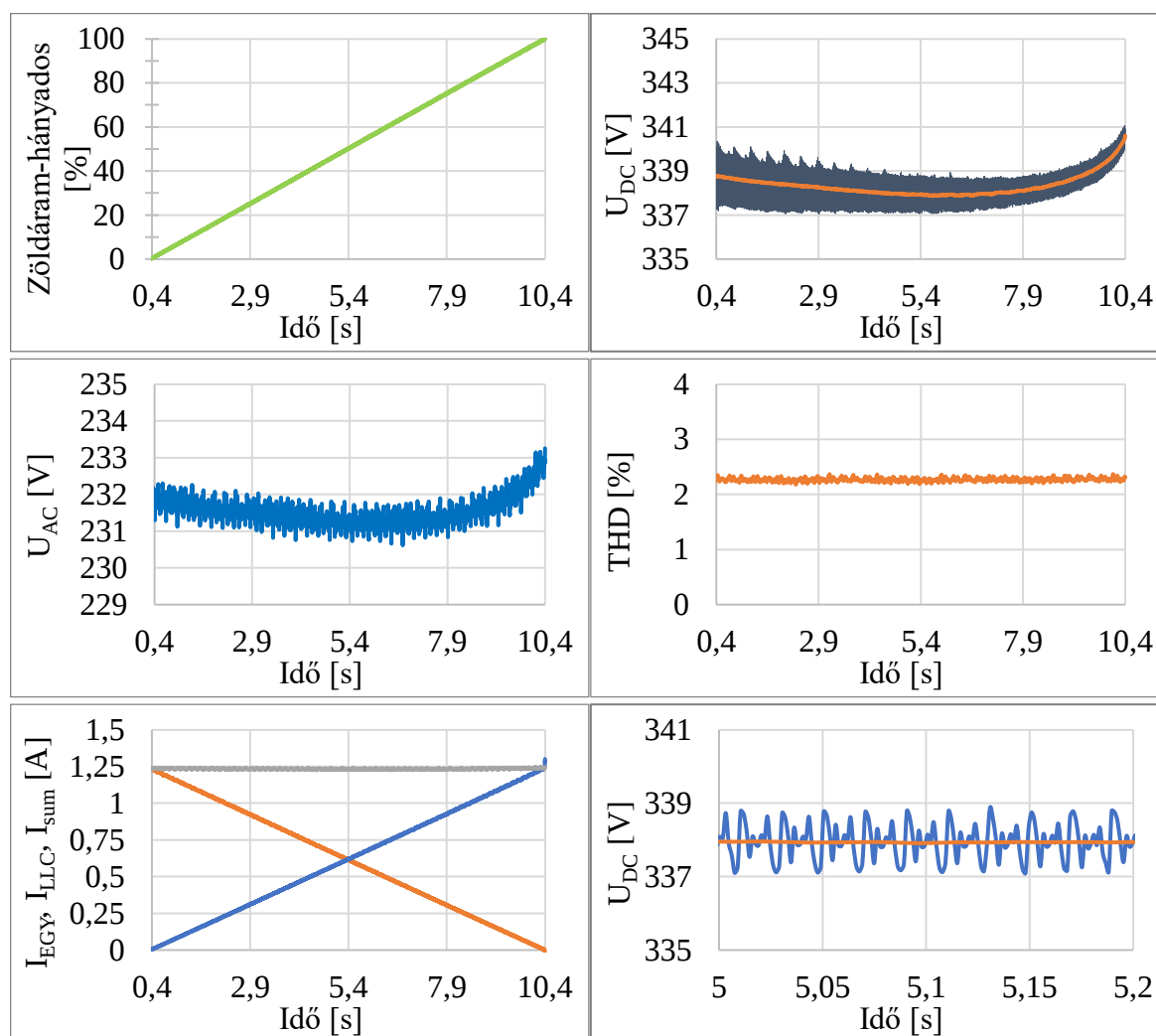
közbenső körben figyelhető meg, amikor feszültségletörés jön létre. A zöldáramra és a motor teljesítményére ez nincs hatással.

Az ötödik időpillanatban a motor nyomatéka változik meg hasonlóképpen. Ennek hatása elhanyagolható a rendszerben.

A legnagyobb tranzienszt a hálózati áramszünet okozza (hetedik pont). Ekkor nagyobb mértékű feszültségcsökkenés jön létre a közbenső körben, így az egyfázisú inverter kimenetén is. Látható, hogy az LLC konverter teljes mértékben átveszi a közbenső kör táplálását és ekkor ismét stabilizálódik a feszültség.

9. Melléklet – 3. szimuláció

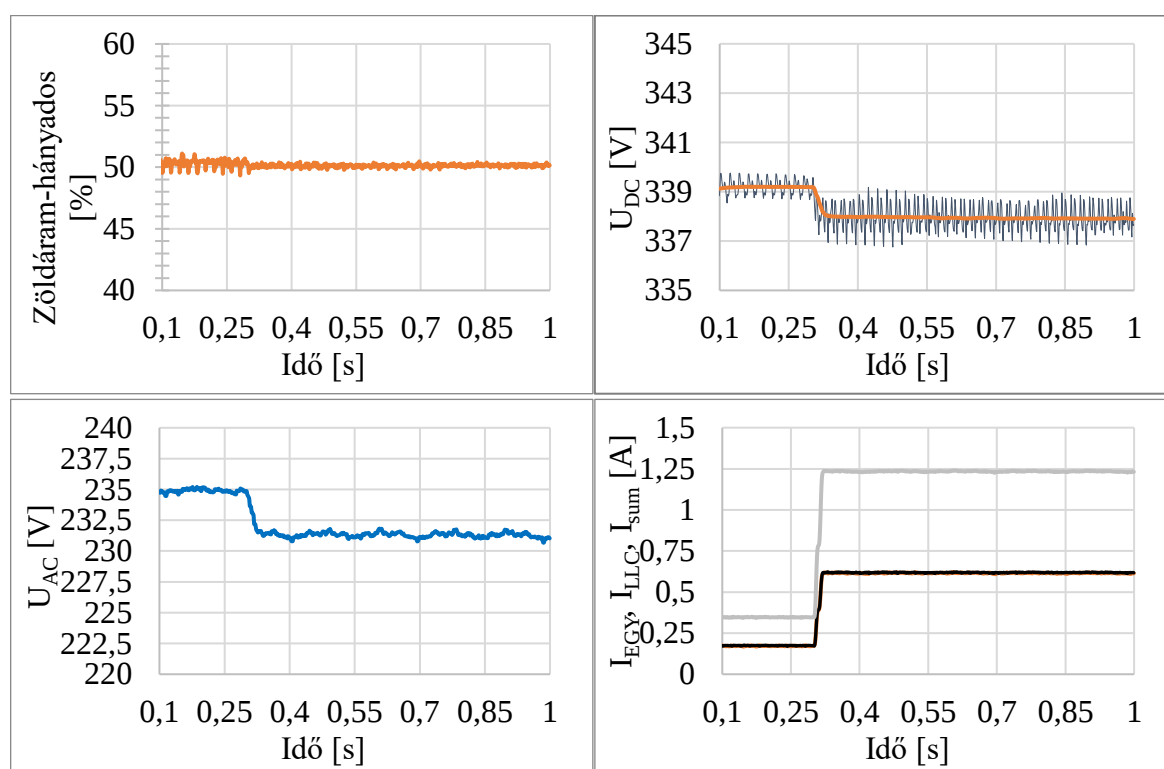
A 3. szimuláció eredménye a 89. ábrán látható. A bal felső ábrán a zöldáram-hányados 0%-tól 100%-ig változik. Megfigyelhető, hogy 10 másodperc alatt történt a zöldáram-hányados rámpázása a teljes skálán. A rámpázási sebesség is befolyásolja a tranziensek mértékét, ezért a rámpa meredekségét minimalizálni szükséges. A szimuláció lefutása során a közbenső egyenáramú kör feszültsége kismértékben megváltozik, amelynek nagysága közel 3 V nagyságú. Ennek hatására az inverter kimenetén is megváltozik a váltakozó feszültség négyzetes középértéke, mintegy 2 V nagyságban. Az előállított szinuszos feszültség teljes harmonikus torzítása végig konstans (2,3%), amely az MSZ-EN 50160 szabványnak megfelel. Látható továbbá, hogy az egyenirányító árama és az LLC konverter árama fordítottan arányos és az áramösszeg konstans. Így tehát a fogyasztókat elhanyagolható mértékben zavarja meg a zöldáram-hányadosának megváltoztatása. A jobb alsó ábra a közbenső egyenáramú kör feszültségének nagyított képe. A feszültség oszcillációját az SPWM vezérlésből adódó dinamikus teljesítményfelvétel okozza.



89. ábra: Zöldáram-hányados rámpázásának hatása a kimeneti feszültségre és az egyenáramokra

10. Melléklet – 4. szimuláció

A következő szimuláció bemutatja (90. ábra), hogy a fogyasztók (motor, vagy bármilyen 50 periódusú más fogyasztó) teljesítményeinek megváltozásakor hogyan változik a zöldáram-hányados nagysága. A szimulációkor a zöldáram-hányados alapjele 50%-ra volt beállítva. A szimuláció kezdetekor az áramok összege 375 mA volt, majd dinamikusan megváltozik a fogyasztó impedanciája, így közel 1,25 A-ra módosul a kimeneti áram. Látható, hogy a közbenső kör feszültsége kismértékben lecsökken, ez a PI szabályozók állandósult állapotú hibájának köszönhető. Ennek következménye, hogy a váltakozó feszültség négyzetes középértéke is csökken. A szimulációban a félvezetők valóságos paraméterekkel rendelkeznek, így az áram növekedésével a tranzisztorokon feszültség esik, tehát a váltakozó feszültség nagyobb mértékben csökken a terhelés növekedésével, de szabványos értékek között.



90. ábra: Dinamikus teljesítményfelvétel hatása a zöldáramra, kimeneti feszültségre és az egyenáramokra

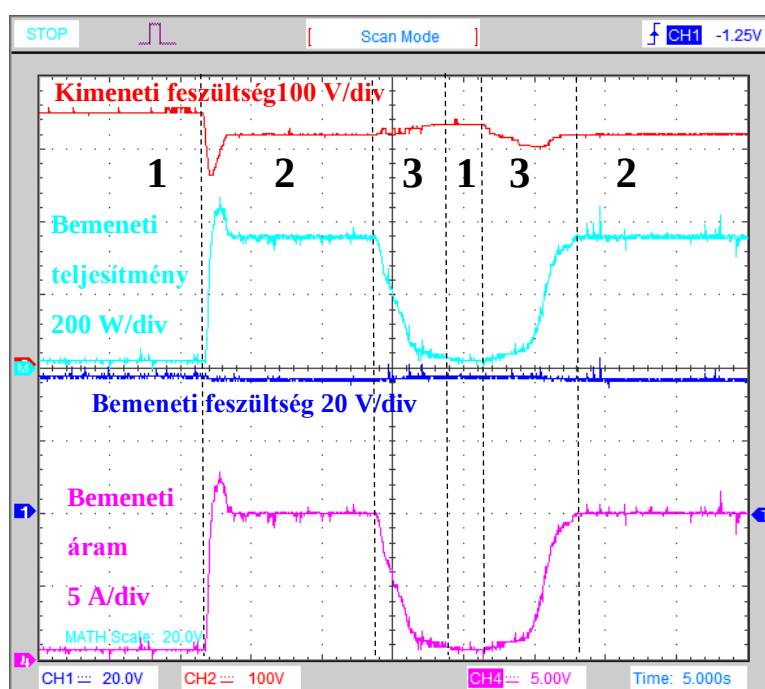
11. Melléklet – Hibrid szünetmentes rendszer mérése

A következőkben a szünetmentes aszinkron motorhajtás tesztelése kerül bemutatásra, amely centrális szabályozó nélkül, az egyenirányító gyújtásszögével szabályozza a zöldáram-hányados nagyságát. A mérés célja kimutatni, hogy a három megtáplálási üzemállapot esetén a zöldáram-hányados változása milyen mértékben befolyásolja a közbenső egyenáramú kör feszültségét. Továbbá megfigyelésre kerül, hogy a szigetüzemű SPWM inverter kimenetén és a háromfázisú inverter kimenetén dinamikus változó fogyasztók hogyan zavarják a rendszert.

A három megtáplálási üzemállapot hatásának kiméréséhez a 73. ábra szerinti mérőáramkör került felhasználásra, amely egy szünetmentes aszinkron motorhajtást implementál. Így tehát a közbenső egyenáramú kör csak a háromfázisú inverterről aszinkron motort táplált. A motort a fékpad állandó nyomatékkal terhelte, miközben a szinkron frekvencia változatlan volt. A mérés során a három megtáplálási üzemállapot jött létre:

1. Az LLC konverter ki van kapcsolva, csak az egyenirányító táplálja a motort;
2. Az egyenirányító ki van kapcsolva, csak az LLC konverter táplálja a motort;
3. Az egyenirányító és az LLC konverter szimultán táplálja a motort egy bizonyos aránnyal.

A három üzemállapot hatásának mérése a 91. ábrán látható. Az ábrán az üzemállapotok is feltüntetésre kerültek (1 → 2 → 3 → 1 → 3 → 2).

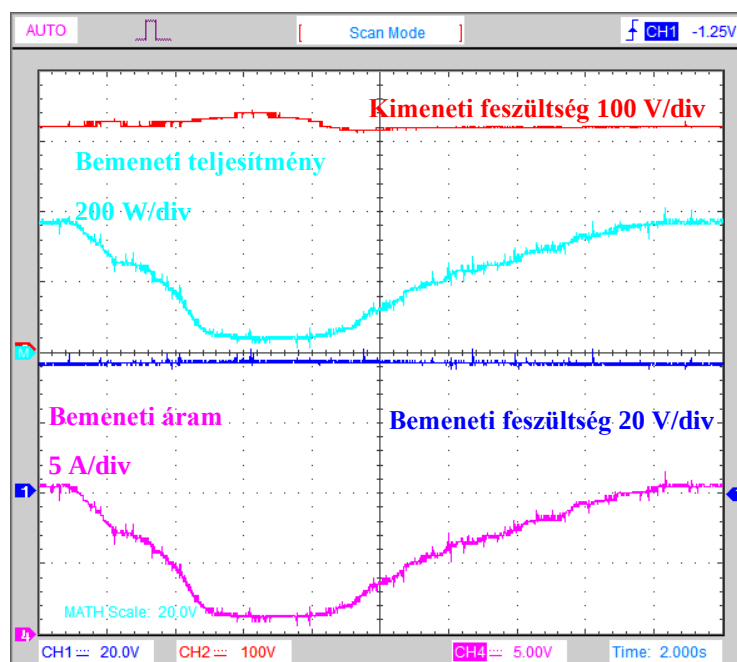


91. ábra: A három megtáplálási üzemállapot hatásának mérése

A mérés kezdetén az egyenirányító kimeneti feszültsége 350 V. Ennek hatására az LLC konverter szabályozója a kapcsolási frekvenciát maximálisra állítja be, így villamos energiával a háromfázisú invertert csak a hálózat látja el (1. üzemállapot). Az LLC konverter

szabályozójának alapjele ebben a mérésben 320 V-ra volt beállítva. Az LLC átalakító ebben a mérésben 12 bites belső AD konvertert használt a méréshez, és ACPL-C87A leválasztóerősítő mérte a feszültséget.

A mérés ezután az első üzemállapotból a második üzemállapotba történő hirtelen váltását vizsgálja. Az egyenirányító ekkor teljesen kikapcsol, amely egy hálózati áramkimaradást szimulál. Az LLC átalakító azonnal bekapcsol, ellátja a közbenső kört, és a feszültséget 320 V-on tartja. Ekkor a dinamikus beállított szabályozónak köszönhetően a bemeneti áramban túllövés jön létre. Az egyenirányító ezután ismételen bekapcsol, és a gyújtásszög lassan csökken, amely a kimeneti feszültség növekedését okozza (3. üzemállapot). A gyújtásszög a mérés során manuálisan, potenciométerrel volt változtatható. Az egyenirányító és az LLC átalakító különböző arányban táplálja a háromfázisú invertert. Ez az arány a gyújtásszöggel állítható be. Ha a feszültség 320 V fölé emelkedik, az LLC átalakító folyamatosan növeli az PFM moduláció kapcsolási frekvenciáját, így csökken az LLC konverter által betáplált teljesítmény nagysága. Az ábráról leolvasható, hogy a 100% zöldáramhoz tartozó közbenső kör feszültség 320 V, a 0% zöldáram-hányados eléréséhez mintegy 10 V feszültségemelkedést szükséges biztosítani. Az LLC konverter akkor is vesz fel áramot az akkumulátorból, amikor a kimenetén nem táplál be a közbenső egyenáramú körbe, mivel a segédüzemi áramköröket működtetni kell ez idő alatt is. A mérés eredményéből levonható az a következtetés, miszerint az egyenirányító gyújtásszögét rámpázva, lassan szükségeltetik változtatni. A mérés során megközelítőleg 5 másodperc alatt történt az első és második üzemállapot közötti átjárás. Ekkor látható, hogy a szabályozás következtében túllövések jönnek létre. Emiatt a következő mérés azt vizsgálja, hogy a lassabban változtatott gyújtásszög hogyan befolyásolja a rendszer viselkedését. A mérést a 92. ábrán láthatjuk. A zöldáram-hányados lassú változtatása elhanyagolható nagyságú túllövéseket okoz.

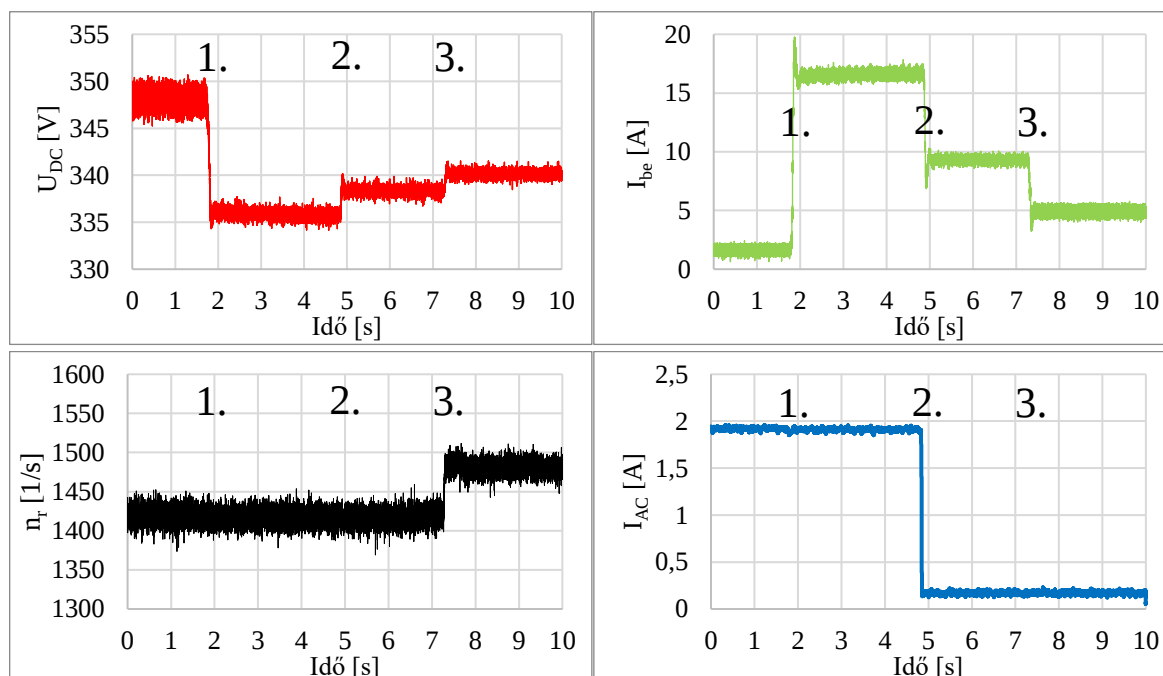


92. ábra: A három megtáplálási üzemállapot hatásának mérése lassan változó gyújtásszöggel

A következő mérések a kombinált szünetmentes rendszert tesztelik, amelyeknek a mérőrendszere a 73. és a 82. ábra szerint állt össze. A rendszer intelligens szabályozó nélkül, az egyenirányító gyűjtásszögével szabályozza a zöldáram-hányados nagyságát. A mérőrendszerben az egyfázisú szigetüzemű inverter és a háromfázisú inverter egyidejűleg táplálja a fogyasztókat. A mérések során az LLC konverter feszültség alapjele 340 V-ra lett beállítva. Ebben a mérésben az AD konverter felbontása 12 bitről 16 bitre lett növelve egy ADS1115 külső áramkör segítségével, továbbá a feszültségmérést egy LV 25-P leválasztóerősítő végezte. Így kisebb kimeneti oszcilláció és dinamikusabb szabályozás implementálható.

A szimulációs eredmények alapján a közbenső egyenáramú kör feszültségében a legnagyobb ingadozásokat az áramkimaradás okozta. Az ingadozás akkor maximális, amikor az egyenirányító be van kapcsolva, és az LLC konverter csak kis része a terhelés ellátásának (kicsi a zöldáram-hányadosa). Áramszünet esetén a közbenső egyenáramú kör feszültsége csökkenni kezd, mivel az egyenirányító már nem emeli meg a feszültséget az LLC konverter alapjele fölé. A feszültség addig csökken, amíg az LLC konverter teljesen át nem veszi a közbenső egyenáramú kör táplálását. Az LLC konverter szabályozója tartalmaz egy integrátort, amely dinamikusra van hangolva, ezért minimális túlszabályozás jön létre.

A 93. ábra mutatja az áramszünet mérését és a fogyasztók kikapcsolásának mérését. A bal felső sarokban a közbenső egyenáramú kör feszültsége látható. Alul az aszinkron motor fordulatszámja is látható, amelyet állandó 1 Nm nyomatékkal terhelte a mérőpad. Jobbra az egyfázisú fogyasztó effektív áramát, fölötte pedig az LLC konverter bemeneti áramát (akkumulátor áramát) láthatjuk.

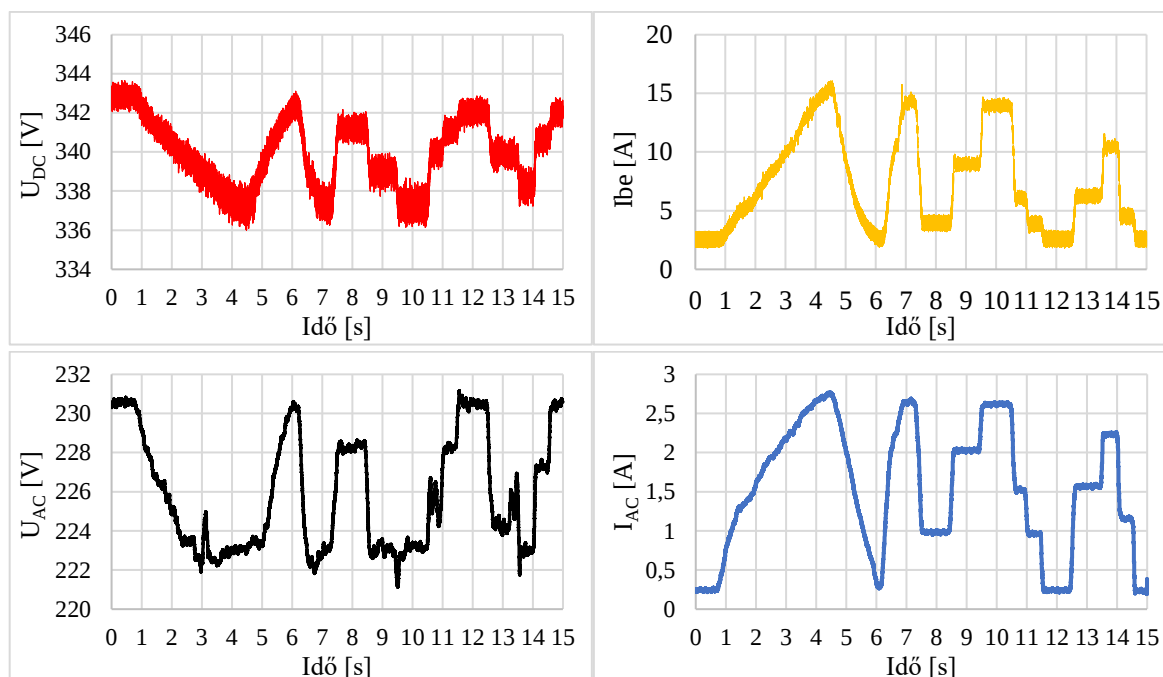


93. ábra: Áramszünet és a terhelések kikapcsolásának mérése

Az első pontnál (1.) a hálózati feszültség kiesik, így csökken az egyenfeszültség. Eközben az LLC konverter dinamikusán bekapcsol és táplálja a közbenső egyenáramú kört, mintegy

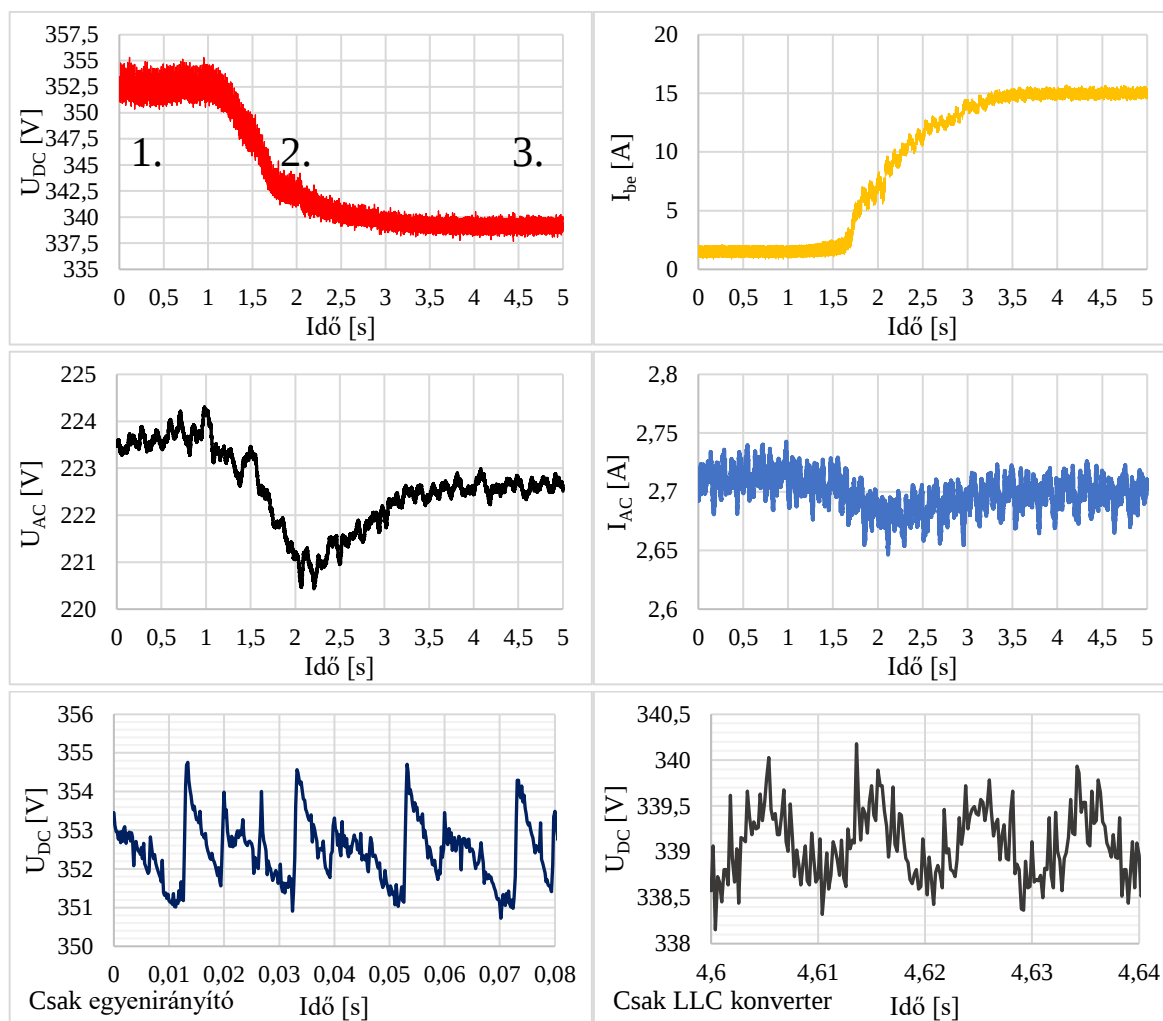
20 A nagyságú áramcsúcsot létrehozva az akkumulátor kimenetén. Ezen a ponton a motor fordulatszáma nem változik, és az egyfázisú fogyasztó továbbra is zavartalanul működik. A második pontban (2.) az egyfázisú fogyasztó kikapcsol, így a közbenső kör feszültsége minimálisan megnő, és a motor továbbra is állandó sebességgel működik. Végül (3.), a motor terhelése nullára csökken, így a motor üresjáratban üzemel tovább, megnövekedik a fordulatszám és enyhén növekszik a közbenső egyenáramú kör feszültsége is. Megfigyelhető, hogy az LLC konverter névleges terhelése és üresjárata között a közbenső egyenáramú kör feszültsége 4,1 V-ot ingadozik. Ez az szabályozó kör állandósult állapotú hibája miatt következik be. Ez csökkenthető a szabályozó dinamikusra hangolásával, azonban nagymértékű feszültségtúllövés alakul ki ekkor, így ez elkerülendő. Összességében az LLC konverter dinamikusán bekapcsol, amikor a tápellátás megszakad. Továbbá a terhelésváltozások által keltett egyenfeszültségű ingadozások nem okoznak káros tranzienseket a terhelések feszültségében és áramában. Az LLC konverter a 16 bites ADC-nek és a jól behangolt szabályozónak köszönhetően a közbenső egyenáramú kör feszültségét stabilan tartja dinamikus igénybevétel esetén is.

A 86. ábrán látható, hogy az egyfázisú inverter kimeneti feszültsége nem változott a bemeneti egyenfeszültség változtatásakor. Az egyfázisú inverter kimenetén, az LC szűrőn és a MOSFET-eken keresztül a feszültség azonban az áram növekedésének hatására csökken. Ezért a terhelési áram növelésével a kimeneti váltakozó feszültség minimálisan csökken. A 94. ábrán látható mérés a közbenső egyenáramú kör feszültségének és az inverter kimeneti feszültségének változását ismerteti a terhelő áramának változtatásának függvényében. A mérés ideje alatt a takarékkapcsolású transzformátor dinamikusán volt állítva, így a hőlégfúvó (fogyasztó) árama változott. Látható, hogy a kimeneti feszültség az árammal arányosan változik. Továbbá a közbenső egyenáramú kör feszültsége is arányosan változik a terhelés nagyságával. A közbenső egyenáramú kör feszültségének csökkenése ismételt a PI szabályozó állandósult állapotú hibájának köszönhető. A feszültség-ingadozás mind az inverter névleges terhelésénél, mind pedig terheletlenül a szabványos határértékeken belül van.



94. ábra: Dinamikus terhelés változtatás

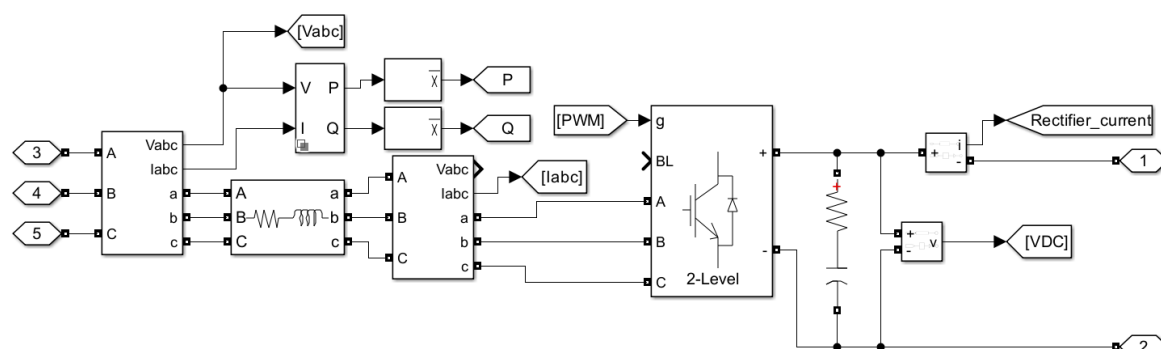
A továbbfejlesztett LLC konverterrel a 95. ábrán látott mérés újbóli elvégzése szükségeszerű, azonban már a kombinált szünetmentes rendszerrel. A három üzemállapot során létrejövő zavarok mérését a 84. ábra mutatja be. A mérés kezdetén csak az egyenirányító táplálja a közbenső egyenáramú kört, majd fokozatosan az LLC konverter veszi át a táplálást, és végül csak az LLC konverter működik. Amikor az LLC konverter átveszi a teljes terhelést (100% zöldáram), az egyfázisú fogyasztón minimális tranziensek lépnek fel. Az LLC konverter 1,5 másodpercnél kezdi táplálni a közbenső kört, és ekkor a feszültség átlagértéke 348 V. Az is megfigyelhető, hogy az egyenirányító működése közben az egyenfeszültség hullámmása nagyobb (az ábrán a feszültség vastagabb). Az egyenirányító működése (0-0,08 s) és az LLC konverter működése (4,6-4,64 s) az ábra alján látható kinagyítva. Az LLC konverter által táplált közbenső egyenáramú kör az egyenirányítóból táplált feszültséghez képest mintegy 40%-os feszültség-hullámmása van. Az ábra jobb alsó sarkában megfigyelhető, hogy 100 Hz frekvencián (az 50 Hz kétszeresénél) feszültség-hullámmás jelenik meg. Ez az egyfázisú inverter működéséből adódik. Az egyenirányító működése esetén minimális aszimmetrikus feszültségcsúcsok vannak a közbenső egyenáramú körben. Ezek a tirisztor aszimmetrikus gyújtásából adódnak.



95. ábra: A három üzemállapot konstans terhelés esetén

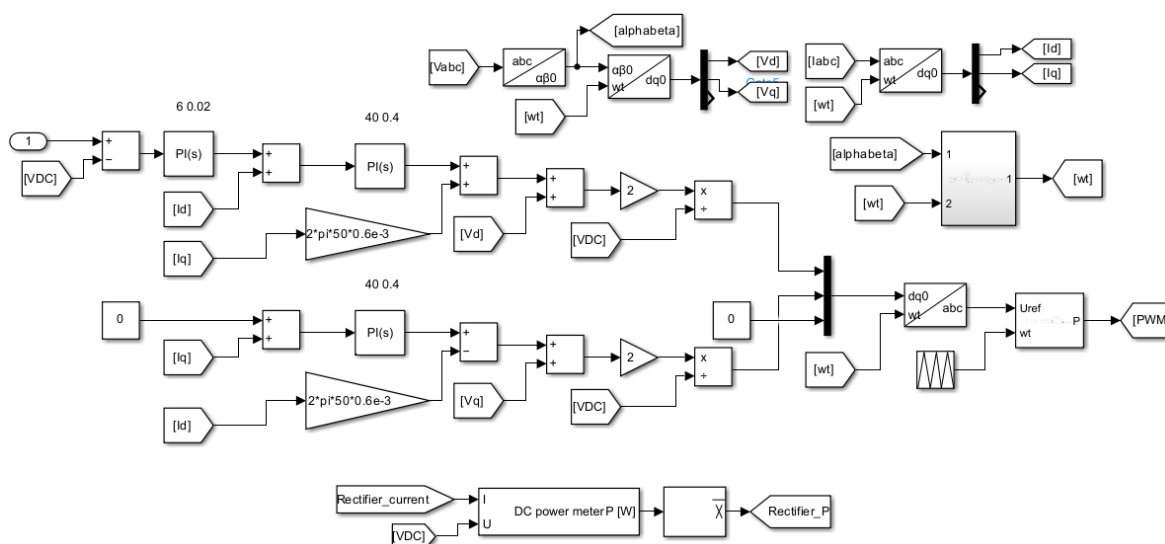
12. Melléklet – Aktív egyenirányító szimulációs elrendezése

Aktív háromfázisú egyenirányító főáramkör Simulinkben, a 96. ábrán.



96. ábra: Háromfázisú aktív egyenirányító főáramkör

Az aktív háromfázisú egyenirányító szabályozókör Simulinkben a 97. ábrán tekinthető meg.



97. ábra: Háromfázisú aktív egyenirányító szabályozókör

13. Melléklet – Identifikálás eredménye

A tirisztoros egyenirányítóval működő hibrid napelemes szünetmentes rendszeridentifikációjának eredménye a 14. táblázatban látható.

14. táblázat: Hibrid napelemes szünetmentes rendszeridentifikáció eredménye

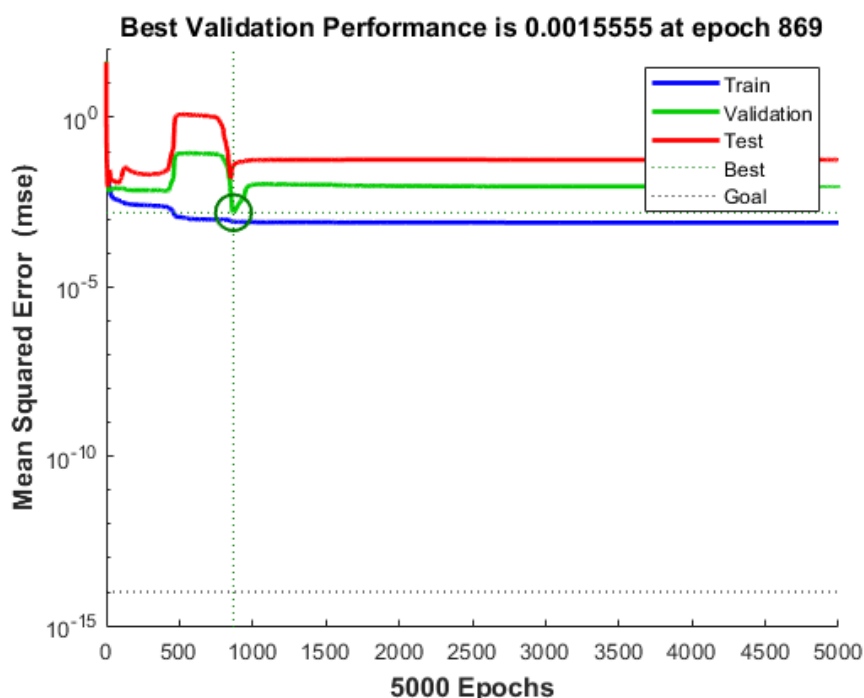
Zöldáram-hányados [%]	Terhelés [Ω]	Akku. feszültség [V]	LLC alapjel [V]	REC alapjel [V]
95	1000	40	351,36	142,165
90	1000	40	351,36	141,71
80	1000	40	351,26	141,22
70	1000	40	351,18	140,88
60	1000	40	351,11	140,58
50	1000	40	350,96	140,33
40	1000	40	350,7	140,15
30	1000	40	349,9	139,92
20	1000	40	349,63	139,75
10	1000	40	348,32	139,57
95	1000	25	357,31	142,02
90	1000	25	357,278	141,688
80	1000	25	357,245	141,189
70	1000	25	357,13	140,85
60	1000	25	357,034	140,574
50	1000	25	356,93	140,33
40	1000	25	356,78	140,122
30	1000	25	356,66	139,916
20	1000	25	356,46	139,741
10	1000	25	356,177	139,574
5	1000	25	356	139,491
95	1000	36	353,03	142,13
90	1000	36	352,97	141,73
80	1000	36	352,9	141,2
70	1000	36	352,85	140,85
60	1000	36	352,77	140,58
50	1000	36	352,66	140,32
40	1000	36	352,52	140,12
30	1000	36	352,31	139,92
20	1000	36	352,05	139,73
10	1000	36	351,18	139,58
5	1000	36	348,86	139,49
95	290	36	354,46	141,51
90	290	36	354,35	140,81
80	290	36	354,14	139,99
70	290	36	353,91	139,42
60	290	36	353,63	138,87
50	290	36	353,29	138,43
40	290	36	352,89	138,03
30	290	36	352,43	137,67
20	290	36	351,89	137,34
10	290	36	351,13	137,01
5	290	36	350,63	136,87
95	290	25	359,888	141,325
90	290	25	359,729	140,8

80	290	25	359,29	140,019
70	290	25	358,836	139,407
60	290	25	358,48	138,89
50	290	25	358,05	138,43
40	290	25	357,56	138,01
30	290	25	357,03	137,658
20	290	25	356,39	137,33
10	290	25	355,55	137
5	290	25	355,01	136,86
95	290	40	352,55	141,56
90	290	40	352,46	140,89
80	290	40	352,24	140,02
70	290	40	352,05	139,39
60	290	40	351,76	138,87
50	290	40	351,44	138,42
40	290	40	351,03	138,02
30	290	40	350,6	137,66
20	290	40	349,98	137,33
10	290	40	349,11	137,03
50	290	30	355,93	138,42
95	645	36	353,44	142,04
90	645	36	353,39	141,49
80	645	36	353,21	140,86
70	645	36	353,06	140,47
60	645	36	352,9	140,1
50	645	36	352,79	139,8
40	645	36	352,54	139,51
30	645	36	352,29	139,28
20	645	36	351,85	139,06
10	645	36	351,73	138,84
5	645	36	350,68	138,74
95	645	25	357,73	141,93
90	645	25	357,65	141,47
80	645	25	357,515	140,86
70	645	25	357,395	140,44
60	645	25	357,25	140,08
50	645	25	357,084	139,788
40	645	25	356,88	139,5
30	645	25	356,63	139,27
20	645	25	356,375	139,046
10	645	25	356,04	138,84
5	645	25	355,76	138,74
95	645	40	351,44	141,96
90	645	40	351,38	141,47
80	645	40	351,37	140,86
70	645	40	351,26	140,44
60	645	40	351,12	140,09
50	645	40	350,9	139,79
40	645	40	350,72	139,54
30	645	40	350,53	139,3
20	645	40	350,14	139,06
10	645	40	349,11	138,85
5	645	40	348,56	138,73
95	467	36	353,75	141,84
90	467	36	353,71	141,28

80	467	36	353,48	140,59
70	467	36	353,39	140,06
60	467	36	353,2	139,66
50	467	36	352,95	139,29
40	467	36	352,72	139
30	467	36	352,41	138,72
20	467	36	351,91	138,46
10	467	36	351,48	138,19
5	467	36	351,09	138,07
95	467	25	358,36	141,82
90	467	25	358,23	141,25
80	467	25	357,97	140,59
70	467	25	357,78	140,06
60	467	25	357,57	139,65
50	467	25	357,35	139,31
40	467	25	357,06	139
30	467	25	356,72	138,71
20	467	25	356,33	138,44
10	467	25	355,88	138,19
5	467	25	355,59	138,07
95	467	40	351,93	141,84
90	467	40	351,85	141,27
80	467	40	351,7	140,58
70	467	40	351,59	140,07
60	467	40	351,38	139,66
50	467	40	351,11	139,31
40	467	40	350,79	139
30	467	40	350,47	138,72
20	467	40	350,13	138,46

14. Melléklet – Neurális háló betanítása

A neurális háló betanítása 5000 tanítási ciklus alatt történt meg. A 98. ábrán látható a tanítási ciklusok során létrejövő négyzetes középhiba (MSE), amelynek minimuma a 896. ciklus során jött létre. A kék görbe mutatja, hogy az ismert adatokon milyen teljesítménnyel működik a neurális háló. A zöld görbe az érvényesítő adathalmazon mért teljesítmény, azaz a hálózat mennyire képes általánosítani új adatokra. A piros görbe a végső teljesítmény jelenti.



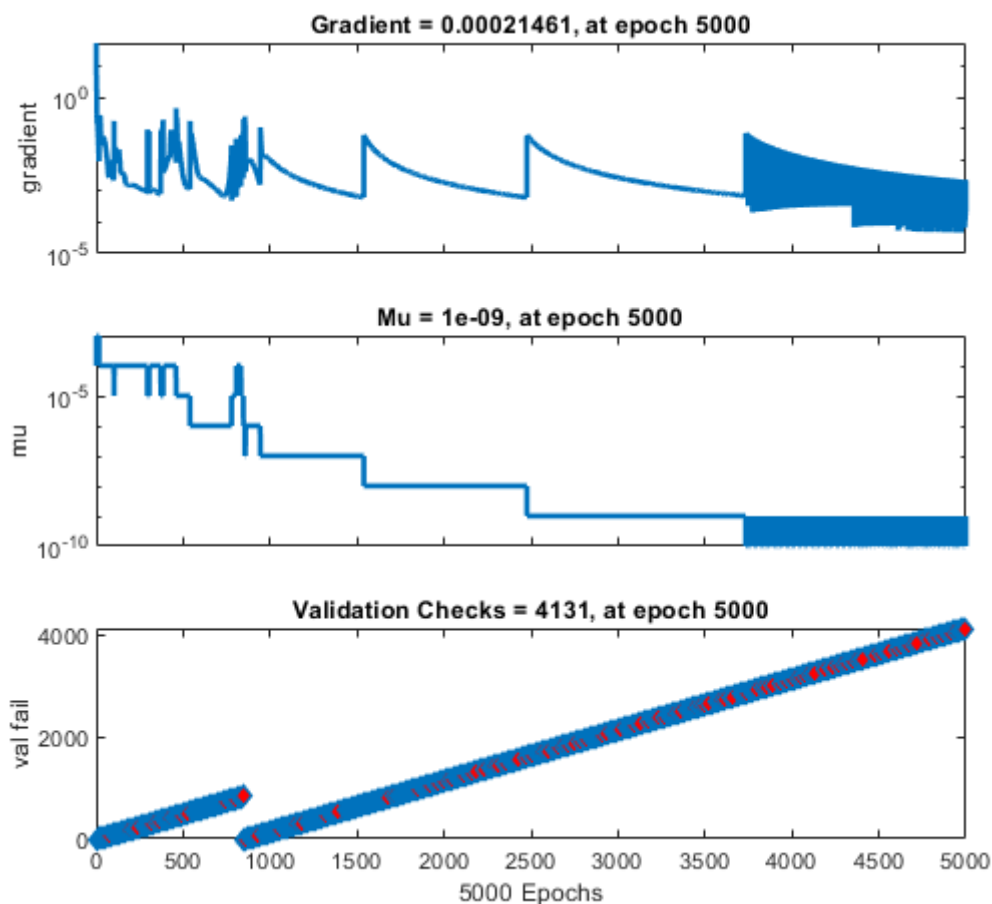
98. ábra: Négyzetes hibák a tanulás előrehaladtával

A következő 99. ábra a tanulás folyamatának különböző aspektusait szemléltetik.

Az első diagram a tanulási gradiens nagyságát ábrázolja az epochák függvényében. A gradiens azt mutatja meg, hogy a súlyok hogyan változnak az optimalizálási algoritmus hatására. Az ábra szerint a gradiens értéke az epochák előrehaladtával fokozatosan csökken, jelezve, hogy a hálózat közeledik az optimális megoldáshoz. Az 5000. epochában a gradiens értéke 0.00021461, amely nagyon alacsony, tehát a hálózat már közel áll a konvergenciához.

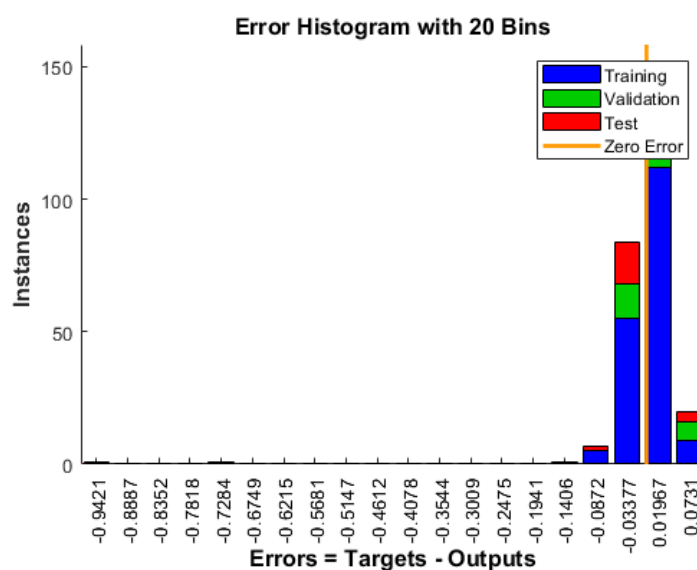
A második diagram a μ értékét ábrázolja, amely a Levenberg-Marquardt algoritmusban használt adaptív paraméter. Ez az érték az epochák során változik, hogy finomítsa a tanulást. Az ábra szerint a μ értéke az epochák előrehaladtával csökkent, és az 5000. epochában $1e-09$ értéket vett fel, ami a tanulás finomhangolására utal.

A harmadik diagram az érvényesítési ellenőrzések számát mutatja. Ezek azt jelzik, hogy az érvényesítési hiba hányszor növekedett az epochák során. Az ábra szerint az 5000. epochára az érvényesítési ellenőrzések száma 4131, ami azt mutatja, hogy az érvényesítési hiba már nem csökkent tovább. Ez lehet annak a jele, hogy a modell túllépte az optimális tanulási szakaszt.



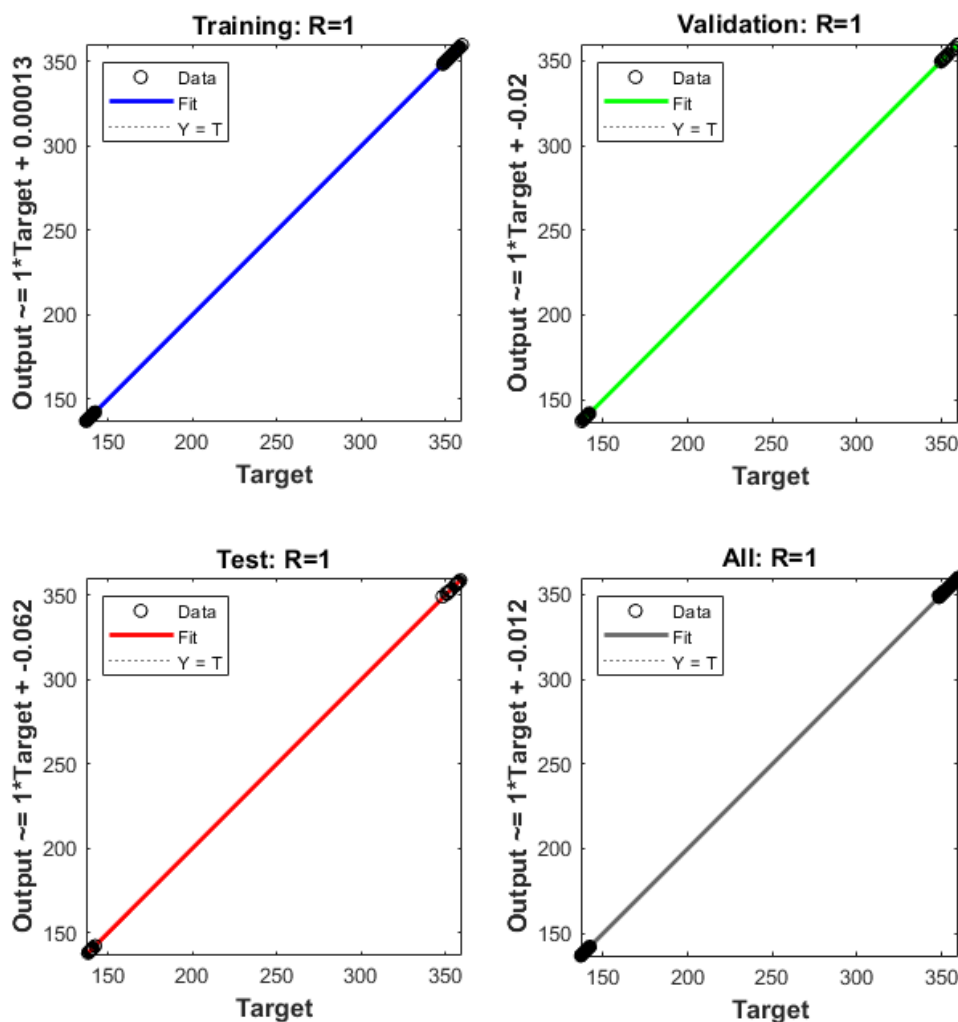
99. ábra: A tanulási folyamat különböző aspektusai

A 100. ábra az Error Histogram (hiba-hisztogram), amely azt mutatja meg, hogy a neurális hálózat kimeneti értékei mennyire térnek el a valós célértékektől (target). A hisztogram a hibákat (Errors = Targets - Outputs) osztályokba (bins) rendezi, és a különböző adathalmazokhoz (Training, Validation, Test) tartozó hibák előfordulási gyakoriságát szemlélteti.



100. ábra: Hiba-hisztogram

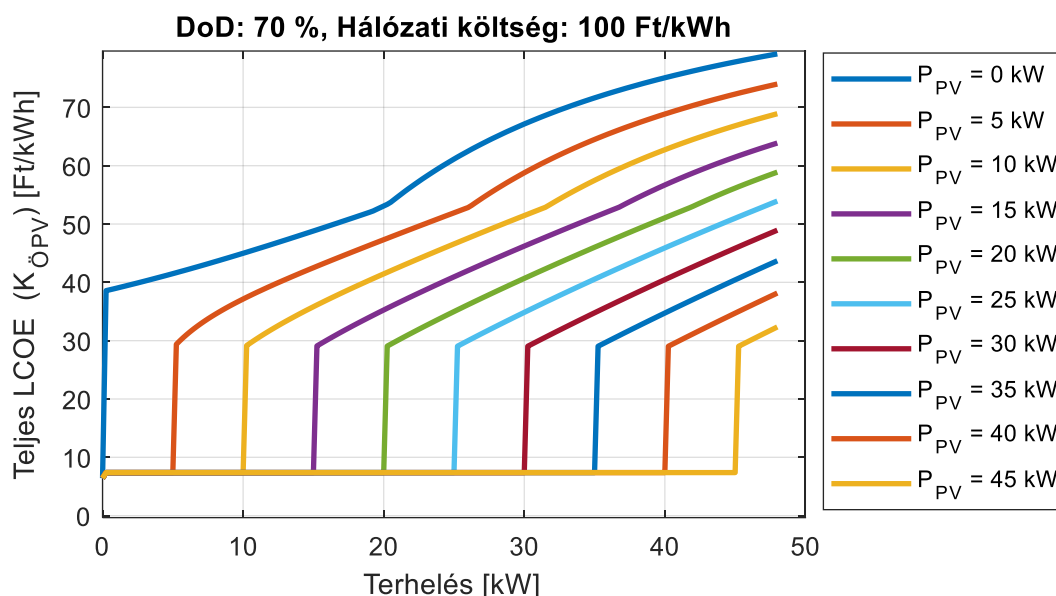
A 101. ábra a neurális hálózat regressziós analízisének eredményeit mutatja be a különböző adathalmazokon (Training, Validation, Test, All). A regressziós analízis azt vizsgálja, hogy a hálózat kimenetei (Output) mennyire egyeznek meg a célértékekkel (Target). Az R érték a korrelációs együttható, amely a célértékek és a kimenetek közötti kapcsolat erősségét jelzi.



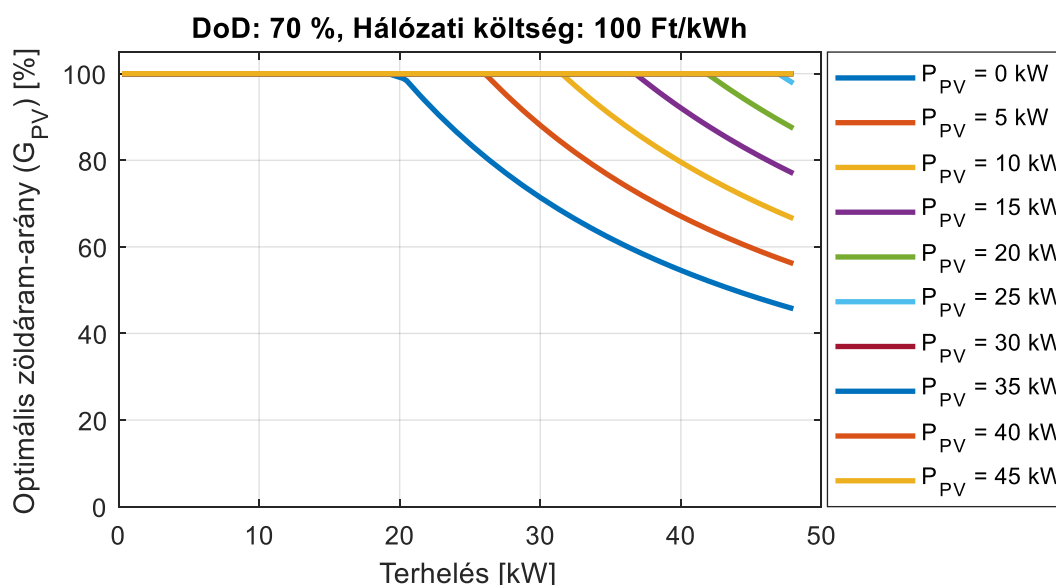
101. ábra: Regressziós analízis eredményei

15. Melléklet – Energiamenedzsment kimutatások

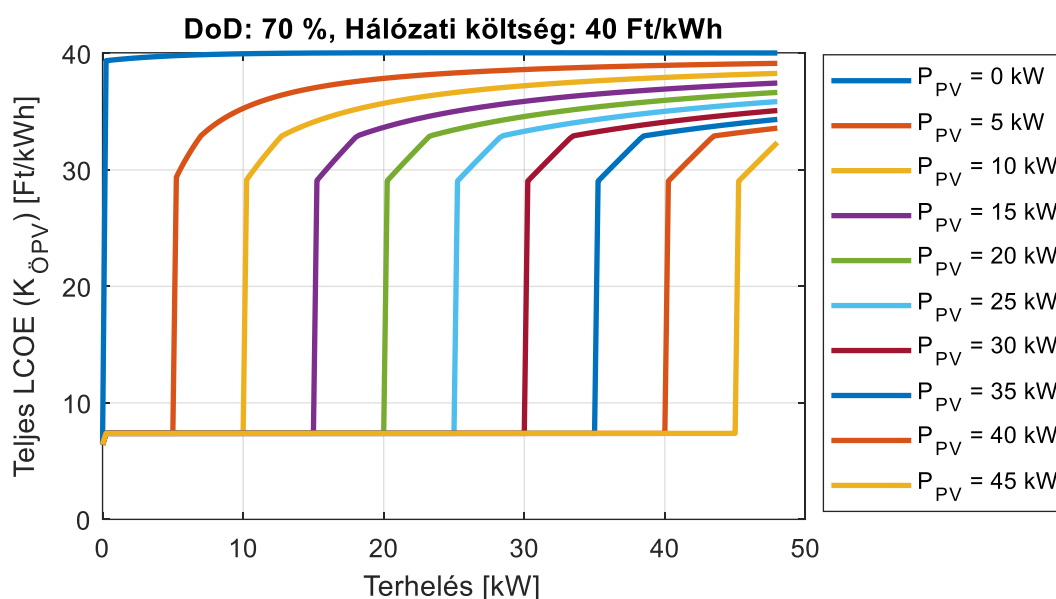
Az optimalizált dinamikus energiamenedzsment rendszerhez tartozó további kimutatások a következő ábrákon láthatók (102-108. ábra).



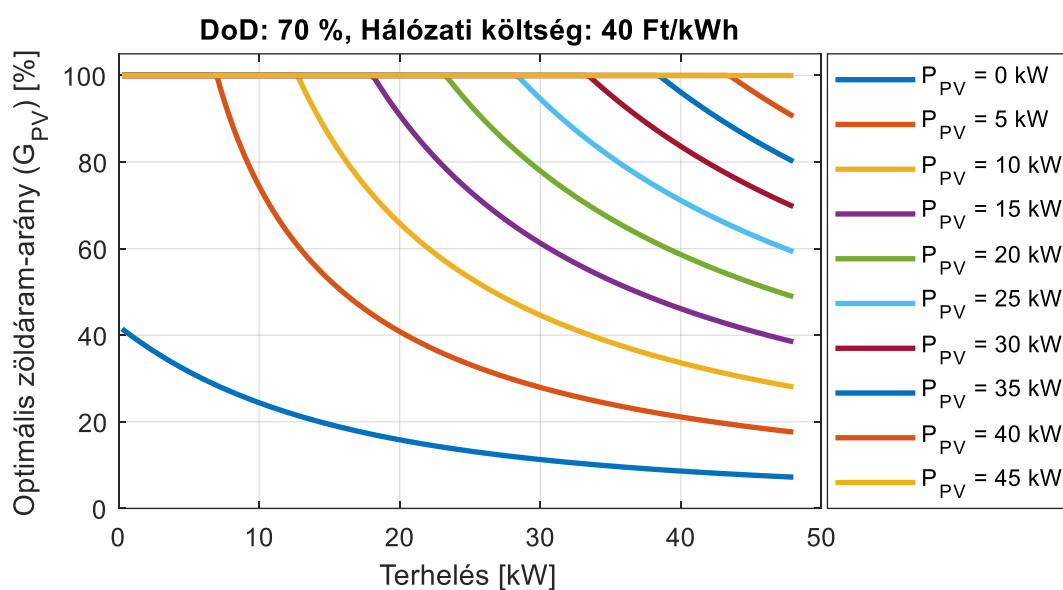
102. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol $\text{DoD} = 70\%$ és a $K_{\text{grid}} = 100 \text{ Ft/kWh}$



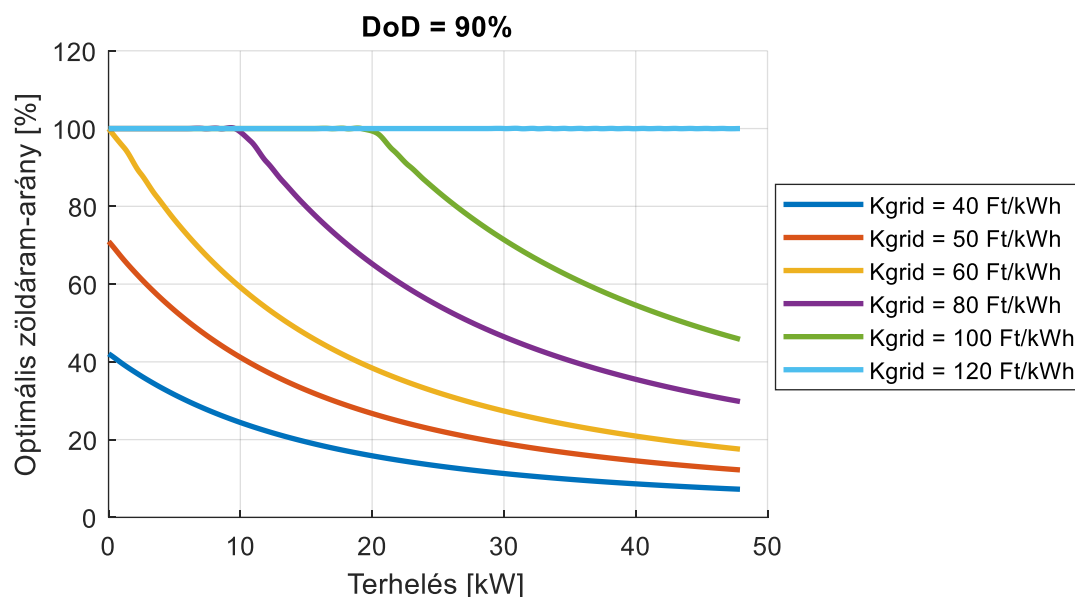
103. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol $\text{DoD} = 70\%$ és a $K_{\text{grid}} = 100 \text{ Ft/kWh}$



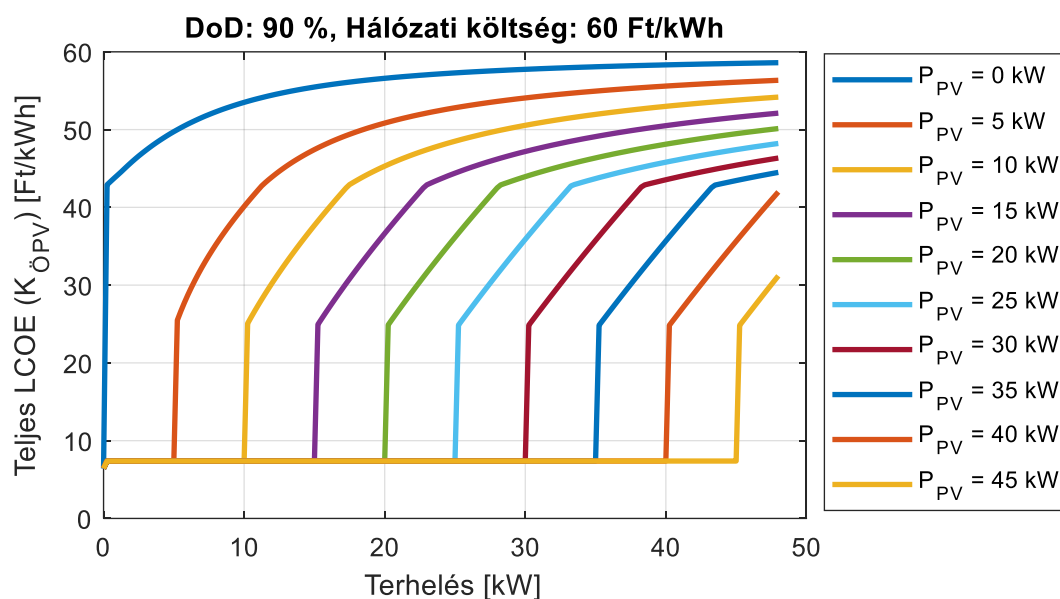
104. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol $\text{DoD} = 70\%$ és a $K_{\text{grid}} = 40 \text{ Ft/kWh}$



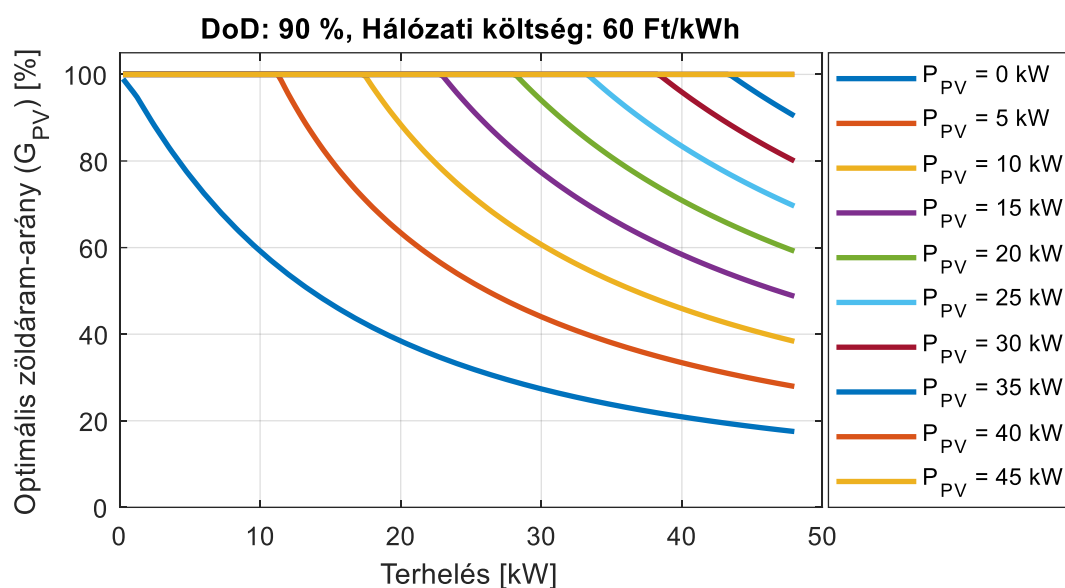
105. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol $\text{DoD} = 70\%$ és a $K_{\text{grid}} = 40 \text{ Ft/kWh}$



106. ábra: Optimális zöldáram-hányadosok különböző hálózati energiadijak és terhelések esetén, amennyiben a napelem éppen nem termel



107. ábra: Összesített LCOE a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol $DoD = 90\%$ és a $K_{grid} = 60$ Ft/kWh



108. ábra: Optimális zöldáram-hányados a terhelés függvényében, különböző napelem termelések esetén, ahol $DoD = 90\%$ és a $K_{grid} = 60$ Ft/kWh