

**TDK dolgozat**

**Műholdfedélzeti analóg három üzemmódú  
energiaszabályozó egység fejlesztése**

**Gorócz Vilmos Gábor, IV. Vill.**  
gorocz@mht.bme.hu

**Konzulens:**

**Dr. Szabó József**  
szabo@mht.bme.hu

**Kocsis Gábor**  
gabor.kocsis@mht.bme.hu

**Váradi Zsolt**  
varadi@mht.bme.hu

**Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan tanszék**

**2011.10.28.**

# Tartalomjegyzék

1. Bevezetés.....	3
1.1. Az ESEO program .....	4
1.2. Az ESEO műhold .....	5
2. Az ESEO műhold energiaellátó rendszere .....	7
2.1. Az AUX panel .....	9
2.2. A PCU felépítése .....	10
2.3. A PPDU felépítése.....	11
2.4. Az SPPR felépítése és működése.....	12
3. A napelem illesztő konverter.....	16
3.1. Az energiatároló tekercs méretezése.....	16
3.2. Szűrő méretezése a bemeneten és a kimeneten.....	23
4. Szabályozó áramkörök .....	27
4.1. Maximal power point tracker – MPPT .....	27
4.2. CC/CV szabályozók.....	32
5. Kétmodulos fejlesztési tapasztalatok .....	39
6. Tesztkörnyezet kialakítása .....	43
6.1. Az akkumulátor szimulátor.....	43
6.2. Napelem szimulátor .....	44
7. Mérési eredmények .....	46
7.1. Egymodulos statikus mérés .....	46
7.2. Egymodulos dinamikus mérés .....	49
7.3. Kétmodulos statikus mérés .....	52
7.4. Kétmodulos dinamikus mérés.....	53
8. Összefoglalás.....	54
9. Irodalomjegyzék.....	55
10. Melléklet.....	56

# 1. Bevezetés

Egyetemünk 2005-ben bekapcsolódott az Európai Űrügynökség (ESA) egy oktatási célú programjába, melyben jelenleg 3 hallgatói csoport dolgozik egy föld körüli pályára tervezett műhold, az ESEO (European Student Earth Orbiter) fejlesztésén. A magyar hallgatói csoportok egyike – melynek én is tagja vagyok – az ESEO műhold energiaellátó rendszerét (EPS) fejleszti. A csoporton belül bekapcsolódtam az energiaforrások kezelését végző egység megtervezésébe, felépítésébe és tesztelésébe. Az áramkör bonyolultsága abban is megmutatkozik, hogy a napelemek munkapontjának megfelelő beállításával az összetett vezérlőkör képes megoldani a maximális teljesítményű munkapont követést, az akkumulátor konstans áramú és konstans feszültségű töltését egyetlen beavatkozó eszköz segítségével, amire a műholdas energiaellátó rendszerek esetében még nem volt példa. A dolgozat beadásakor már elkészült két energiakezelő modul, melyen már el tudtam végezni a párhuzamos működés vizsgálatát a dinamikus üzemmód váltások alatt is.

TDK dolgozatomban bemutatom az ESEO programot, majd ismertetem az energiaellátó rendszer felépítését. Részletesen ismertetem a megtervezett áramköröket, a méréshez szükséges tesztkörnyezet kialakítását. A mérési eredmények alapján következtetéseket vonok le és kijelölöm a továbblépés irányait.

## *1.1 Az ESEO program*

A műhold fejlesztését az ESA korábban, 2000-ben indította oktatási céllal az SSETI (Student Space Exploration & Technology Initiative) program részeként, amivel számos európai egyetem hallgatójának kínált lehetőséget arra, hogy valós űrmisszióba kapcsolódjon be. A programban egyetemi hallgatócsoportok vesznek részt, melyek feladata az egyes alrendszerek, technológiai és tudományos kísérletek kifejlesztése. A különböző országokban működő csapatok munkáját kezdetben az SSETI szervezet koordinálta. A program átszervezése után azonban az ESA a műhold fejlesztésének irányításával egy külső űripari céget, a Carlo Gavazzi Space-t (CGS) bízta meg. A CGS a rendszermérnökkel és a mögötte felsorakozó szakértő gárdával együtt irányítja és tartja kézben a diákcsoportok munkáját. Jelenleg 13 egyetem vesz részt a misszióban, köztük a BME is, ahol a műhold energiaellátó rendszerét, és két tudományos kísérletet, egy plazmadiagnosztikai szondát fejlesztünk az Űrkutató Csoport szakmai támogatásával valamint egy TriTel 3D űrdozimetriai teleszkópot a KFKI és GGKI kutatóinak közreműködésével.

A fejlesztés jelenlegi fázisában már definiáltak a műhold legfontosabb követelményei: a műholdpálya, az élettartam, a fedélzeti alrendszerek funkciói, a tudományos és technológiai kísérletek. A Preliminary Desing Review (PDR) záró dokumentumát ez év januárjában aláírta az ESA.

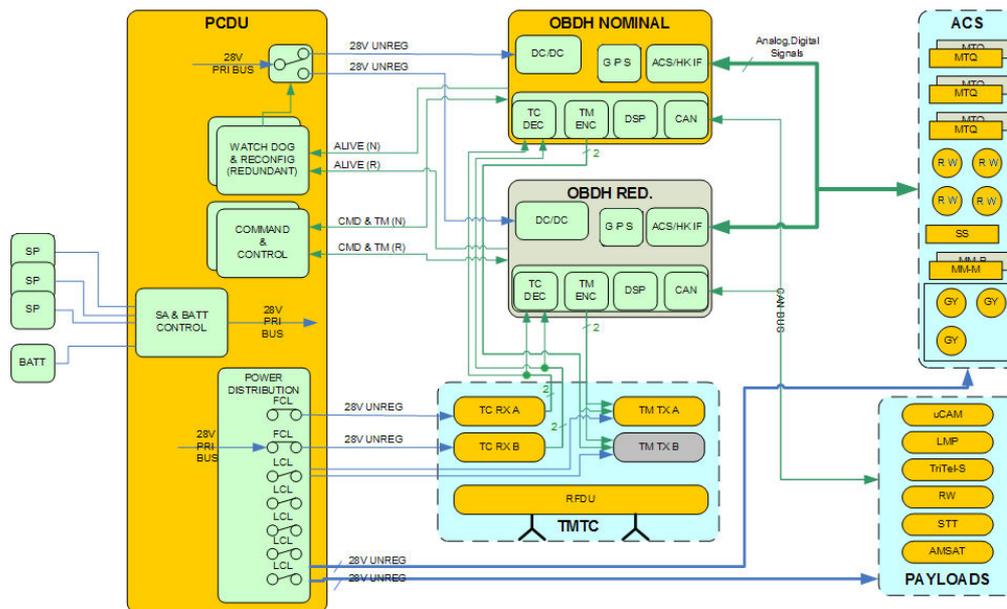
A 120kg-os, 90cm élhosszúságú kocka alakú műhold napszinkron LEO pályán fog repülni 520 km-es magasságban, közel másfél óra keringési idővel. A pálya kiválasztásánál fontos szempont volt, hogy a hold legkésőbb 25 év múlva visszatérjen a légkörbe, eleget téve ezzel az űrszemétre vonatkozó szabályozásnak. A repülés első fél éve alatt periodikusan, egy jól meghatározott szekvencia szerint kapcsolják be és működtetik az egyes egységeket, kísérleteket. Ezt a 28 keringésből álló periódust nevezik egy tudományos ciklusnak. A tudományos ciklusban egy keringéstől eltekintve a műholdat úgy orientálják, hogy napelemtáblái mindig a Nap felé néznek (Sun pointing). Az orientációt csak a plazmadiagnosztikai mérés idejére változtatják meg, amikor a hold egyik oldalát a Föld felé fordítják (Nadir pointing).

A 6 hónap letelte után az összes kísérlet leállítják, de földi parancsra minden újra bekapcsolható marad. Majd a műhold degradációjától függően – maximum 2 éves működés után – földi parancsra a fedélzeti számítógép is lekapcsol, és csak a Telecommand rendszer, az Amsat egység és az energiaellátó rendszer fog működni. Ekkor a műhold rádióamatőr

átjátszóként funkcionál. A misszió végén biztonsági okok miatt az összes energiaforrást végérvényesen le kell kapcsolni.

## 1.2 Az ESEO műhold

Aműhold felépítését az 1. ábra blokkvázlatának segítségével mutatjuk be [7].



1. ábra

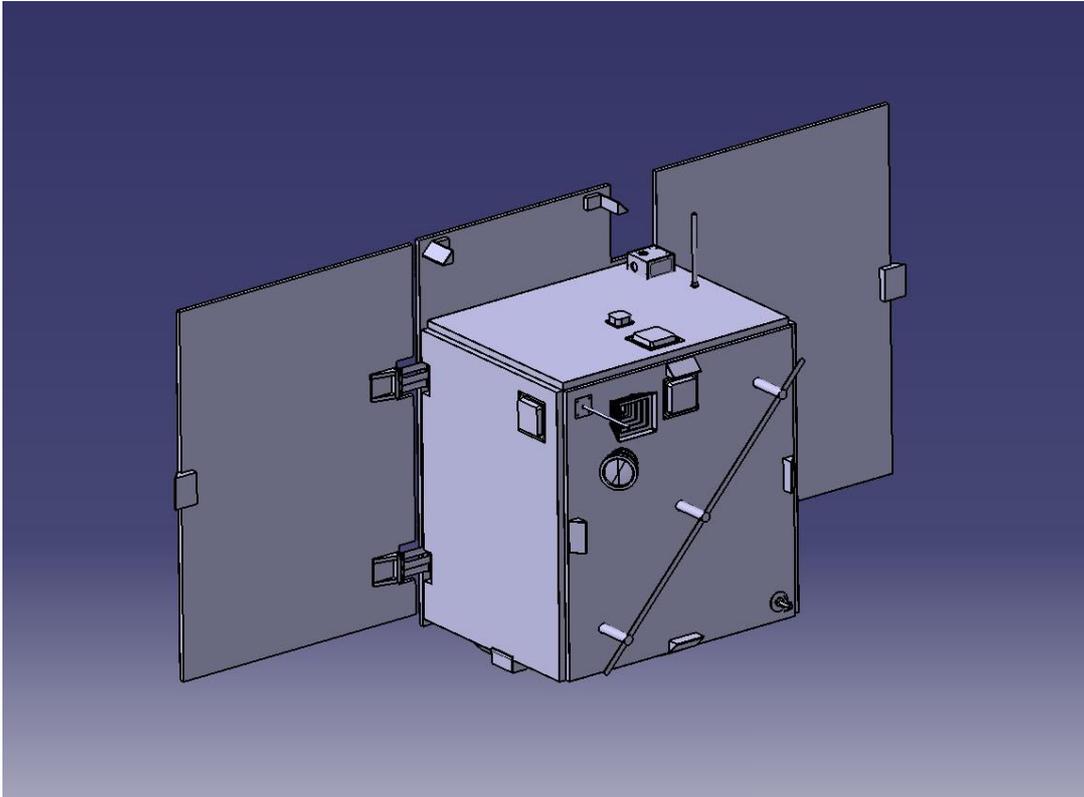
- Az energiaellátó rendszer (PCDU) a nyitható napelemtáblákkal (SP), napra tekintő repülési módban mintegy 325W-os teljesítménnyel képes energiát szolgáltatni a fedélzeti rendszereknek.
- A műholdon két hidegtartalékolt fedélzeti számítógép lesz, melyek CAN buszon, illetve RS422-es soros vonalon kommunikálnak a többi fedélzeti egységgel (OBHD Nominal és Redundant). Azt, hogy melyik számítógépet kell bekapcsolni az energiaellátó rendszer Reconfig. egysége dönti el autonóm módon, amely direkt földi paranccsal is vezérelhető.
- A műholdon nincs hajtómű, csak stabilizátor és pozicionáló rendszer (ACS), amely 4 lendkerékből, három elektromágnesből és 3 giroszkópból áll. A pozicionálást napszenzorok, mágneses szenzorok és GPS segítik.

- A redundáns kommunikációs rendszer (TMTC – Telemetry, Telecommand) az S sávban (2,4GHz) működik, de a VHF és az UHF sávban is lesz rádiós link az Amsat egység részeként.
- Az 1. ábrán nincs feltüntetve hőmérsékletszabályozó rendszer, ugyanis a műholdon passzív hőmérsékletszabályozást alkalmaznak, amely megfelelő hővezető és szigetelő burkolatokkal lesz megvalósítva.

Két tudományos és három technológiai kísérlet is helyet kap az ESEO-n:

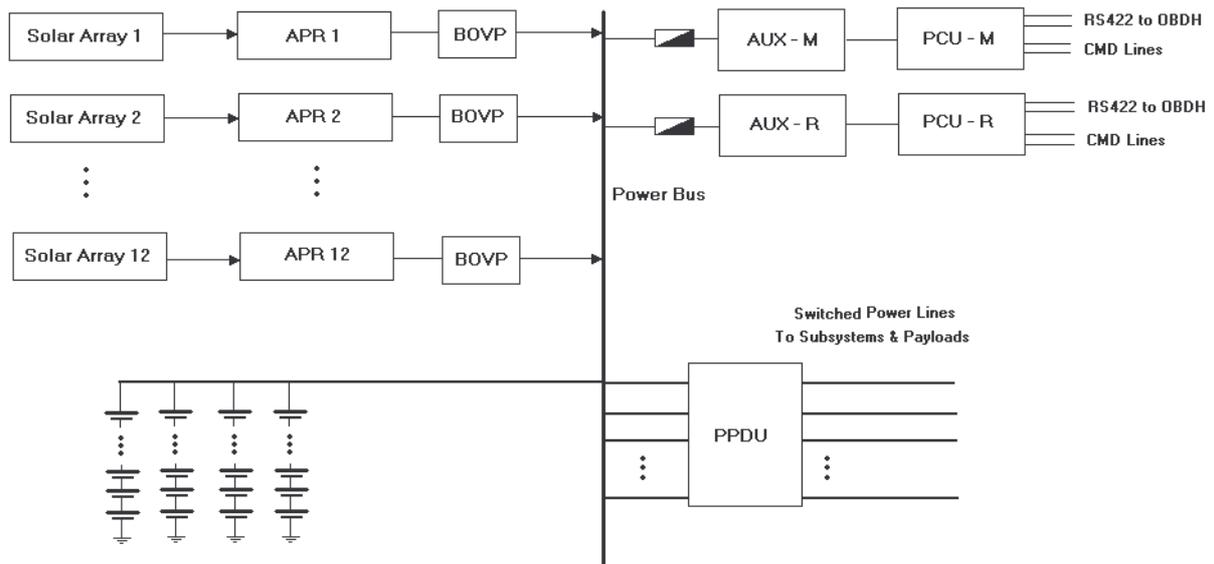
- A Star Tracker egy technológiai kísérlet, amely oly módon szolgál a műhold helyzetének meghatározására, hogy a csillagokról készült fényképeket összehasonlítja az adatbázisában tárolt adatokkal.
- A másik tudományos kísérlet egy lendkerék, melynek stabilizálási feladata van.
- Egy nagy látószögű kamera ( $\mu$ Cam), mint technológiai kísérlet a Föld felszínéről fog képeket készíteni.
- Az egyik tudományos kísérlet a plazmadiagnosztikai szonda (Langmuir Probe - LMP), szintén a BME-n készül.
- A másik tudományos kísérlet a TriTel 3D űrdozimetriai teleszkóp, amely a kozmikus sugárzás összetételét vizsgálja.

## 2. Az ESEO műhold energiaellátó rendszere



2. ábra

A műhold elsődleges energiaforrása 3 napelemtábla, melynek néveleges teljesítménye 325W. Közülük egy a műhold oldalára van felszerelve, a másik kettő nyitható szárnyakon helyezkedik el. A kinyitott egy síkban elhelyezkedő, egy irányba néző napelemtáblák a műhold megfelelő orientálásával lesznek a Nap felé fordítva. A műholdon az energiatárolást egy Li-ion cellákból álló, ürminősített akkumulátorral oldják meg, amely 8S4P felépítésű, azaz egyenként 8 sorba kapcsolt cellából álló 4 sztringet kötnek párhuzamosan. Így az akkumulátorfeszültség egy cella feszültségének a 8-szorosa lesz. Figyelembe véve, hogy egy cella feszültsége 3,2V és 4,1V között változhat, a buszfeszültség 25V és 33V között változhat. Az alábbi 3. ábrán az energiaellátó rendszer elvi blokkvázlata látható [6],[7].



3. ábra

Az ábra központi részén elhelyezkedő energiabuszra (Power Bus) csatlakoznak az akkumulátorok, az energiaellátó rendszer vezérlője (PCU – Power Control Unit), valamint az energia-elosztó egységen (PPDU – Power Protection and Distribution Unit) keresztül az összes fedélzeti rendszer. Az egyes egységek tápfeszültsége a buszra közvetlenül csatlakoztatott akkumulátor feszültségével egyezik meg. Tehát az ESEO-n szabályozatlan buszfeszültségű architektúrát alkalmazunk, mivel a buszfeszültség az akkumulátorok töltöttségének függvényében változik. A rendszer tervezése, a blokkvázlat kialakítása során a legfontosabb szempont a megbízhatóság volt, ami az egyes egységek redundanciájából is látható. Ez minden üreszközök esetén általánosan is igaz, ugyanis egy-egy ürbe tervezett eszközt általában egyedi tervezéssel, és építéssel állítanak elő, ami növeli a meghibásodás valószínűségét. A tesztek során a működési környezetet – a világűrt – nem lehet tökéletesen szimulálni, illetve a start utáni meghibásodások kijavítására csak nagyon ritka esetben van lehetőség. Mindezek mellett a fejlesztések általában igen magas költsége is indokolja a megbízhatóság növelését. Az ESEO műhold energiaellátó rendszerében a megbízható működést megfelelő alkatrészválasztás, az egyes áramkörök túlméretezése (derating) és a tartalékolása biztosítja.

## 2.1. Az AUX panel

Az AUX panelen található az energiaellátó rendszer több fontos részegysége. Ez az oka, hogy itt kapott helyet a két nagy megbízhatóságú tápegység, amely az AUX panel áramköreinek és a PCU egységnek állítja elő a működéshez szükséges energiát.

Fontos részegység a műhold passzivációs áramköre, amely a napelemek végleges szeparációjával energiamentes állapotot hoz létre a műholdon. Ezt úgy érzük el, hogy a busz túlfeszültség védelmi áramkör (BOVP) és az napelemeket illesztő szabályozó (APR) vezérelt kapcsolóelemét véglegesen lekapcsoljuk megszakítva ezzel a napelemek felől érkező energia útját. A napelemeket tesztelés közben, a start folyamata során és a műhold „élete” végén is tudni kell szeparálni. Tesztelési fázisban a műhold már össze van szerelve, így szükség van egy külső beavatkozási lehetőségre (umbilical csatlakozás), amellyel ki lehet kapcsolni a napelemeket. Start előkészítéskor és a fellövés után a szeparációig az is követelmény, hogy az energiaforrások le legyenek választva, hogy még véletlenül se kezdjen el működni fellövés közben a műhold. Amikor a műhold leválik a hordozójáról, akkor megfelelően tartalékolt kontaktus megszűnik, ezzel a napelemek és az akkumulátor az energiabuszra kapcsolódnak. A műhold „élete végén” pedig azért fontos a szeparáció, hogy ne hagyjunk „aktív” ürszemetet hátra, ami véletlenszerűen adásokat indít, megzavarva ezzel más közeli üreszközöket. Ezt a legvégső állapotot nevezzük a műhold passzivációjának. A többszörösen biztosított passzivációs parancs "felkészülni / vigyázz / start" elven alapul, a PCU-hoz az OBDH-től direkt vezetéken érkezik a misszió végén. A parancs hatására az AUX panelen levő passzivációs áramkör tartalékolt mágneses reléi véglegesen lekapcsolják és folyamatosan lekapcsolva tartják a szeparációs áramkörök segítségével a napelemeket az energiabuszról.

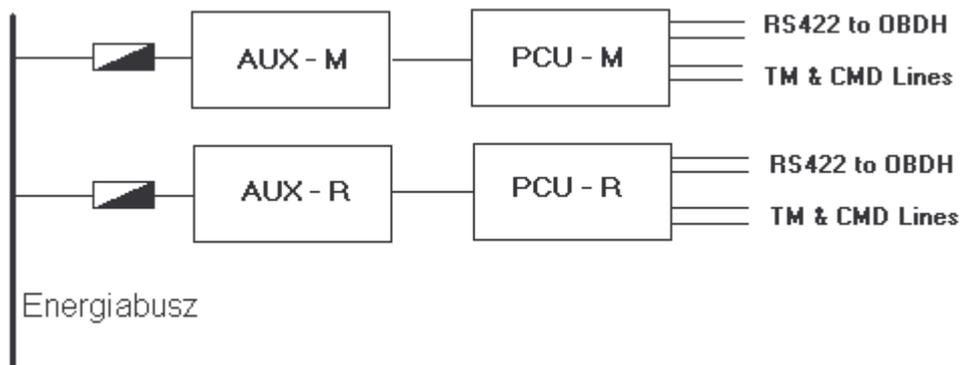
Az akkumulátor szeparációja (Battery Separation Driver a 3SW kapcsolóval) a napelem szeparációs rendszeréhez hasonló elven épül fel, azzal az eltéréssel, hogy a misszió végén az akkumulátort nem kell passziválni, a napelemek leválasztása után az akkumulátor a buszterhelések hatására lemerül. A teszteléskor az akkumulátor kapcsolható kell legyen és természetesen a start előtt biztosítani kell az akkumulátor feltöltött állapotát. Start folyamat idején szeparálni kell az akkumulátort is és csak a hordozóról való leváláskor, a napelemmel egy időben fog az energiabuszra végleg rákapcsolódni.

Az ACR (Actual Config Register) ugyancsak mágneses reléből megfelelő redundanciával felépített 1 bites tároló, amely azt az információt tárolja, hogy a műhold korábbi működésekor a hidegtartalékolt központi számítógépben a main vagy a redundáns egység volt bekapcsolva. A műhold így „nem felejt el” előző állapotát, és a kikapcsolás előtti állapotból tudja folytatni a missziót. Ennek az 1 bitnek olyan nagy megbízhatóságúnak kell lennie, hogy a műhold energiamentes állapotában is tárolni legyen képes az információt. Tekintettel a sugárzási követelményekre ezt az 1 bites tárolót is 3 darab, bistabil DPDT relével valósítottuk meg, a passzivációs tárolóhoz hasonlóan.

Az AUX panelre kerültek az energiaellátó rendszer CC és CV üzemmódjait kiszolgáló analóg erősítők, melyek kialakításával és méretezésével a 4. fejezetben részletesen foglalkozunk. A panel rendszertechnikai szempontból központi elhelyezkedése miatt itt helyeztük el a BUSZ kapacitást és az akkumulátor töltő és kisütő áramának érzékelő ellenállásait is.

## 2.2.A PCU felépítése

A PCU feladata, hogy kapcsolatot teremtsen a központi számítógép (OBDH: On Board Data Handling) és az energiaellátó rendszer között. A PCU egység fő része két melegtartalékolású FPGA, amelyek egymástól függetlenül működnek, vezérlőjeleik összegezve vannak. Mindig az az FPGA fog kommunikálni, amelyiket az OBDH „megszólítja”. A PCU egység telemetriaadatokat is szolgáltat az OBDH felé. Mindkét FPGA-hoz tartozik egy-egy AD konverter, melyek segítségével az analóg telemetriaadatokat (áram- és feszültségértékeket) mintavételezzük, amit ezután az FPGA már digitális formában küld az OBDH felé.

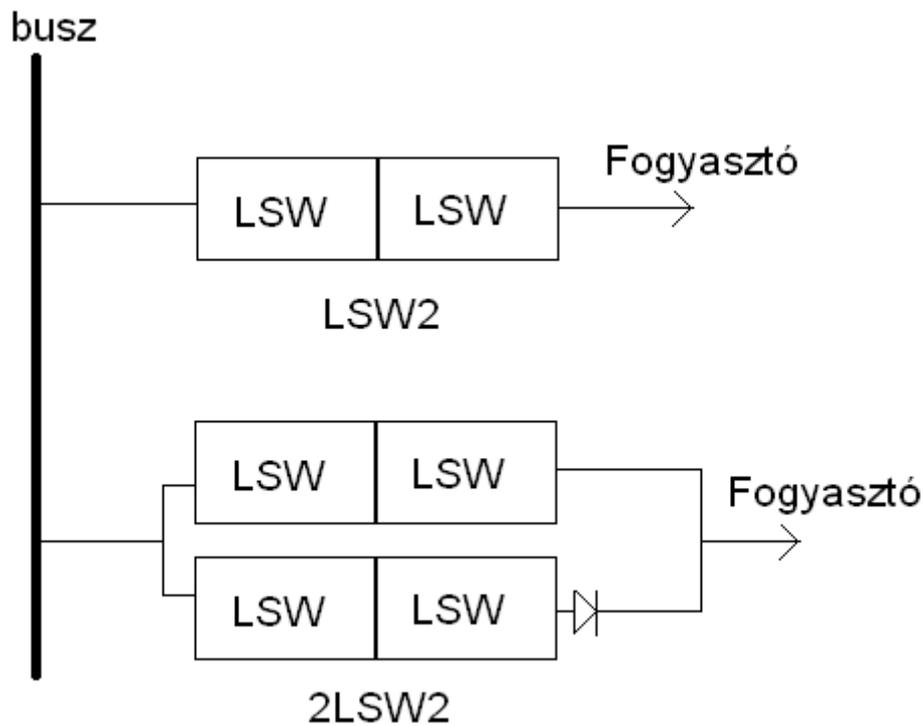


4. ábra

Az FPGA áramkörökből sugárzás tűrő típusok (Radiation tolerance) kerülnek fel a repülő példányra, melyek elviselik a misszió során a specifikált sugárterhelést. A PCU egység az AUX panelről kapja a tápellátást, amely redundáns, azaz az egyik tápegység meghibásodása esetén a másik tápegységre csatlakozó FPGA még működni fog.

### 2.3. PPDU felépítése:

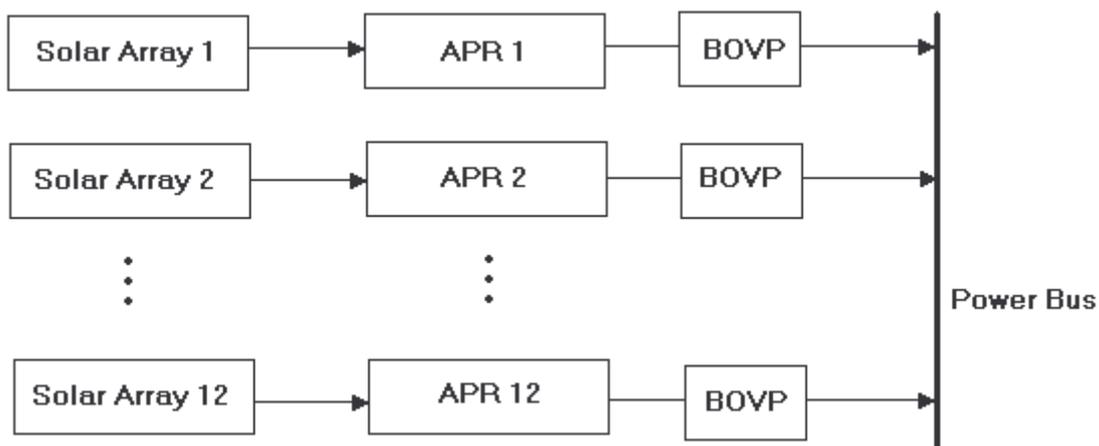
A PPDU (Power Protection and Distribution Unit) egység feladata, a fedélzeti terhelések csatlakoztatása az energiabuszhoz, miközben biztosítja annak védelmét a terhelések esetleges meghibásodása vagy teljes rövidzárba kerülés miatt fellépő túláramok ellen. A limiter kapcsolókat (LSW) a PCU egység vezérli, a műhold egyes egységei ezeken keresztül kapcsolódnak az energiabuszra. A nagy megbízhatóságot 2 darab LSW soros kapcsolásával érhetjük el, így ha az egyik LSW meghibásodik és nem korlátozza az áramot, vagy rövidzárba megy, akkor a soros LSW még képes leválasztani az adott egységet. Nem tartalékolt egységek két párhuzamos LSW2-vel kapcsolódnak a buszra, így egy kapcsoló megszakadásakor a párhuzamos ág biztosítja a tápellátást. Ebben az esetben az egyik ág tartalmaz egy diódát, így hibamentes esetben biztosan az az LSW2 fog szabályozni, melynek ágába nincs dióda, de egy pont meghibásodása esetén a „diódás” LSW2 is képes limitálni az áramot. A fogyasztó rövidzárba kerülése után az áramkorlátozás viszonylag gyorsan fellép, és a kapcsoló túlterhelést jelez a PCU-nak. Ha a korlátozás 10ms-nál hosszabb ideig fennáll a PCU lekapcsolja az adott egységet.



5. ábra

## 2.4. Az SPPR felépítése és működése

Az SPPR (Solar Panel Power Regulator) feladata, hogy a napelem cellákat illessze az energiabuszhoz. Az SPPR 12 független kapcsolóüzemű tápegységből (APR), illetve a hozzátartozó szabályozókból (MPPT,CC,CV) és a túlfeszültség védelemből (BOVP) áll. Az SPPR áramköreiben nem kell külön redundanciát alkalmazni, hiszen egy blokk meghibásodása esetén az energia 1/12-ed része veszik el, amit előzetes egyeztetések alapján a misszió vezetői elfogadtak. A BOVP áramkörök feladata, hogy egy APR meghibásodás esetén megakadályozzák, hogy a meghibásodott egység a busz feszültségét megemelje.

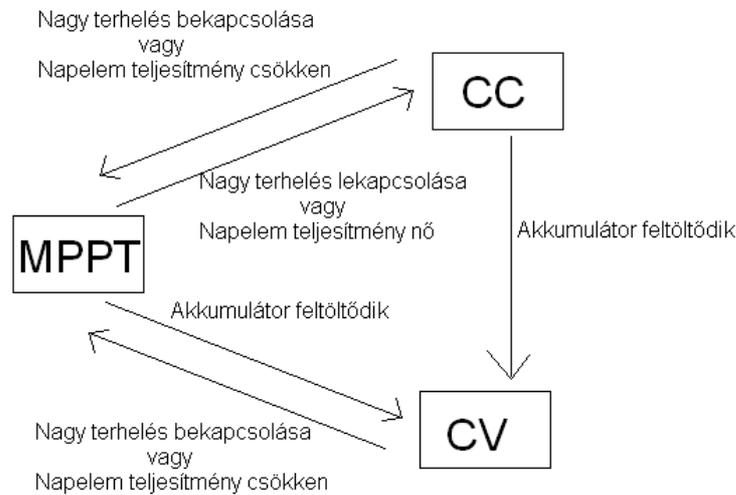


6. ábra

### A szabályozás menete

A napelem cellákból érkező energia egy feszültségcsökkentő, Buck konverteren keresztül (APR : Array Power Regulator) kapcsolódik az energiabuszra. A konvertereket három szabályozó vezérelheti: az MPPT (Maximum Power Point Tracker), a CV(Constant Voltage) vagy a CC(Constant Current) szabályzók. Az MPPT mindig a maximális teljesítményű munkapontba igyekszik vezérelni a konvertert. Ha a napelemek által maximálisan leadható energia nagyobb, mint amennyit a műhold – aktuálisan bekapcsolt – áramkörei képesek felvenni, akkor a többlet energiát az akkumulátor töltésére fordítjuk. Az akkumulátor töltési árama maximalizálva van, így nincs mindig szükség a maximálisan rendelkezésre álló teljesítményre. Ekkor az APR-t ki kell vezérelni a maximális teljesítményű munkapontból, és az akkumulátor töltőáramát állandó értéken tartva kell szabályozni. Ez a konstans áramú szabályozás (CC). Ha az akkumulátor feltöltődött, akkor nem engedhető meg, hogy feszültsége tovább emelkedjen, ezért szükség van egy konstans feszültségű (CV)

szabályozóra amely szintén képes az APR-t kivezérelni a maximális teljesítményű munkapontból [6] [7] [8].



7. ábra

Az egyes szabályozók között az átmenet lehet lassú vagy dinamikus. Dinamikus átmenet akkor következik be amikor egy nagy terhelés rákapcsolódik a buszra vagy lekapcsolódik a buszról. Lassú átmenetről akkor beszélhetünk, ha az akkumulátor feltöltődik vagy a napelem cellák teljesítménye változik a műhold Naphoz képesti pozíciója miatt. CV üzemmódba csak úgy kerülhet a rendszer, ha az akkumulátor feltöltődik. Ha CV üzemmódban egy olyan nagy terhelés kapcsolódik rá a buszra, melynek köszönhetően több teljesítményre van szükség, mint amennyit a napelemek képesek leadni, akkor az MPPT veszi át a szabályzást, az energia többi részét pedig az akkumulátor biztosítja. Ha CV üzemmódban a napelemek teljesítménye túlságosan lecsökken, akkor szintén az MPPT veszi át a szabályzást, de ez egy lassú átmenet lesz. CV üzemmódból nem képzelhető el, hogy CC üzemmódba kerül a rendszer, mert a teljesen feltöltött akkumulátort már nem szabad tovább tölteni. CC üzemmódból nagy terhelés bekapcsolásának hatására dinamikusan átveheti az MPPT a szabályzást, ekkor az akkumulátor töltőárama lecsökken, de szélsőséges esetben az akkumulátornak is ki kell venni energiát. Ez visszafelé is működik, mert ha MPPT-ben egy nagy terhelést kikapcsolunk akkor a rendszer újra CC üzemmódban fog működni. A napelemek teljesítmények változásával ez a folyamat lassú átmenettel is lejátszódhat.

A műholdra minden időpillanatban igaz az alábbi összefüggés:

$$P_{SA}(t) = P_{BAT}(t) + P_{LOAD}(t)$$

Ahol  $P_{sa}(t)$  a napelem által leadott teljesítmény,  $P_{LOAD}(t)$  a fogyasztók által felvett teljesítmény,  $P_{BAT}(t)$  az akkumulátor teljesítménye. A  $P_{BAT}(t)$  lehet pozitív és negatív egyaránt, attól függően, hogy kisütési vagy töltési állapotban van. CV üzemmódban a  $P_{BAT}=0$  teljesül. CC üzemmódban a  $P_{BAT}(t)=U_{BUS}(t)*I_0$  alak írható fel, ahol  $I_0$  egy előre meghatározott érték. A CC/CV üzemmódok esetén fenn áll, hogy  $P_{SA\_MAX}(t)>P_{SA}(t)$ , míg MPPT esetén:  $P_{SA\_MAX}(t)=P_{SA}(t)$ .

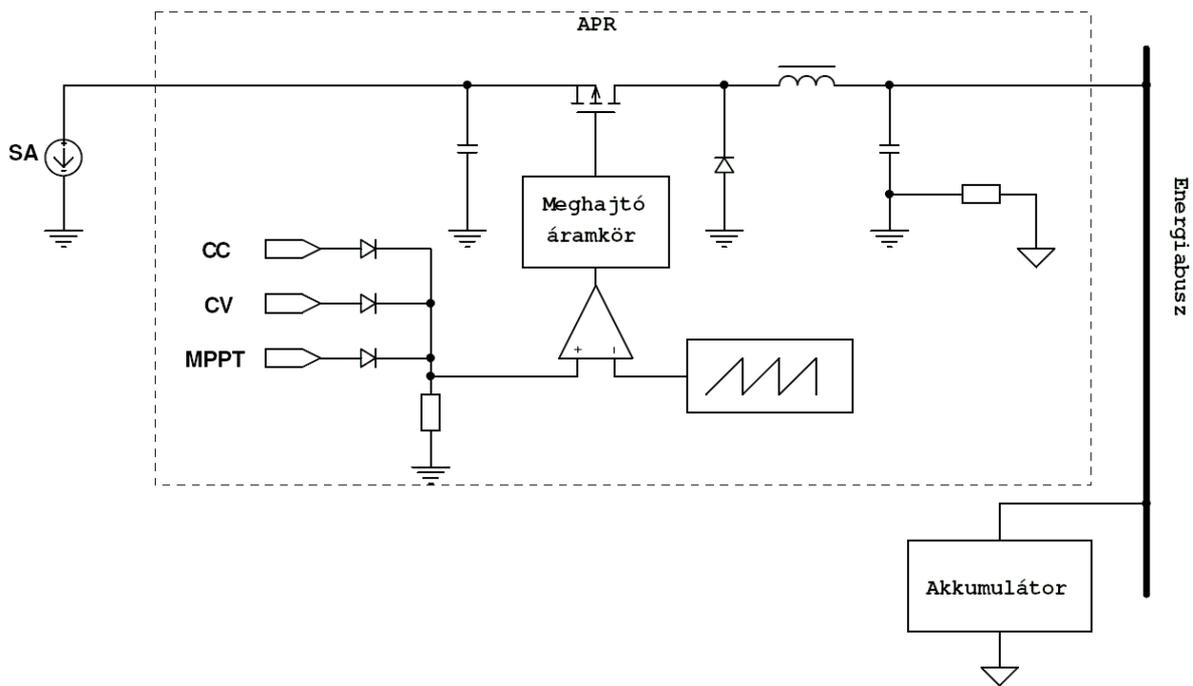
### 3. A napelem illesztő konverter

Az egyes napelem csoportokat feszültségcsökkentő DC-DC konverterek (APR - Array Power Regulator) kapcsolják az energiabuszra. Ez a fejezet a napelem illesztő áramkörök felépítésének bemutatása után az energiaátviteli lánc és a meghajtó áramkörök méretezését ismerteti. A szabályozó áramköröket a következő fejezet tárgyalja.

#### 3.1. Az energiátároló tekerecs méretezése

Az energiaátalakító kiválasztásánál több szempontot kellett figyelembe venni, melyek közül a legfontosabbak a kezelt teljesítmény, be – és kimeneti feszültség szint, a jó hatásfok, a kis méret, az egyszerű felépítés és a megbízható működés. A napelemek munkapontját szabályozó vezérlőkör egy feszültségcsökkentő konverter esetén valósítható meg a legegyszerűbben. Ekkor ugyanis a be – és kimeneti feszültség között folytonos áramú üzemben egy lineáris kapcsolat van [1]:  $U_{ki} = \delta \cdot U_{be}$ . Egy feszültségnövelő, vagy egy polaritásváltó konverternél még folytonos áramú esetben sincs lineáris kapcsolat. Az átalakító kimeneti feszültsége már az architektúra alapján meghatározott (az akkumulátor aktuális feszültségével egyezik meg), a bemeneti feszültség a napelem csoportok megfelelő kialakításával hangolható. Tekintve, hogy a bemeneti és kimeneti feszültségek egy nagyságrendbe esnek, nincs szükség transzformátoros feszültségátételre sem.

Az előzőek alapján az optimális választás az APR modulok feszültségcsökkentő konverterrel történő megvalósítása, melyet a 8. ábra szemléltet.



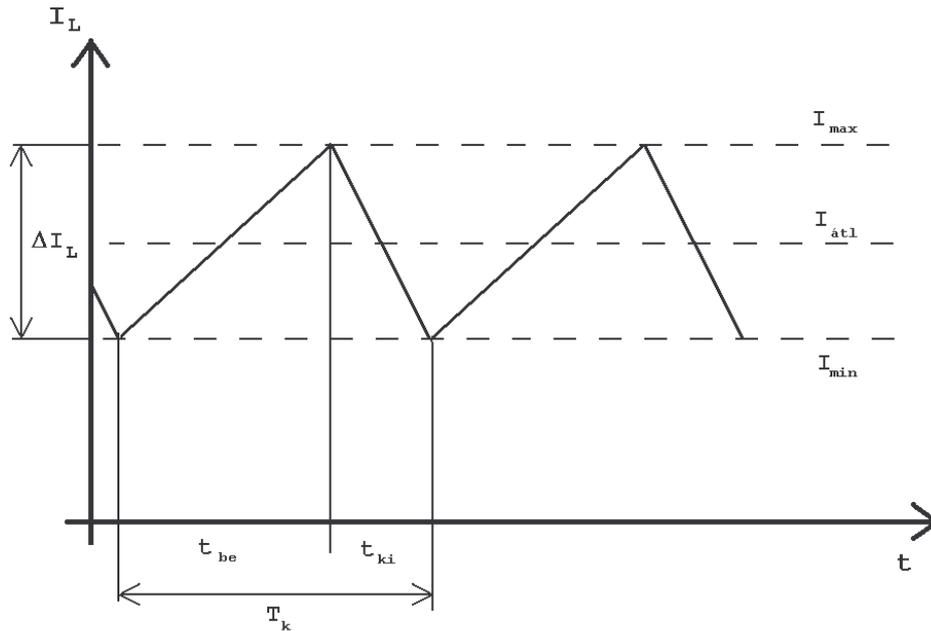
8. ábra A napelem illesztő konverter blokkdiagramja

Az átalakító bemenetére kapcsolódó napelem csoportok úgy vannak kialakítva, hogy a névleges működési tartományban mindig 35V fölött található a maximális teljesítményű munkapont. A maximális beérkező teljesítmény 45W. Az üresjárási feszültség maximuma a napelem cellák adatlapja alapján 58V, azaz a bemeneti feszültség normál üzemállapotban (a pálya napos szakaszán) 35V és 58V között változhat. A konverter kimenete az energiabuszra és így az akkumulátorra csatlakozik, ezért a kimeneti feszültség az akkumulátor feszültségével egyezik meg, értéke 25V..32,8V.

A fenti adatok ismeretében méretezhető a napelem illesztő konverterek energiatároló tekercse. A tekercs méretezéséhez felírható a tekercs áramának hullámossága folytonos áramú üzemmódban [1]:

$$\Delta I_L = t_{be} \frac{U_{be} - U_{ki}}{L} = t_{ki} \frac{U_{ki}}{L} \quad (1), \text{ ahol } t_{be} \text{ a bekapcsolási idő, } t_{ki} \text{ a kikapcsolási idő és}$$

$$\delta = \frac{t_{be}}{T_k}; \quad (1 - \delta) = \frac{t_{ki}}{T_k}.$$



9. ábra Az energiatároló tekercs áramának jelalakja

A kifolyó áram középértékének maximuma 45W maximális beérkező teljesítmény és 25V (minimális) akkumulátor feszültség esetén van, értéke ekkor  $I_{\text{átl,max}} = \frac{45W}{25V} = 1,8A$ . Ehhez adódik hozzá az áramhullámosság, így az abszolút maximum értéke:

$$I_{\text{max}} = I_{\text{átl,max}} + \Delta I_L / 2 \quad (2).$$

A tekercs ferritmaga  $I_{\text{max}}$  értékénél van a legjobban igénybe véve, az  $(I_{\text{max}}^2 \cdot L)/2$  tárolt energiával arányosan. Kisebb tárolt energia esetén a ferrit mérete is kisebbre választható és csökken a helyigény is, ami egy kiemelten fontos szempont. A mágneses terhelés az induktivitás csökkentésével az (1) és (2) egyenletek alapján csökkenthető, ekkor azonban növekszik a tekercs áramának hullámossága. A nagy áramhullámosság nagyobb zajt termel és komolyabb szűrést igényel a bemeneten és a kimeneten egyaránt. Nagyobb  $\Delta I_L$  esetén a folytonos áramú üzemelés csak nagyobb kimeneti teljesítmény esetén áll fenn.

A fenti megfontolások alapján  $\Delta I_L$  értékét 1,3A-re választottam, így  $I_{\text{max}} = (1,8+0,65)A=2,45A$ .

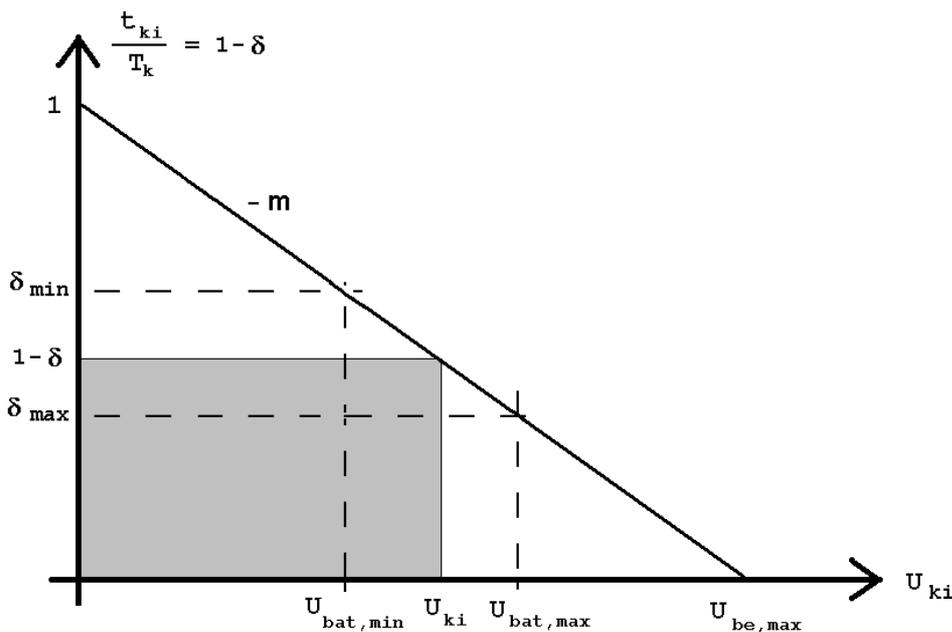
A konverter működési frekvenciájának megválasztásakor figyelembe kellett venni azt, hogy az MPPT szabályozó kör nagyobb kapcsolófrekvencia esetén stabilabban működik egy adott munkapont követési sebesség esetén. A frekvencia növekedésével azonban nő az

alkatrészek dinamikus vesztesége, csökken a behatolási mélység és nő a rézveszteség. Ezek alapján a napelem illesztő konverterek kapcsolófrekvenciájának értékét  $f_k = 50\text{kHz}$ -ben határoztam meg.

A tekercs áramhullámosságának maximuma (1) –ből:

$$\Delta I_{L,\max} = \frac{1}{L} (t_{ki} \cdot u_{ki})_{\max} \quad (3)$$

A fenti egyenletben  $t_{ki}$  a kikapcsolási idő. A  $(t_{ki} \cdot u_{ki})$  értéke maximális bemeneti feszültség (napelem feszültség) esetén lehet a legnagyobb. A megengedett kimeneti feszültségérték  $U_{bat,\min}$  és  $U_{bat,\max}$  között változhat. A kapcsolási periódusidő ( $T_k$ ) állandó, ezért a szélsőérték kereséskor  $t_{ki}$  helyett számolhatunk a  $t_{ki}/T_k = (1-\delta)$  értékével (10.ábra).



10. ábra Energiatároló tekercs hullámosságának vizsgálata

Az ábrán  $m = 1/U_{be}$  és  $(1-\delta) = 1 - U_{ki}/U_{be}$ . Tehát  $((1-\delta) \cdot U_{ki}) = U_{ki} - U_{ki}^2/U_{be}$  szorzatot kell maximalizálni.

$$\frac{\partial((1-\delta) \cdot U_{ki})}{\partial U_{ki}} = 1 - 2 \frac{U_{ki}}{U_{be}} = 1 - 2\delta$$

A szélsőérték hely az  $= 1-2\delta$  -nál, azaz  $\delta = 0,5$ -nél, a napelem feszültség felénél, 50%-os kitöltési tényezőnél adódik. Az akkumulátor feszültség minimuma 25V, ezért  $\delta = 0,5$  -ös üzemi állapot csak 50V-os napelem feszültség fölött állhat fenn, azonban a napelemek csak kisebb terhelés esetén lesznek ebben a tartományban, többnyire 50V alatt üzemelnek. Ezért a maximális hullámosságot célszerű 25V-os akkumulátor mellett számolni (itt várható a legnagyobb hullámosság). (1)-et átrendezve és behelyettesítve  $U_{ki} = 25V$ ,  $t_{ki} = 10\mu s$  és  $\Delta I_L = 1,3A$  értékeket:

$$L = t_{ki} \frac{U_{ki}}{\Delta I_L} = 192 \mu H$$

#### *A ferrit kiválasztása*

A következő lépés a ferrit kiválasztása. Az  $I_{max}$  és  $L$  ismeretében vizsgálható, hogy a fentebb számolt induktivitás megvalósítható-e egy adott ferriten. A vizsgálathoz a következő összefüggést lehet használni [1] [3]:

$$\frac{V_e \cdot B_{max}^2}{\mu_0 \cdot \mu_e} \geq I_{max}^2 \cdot L \quad (4)$$

Ahol  $V_e$  az effektív mágneses térfogat,  $B_{max}$  a ferritre maximálisan megengedett indukció,  $\mu_e$  a ferrit effektív mágneses permeabilitása. Olyan ferritmagot kell választani, amely paramétereit a bal oldali összefüggésbe behelyettesítve nagyobb eredményt ad, mint az áramkörü paramétereiből adódó jobb oldal. A gyártó  $\mu_e$ -re több értéket is megadhat, amely az előre becsiszolt légrés méretével állítható be. A légrés egyéni kialakítása nehézkes, ezért célszerű a katalógusból kiválasztani a megfelelő ferritet.

A vizsgálatokat EFD ferritekkel végeztem, ezek ugyanis viszonylag laposak (kis mértékben emelkednek ki a panelből). Katalógusból behelyettesítve néhány különböző méretű EFD ferrit paramétereit az EFD30-ra esett a választás, melynek paramétereit [2]:

$$V_e = 4700\text{mm}^3$$

$$\mu_e = 120$$

$$B_{\max} = 0,4\text{T}$$

Műholdfedélzeti alkalmazás esetén a széles működési hőmérsékleti tartomány miatt a maximális indukcióra csak 0,2T engedhető meg. Az adatokat a (4) egyenlet bal oldalába behelyettesítve:

$$\frac{(4700 \cdot 10^{-9})m^3 \cdot (0,2 \frac{Vs}{m^2})^2}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot 120} \geq (2,45A)^2 \cdot 192 \cdot 10^{-6} \frac{Vs}{A}$$

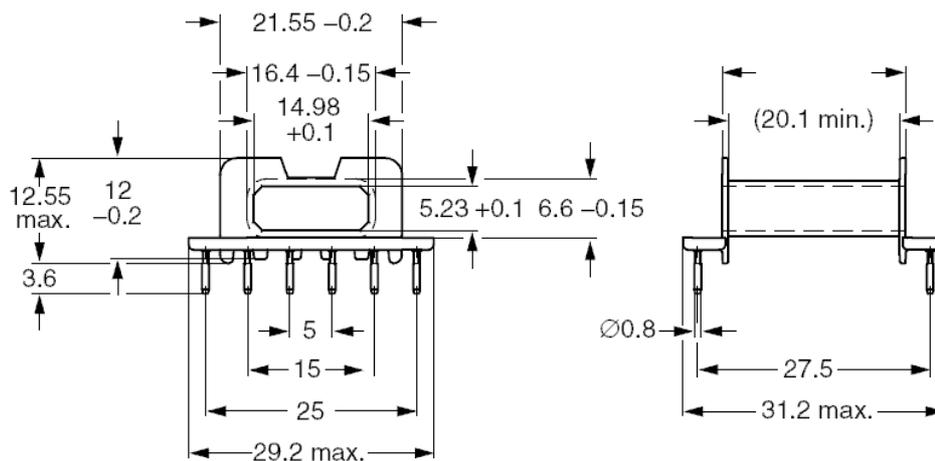
$$1,24\text{mJ} > 1,15\text{mJ}$$

#### *Tekercselési tervezés*

A fentebb kiszámolt induktivitás tehát az EFD30-as ferriten – a menetszám meghatározása után – megvalósítható. A katalógus közli az  $A_L$  egy menetre eső induktivitás értékét, aminek felhasználásával a következő képlet alapján a menetszám meghatározható [1]:

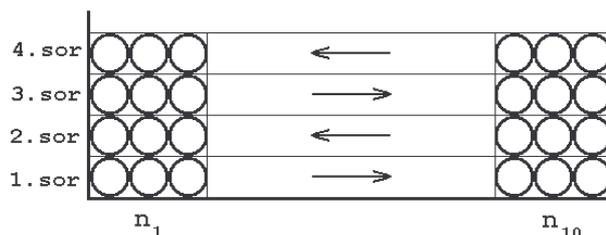
$$A_L = \frac{L}{N^2} \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (5)$$

Az (5)-ös képletbe behelyettesítve a fentebb kiszámolt induktivitást és a katalógusban közölt  $A_L = 120\text{nH}$  értéket  $N = 40$  menetszám adódik. A betekercselhető keresztmetszetet az adatlapon megadott méretek alapján lehet meghatározni:



11. ábra Az EFD30 ferritmághoz tartozó csévetest

Egy sorban 20,1mm szélesen, míg egymás fölött  $(12-6.6)/2 = 2,7\text{mm}$  magasságig lehet a csévetestre tekercselni. A rézhuzal megválasztásakor törekedni kell arra, hogy a szükséges menetszám mellett kitöltsük a rendelkezésre álló térfogatot, a rézvesztéséig ugyanis ekkor a legalacsonyabb. Ha a 40 menet két sorban lenne feltekerve, akkor soronként 20 menet férne el, amihez  $(20,1/20)\text{mm}$  maximális huzalátmérő tartozna. A két sor magassága így 2mm körüli lenne, tehát a térfogat nem lenne jól kihasználva. A behatolási mélységet figyelembe véve, ami réz esetében [3]  $\delta = \frac{2,2}{\sqrt{f}}$ , (ahol a frekvencia kHz-ben, a behatolási mélység mm-ben értendő) 50kHz -et behelyettesítve 0,31mm adódik. Tehát ennél nagyobb sugarú huzalátmérőt nem érdemes választani. 3 sor esetén sem lehet optimálisan feltekerni a 40 menetet. Azonban három rézdrótot egymás mellett tekerve 4 sorban már jobban kitölthető a csévetest. Ekkor soronként 10 menet szükséges,  $20,1\text{mm}/(3 \cdot 10) = 0,67\text{mm}$  átmérővel. A négy sor magassága így  $4 \cdot 0,67\text{mm} = 2,68\text{mm}$ . A tekercshez 0,56mm átmérőjű, 2z-s zománcozott rézhuzalt alkalmaztam, melynek külső átmérője 0,63mm. Az alábbi ábra mutatja a tekercselési tervet:

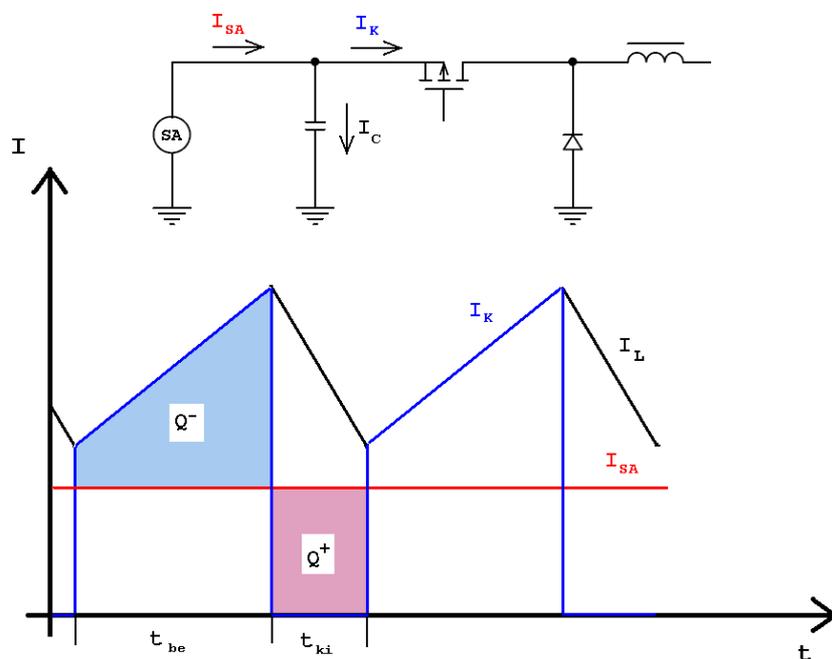


12. ábra A csévetest keresztmetszete

Az elkészült tekercset impedancia analízátorral vizsgálva 50 kHz-en  $R_s = 44\text{m}\Omega$  és  $L = 190\mu\text{H}$ .

### 3.2. Szűrő méretezése a bemeneten és a kimeneten

A konverter bemenére kapcsolódó napelem áramát egy kondenzátor szűri. Ennek feladata, hogy a napelemet az adott munkapontban tartsa a kapcsolási periódusidő alatt. Méretezéséhez ismerni kell a napelem karakterisztikáját. A 13. ábrán látható a konverter bemenetén a kondenzátor és a napelem árama:



13. ábra

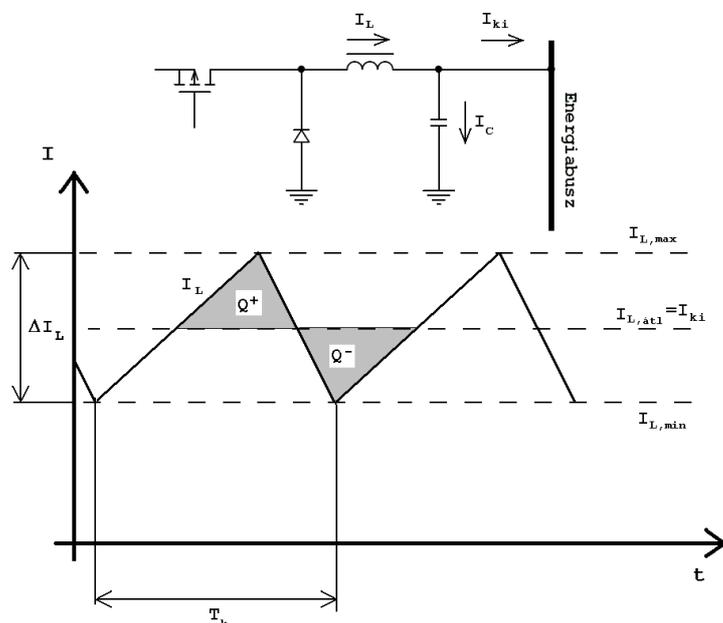
A kondenzátor méretezéséhez elsőrendű közelítésként feltételezhető, hogy a napelem árama néhány kapcsolás alatt nem változik jelentősen. A méretezésnél számoljunk maximális beérkező teljesítménnyel. A napelem adatlapján közölt adatok alapján a maximális teljesítményű munkapontban az áram  $I_{SA} = 1,12\text{A}$ . Ezt 40V körüli feszültségnél adja le, tehát a kitöltési tényező 25V-os akkumulátor feszültséget feltételezve:  $\delta = 25/40 = 0,625$ . Ebből a kikapcsolási idő  $t_{ki} = 20\mu\text{s} \cdot 0,375 = 7,5\mu\text{s}$ . A töltésváltozást a napelem áram és  $t_{ki}$  szorzata adja:  $8,4\mu\text{C}$ . A feszültség hullámosságra nincs pontos előírás, a cél az, hogy a napelem

feszültsége és így a munkapontja ne változzon jelentősen a kapcsolási ciklus alatt. A szűrés azonban nem lehet túl nagy, ugyanis a maximális teljesítményű munkapont követő üzemmódban szükség van a napelem munkapontjának „vándoroltatására” néhány száz 10ms-os periódusidővel. Az alábbi összefüggéssel az elsőrendű közelítést alkalmazva meghatározható a kapacitás értéke:

$$C_{be} = \frac{\Delta Q}{\Delta U_{SA}} \quad (6)$$

Egy 2,2 $\mu$ F-os multi-layer kerámia kondenzátor alkalmazásával a maximális munkapont követés stabilan működik, és a feszültség hullámosság 3V körüli. Ez a szűrés jelenleg elfogadható, később még vizsgálható és optimalizálható.

A kimeneti feszültség hullámosságra 1V<sub>pp</sub> előírás van, ami az energiabuszon értendő, amire az összes napelem illesztő áramkör párhuzamosan táplálja az energiát. Egy konverter szűrését tehát ennél kisebb feszültség hullámosságra kell tervezni. A 14. ábra szemlélteti a kimeneti áramviszonyokat és a kondenzátor töltésváltozását:



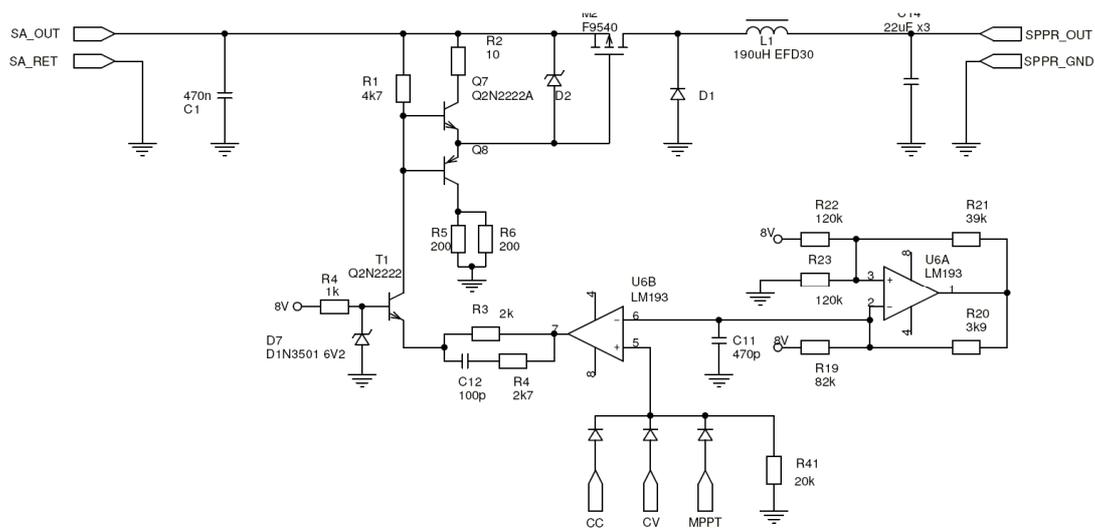
14. ábra Kimeti szűrőkondenzátor méretezése

A töltésváltozás kiszámításához szükséges paraméterek:  $(t_{be} + t_{ki})/2 = T_k/2 = 10\mu\text{s}$ ,  $\Delta I_L/2 = 0,65\text{A}$ . Ezekkel az adatokkal  $Q^+ = Q^- = 3,25\mu\text{C}$  és  $\Delta Q = 6,5\mu\text{C}$ . A feszültségváltozás

számításához figyelembe kell venni  $R_{ESR} -t$ , vagyis a kondenzátor ekvivalens soros ellenállását. A töltésváltozából eredő feszültségváltozás legyen 100mV, amihez (6) alapján 65 $\mu$ F-os kapacitás szükséges. A kimeneti szűrő tehát 3 darab 22 $\mu$ F -os tantál kondenzátorból áll össze, melyek ekvivalens soros ellenállása 50kHz-en impedancia analizátoron ellenőrizve 120m $\Omega$  körüli. Az eredő  $R_{ESR}$  így 40m $\Omega$ , vagyis az additív hullámosság  $40 \cdot 0,65 = 26$ mV. A teljes feszültség hullámosság biztosan a két komponens összegénél kisebb lesz, ugyanis a kettő között fáziseltolódás van.

### A kapcsolóelem és a meghajtó áramkör

A 15.ábrán. látható kapcsolási rajz az APR energiaátviteli kapcsolócellát, annak meghajtó áramkörét és a kitöltési tényező modulátort ábrázolja a három szabályozókör nélkül. A vezérlő áramkörök az MPPT, CC és CV bemeneteken keresztül tudnak beavatkozni és modulálni a kitöltési tényezőt.



15. ábra A konverter a meghajtó áramkörrel

A konverter kapcsolóeleme egy p csatornás MOSFET. Mivel a kapcsoló vesztesége alapvetően meghatározza a konverter hatásfokát, kiválasztásakor több szempontot is figyelembe kell venni. A FET ohmos veszteségét adja a csatornaellenállás. Dinamikus veszteséget okoz a gate-kapacitás feltöltése és kisütése (ez arányos a kapcsolófrekvenciával). Veszteség keletkezik az átkapcsolás alatt is, amikor egy időre a FET lineáris tartományba kerül, ezért kell gyorsra tervezni a meghajtó áramkört. A fenti kapcsolási rajzon látható, hogy a FET kapcsolását egy komplementer tranzisztorpár végzi. A gate-kapacitás a kapcsolási

periódusidőhöz képest nagyon gyorsan feltöltődik, vagy kisül az R5-R6-os vagy az R2-es ellenállásokon. Eközben csak dinamikus folynak nagyobb áramok, az átkapcsolást követően az egész meghajtó áramkör mindössze 3-4mA-t vesz fel.

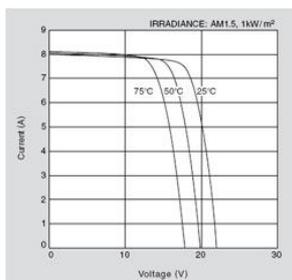
A kapcsolási rajzon látható a PWM áramkör, amely egy oszcillátorból és egy komparátorból áll. A komparátor nem invertáló bemenetére csatlakoznak a vezérlő áramkörök beavatkozó jelei diódával közösítve. A vezérlőkörök közül az fog aktívan szabályozni, amelynek feszültsége a legnagyobb, a másik két dióda ekkor záróirányban van előfeszítve.

## 4. Szabályozó áramkörök

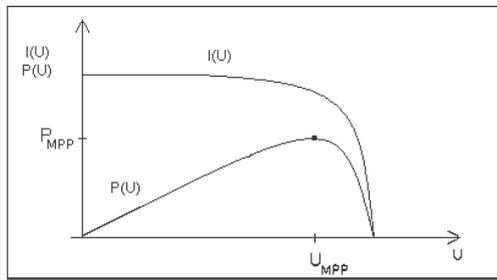
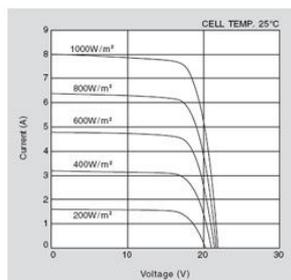
A 2. fejezetben szerepelt a napelem kezelő áramkörök (SPPR) szabályozóköreinek általános ismertetése. Ebben a fejezetben az egyes vezérlőköröket mutatom be részletesen.

### 4.1. Maximal power point tracker – MPPT

Az MPPT áramkör ismertetése előtt vizsgáljuk meg egy napelem feszültség - áram és egy teljesítmény karakterisztikáját:



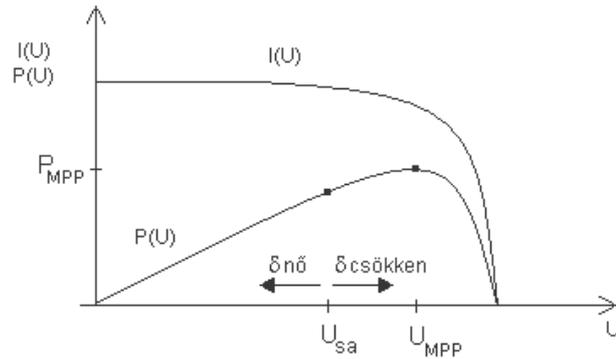
16. ábra napelem U-I karakterisztika



17. ábra napelem I(U) és P(U) karakterisztika

A karakterisztika a rövidzárási pontból kiindulva áramgenerátoros jelleget mutat, miközben a teljesítmény közelítőleg lineárisan növekszik a feszültséggel. A teljesítmény karakterisztika az I(U) görbe lekerekedésekor éri el maximumát, utána az üresjárási pontig folyamatosan csökken a 17. ábrának megfelelően [5]. A karakterisztika megvilágítottság és hőmérséklet függvényében is változik, ezért a maximális teljesítményű munkapont a műhold pályáján végighaladva folyamatosan változik. Ez indokolja az MPPT áramkör alkalmazását.

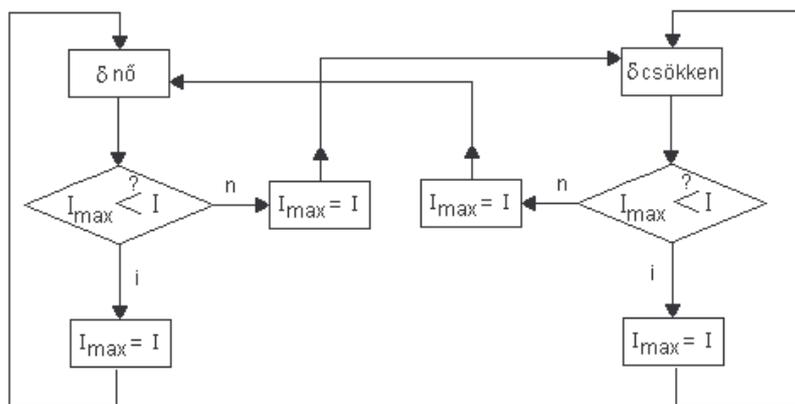
A beérkező teljesítmény szabályozását a napelem munkapontjának változtatásával valósítjuk meg. A konverterek kimeneti feszültsége a kapcsolófrekvencia figyelembe vételével hosszabb ideig állandónak tekinthető, mert az energiabuszra kapcsolódó akkumulátor feszültsége csak lassan változik. Ezért a napelemek feszültsége – és ezáltal a beérkező teljesítmény – a kitöltési tényezővel vezérelhető a 18. ábra szerint:



18. ábra

A kitöltési tényező növelésével a konverter bemenetére kapcsolódó napelem csoport feszültsége csökken. Az ábrán jelölt pontból ( $U_{SA}$ ) kiindulva ekkor a beérkező teljesítmény csökken.  $\delta = 1$  esetén a napelem feszültség az akkumulátor feszültségével egyezik meg. Ha a kitöltési tényező értéke csökken, a napelem feszültsége növekszik. Ekkor az ábrán jelölt munkapontból indulva a beérkező teljesítmény növekszik, amíg a napelem át nem halad a maximális teljesítményhez tartozó munkaponton (MPP). Ezt követően az üresjárási feszültségig növekszik a feszültség, miközben a teljesítmény 0-ra csökken.

Az MPPT áramkör a teljesítményt a konverter kimeneti áramának mérésével vizsgálja, itt ugyanis a feszültség a vezérlés szempontjából állandónak tekinthető, és így a kimeneti áram arányos lesz a kimeneti teljesítménnyel. A vezérlőkör a munkapont folyamatos vándoroltatásával, autooszillációs elven keresi az MPP-t [4]. Az áramkör a kitöltési tényező értékét folyamatosan növeli (vagy csökkenti), miközben a napelem közeledik a maximális teljesítményű munkaponthoz. Amint a napelem áthaladt az MPP-n a konverter kimeneti árama csökkenni kezd és a vezérlőkör a kitöltési tényezőt az ellenkező irányba szabályozza (ha eddig növelte, most csökkenti, és ha eddig csökkentette most növeli). Az algoritmust a következő folyamatábra szemlélteti:

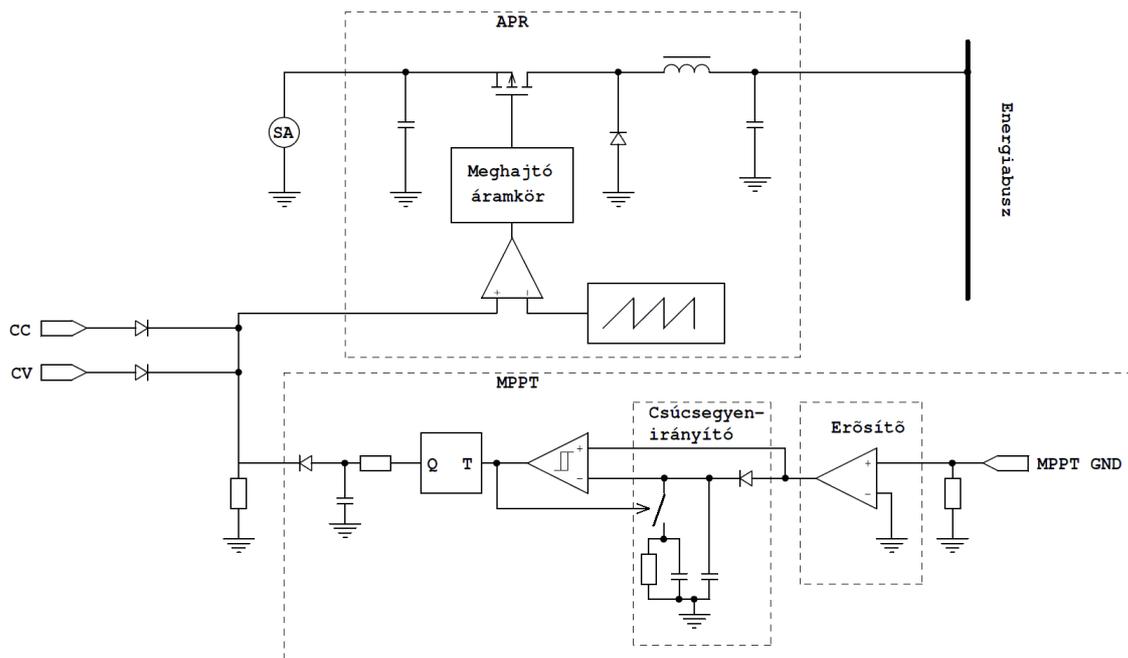


19. ábra MPPT algoritmus

A fenti ábrán  $I$  az aktuális kimeneti áram,  $I_{\max}$  pedig a tárolt kimeneti áram, amivel az áramkör az összehasonlítást végzi. Az MPPT működése alatt a napelem folyamatosan a maximális teljesítményhez tartozó munkapont környezetében üzemel, miközben az MPP-n periodikusan áthalad.

A vezérlőkör tervezéséhez a magas megbízhatósági követelmények miatt csak minősített alkatrészeket használhatunk, melyek elviselik a műhold pályára állítása közben fellépő mechanikus igénybevételt, valamint az űrbéli működési környezet sajátosságait: a vákuumot, a széles üzemi hőmérséklet tartományt, valamint a sugárzást. Ennek következményeként diszkrét alkatrészekből és egyszerű (analóg, vagy digitális) integrált áramkörökből kellett megtervezni az áramkört. Nagy integráltságú, programozható, sugárzásálló eszközök alkalmazása rendkívül költséges lenne.

Az MPPT áramkör blokkdiagramja látható a 20. ábrán:

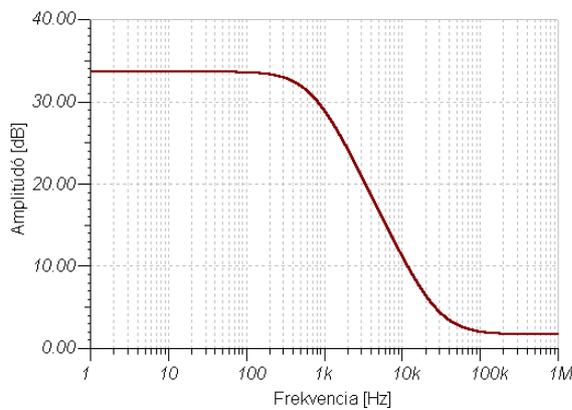


20. ábra MPPT szabályozó blokkvázlata

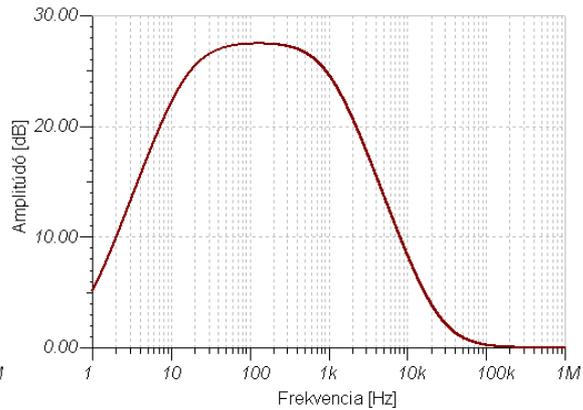
A kapcsolóelem vezérlését egy PWM áramkör végzi, amely a T flip-flop kimenetén lévő integrátorból, a fűrészjel generátorból és egy komparátorból áll. A működés ismertetéséhez definiálni kell a követési frekvenciát ( $f_{MPPT}$ ). A konverter kapcsolóeleme állandó frekvenciával,  $f_k$ -val működik és a fojtó árama döntően ezzel az  $f_k$  frekvenciával változik. Ezt az áramhullámosságot a kimeneti szűrőkondenzátor jó közelítéssel elsimítja, de kis része zavarjelként megjelenik a konverter visszatérő ágában elhelyezett mérőellenálláson. A hasznos jel a napelem munkapontjának megváltozásából eredő kimeneti áramváltozás, amely sokkal kisebb, mint a kapcsolófrekvenciás áramváltozás. Ahhoz, hogy ezt a jelet érzékelni lehessen, az  $f_{MPPT}$  frekvenciát az  $f_k$ -nál legalább két nagyságrenddel alacsonyabbra kell megválasztani. A tervezés során az 50 kHz-es kapcsolófrekvencia mellett az  $f_{MPPT}$  értékét 200Hz-re választottam. A követési frekvenciát alapvetően az integrátor időállandójával lehet hangolni, bár erre a napelem karakterisztika alakja is hatással van [4] [6].

A mérőellenálláson eső feszültséget egy két fokozatból álló erősítő alakítja feldolgozható tartományba. A kapcsolófrekvenciás zajelnyomás érdekében a két fokozat különböző átviteli karakterisztikával rendelkezik. Az első erősítőfokozat az érzékelő ellenállás feszültségét megfelelő DC tartományba erősíti és a kapcsolófrekvenciás zavarjelet elnyomja. Ennek amplitúdó menetét a 21. ábra szemlélteti. A második erősítő fokozat már

DC-n is és kapcsolófrekvencián is egységnyi erősítésű, csak a követési frekvencián emel ki. Ennek átviteli karakterisztikája a 22. ábrán látható.



21. ábra DC erősítő

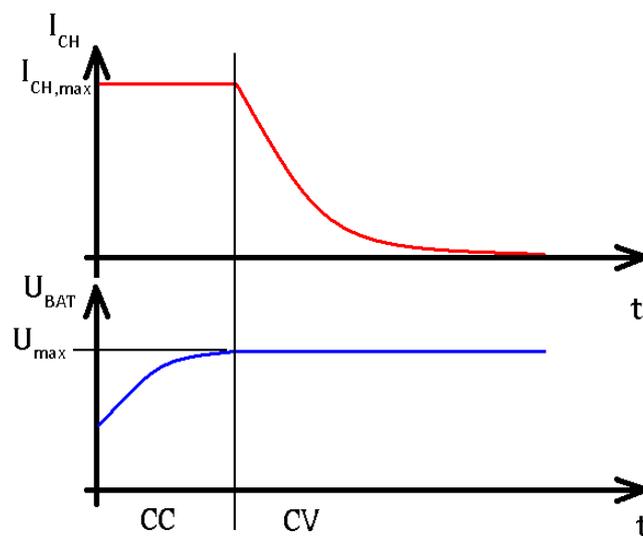


22. ábra AC erősítő

A blokkdiagramon (20. ábra) a következő egység a csúcsegyenirányító. Ez felel meg a 19. ábrán lévő „ $I_{\max} = I$ ” funkciónak [4]. Ha a konverter kimeneti árama, azaz az erősítőkibocsátás kimenetén a feszültség növekszik, akkor a csúcsegyenirányító tölti a komparátor bemenetére kapcsolódó kondenzátort. Ilyenkor a hiszterézis miatt a komparátor lehúzza a kimenetét. Abban az esetben, ha az erősítő kimeneti feszültsége csökkenni kezd, az invertáló bemenet feszültsége is csökken. A csúcsetektor "tárolt" feszültsége azonban nem tud csökkenni, ezért a komparátor billenni fog. Ez egyrészt átbillenti a T flip-flop-ot, másrészt törli a csúcsetektor feszültségét, beállítva rajta egy új, kisebb értéket. A csúcsetektor törlése egy párhuzamosan bekapcsolt, energiamentes kondenzátorral valósul meg, ami a tárolt töltés egy részét átveszi. Ebben a pillanatban a komparátor bemenetén is változik a jel, és ennek hatására a kimenete visszaáll az eredeti állapotba. Az újra lekapcsolódó kondenzátort a vele párhuzamosan kapcsolt ellenállás kisüti. A T-flip-flop állapotváltása miatt a kimenetén lévő integrátor feszültsége az ellenkező irányba kezd változni, tehát a kitöltési tényező változási iránya is megfordul. A komparátor hiszterézisével beállítható, hogy a napelem munkapontja az MPP milyen sugarú környezetében változzon. A hiszterézist egy ellenállásosztóval lehet hangolni (2.sz. melléklet).

## 4.2. CC/CV szabályozók

A CC/CV szabályozók akkor lépnek működésbe, amikor a napelemekből maximálisan kivehető teljesítmény pillanatnyi értéke nagyobb, mint amennyit a műhold az adott peremfeltételek mellett képes felvenni. Ha az akkumulátor nincs feltöltve, akkor a bejövő energiát az akkumulátor töltésére fordítjuk, azonban a töltőáram nem lehet akármilyen nagy, így egy szabályozóval az előírt, maximális értéken kell tartani, ez a konstans áramú szabályozó (CC) feladata. Az akkumulátor töltése során a cellafeszültség nem növekedhet egy előírt, maximális szint fölé, mert ekkor irreverzibilis állapotváltozás léphet fel: megduzzadhat, illetve végső esetben fel is robbanhat. A cellafeszültség maximális értékének elérésekor a konstans feszültségű szabályozó (CV) fogja a szabályzást átvenni. Az akkumulátor töltő áramának, illetve feszültségének profilját a 23. ábra szemlélteti.



23. ábra

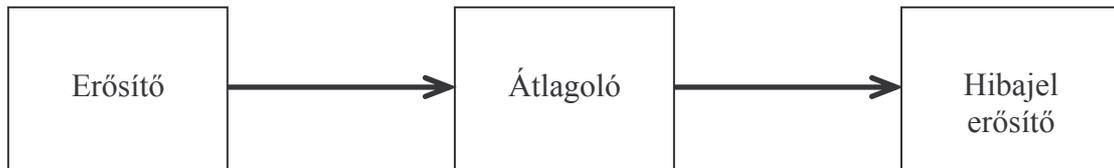
### Felépítése:

A CC és CV szabályozók felépítése hasonló. Az áramkörök elméleti blokkdiagramja a 24. ábrán látható. Az illesztő erősítők feladata, hogy a jelet a néhány Volt-os feszültségű tartományba képezzék, amit a hibajel erősítők már közvetlenül képesek fogadni. A CV szabályozó blokkvázlatába szükség van egy átlagolóra is, mivel a követelmény szerint az akkumulátor 4 cellasorának feszültségét külön-külön kell mérni, és az átlaguk szerint kell a konstans feszültségre szabályozni.

CC/CV felépítése:



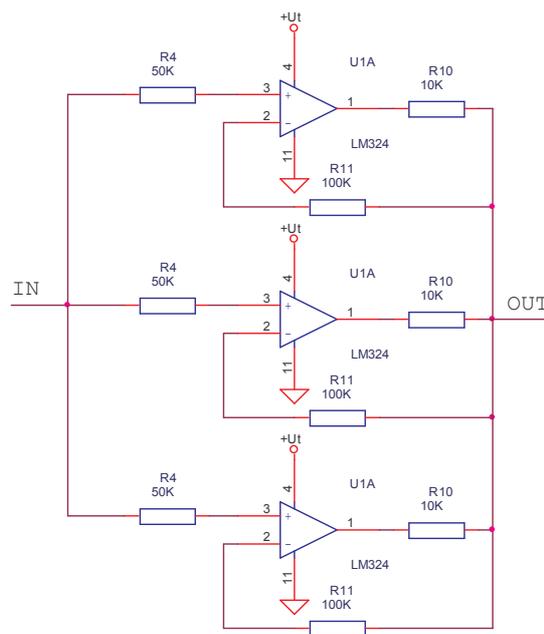
CV felépítése:



24. ábra

A CC/CV erősítők feladata, hogy az akkumulátor áramát, illetve feszültségét mérjék. Az akkumulátor áramának, illetve feszültségnek a mérésére nem célszerű – a szabályozók számához hasonlóan – 12 egységet megvalósítani, ezért az erősítő áramköröket a szabályozóktól független egységként kell megvalósítani úgy, hogy 1 pont meghibásodás esetén is zavartalan legyen a működés. Ennek egy lehetséges áramköri megvalósítása látható a 25. ábrán.

*Redundáns erősítők*



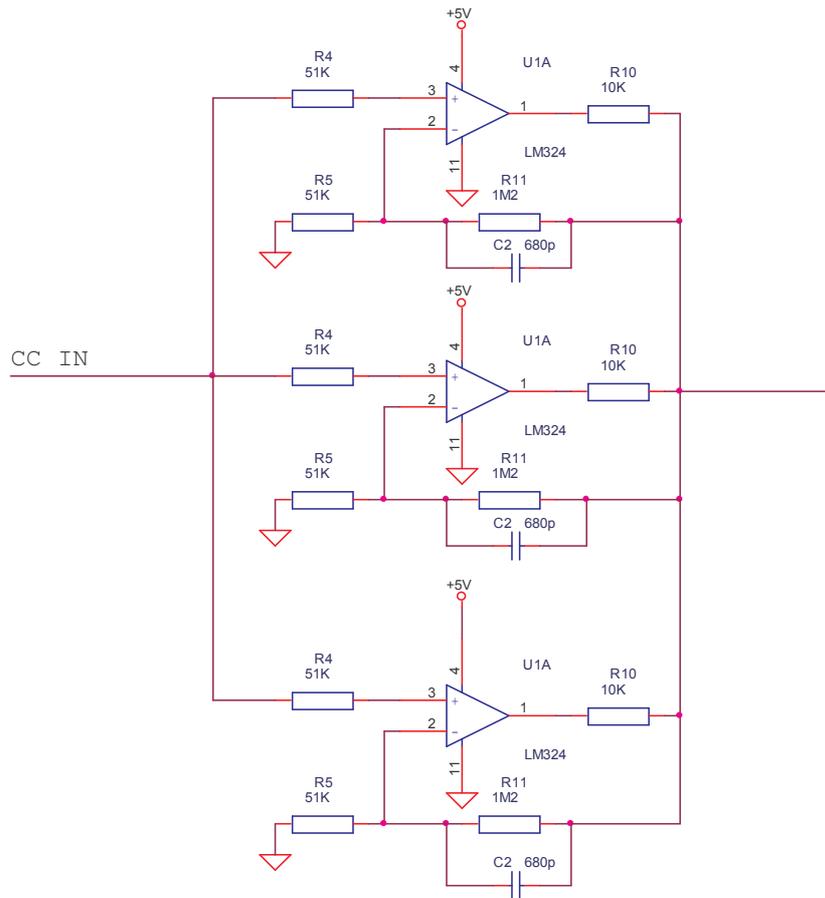
25. ábra Redundáns erősítő

A redundáns erősítőben 3 műveleti erősítő erősít egyetlen jelet. A redundancia úgy valósul meg, hogy ha az egyik műveleti erősítő meghibásodik (kimenete tápfeszültség vagy föld potenciál közelébe kerül, vagy bemenete rövidzár lesz), az összegzett kimeneti feszültség értéke nem változik.

A bemeneten levő ellenállások feladata az erősítők bemenetének szeparációja, hogy a hibátlan áramkörök működését lehetővé tegyék egy bementi rövidzár esetén is. Ideális esetben a kapcsolás felfogható 3 egyforma Thevenin generátorként, amik párhuzamosan kapcsolódnak. A valóságban még hibátlan esetben sem lesz egyenlő a műveleti erősítők kimeneti feszültsége az áramköri aszimmetriák miatt (pl. ellenállások szórása), így lehetséges, hogy az egyik erősítő kiakad, és a másik kettő fog lineáris tartományban működni, kompenzálva a kiakadt erősítőt. Hiba esetén a korábban (esetlegesen) kiakadt erősítők visszakerülhetnek lineáris tartományba, így az összegzett kimeneti feszültség nem változik.

Ha az egyik műveleti erősítő kimenete – meghibásodás miatt – föld potenciálra kerül, akkor a másik két erősítő kimenete megemelkedik, hogy a visszacsatolás és a közelítőleg végtelen erősítés miatt teljesüljön a két bemenet közötti nulla feszültség feltétele. Ekkor az ellenállásosztó képlete és a szuperpozíció tétele alapján a bemenetet csak a tápfeszültség  $2/3$ -áig képes követni a kapcsolás. Hasonlóan, ha az egyik műveleti erősítő kimenet tápfeszültségre kerül akkor  $1/3$  tápfeszültség mindenképpen megjelenik a kimeneten, így legalább  $1/3$  tápfeszültségű bemeneti jellel tud csak dolgozni 1 pont meghibásodással a rendszer. Tehát a kimeneti jelnek a tápfeszültség  $1/3$  és  $2/3$  része között kell lennie. A fent látható kapcsolás erősítése 1, azonban ez az elv megvalósítható más erősítéssel, illetve differenciálisan is.

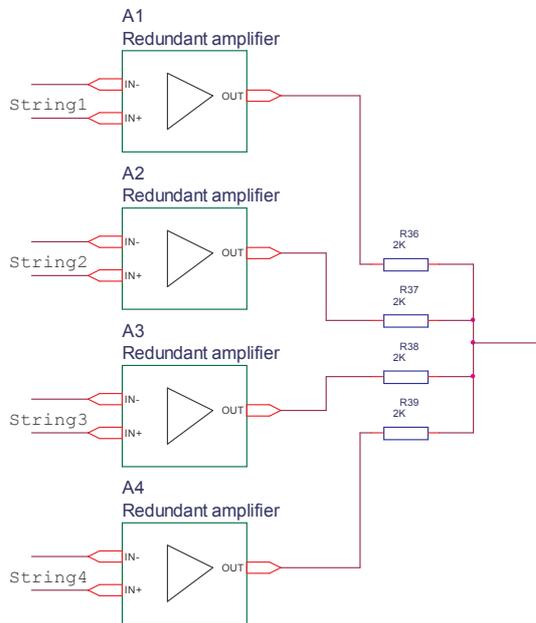
## CC erősítők megvalósítása



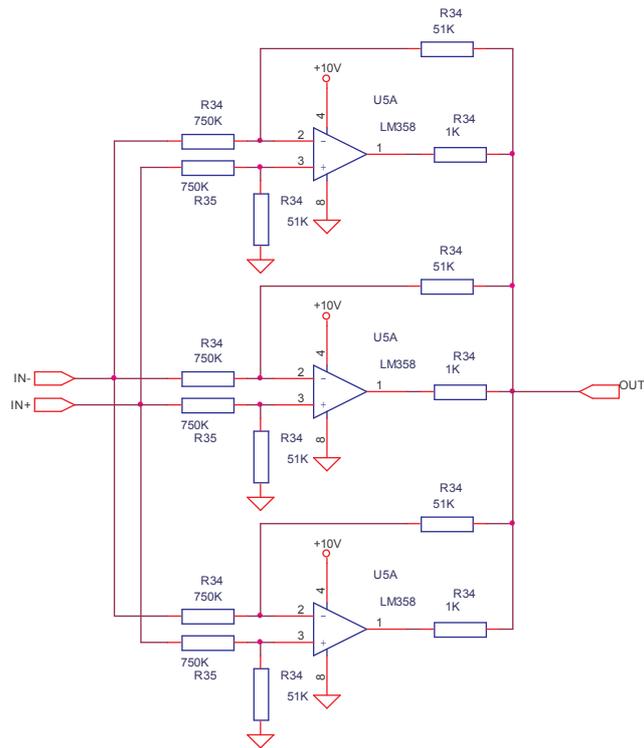
26. ábra

A CC erősítő feladata, hogy a 15mohm-os mérőellenálláson (ami az akkumulátor töltőáramát méri) fellépő feszültséget felerősítse kb. 2V-ra. A 2V feszültség azért célszerű, mert így telemetria adatként is fel lehet használni, illetve 2V körüli szinten az összehasonlítás is könnyebb a nagy pontosságú bandgap referenciákkal. A kapcsolás jó közelítéssel 25-öt erősít, ami 6A esetén kb. 2,2V-ot eredményez a kimeneten. 5V-os tápfeszültség esetén még a 2/3-1/3-os feltétel is teljesül, még akkor is, ha a tranzisztorok maradék feszültségét figyelembe vesszük (bipoláris tranzisztorokból álló műveleti erősítőkről van szó). A 100nF-os kondenzátorokra azért van szükség, hogy a mérőellenálláson keletkező zajfeszültséget, illetve az MPPT által termelt  $n \cdot 100\text{Hz}$  körüli összetevőt ne erősítse fel a kapcsolás.

## CV erősítők megvalósítása



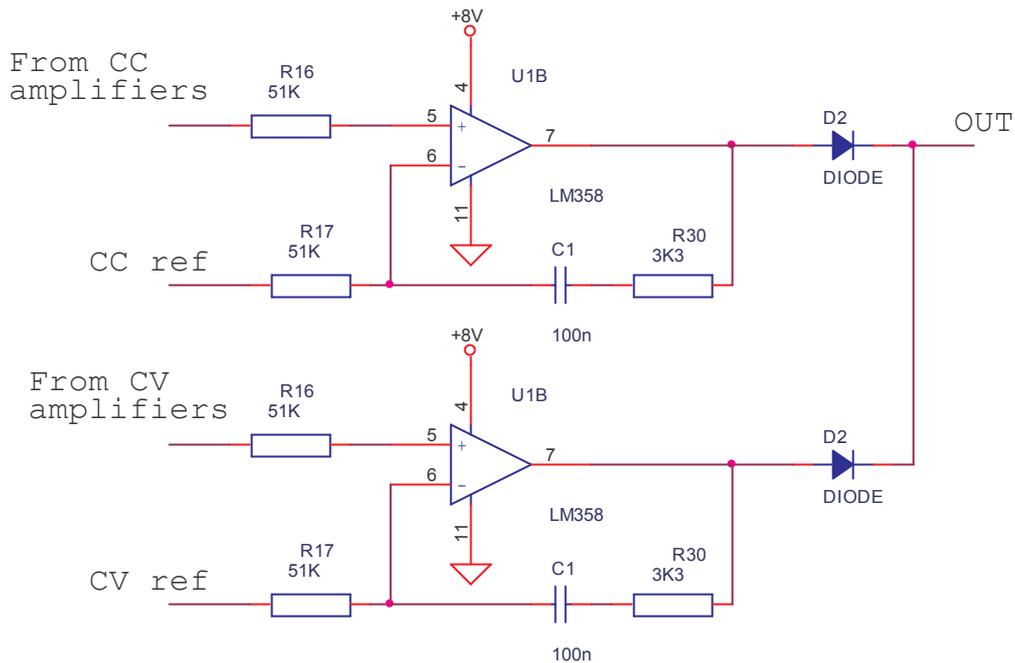
27. ábra



28. ábra

A CV erősítők külön-külön, differenciálisan mérik az akkumulátor 4 cellasorának feszültségeit. Azért van szükség differenciális mérésre, mert az akkumulátor negatív pólusa nem közvetlenül, hanem a CC mérőellenállásán keresztül kapcsolódik a földpotenciálra. A 4 darab független erősítőre pedig azért van szükség, mert a 4 cellasor között lehetnek kisebb különbségek a fellépő nagy áramok és egyéb kiegyenlítetlen aszimmetriák miatt. A CV erősítők a feszültséget valójában csökkentik (a 32V-os tartományt képezik le 2V körülire), de az impedancia-illesztés szempontjából szükség van műveleti erősítőkre. A négy redundáns erősítő 4 azonos ellenállás segítségével átlagolódik. Az erősítők egy pont meghibásodás esetén is szolgáltatják a kimeneti feszültséget, így az átlagképzés működik erősítő-hiba esetén is. Az akkumulátor meghibásodásával nem kell számolnunk, mert ez követelmény szinten kizárt. Az átlagolást végző ellenállásokat úgy kell megválasztani, hogy a következő fokozat meghibásodása esetén (vagyis ha a műveleti erősítő bemenete rövidzárba kerül, így az ág bemeneti ellenállása betérhel) se változzon meg jelentősen a kimeneti feszültség, de célszerű minél nagyobbra választani a kisebb fogyasztás érdekében.

## A hibajel erősítők



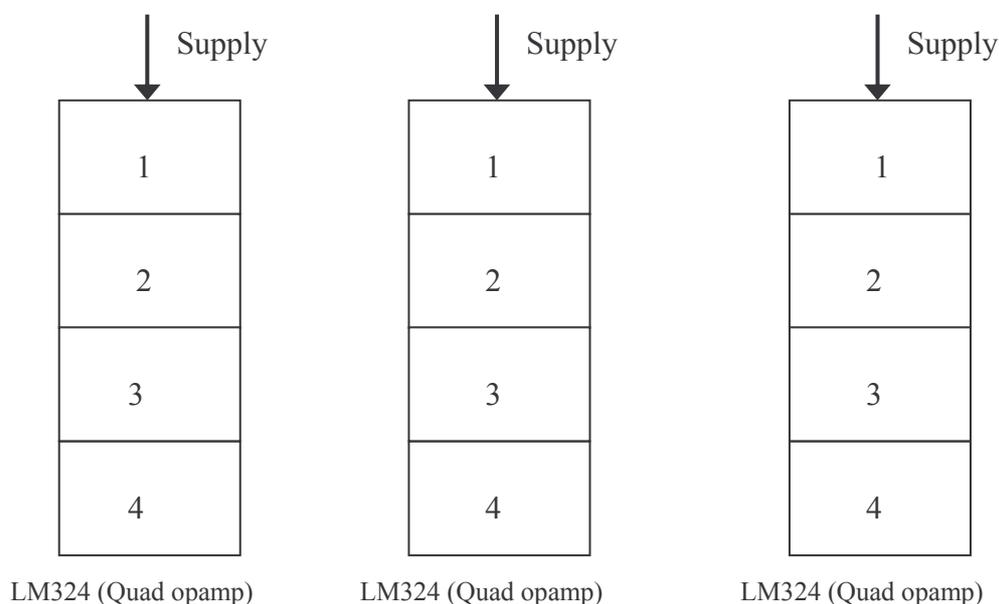
29. ábra

A CC és CV hibajel erősítőjének felépítése megegyezik. Az erősítőfokozatoktól kapott feszültséget hasonlítja össze a referenciafeszültséggel. A műveleti erősítők DC szempontból nincsenek visszacsatolva, ezért a nyílt hurkú erősítésükkel erősítik fel a bemenetükre érkező különbséget. A negatív visszacsatoló RC tag feladata az áramkör gerjedésének a kiküszöbölése. Ha a bemeneti jel meghaladja a referenciafeszültséget, akkor az erősítő kimenete a tápfeszültség fele mozdul el. Ennek hatására a PWM kitöltési tényezője csökken, így a kimeneti teljesítmény is csökkenni fog. A hibajel erősítők az SPPR paneleken lesznek megvalósítva, melynek a földje különbözik az AUX panel földjétől, ahol az erősítő fokozatok lesznek megvalósítva. Ez azonban nem fog problémát okozni a szabályozásban, hiszen a referencia és az erősítők földje azonos, és a műveleti erősítő a két bemeneti jel különbségét hasonlítja össze.

## A tartalékolások megvalósítása

Mint minden más egységnek, a CC/CV szabályozónak is 1 pont meghibásodás esetén is működnie kell. A CC/CV erősítők nagy megbízhatósággal „csak” egyszer vannak megvalósítva az AUX panelen, míg a hibajel erősítőkből összesen 6-6 darab került egy-egy SPPR panelre. A 12 hibajel erősítő egyikének meghibásodása az energia 1/12 részének az elvesztését jelentheti, ami a specifikációban megengedett, ezért a hibajel erősítőket nem

szükséges külön redundanciával tervezni. A CC/CV erősítők egy pont meghibásodás esetén is működnek. A hibaanalízisben a következő lehetséges meghibásodásokat vettem figyelembe: ellenállás megszakadása, műveleti erősítők be- és kimenetének táp- vagy földpotenciálra kerülése, műveleti erősítők bemenetének rövidzárba kerülése. A bemeneten levő szeperációs ellenállások védnek az erősítők bemenetének rövidzárba kerülése esetén a hiba továbbterjedése ellen. Ez az ellenállás akármilyen nagy is lehet, azonban a véges értékű bemeneti impedancia és az ofszet feszültség, illetve ezek sugárzás hatására történő megváltozása miatt korábbi konkrét tapasztalatok alapján maximalizálták ennek értékét (50kohm). Az erősítők segéd-tápegységének meghibásodását feltételezve 3 tápegységre van szükség. A CV erősítők tápegységeinek bekötése a 30. ábrán látható. A CV erősítőláncokat 3darab LM324 típusú IC-ből alakítottam ki, melyek egyenként 4-4 műveleti erősítőt tartalmaznak. Mindhárom IC külön tápegységet kap, de csak az azonos számúak tartoznak egy redundáns erősítőhöz. Ha az egyik tápegység meghibásodik, az összes redundáns erősítóből kiesik 1-1 műveleti erősítő, azonban ekkor még kifogástalanul működik az áramkör. A CC áramkörök dual műveleti erősítős IC-vel vannak megvalósítva, így ezekből is 3 darabra van szükség, melyek mindegyike a CV erősítőknél meghatározott külön tápegységekről működik.

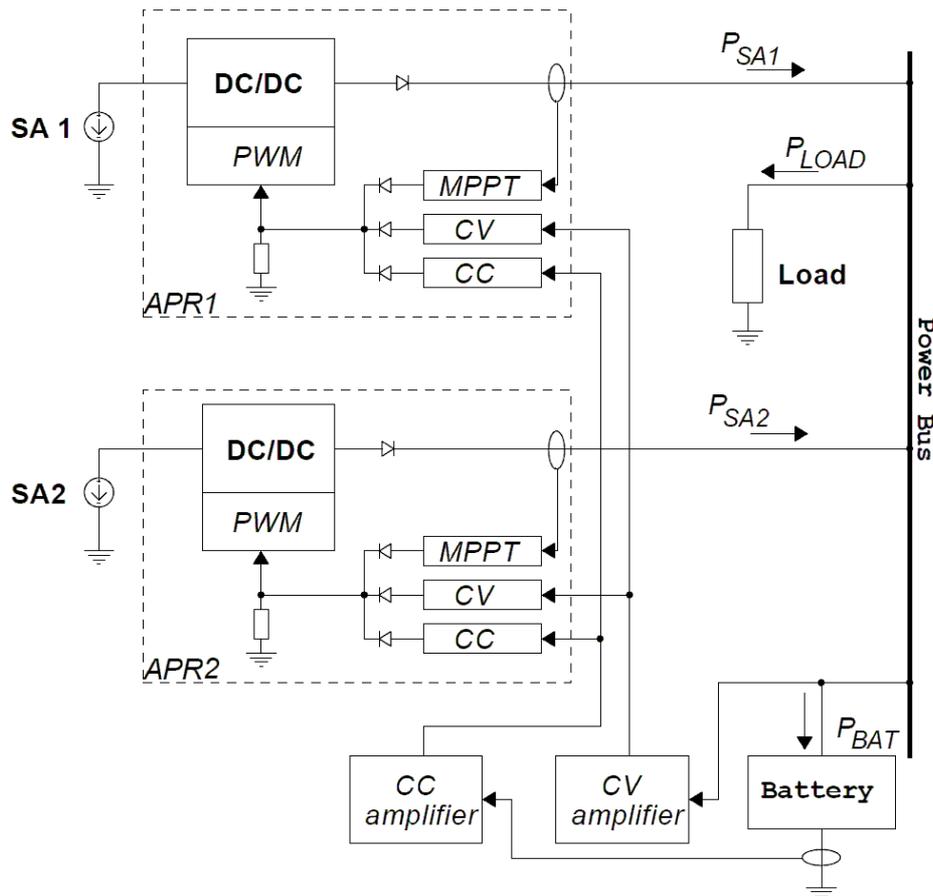


30. ábra

A referenciák tartalékolása is redundáns erősítők és a referencia elemek segítségével történik. Mindkét referenciafeszültséget 3-3 független forrás állítja elő, és ezt a redundáns követő erősítők illesztik a hibajel erősítőkhöz.

## 5. Kétmodulos fejlesztési tapasztalatok

A végleges áramkör 12 független SPPR szabályozót tartalmaz, melyek diódával közösítve kapcsolódnak az energiabuszra. A szabályozók párhuzamos működésének vizsgálatához két SPPR áramkör deszkamodelljét valósítottam meg. Ideális esetben a két áramkör tökéletesen azonos paraméterekkel rendelkezne és mindig ugyanabban az állapotban



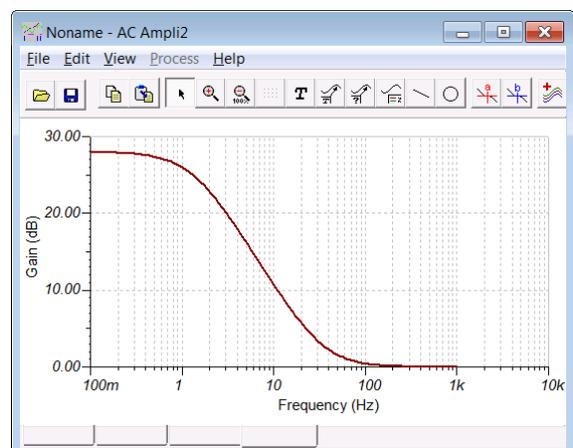
31. ábra

(CC, CV vagy MPPT) lenne. Azonban az alkatrész paraméterek szórása és a bemenetekre kapcsolódó napelemek közötti eltérések a két modul működésében asszimetriát eredményeznek. Továbbá egy esetleges egy pont meghibásodás hatására a meghibásodott modul a hibahatáron belüli, de a másik modultól eltérő tartományban működik. . Előfordulhat tehát, hogy a két áramkör egy adott pillanatban két egymástól különböző üzemmódban működik. Például tegyük fel, hogy az egyik modul CC módban, míg a másik MPPT módban működik. Ekkor ha rákapcsolunk az energiabuszra egy terhelést, majd utána leválasztjuk azt, előfordulhat, hogy a két áramkör szerepet cserél a kis mértékben eltérő tranziens idők miatt. Az ilyen üzemmód-váltások azonban nem befolyásolják az energiaellátó rendszer megfelelő

működését. Problémát csak az okozhat, ha az üzemmód-váltások periodikusan, a külső tényezők (például a terhelés változása, napelem teljesítményének változása) megváltozása nélkül következnek be. Megállapítható, hogy az ilyen jellegű periodikus üzemmód-váltások csak a CC és MPPT üzemmódok között jöhetnek létre, mert a CV bemenet időben konstansnak tekinthető (az akkumulátor feszültsége a működési frekvenciához viszonyítva csak lassan változik). A periodikus üzemmód-váltások a CC és MPPT módok között károsak, hiszen ekkor sem az MPPT, sem a CC szabályozó nem tud megfelelően működni, valamint nagyobb zaj keletkezik a kimeneten. Periodikus üzemmód-váltás akkor következhet be leginkább, amikor az egyik áramkör CC, a másik MPPT üzemmódban működik. MPPT üzemmódban a kimeneti teljesítmény – és ebből kifolyólag az akkumulátor töltőárama – néhány száz Hz frekvenciával (az MPPT követési frekvenciájának megfelelően) ingadozik. Ha a CC szabályozó az akkumulátor áramának pillanatértékére szabályozna, akkor követnie kellene az akkumulátor viszonylag gyors változását. Az MPPT szabályozó követési frekvenciáját úgy választottam meg, hogy minél nagyobb legyen, de viszonylag távol legyen a kapcsolófrekvenciától. Ezért ha követni akarnánk ezt a jelet, akkor gyorsabb szabályozóra lenne szükség, amelynek a működési frekvenciája közelebb kerülne a kapcsolófrekvenciához. Ez bonyolultabbá tenné a megfelelő fázistartalék betartását, valamint a kapcsolóüzemű tápegység tranziensválaszának tervezését. Emellett az áramkörök működésében problémát okozna, hogy a CC szabályozó szélesebb tartományban változtatná a kitöltési tényezőt. Ha ez a maximális teljesítményű munkapont körül történik, akkor az ugyanazon a panelen található MPPT szabályozó zavarhatná a működést.

Ha az akkumulátor áramát minden időpillanatban a maximális értéken kellene tartani, akkor a fent említett megoldást kellene választani, annak hátrányaival együtt. A maximális töltőáramra azért vonatkozik szigorú előírás, mert – mint korábban említettük – a Li-Ion akkumulátorok érzékenyek a hirtelen, nagy árammal való töltésre. Az akkumulátor töltőárama meghaladhatja a maximális értéket, de átlagértéke a követelményekben meghatározott maximális értéket nem lépheti túl.

A fentiek alapján, a káros üzemmód-váltások elkerülése érdekében az az optimális, ha a CC szabályozót inkább „lelassítjuk”. Mivel az



**32. ábra (CC erősítő átviteli karakterisztikája)**

MPPT követési frekvenciája néhány száz Hz, ezért a CC szabályozónak ennél is lassabbnak kell lennie, hiszen az ennek megfelelő 10ms nagyságrendű időben integrálnia kell az áram jelalakját és az alapján kell szabályoznia. Az integrálást analóg módon végzi az áramkör egy felüláteresztő szűrő segítségével, amely a 100Hz feletti frekvencia-összetevőket már jelentősen elnyomja (32. ábra). A CC szabályozó tranziens válasza így lelassult, de ez nem okoz problémát a működés folyamán.

Annak ellenére, hogy a párhuzamos modulok különböző üzemmódban működhetnek, definiálni lehet globális üzemmódot (a rendszer üzemmódját) is. MPPT üzemmódról akkor beszélhetünk, ha mindegyik SPPR áramkör MPPT üzemmódban üzemel, hiszen ekkor valóban a rendelkezése álló teljes energiát kivesszük a napelemekből. A rendszer CC üzemmódban van, ha legalább az egyik SPPR áramkörben a CC szabályozó működik. Mivel más modulok működhetnek MPPT vagy CV üzemmódban, a CC üzemmódban működő egy vagy több modul mindig úgy állítja be a munkapontot, hogy az akkumulátor áramának átlagértéke ne haladhassa meg a maximális értéket. A CV üzemmód definiálása bonyolultabb az egyes SPPR áramkörök aktív üzemmódjai alapján, mivel nem garantált, hogy egyszerre vált minden SPPR áramkör CV üzemmódban (leginkább a szabályozókban található műveleti erősítők offset feszültsége miatt). Az is előfordulhat, hogy egyes szabályozókban a CV üzemmód sohasem lép fel, mivel a másik SPPR áramkörben levő szabályozó már kisebb feszültségnél (mV-os nagyságrendű különbségről van szó) CV üzemmódba kerül és így folyamatosan elkezd csökkenti a kimenő teljesítményt. Ezért az MPPT üzemmódban működő szabályozónak nem változik a kimenete jelentősen, hiszen ugyanakkora teljesítményt kell szolgáltatnia a fogyasztó felé (feltéve, hogy a terhelés nem változik eközben).

Ennek következménye, hogy maximális napelem megvilágítottság és akkumulátor töltöttség mellett, ha több SPPR áramkör CV üzemmódban van, akkor nem garantált, hogy a rendelkezésre álló maximális teljesítményt ki lehet venni dinamikusan. Az akkumulátor feszültségének ugyanis csökkennie kell addig a szintig, amíg mindegyik SPPR áramkörben a CV szabályozó feszültsége le nem csökken egy meghatározott szintig.

A rendszer szempontjából fontos kérdés, hogy az egyes modulok mekkora teljesítményt szolgáltatnak, és ezek a teljesítmények hogyan viszonyulnak egymáshoz. Ha az egyik modul mindig maximális teljesítménnyel üzemel, akkor előfordulhat, hogy hamarabb tönkremegy, mint azok a modulok, amelyek az idő nagy részében kisebb teljesítménnyel üzemelnek. A nagyobb teljesítményt kezelő modul alkatrészeinek hőmérséklete nagyobb, ami a megbízhatóságot rontja. Az áramköröket természetesen úgy kell megtervezni, hogy egyik alkatrész se lépje túl a megengedett határértékeket – műholdfedélzeti alkalmazások esetén az

alkatrész választás az ún. „derating factor” [9] figyelembe vételével történik – azonban az alkatrészek túlméretezését is optimalizálni kell. A modulok közötti egyenletes teljesítmény eloszlás azért is kedvezőbb, mert bizonyos veszteségek (például a kapcsoló FET csatornaellenállása) az áram négyzetével arányosak.

Az áramkör szimmetriáját vagy aszimmetriáját mérésrel kell igazolni. Ha nagy eltérést tapasztalunk, akkor azt a modult, amely jelentősen eltér a többitől, érdemes kicserélni. Az optimális eredmény elérése érdekében az áramkörök megépítése előtt fontos az alkatrészek paraméter szerinti válogatása (pl. offset drift, ellenállás, kapacitás).

A fentiek alapján minden modulra külön érdemes definiálni a szimmetriatényezőt. Legyen  $P$  a kimeneti teljesítmény és  $p_i$  (ahol  $i=1,2,\dots,12$ ) az egyes modulok kimeneti teljesítménye. Ezért:  $P=\sum p_i$  és az átlagteljesítmény:  $\underline{P}=P/12$ . A szimmetriatényezőt a következő módon definiáltam:  $q_i=1-|(\underline{P}-p_i)/\underline{P}|$ . A szimmetriatényező akkor maximális (100%), ha  $\underline{P}=p_i$ . Ezen paraméter segítségével már össze lehet hasonlítani az egyes SPPR modulokat. Természetesen más definíció is megállhatja a helyét.

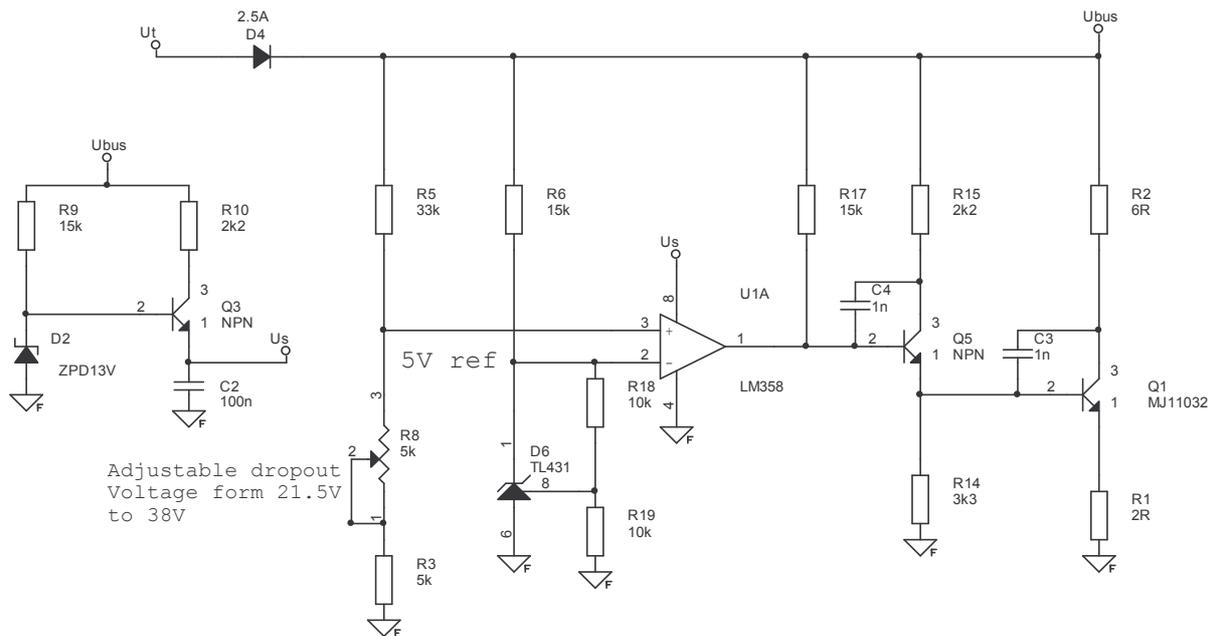
## 6. Tesztkörnyezet kialakítása

### 6.1. Az akkumulátor szimulátor

Az akkumulátor szimulátor előnye egy valódi akkumulátorral szemben, hogy paraméterei (jelen esetben csak a cellasor feszültsége) egy potenciométerrel állíthatóak, valamint az áramkörök élesztésekor egy esetleg nem megfelelően működő szabályozó nem tudja tönkretenni. A végleges tesztek később természetesen valódi akkumulátorral is el kell végezni. A valódi akkumulátor más belső impedanciával és más tranziens válasszal rendelkezik, mint egy szimuláló áramkör, ezért az áramkörök hangolására lesz szükség.

Az akkumulátor szimulátor 2 részből áll: egyik rész az akkumulátor töltését, a másik az akkumulátor kisütését szimulálja. A kisütést egy buszra kötött tápegység szimulálja, melynek kimenete egy diódával csatlakozik a buszra. A töltés szimulációjáért felelő áramkör lehet lineáris és kapcsolóüzemű is, de az egyszerűség és a tranziens tulajdonságok miatt a lineáris megoldást alkalmaztam, amely felfogható egy vezérelhető zener diódként is. Ha a buszfeszültség eléri a beállított értéket, akkor a „zener” dióda kinyit és nem engedi tovább nőni a feszültséget. A kisütést szimuláló tápegység feszültségét a „zener” dióda feszültsége alá kell állítani, hogy töltés üzemmód esetén a kisütést szimuláló tápegység ne járuljon hozzá az akkumulátor áramához, azaz a polaritás vezérelt kapcsoló (dióda) töltés alatt zárt legyen. Ha az akkumulátor szimulátornak töltési állapotról kisütési állapotra kell váltania, akkor ennek megvalósításakor a buszfeszültség kis mértékben, de ugrásszerűen lecsökken, amit figyelembe kell venni a többi egység tranziens válaszána vizsgálatakor. A buszfeszültség negatív ugrás-amplitúdója a kisütő tápegység feszültségével változtatható.

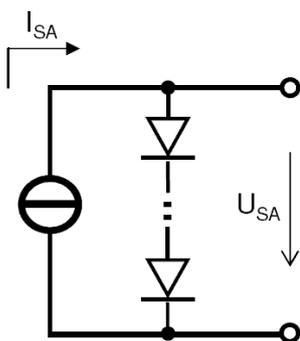
A párhuzamos lineáris szabályozó kapcsolási rajza a 33. ábrán látható. A kisütést szimuláló áramkör egy labor tápegységből és egy diódából áll (bal felső része a kapcsolásnak). Az áramkör többi része az akkumulátor töltését szimulálja. A műveleti erősítő invertáló bemenetén egy 5V-os referenciafeszültség van, mint alapjel. A nem-invertáló bemenetére a buszfeszültség egy leosztott értéke kerül, amelyet a potenciométerrel lehet változtatni. Ha a buszfeszültség csökken, a műveleti erősítő kimenete alacsony szint irányába változik, amely a zárás irányába vezérli a buszt sőtölő tranzisztorokat. Ha a buszfeszültség megnő, a tranzisztorok elkezdenek kinyitni elvezetve a buszból a többletáramot, melyet a terhelések nem vesznek fel. Megfelelő működés esetén a buszfeszültség nem tud a beállított alapjelnek megfelelő feszültség fölé emelkedni, így a buszfeszültséget valóban az akkumulátor szimulátor fogja beállítani.



33. ábra

A végfokozatnak 50W teljesítményt kell disszipálni, így a végfokozat tranzisztora, valamint a kollektor és emitter ellenállások hűtőbordán helyezkednek el. A végfokozat tervezése során a maximális befolyó áramot kell figyelembe venni. A tranzisztorok minimális maradék feszültségét számításba véve maximalizáltam az ellenállásokat, ugyanis minél nagyobbak az ellenállások, annál kevesebb teljesítményt kell a tranzisztornak eldisszipálnia. Célszerű a maradék feszültséget úgy megválasztani, hogy elkerüljük a tranzisztor telítéses üzemét, mivel ez rontja az „aktív zener” dinamikus tulajdonságait.

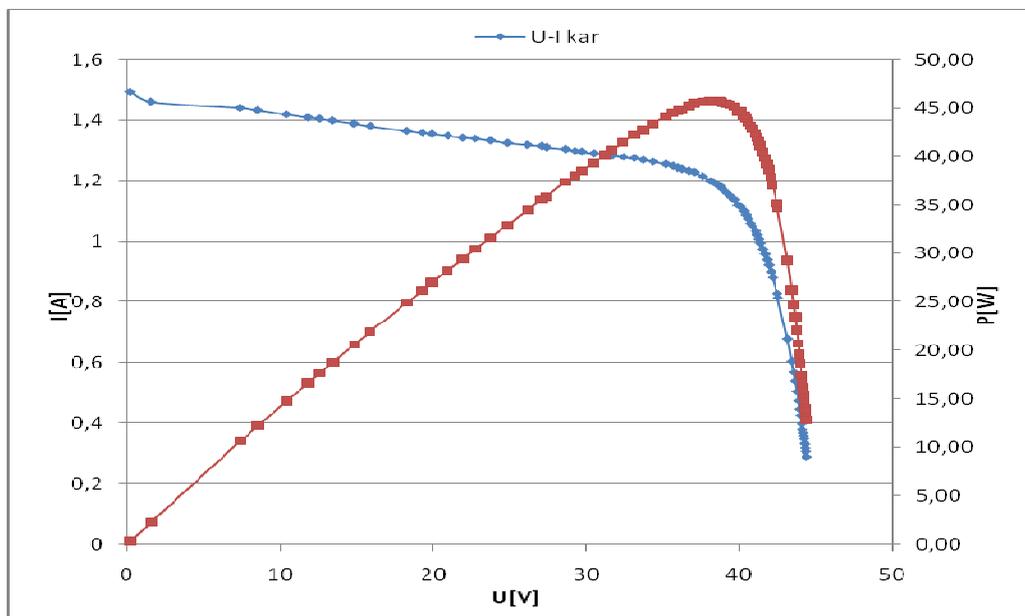
## 6.2. Napelem szimulátor



34. ábra

A napelem szimulátor esetében az a legfontosabb, hogy minél jobban megközelítsük a valódi napelem karakterisztikát, és egy teljesítmény maximummal rendelkezzen, hogy az MPPT áramkör működését ellenőrizni lehessen. Egy lehetséges megvalósítás, hogy egy áramgenerátorra sorosan több diódát kapcsolunk. Ha az áramkört nem terheljük, akkor az üresjárási feszültség megegyezik a diódák nyitófeszültségének összegével. Ezért a szimulátorban 40-60 diódát kell sorosan kapcsolni, hogy az ESEO műhold egy napelem táblájának üresjárási feszültségét megkapjuk. Az áramkörre kapcsolódó terhelést növelve a diódákon folyó áram folyamatosan csökken. A dióda nyitófeszültsége és árama között exponenciális kapcsolat van, ezért a kimeneti feszültség csökkenésével a diódákon folyó áram gyorsan csökken, majd utána a terhelésre jutó

áram már csak kis mértékben változik, ami megfelel a napelem áramgenerátoros szakaszának. A megvilágítottság változását az áramgenerátor áramának változtatásával lehet szimulálni. A 35. ábrán a teszteléshez használt napelem szimulátor karakterisztikája látható.

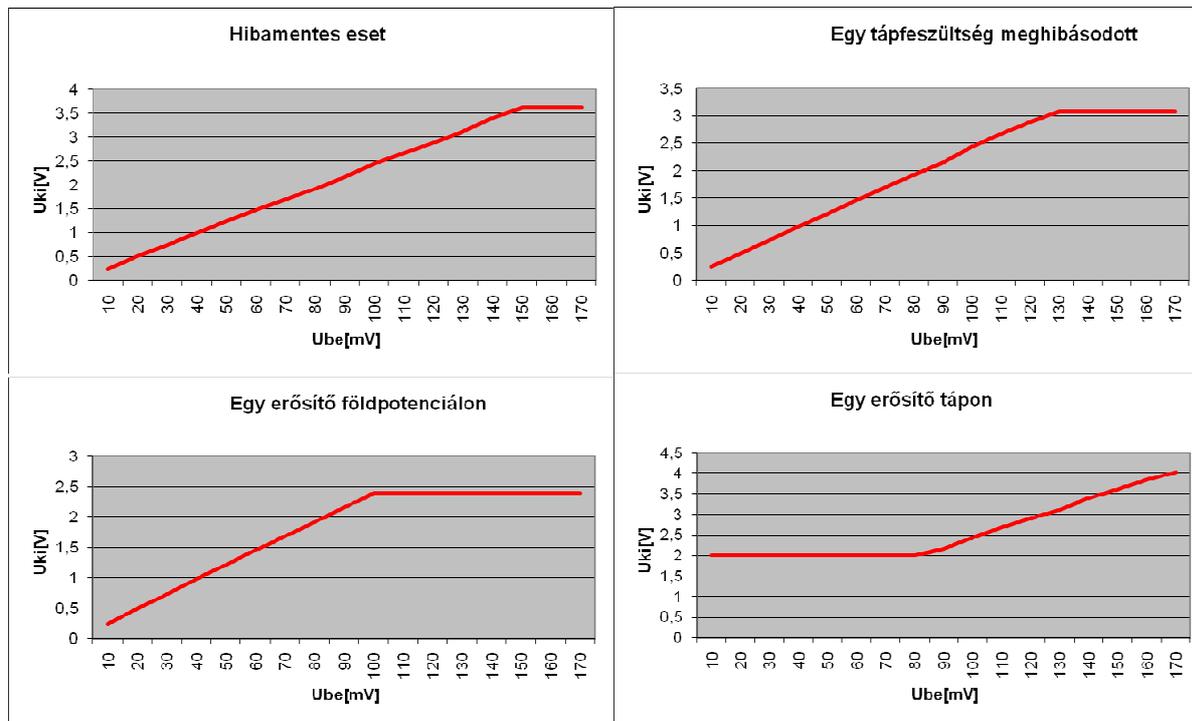


24. ábra

## 7. Mérési eredmények

### 7.1. Statikus mérések

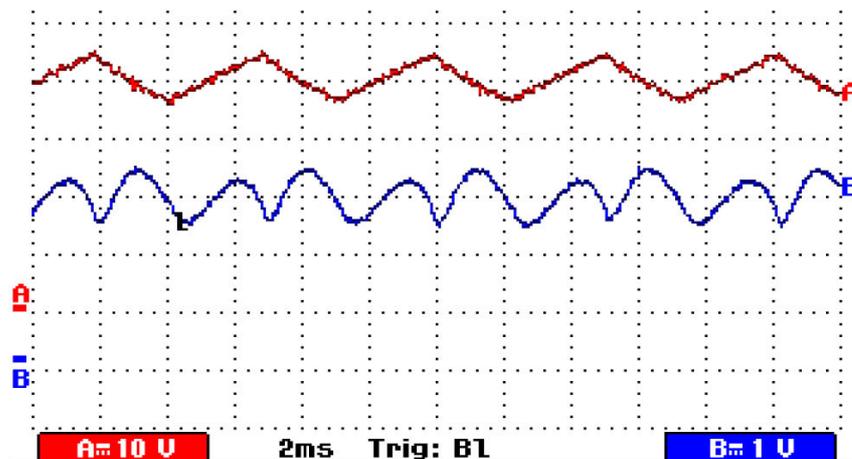
#### 7.1.1. CC erősítő kivezérelhetőségének vizsgálata



36. ábra

Az erősítők (a CC erősítőt 3 műveleti erősítő alkotja) tápfeszültsége 5V (aszimmetrikus), erősítésük kb. 24. Hibamentes esetben az erősítők maximum 3,6V feszültséget tudnak előállítani a kimeneten. Ha az egyik erősítő tápfeszültsége meghibásodik, akkor a kimenete nem fog szélső potenciálértékre kerülni, de a kivezérelhetőség lecsökken kb. 3V-ra. Ha az egyik erősítő föld potenciálra kerül akkor a kimeneti feszültség nem tud 2,4V fölé emelkedni (ami a 3,6V  $2/3$  része). Ha az egyik erősítő kimenete tápfeszültség potenciálra kerül, akkor a minimális kimeneti feszültség 2V. Ennek magyarázata, hogy nem a 3,6V-nak kell tekinteni az  $1/3$  részét, hanem az 5V-nak, illetve a műveleti erősítők nem tudják teljesen megközelíteni a földpotenciált.

### 7.1.2. MPPT statikus mérése



37. ábra

Az ábrán a napelem feszültsége (vörös) és az MPPT erősítőjének kimeneti feszültsége (kék) látható. A napelem feszültsége folyamatosan változik a munkapont-vándoroltatás miatt. Az erősítő kimenete közel megegyezik a kimeneti áram jelalakjával (a DC komponenstől eltekintve). Látható, hogy az árammaximumok akkor következnek be, amikor a napelem feszültsége a két szélsőérték között van, továbbá a napelem feszültségének szélsőértékeinél az áram minimális, tehát valóban jól működik az MPPT áramkör.

### 7.1.3. Hatásfok mérések

CC üzemmódban ( $I_{cc}=0,66A$ ):

$P_{LOAD}(W)$	$U_{IN}(V)$	$I_{IN}(mA)$	$U_{OUT}(V)$	$I_{OUT}(mA)$	$P_{IN}(W)$	$P_{OUT}(W)$	efficiency
0	49,2	385	24	660	18,9	15,84	83,62%
0	49	443	28	660	21,7	18,48	85,13%
0	48,8	501	32	660	24,4	21,12	86,38%
10	48,6	616	24	1077	29,9	25,84	86,31%
10	48,4	677	28	1017	32,8	28,48	86,92%
10	48,3	723	32	973	34,9	31,12	89,12%
20	47,9	851	24	1493	40,8	35,84	87,92%
20	47,8	909	28	1374	43,5	38,48	88,56%
20	47,7	955	32	1285	45,6	41,12	90,27%

CV üzemmódban( $U_{cv}=32V$ ):

$P_{LOAD}(W)$	$U_{IN}(V)$	$I_{IN}(mA)$	$U_{OUT}(V)$	$I_{OUT}(mA)$	$P_{IN}(W)$	$P_{OUT}(W)$	efficiency
0	49,55	27	32	0	1,3	0	0,00%
10	49,2	248	32	313	12,2	10	81,96%
20	48,83	470	32	625	23,0	20	87,15%

MPPT üzemmódban:

PSA(W)	IBAT(mA)	ILOAD(mA)	UOUT(V)	POUT(W)	efficiency
50,4	684	785	32,09	47,1	93,53%
50,4	750	910	28	46,5	92,22%
49,7	688	1215	24	45,7	91,90%
25,1	87	612	32	22,4	89,12%
25,1	256	536	28	22,2	88,35%
24,9	460	458	24	22,0	88,48%
16,7	450	0	32	14,4	86,23%
16,7	510	0	28	14,3	85,51%
16,7	594	0	24	14,3	85,37%

A mérési adatokból látható, hogy kisebb teljesítményeken a hatásfok lecsökken, de még így is 80% feletti. Nagyobb teljesítményeken pedig már 90% értéket is eléri. Ennek oka, hogy a vezérlőkör rendelkezik egy állandó fogyasztással, ami kisebb kimeneti teljesítmény esetén nagyobb százalékát teszi ki az összfogyasztásnak. Megfigyelhető továbbá az is, hogy nagyobb áramoknál is csökken a hatásfok, ennek oka, hogy az áram disszipációt okoz a FET csatornaellenállásán, illetve a tekercs soros ellenállásán, amely négyzetesen arányos az áram nagyságával.

MPPT követési hatásfok

	$U_{BAT}(V)$	$I_{BAT}(mA)$	$I_{LOAD}(mA)$	$P_{MPPT}(W)$
MPPT-vel	32,05	425	1000	45,67125
	28	515	1100	45,22
	23,98	452	1400	44,41096
	$U_{BAT}(V)$	$I_{BAT}(mA)$	$I_{LOAD}(mA)$	$P_{POTI}(W)$
Poti-val	32,12	506	945	46,60612
	27,95	592	1058	46,1175
	24	482	1400	45,168

$U_{BAT}$	eff
32,12	98,0%
27,95	98,1%
24	98,3%

Az MPPT esetében definiálhatunk úgynevezett követési hatásfokot is. Ahogy az MPPT szabályozó leírásában részletesen leírtam, az MPPT vándoroltatja a napelem

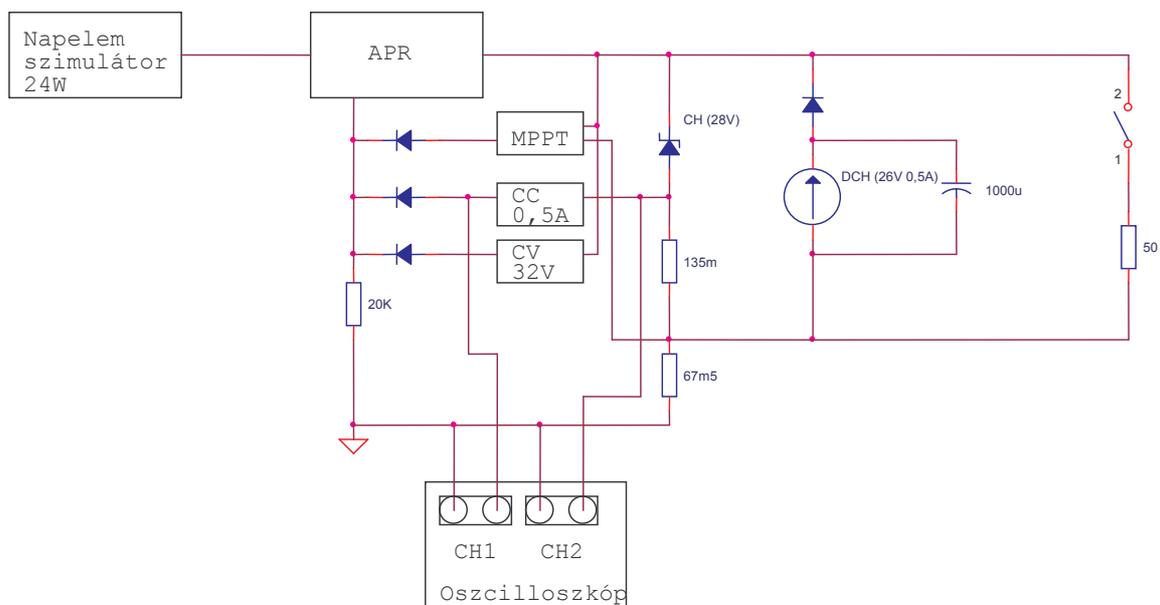
munkapontját a maximális teljesítményű munkapont körül. Így azonban kevesebb energiát képes leadni, mint ha állandóan a maximális teljesítményű munkapontban tartanánk. A mérésnél az MPPT üzemmódban szolgáltatott teljesítményt hasonlítottam össze a maximális kimeneti teljesítménnyel, amit egy időben állandó kitöltési tényezőjű vezérlés mellett lehet elérni ugyanazon napelem paraméterek mellett. A maximális teljesítményt a konverter PWM bemenetére kapcsolt potenciométerrel állítottam be.

A mérési eredményekből látható, hogy ez a hatásfok 98% körüli, ami azt jelenti, hogy azáltal, hogy nem állandó kitöltési tényezővel vezéreljük a konvertert, hanem autooszillátoros MPPT algoritmus segítségével, az energia kb. 2%-t veszítjük el. Ez természetesen nem disszipációs veszteség, ugyanis ezt a teljesítményt nem is vesszük ki a napelemekből.

## 7.2. Egymodulos dinamikus mérések

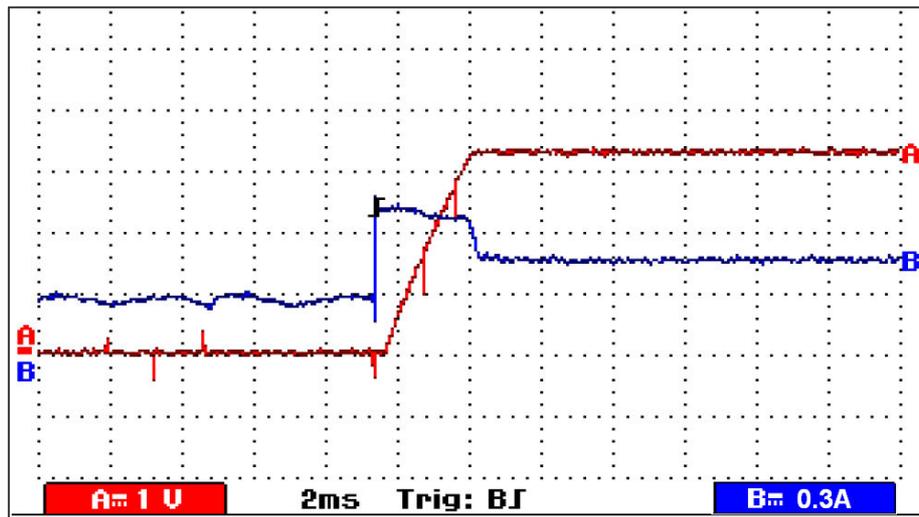
A terhelések energiabuszra való rákapcsolása, illetve a buszról való lekapcsolása az egyes szabályzók között tranziensjelenségeket okoznak. Azt vizsgáltam, hogy az ilyen hirtelen váltáskor az adott szabályozó át tudja-e venni a szabályzást, és hogy milyen tranziens választ ad eközben. A méréseket tárolós oszcilloszkóppal végeztem.

### MPPT->CC átmenet



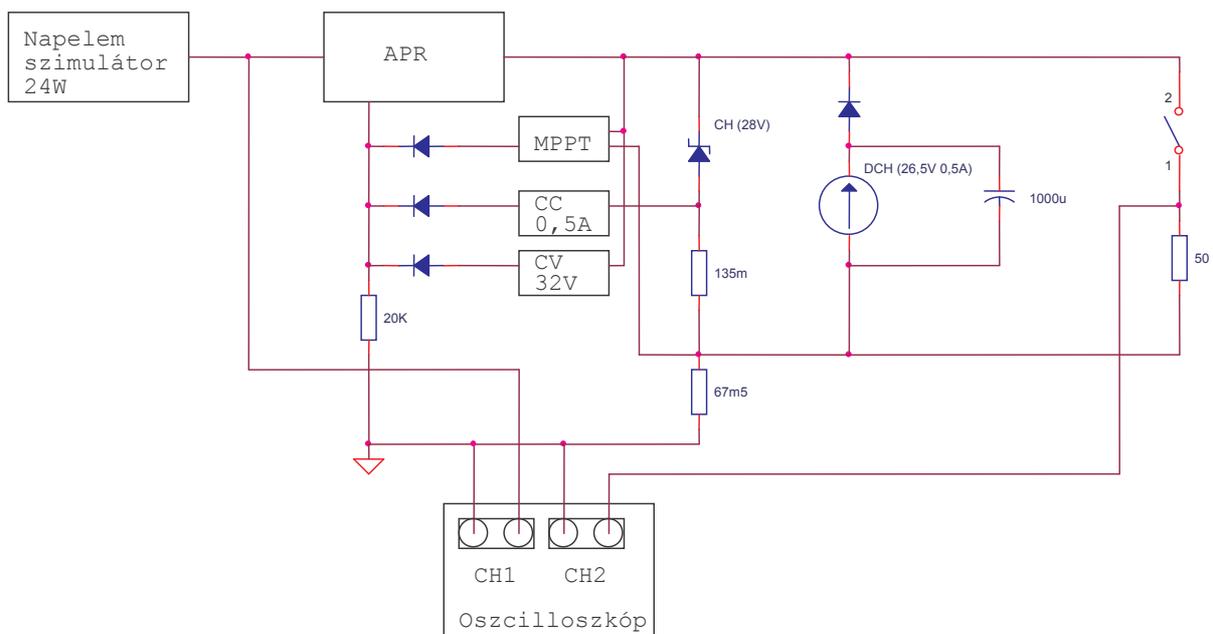
38. ábra

A mérési eredmény a 39. ábrán látható A mérés során a CC hibajel erősítő beavatkozó jelének (vörös), és az akkumulátor áramának (kék) tranziens válaszát rögzítetem, ami annak hatására következett be, hogy az 50 ohmos terhelést lekapcsoltam a buszról. Amikor az ellenállás lekapcsolódik a buszról, az akkumulátor nyeli az összes teljesítményt, egészen addig, amíg a CC szabályozó be nem avatkozik. Ekkor az akkumulátor árama visszaesik a szabályozott értékre.



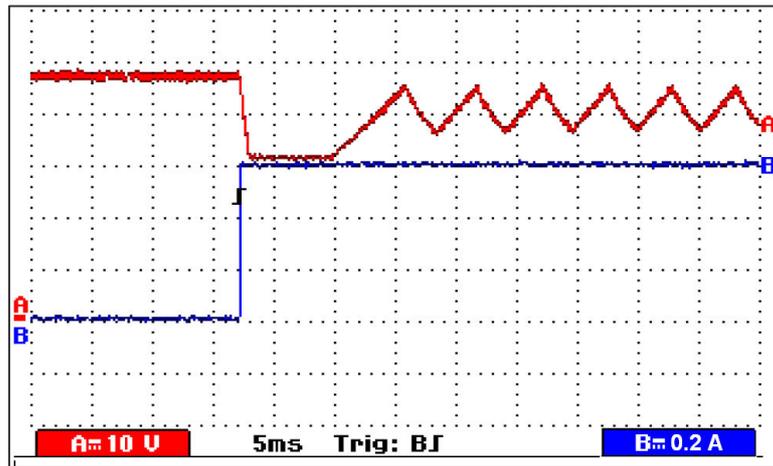
39. ábra

CC->MPPT átmenet



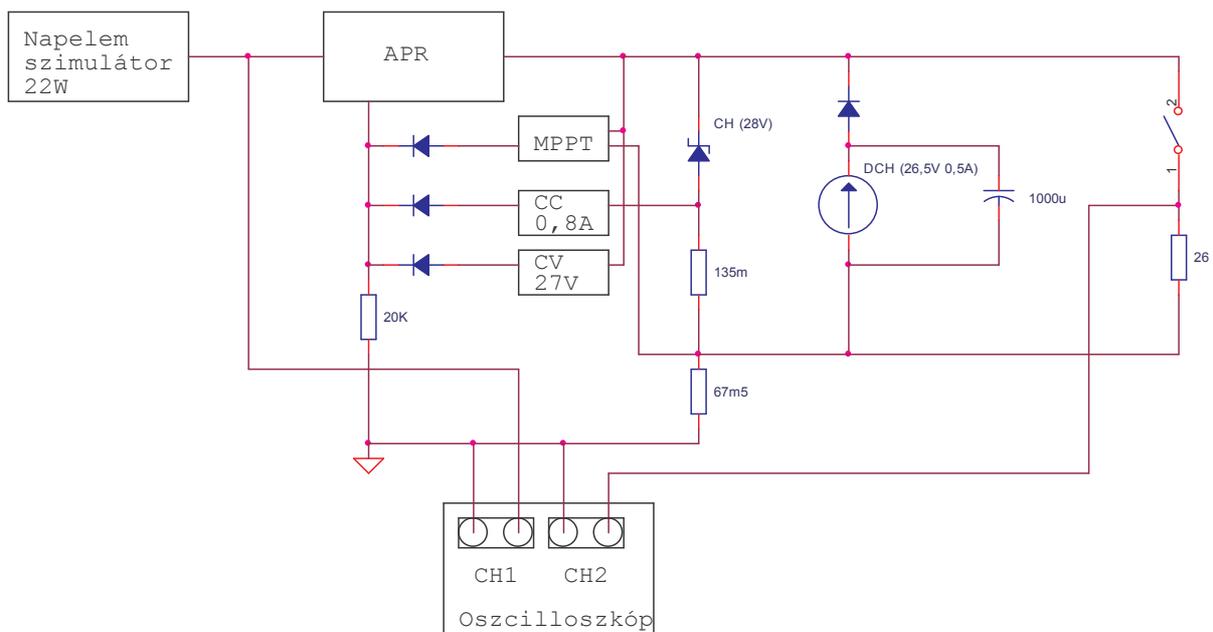
40. ábra

A mérési eredmény a 41. ábrán látható. A mérés során a napelem feszültségének (vörös), és a terhelés áramának (kék) tranziens válaszát rögzítettem, ami az 50 ohmos terhelés buszra kapcsolásának hatására következett be. A terhelés bekapcsolása előtt a napelem az akkumulátor töltéséhez szükséges teljesítményű munkaponthoz tartozó feszültségen volt. A kapcsolást követően az MPPT szabályozó átvette a vezérlést és a napelemet a maximális teljesítményű munkapont környezetében tartotta, az MPPT algoritmusnak megfelelően.



41. ábra

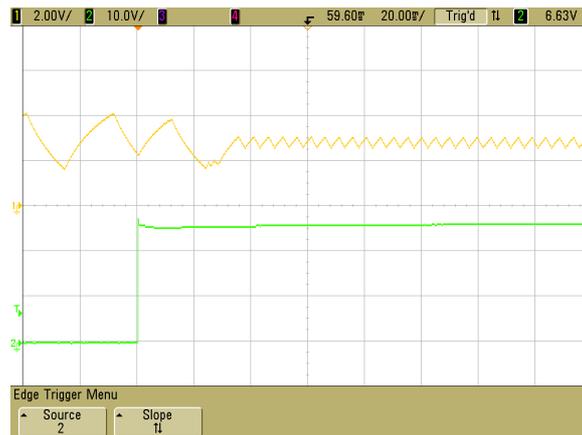
*CV->MPPT átmenet*



42. ábra

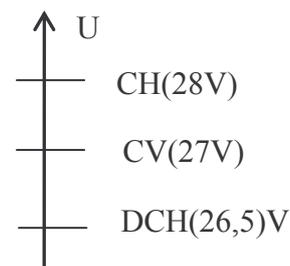


43. ábra



44. ábra

A mérés során a napelem feszültségét (43. ábra, felső), az MPPT beavatkozó jelét (44. ábra, felső) és a terhelés áramát (43. és 44. ábra, alsó) rögzítettem. Az alsó grafikon valójában az ellenállás feszültsége, de ez arányos az áram jelalakjával is. A tranziens annak hatására jött létre, hogy egy 26 ohmos ellenállást a buszra kapcsoltam. A terhelés rákapcsolásakor a napelem egyedül nem képes szolgáltatni az összes teljesítményt, így a rendszernek CV üzemmódból MPPT üzemmódba kell átállnia. A szükséges többlet energiát a kisütést szimuláló, DCH (Discharge) tápegység biztosította. Valós körülmények között az akkumulátor töltési és kisütési feszültsége, valamint a CV feszültség megegyezik. Szimulátor esetében a DCH feszültségét a CH (Charge) küszöbfeszültség alá kell állítani, hogy a CH ág ne nyelje a DCH áramát. A CV küszöbfeszültségét a DCH és a CH feszültsége közé kell állítani (25. ábra szerint). Ha a CV feszültséget CH feszültsége fölé állítanánk, akkor nem a CV, hanem a CH ág szabályozna, ha pedig a DCH feszültsége alá állítanánk, akkor a DCH tápegység CV üzemmódban is működne.



45. ábra

Az MPPT vezérlőkör a terhelés bekapcsolásakor közel 30ms alatt veszi át a vezérlést. A késést okozhatja, hogy a CV szabályozójele lassan fut le, és ez késlelteti az MPPT elindulását. A késleltetett beavatkozást okozhatja az is, hogy az MPPT erősítőjének energiatárolói lassan tudnak reagálni.

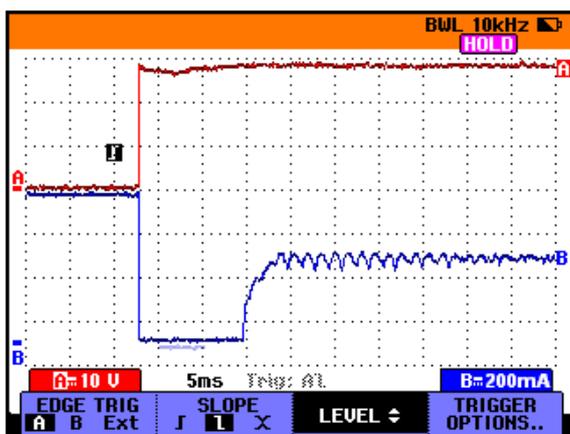
### 7.3. Kétmodulos statikus mérések

A mérési eredmény a 3.sz mellékletben található. A két modul működését különböző napelem-teljesítmény (maximálisan kivehető), akkumulátor feszültség és terhelés ( $I_L$ =terhelő áram) mellett megvizsgáltuk. Jelenleg a teljesítmény-eloszlásban nagy aszimmetria

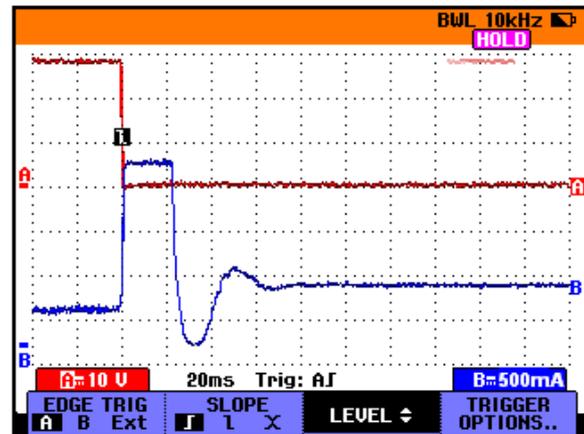
tapasztalható. A CC-kiadva üzemmóddal azt jeleztem, hogy a konverter kitöltési tényezője ekkor zérus, tehát a Buck konverter FET-je zárva van. Ezt jelzi, hogy az adott modulhoz tartozó SPPR áram zérus. Az akkumulátor áramának pozitív iránya a töltés, tehát negatív értékek esetén az akkumulátor is szolgáltat energiát a buszra.

#### 7.4. Kétmodulos dinamikus mérések

A mérés során azt vizsgáltam, hogy hogyan változik az akkumulátor árama egy nagyobb terhelés (15 $\Omega$ ) buszra kapcsolásakor, illetve buszról való lekapcsolásakor.



46. ábra



47. ábra

A 46. ábrán a terhelés buszra kapcsolásának tranziense látható. A terhelés feszültségének jelalakja (vörös) és az akkumulátor árama (kék) látható az ábrán. Az MPPT algoritmus 10-15 ms idő alatt elindul, ahogyan az egymodulos méréseken is látható. Az akkumulátor-áram jelalakján látható az MPPT algoritmus munkapont-vándoroltatása miatt bekövetkező teljesítményingadozás.

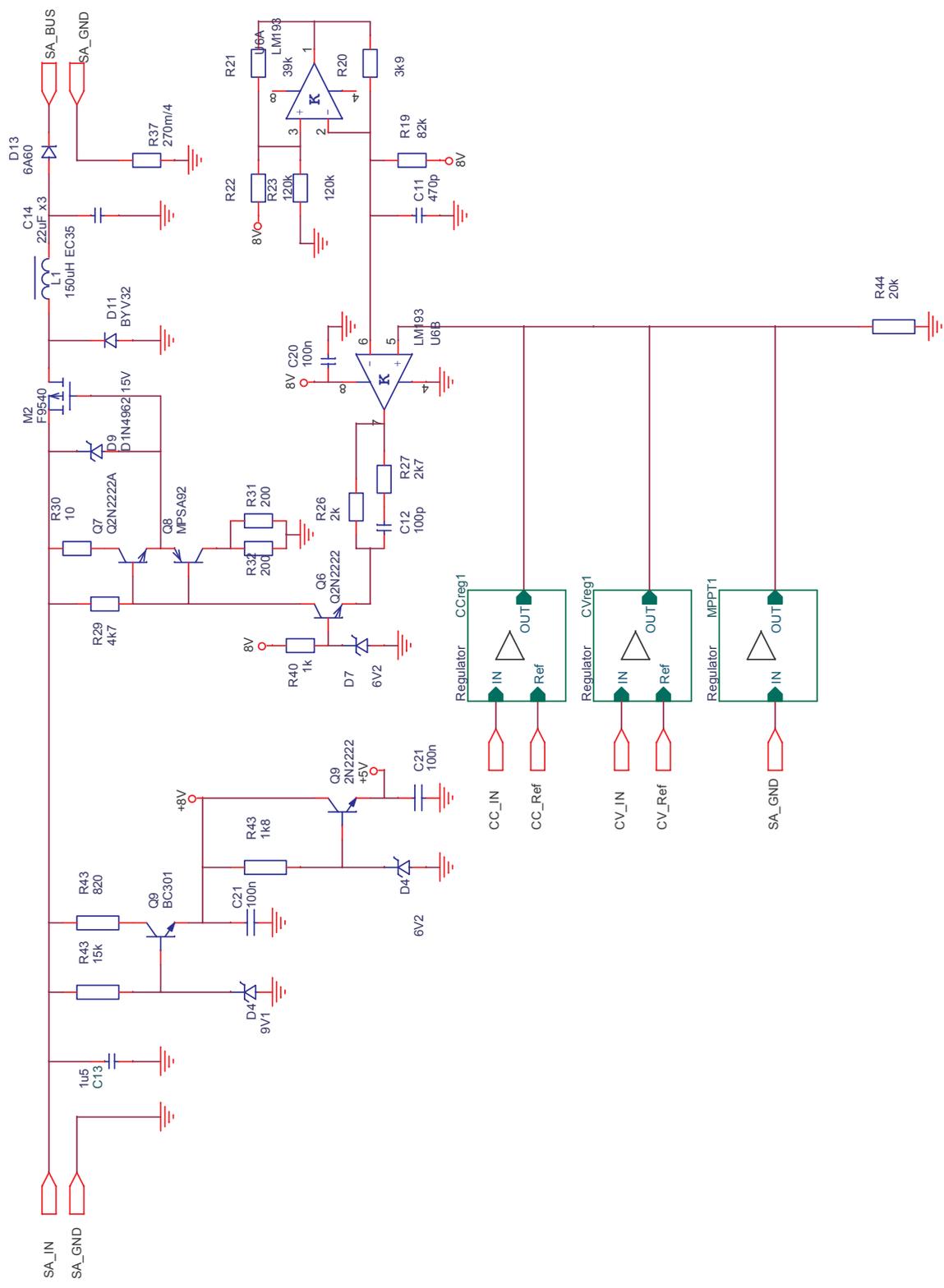
A 47. ábrán a terhelést lekapcsoltam a buszról, így ekkor az akkumulátornak kell elnyelnie az összes energiát addig, amíg a CC algoritmus nem kezdi el visszaszabályozni a teljesítményt. A CC lassabban kezd el szabályozni az MPPT-hez képest, mivel az 5. fejezetekben említett okok miatt lassabb tranziens válasszal rendelkezik.

## 7. Összefoglalás

A dolgozatban ismertettem az analóg három üzemmódú energiaszabályozó tervezésének lépéseit és a specifikáció teljesítése érdekében tett áramköri megfontolásokat. Megépítettem egy napelem szimulátorból és akkumulátor szimulátorból álló teszt környezetet, mely segítségével a kifejlesztett két modelláramkörön statikus és dinamikus méréseket végeztem. Az SPPR áramkörökön további tesztek fogok végezni termál kamrában, majd megkezdem a mérnöki modell (EQM – Engineering Qualification Model) felépítését. Az EQM a deszkamoddellel ellentétben már nem csak funkcionálisan, hanem méretében is megegyezik a repülő példánnyal. A 12 modul felépítése után lehetőség nyílik a teljes energiaszabályozó egységtesztelésére. A mérnöki modellen elvégzett minősítő tesztek után a fejlesztés utolsó lépése a repülő példány elkészítése lesz.

## 8. Irodalomjegyzék

- [1] Ferenczi Ödön: Kapcsolóüzemű tápegységek, Műszaki Könyvkiadó, Budapest
- [2] Siemens Ferrite datenbuch 1982/83
- [3] Puklus Zoltán: Teljesítmény elektronika, Széchenyi István Egyetem, 2006
- [4] Kocsis Gábor, Szimler András : Kisműholdak hatásfok és megbízhatóság szerint optimalizált energiaellátó rendszere (Híradástechnika LXIII évf. 2008/4)
- [5] Tom Markwart, Luis Castaner: Solar Cells Materials, Manufacture and Operation (Elsevier, 2005)
- [6] Gorócz V., Váradi Zsolt: Műholdfedélzeti analóg három üzemmódú energiaszabályozó egység fejlesztése,
- [7] Váradi Zs., Trunk M., Gorócz V., Vatali D., Varkoly M., Szekeres A.): Az ESEO műhold energiaellátó rendszere, XXVII. Ionoszféra és Magnetoszférafizikai Szeminárium Baja, 2010
- [8] Zs. Váradi, V. Gorocz, J. Szabo: Power Subsystem for Small Satellites with unified operational mode controller, ICST (Athén, 2011)
- [9] ECSS-Q-60-11A, Derating and EOL parameters

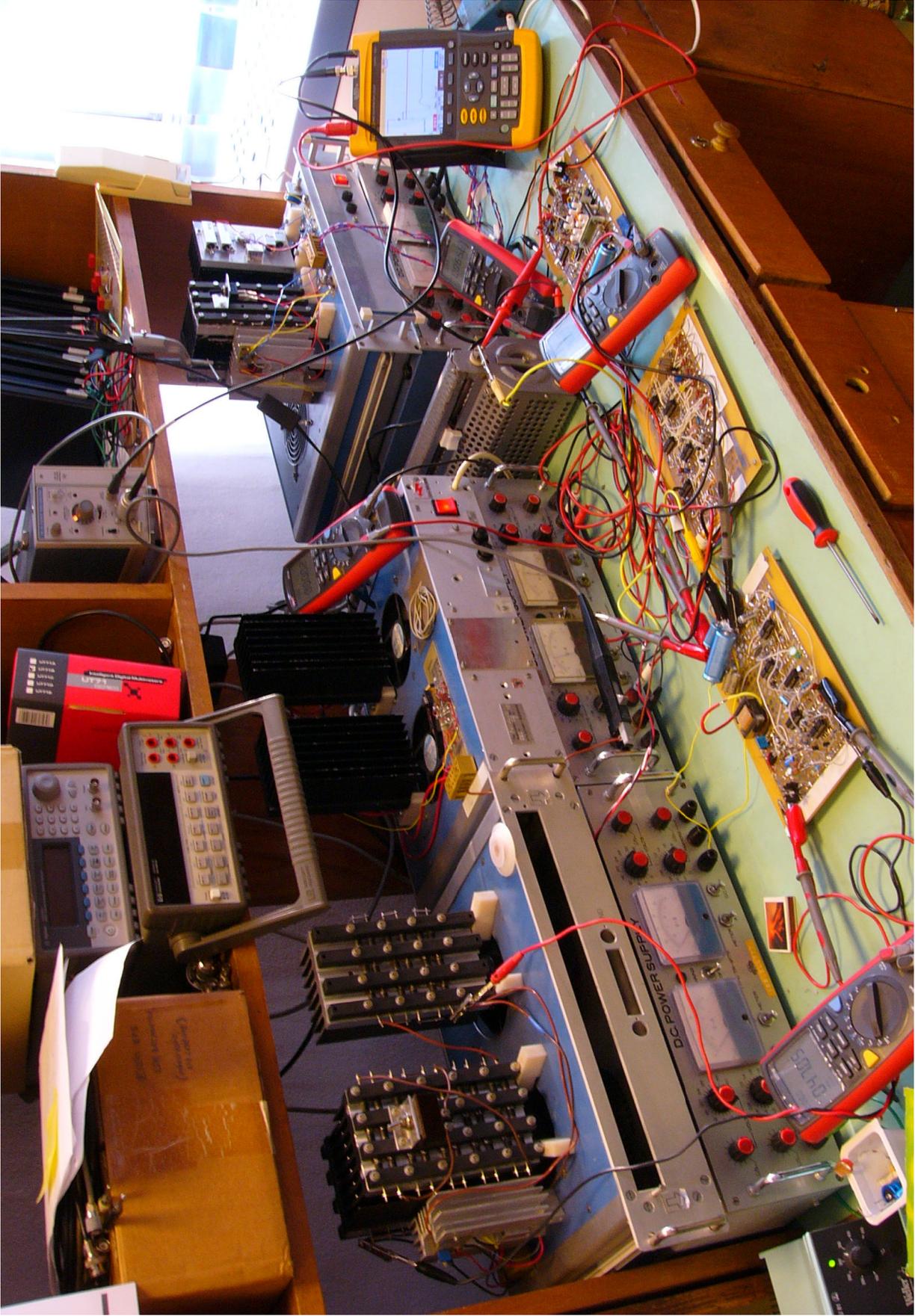


1. sz melléklet APR kapcsolási rajza



$P_{sa1,max}(W)$	$P_{sa2,max}(W)$	$I_L(A)$	$U_{bat}(V)$	$I_{sspr1}(mA)$	$I_{sspr2}(mA)$	Üzem mód1	Üzem mód2	$I_{bat}(mA)$
25	25	0	24	788	0	CC	CC-kiakad	788
25	25	0	28	788	0	CC	CC-kiakad	788
25	25	0	32	790	0	CC	CC-kiakad	790
25	25	0,5	24	1045	242	MPPT	CC	787
25	25	0,5	28	906	382	MPPT	CC	788
25	25	0,5	32	802	488	MPPT	CC	790
25	25	1	24	1040	750	MPPT	CC	790
25	25	1	28	912	878	MPPT	CC	790
25	25	1	32	800	800	MPPT	MPPT	600
25	25	2	24	1044	1050	MPPT	MPPT	94
25	25	2	28	915	922	MPPT	MPPT	-163
25	25	2	32	789	806	MPPT	MPPT	-405
25	40	0	24	790	0	CC	CC-kiakad	790
25	40	0	28	790	0	CC	CC-kiakad	790
25	40	0	32	790	0	CC	CC-kiakad	790
25	40	0,5	24	1040	250	MPPT	CC	790
25	40	0,5	28	912	376	MPPT	CC	788
25	40	0,5	32	800	488	MPPT	CC	788
25	40	1	24	1045	745	MPPT	CC	790
25	40	1	28	911	878	MPPT	CC	789
25	40	1	32	798	990	MPPT	CC	788
25	40	2	24	1052	1600	MPPT	MPPT	652
25	40	2	28	912	1400	MPPT	MPPT	312
25	40	2	32	820	1240	MPPT	MPPT	60
40	40	0	24	790	0	CC	CC-kiakad	790
40	40	0	28	790	0	CC	CC-kiakad	790
40	40	0	32	790	0	CC	CC-kiakad	790
40	40	0,5	24	1105	185	CC	CC	790
40	40	0,5	28	1090	200	CC	CC	790
40	40	0,5	32	1254	34	MPPT	CC	788
40	40	1	24	1626	162	MPPT	CC	788
40	40	1	28	1420	368	MPPT	CC	788
40	40	1	32	1258	530	MPPT	CC	788
40	40	2	24	1266	1240	MPPT	MPPT	506
40	40	2	28	1376	1410	CC	MPPT	786
40	40	2	32	1270	1250	MPPT	MPPT	520
40	25	0	28	788	0	CC	CC-kiakad	788
40	25	0	32	788	0	CC	CC-kiakad	788
40	25	0,5	24	1288	0	CC	CC-kiakad	788
40	25	0,5	28	1262	26	CC	CC	788
40	25	0,5	32	1174	114	CC	CC	788
40	25	1	24	1323	465	CC	CC	788
40	25	1	28	1298	490	CC	CC	788
40	25	1	32	1193	595	CC	CC	788
40	25	2	24	1620	1050	MPPT	MPPT	670
40	25	2	28	1428	915	MPPT	MPPT	343
40	25	2	32	1263	812	MPPT	MPPT	75

3 sz. melléklet Kétmodulos, statikus mérés



4 sz. melléklet