

Szegedi Tudományegyetem
Természettudományi és Informatikai Kar
Informatikai Intézet, Műszaki Informatika Tanszék

TDK DOLGOZAT

**Redundáns központi energiaellátó rendszer
tervezése alacsony föld körüli pályán keringő
kisműholdak számára**

Készítette:

Antal Levente

Villamosmérnök BSc hallgató
4. évfolyam

Külső Témavezető:

Kiss Ádám

PhD hallgató

Szeged
2024

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	2
2. EPS	3
2.1. Az energiaellátó rendszer feladatai	3
2.2. A rendszer felépítése	3
2.2.1. LSW bemutatása	5
2.2.1.1. Általános működési alapelvek	5
2.2.1.2. LSW-vel szemben támasztott követelmények	6
2.2.2. SDC bemutatása	6
2.2.2.1. Általános működési alapelvek	6
2.2.2.2. SDC-vel szemben támasztott követelmények	8
2.2.3. Túlfeszültség védelmi áramkör bemutatása	8
2.2.3.1. Általános működési alapelvek	8
2.2.3.2. Az áramkörrel szemben támasztott követelmények	8
2.3. Hardveres megvalósítás	9
2.3.1. Kapcsolási rajz	9
2.3.2. LSW megvalósítása	10
2.3.2.1. Latch-up védelem bemutatása	10
2.3.3. SDC megvalósítása	12
2.3.4. Túlfeszültségvédelmi áramkör bemutatása	13
2.4. Alkatrészválasztási irányelvek	13
2.4.1. LSW választása	14
2.4.2. SDC választása	14
2.4.3. Túlfeszültségvédelmi áramkör választása	16
2.4.4. MOSFET választása	17
2.4.5. Passzív alkatrészek választása	19
2.5. Redundáns viselkedés bemutatása	19
2.5.1. Bistabil áramkör	21
2.5.2. Astabil áramkör	22
3. További fejlesztési lehetőségek	24

1. fejezet

Bevezetés

Biztonságkritikus beágyazott rendszerek tervezésekor kiemelkedő fontosságú a megfelelő tartományú, stabil tápfeszültség fenntartása. Ezen célból a legtöbb beágyazott rendszer saját energiaellátó rendszerrel bír, amely az áramkörvédelmi komponenseken kívül tartalmazza a feszültség konvertálásáért felelős modult is.

Ezen modulok új szektorban való alkalmazásakor az alapvető tervezési irányelveken túl, további biztonságkritikai és teljesítményoptimalizálási konvenciókat szükséges szem előtt tartani. Ebben az esetben az áramkör számára az egyetlen energiaforrás a napból, a napelemcellák által összegyűjtött energiamennyiségre korlátozódik, így tehát szükséges a lehető legnagyobb hatásokra és legkisebb fogyasztásra megtervezni a rendszerünket. Az ilyen energiaellátó rendszereket az űrkutatásban használt szakkifejezéssel élve, EPS¹-nek nevezik. Egy ilyen rendszer összetettségében és költségeiben is nagyban eltérhet a különböző keringési pályájú műholdak esetében, azonban a dolgozatomban ismertetett irányelvek általános érvényűnek tekinthetők. Tervezésem során egy PocketQube méretű műholdra végeztem a számításokat. A PocketQube (5x5x5 cm dimenzió) és CubeSat (10x10x10 cm dimenzió) az utóbbi pár évben egyre nagyobb teret hódító műhold platform, amelyek rendkívül kis dimenziójuk miatt rendkívül nagy hatékonyságot követelnek meg. A kis térbeli dimenziójuk miatt, egy fellövés esetében nagyobb számszággal tudnak alacsony földkörüli pályára² állítani belőlök, amely lehetővé teszi, hogy minél több fajta kísérletet lehessen egyszerre feljuttatni. A méretéből és a LEO tulajdonságaiból kifolyólag nem szükséges egy olyan komoly sugárvédelem kialakítása mint egy MEO³ vagy GEO⁴ pályán keringő műhold esetében, így a tervezéshez használt alkatrészek lehetnek konvencionális darabok is, ez pedig rendkívül nagy költségcsökkentést jelent. Az oktatásba való integrálás fontosságának felismerése miatt egyre növekvő népszerűségnek örvend az egyetemek és kutatóintézetek körében is.

A dolgozatomban prezentálni szeretném, az általam elkészített EPS modul rendszertervét, a felé támasztott követelményeket, a redundanciáért felelős áramköri megoldásokat és a tervezés során alkalmazott néhány vezérlő irányelvet is.

¹Electronics Power Supply, Energiaellátó rendszer

²LEO - Low Earth Orbit

³Medium Earth Orbit

⁴Geostationary Equatorial Orbit

2. fejezet

EPS

2.1. Az energiaellátó rendszer feladatai

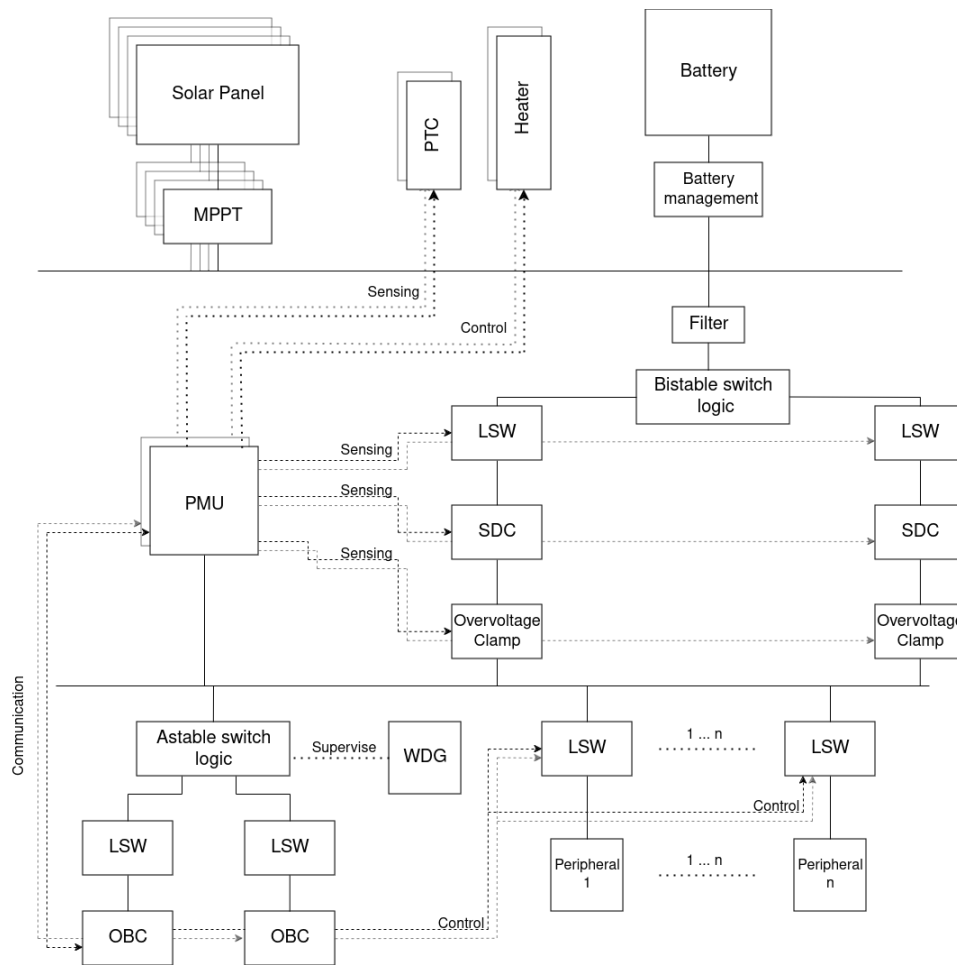
Az energiaellátó rendszer fő feladata az áramkör számára a stabil tápfeszültség biztosítása, amely nélkül a beágyazott rendszerünk fennmaradó része működésképtelenné válna. Ezt a napelemcelláról érkező ingadozó feszültség értéket egy kapcsolóüzemű tápegység (SDC) fogja a megfelelő, stabil 3.3 V-os tartományba konvertálni.

Ahhoz, hogy ezt a viselkedést különféle zavarok fellépése esetén is biztosítani tudja, szükséges ezen funkcionalitást kibővíteni. Egy áramkör esetében számos okból kifolyólag (mechanikai sérülés, részecskebecsapódás okozta latch-up jelenség) alakulhat ki akár rövidzár, akár pedig túlfeszültség is. Ezen hatások elhárítása érdekében szükséges rövidzárvédelmi és túlfeszültségvédelmi áramköri komponensek használata is. A tápfeszültség stabilitásán túl fontos annak kontinuitása is, így az energiaellátó modulban a napelemcellákról begyűjtött energia tárolásáról is gondoskodni kell. A rendszer állapotának monitorozására is szükség van, így információt kaphatunk a különböző komponenseknél fennálló feszültség - és áramviszonyokról, az éppen működő ágakról, azok határfokáról és tartalékairól. Biztonságkritikus rendszerek esetében fontos arra az eshetőségre is gondolni, hogy a rendszer egy adott komponens meghibásodása esetén hogyan tud azután zavartalanul tovább operálni, emiatt szükséges a redundancia használata a létfontosságú áramköri részek esetében. Redundancia több módon megvalósítható, amelyből én egy vegyes megoldást tartottam a legalakamasabbnak a tervezésem folyamán. Ezzel a megoldással lehetősége van a rendszernek külső beavatkozás nélkül, analóg áramköri komponensek használatával detektálni és váltani a tartalék komponensekre egy esetleges meghibásodás esetén. Emellett viszont vannak külsőleg irányítható/kapcsolható védelmek is, amelyeket a műhold irányítását végző központból vagyunk képesek állítani szükség esetén.

2.2. A rendszer felépítése

A rendszer felépítését tekintve megfigyelhető, hogy a korábban említett túláramvédelem, túlfeszültségvédelem és kapcsolóüzemű tápegység alkotja az EPS modul központi részét. Dolgozatomban főként ezen modulok működését és felépítését fogom részle-

tezni, a teljes rendszer koncepcionális megismerése után.



2.1. ábra. Az EPS modul rendszerterve [3]

A napelemcellákról az energia a redundáns MPPT¹ áramkörökbe kerül, amely a mindenkori maximális teljesítményfelvételért felel. A napelemcellákról származó ingadozó (körülbelül a 2,3 - 4,2 V-os tartományban mozgó) feszültség az akkumulátort egy töltésvezérlő áramkörtön keresztül tölti, amely beépített alul - és túltöltés elleni védelemmel is bír. Ezen feszültség, amielőtt a redundáns logikára lenne kötve, egy szűrő áramkörtönön van átvezetve, amely a feszültség-ingadozástól védi az áramkört. Ezt követi egy redundánsan felépített bistabil áramkör, amely diszkrét áramköri komponensekből felépítve az ágak közötti váltásért felelős. Egy ágat számít egy túláramvédelmi kapcsoló, a kapcsolóüzemű tápegységgel és a túlfeszültség elleni védelmi áramkörrel együtt. Itt bármilyen meghibásodás esetén (latch-up, túlfeszültség) az analóg áramkör, automatikusan vált a másik ágra. Az ág végén pedig egy tartományában megfelelő, stabil tápfeszültség fog előállni, amely már képes tápfeszültségként szolgálni a PMU²-nak, amely a rendszer monitorozásáért is felelős integrált áramkör. A PMU ezen felül monitorozza a modul hőmérsékletét és amennyiben az 5 °C alá esne, akkor képes bekapcsol-

¹Maximum Power Point Tracking

²Power Management Unit

ni az akkumulátor fűtésért felelős PTC ³ fűtőelemeket bekapcsolni. Az előállított stabil buszfeszültségre csatlakozik továbbá egy redundáns astabil áramkör, amely az OBC ⁴-k bootolásáért felelős. Ezen logikát egy WDG ⁵ áramkör felügyeli, amely egy potenciálisan beragadó állapot ellen nyújt megoldást. Az OBC-k és a PMU-k között folyamatos kommunikáció folyik, a rendszer aktuális állapotának lekérdezése érdekében. Egy műhold esetében további modulok csatlakoztatására van szükség (például COM ⁶,DAU ⁷), amelyek egy lekapcsolható túláramvédelmi kapcsolón keresztül, csatlakozhatnak erre a szabályozott vonalra.

2.2.1. LSW bemutatása

Az LSW fő feladata az aktív túláramvédelem megvalósítása és egy esetleges zárlat esetén az integrált áramkör beépített védelme általi leválasztás. Ezen túláramvédelmi kapcsolóból több megvalósítás is használatos az EPS modulon. Az SDC-k előtt elhelyezkedő kapcsolók a zárlatos áramkör rész leválasztása után a redundáns logikával átváltak a párhuzamos ágra. Az izoláció csupán addig marad fenn, amíg a kapcsoló logika nem vált újra vissza rá. Ezen rövidzár esemény detektálására kiválóan alkalmas az integrált áramkör FAULT lába, amely egy trigger eseményként hat a bistabil kapcsoló logikára. A másik típusú, kiegészített LSW áramkör pedig nem kapcsol vissza automatikusan, így egy külső visszakapcsolási lehetőséggel rendelkezik, az aktív izoláció fenntartása érdekében a perifériák irányában.

2.2.1.1. Általános működési alapelvek

Túláram észlelésekor a készülék állandó kimeneti áramot tart fenn, és ennek megfelelően csökkenti a kimeneti feszültséget. Az áramkör két típusú túláramvédelmi funkcióval rendelkezik. Az első mód esetében egy rövidzár esetében, a kimeneti áram korlátozásra kerül mindaddig, amíg a rövidzárási esemény meg nem szűnik. A második mód esetében pedig szintén van egy áram korlátozás és amennyiben nem szűnik meg ez a zavar, akkor egy adott idő után (deglitch time, átlagosan 7.5 ms), az áramkör lekapcsolja a belső MOSFET-et, ezzel izolálva a kimenetet. Rövidzár, túlmelegedés vagy fordított polaritású feszültség megjelenése esetén a FAULT open-drain kimeneten keresztül kapunk információt arról, hogy az áramkörünk hibát detektált.

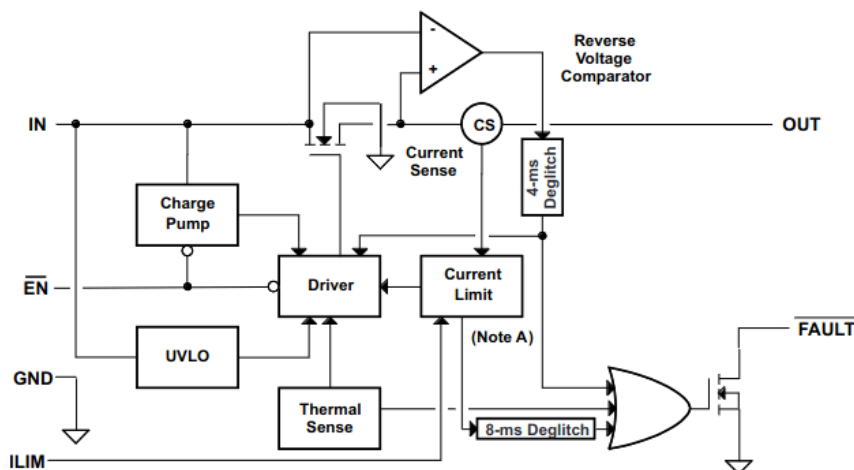
³Positive Temperature Coefficient

⁴On-Board Computer

⁵Watchdog

⁶Communication Module

⁷Data Acquisition unit



2.2. ábra. Az LSW integrált áramkörének belső felépítése [4]

2.2.1.2. LSW-vel szemben támasztott követelmények

A rendszerterv kialakítását megelőzően szükséges volt egy követelménylista felállítása, amelyben az áramkör elvárt viselkedését és működési módjait fektettem le. A limiter kapcsolóval szemben támasztott egyik legfontosabb követelmény az, hogy a kimenete izolálható legyen. Ebben az esetben egy esetleges rövidzár esetében az áramkör egésze izolálva lesz, nem pedig csak a kimeneti áram csökkentve egy megadott szintig (amely esetében folyamatos teljesítmény veszteség valósulna meg). Az áramkör megválasztásánál figyelembe kell venni, hogy az 5-6V-os feszültségtartományban még működőképes legyen. A napelemcellából érkező energia miatt fontos, hogy ezen feszültségtartományon még működőképes legyen az áramkörünk. Űrbeli környezetben jelentős veszélyt jelenthet az úgynevezett latch-up ejlenség kialakulása. A világűrben mozgó töltéssel rendelkező részecskék becsapódása az áramköri lapjainkon nagy károkat okozhatnak, amikor is tirisztor hatást idéznek elő, az egymás mellett elhelyezkedő különböző adalékolású (PNPN) rétegek egybenyitásával. Tervezés folyamán tehát fontos ezen hatás megszüntetésére törekedni amely összességében így egy stabilabb működéshez fog vezetni.

2.2.2. SDC bemutatása

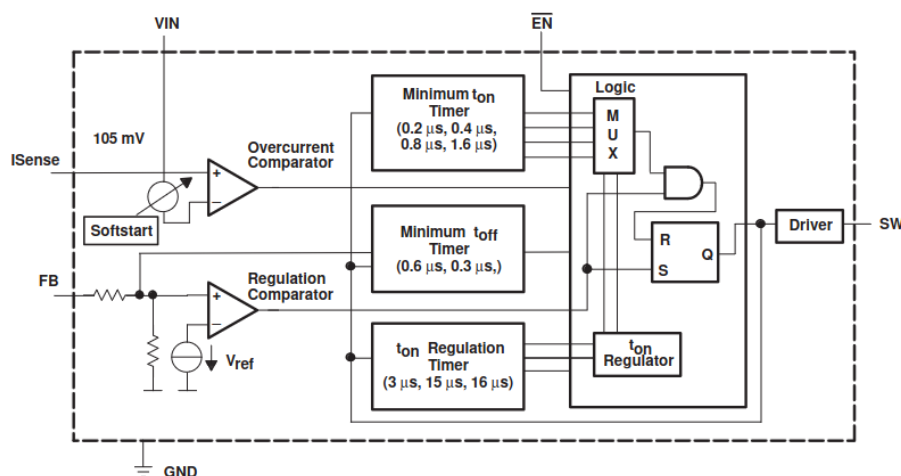
Az SDC legfontosabb feladata a megfelelő tartományú tápfeszültség létrehozása, amely tápfeszültségként szolgálhat az áramkör - és a műhold többi komponense számára. Egy esetleges meghibásodás esetében az LSW logikája átvált a redundáns SDC-re ezzel biztosítva a folyamatos és stabil tápfeszültség fenntartását. Az ISENSE bemenetén ezen áramkör is képes a túláramvédelem detektálására.

2.2.2.1. Általános működési alapelvek

A feszültség konverter a minimum be-ki kapcsolási idő irányítási módszert alkalmazza. Egy külső PMOS tranzisztort bekapcsol, amely amíg a meghatározott feszült-

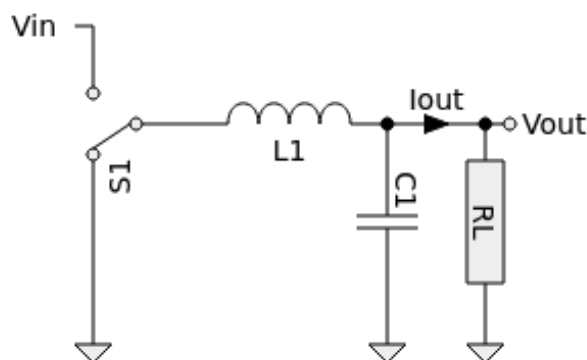
2.2. A RENDSZER FELÉPÍTÉSE

ségszintet nem éri el addig bekapcsolva marad, majd csak akkor kapcsol vissza amikor a kimeneti feszültség ezen határ alá esett. Amennyiben az áramkorlátot elérjük, akkor a PMOS szintén kikapcsol egy meghatározott időre, majd újból bekapcsol.



2.3. ábra. Az SDC integrált áramkörének belső felépítése [5]

Ma már igen elterjedtek a kapcsolóüzemű feszültség szabályzók, melyek működési elve szerint a tápforrásból bizonyos időközönként adott mennyiségű energiát vesznek fel amelyet a fogyasztóhoz jutattva alakítják ki a szükséges feszültségszintet.



2.4. ábra. A feszültségcsökkentő áramkör elvi felépítése [2]

Az S1 kapcsoló a T periódusidőből t_{on} ideig van felső állapotban, a fennmaradó időben pedig az alsó állapotban. Áramkörünk tápellátásához általában feszültséggenerátorokat használunk, amelyhez egy induktivitás szükséges, ahhoz hogy az áramértékünket folyamatosan tudjuk szabályozni a kapcsolás időtartamával. Ezzel a felépítéssel már működőképes lenne az áramkörünk, azonban ahhoz, hogy az energiafelvétel ideje alatt is közel stabil tápfeszültséget tudjunk biztosítani a fogyasztó számára szükséges az energia tárolása. Ezen feladatra a fogyasztóval párhuzamosan kötött kondenzátor használatos, amely a feszültséget tartja egy adott tartományon belül. Folytonos üzemmód-

nak nevezik, amikor elég nagy a kimeneti áram, az induktivitás árama sosem csökken nullára. Amennyiben pedig az átlagos kimeneti áram ennél kisebb, akkor szaggatott üzemmódban működik az áramkör. A gyakorlatban a kimeneti feszültség pontos szabályozásához visszacsatolást alkalmaznak, ami a PWM jel kitöltési tényezőjét úgy állítja be, hogy a kimeneti feszültség értéke megfelelő legyen.

2.2.2.2. SDC-vel szemben támasztott követelmények

A kapcsolóüzemű tápegység számára a legfontosabb a stabil 3.3 V-os feszültség szint fenntartása, bármilyen zavar létrejötte esetén is. Fontos ezen túl, hogy a működési tartománya 2.5V-ig akár le tudjon menni, ehhez pedig az szükséges hogy 100 % -os kitöltési tényezővel is rendelkezhessen az integrált áramkör. Ezen funkcionalitás annyiban szükséges, amennyiben a tápfeszültségünk 3.3V alá esne, akkor még ezen feszültségtartományon is képesek legyünk működtetni az áramköreinket. Egy kompakt beágyazott rendszernél rendkívül fontos, azon áramkör határfoka, így tervezési feltételként megszabható, hogy az elvárt határfok legalább 95% feletti legyen.

2.2.3. Túlfeszültség védelmi áramkör bemutatása

A túlfeszültség védelmi áramkör nyújt biztosítékot arra, hogy az SDC meghibásodása esetén is az áramkörünk további része biztonságban maradjon. Ezen áramkör feszültség tartományait úgy méretezem, hogy a 3,6 V feletti tartományon aktiválódjon a védelmi áramkör. Az integrált áramkör védelmet nyújt továbbá az ellentétes polaritású feszültség, illetve a tápfeszültséget el nem érő feszültség szint (UVLO ⁸) ellen is.

2.2.3.1. Általános működési alapelvek

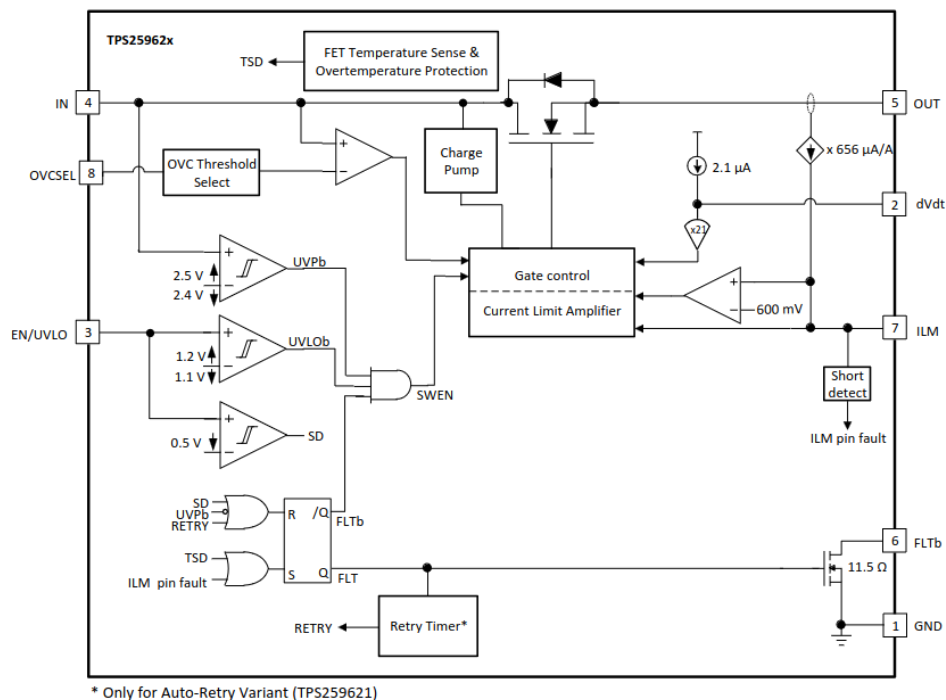
Az UVLO mellett OVLO ⁹ védelemmel is rendelkezik, amely lehetővé teszi a tápfeszültség levágását, amennyiben egy előre beállított határértéket átlépne az. Amikor az OVLO pinen levő feszültség átlépi a V_{OVLO} feszültség korlátot, akkor az áramkör kikapcsolja a FET-et. Amennyiben a túlfeszültség megszűnik és a pinen levő feszültség a meghatározott V_{OVLO} alá esik, akkor a FET újból bekapcsolásra kerül. Egy másik működési módjában az áramkör nem kikapcsol, hanem egy előre meghatározott V_{CLAMP} feszültség szintre csökkenti a kimeneti feszültséget egy gyors t_{OVC} idő alatt.

2.2.3.2. Az áramkörrel szemben támasztott követelmények

A túlfeszültség védelmi áramkörrel szemben támasztott legfőbb követelmény az, hogy a 3.6 V feletti tartomány átlépése esetén kikapcsolja szét az áramkört. További érdekes szempont a kapcsolási sebesség figyelembe vétele, továbbá az áramkör fogyasztása is. Ezen integrált áramkörnél is, minthogy a többenél, fontos a hibaesemény jelzése, amely a diagnosztikai adatokhoz lesz elengedhetetlen.

⁸Under Voltage Lock Out

⁹Over Voltage Lock Out



2.5. ábra. A túlfeszültség védelmi áramkör belső felépítése [6]

2.3. Hardveres megvalósítás

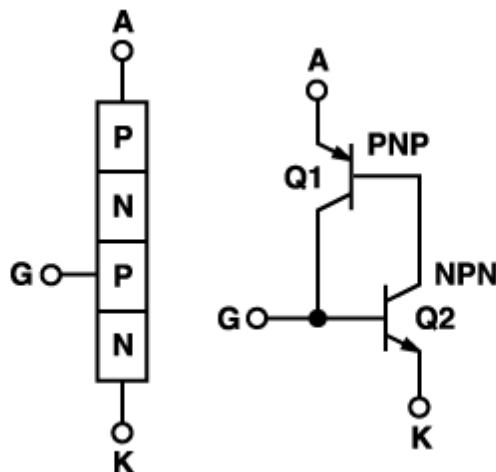
A hardver megtervezésénél fontos ügyelni arra, hogy a limitált rendelkezésre álló terület miatt milyen arányban használjak integrált áramköri megoldásokat és mikor rakom ki inkább ezen funkcionalitásokat tartalmazó részeket diszkrét áramköri elemekből.

Kézefekvőnek tűnik, hogy a limitált hely miatt minden funkcionalitást integrált áramkörökkel felhasználva valósítsunk meg, mivel minél több komponens használunk fel egy rendszer tervezésében, az áramkör megbízhatósága annál jobban csökken. Valós úrbeli környezetben azonban, bejön egy ezzel kapcsolatos probléma, mégpedig a latch-up jelenség, amelyet lentebb bővebben is kifejtünk. Elmondható tehát, hogy amennyiben diszkrét áramköri elemeket használunk, akkor a latch-up jelenség elkerülhető, továbbá egy sokkal determinisztikusabb működést tudunk elérni vele. Ezen okokból kifolyólag, tervezésem során nagy hangsúlyt fektettem arra, hogy a felhasznált integrált áramkörökkel latch-up mentesíteni tudjam, ezzel pedig egy kompromisszumkész megoldást alkalmazok a dimenzióbeli megkötések és a megbízhatóság területén.

2.3.1. Kapcsolási rajz

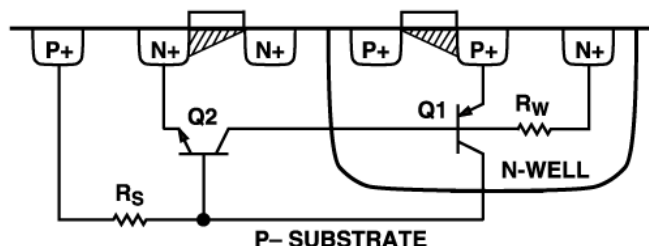
A kapcsolási rajz ismertetését az LSW-vel kezdem, majd az SDC és Túlfeszültségvédelmi áramkör következnek. Bemutatom az áramkör méretezéséhez használt számításokat, áramköri megoldásokat majd a latch-up védelem fontosságára is kitérek.

külső triggerelés hatására kinyit, a GATE-re injektált töltések hatására. Ennek a hatására Q1 és Q2 is elkezd vezetni. Ezzel egy pozitív visszacsatolás jön létre, amely biztosítja a két tranzisztor szaturációját. Amikor így latch-up állapotba kerülnek és függetlenek lesznek a trigger forrástól, egy alacsony impedanciás út jön létre.



2.7. ábra. Az SCR tranzisztoros megfelelője [8]

A trigger jelnek nem szükséges, hogy konstans legyen elég egy impulzus is, amely "bekapcsolja" ezt az állapotot. Amennyiben viszont sikerül az áramot annyira lecsökkenteni, hogy az áramkörben megszűnjön a pozitív visszacsatolás, akkor könnyedén ki lehet ebből az állapotból lépni.



2.8. ábra. Keresztkapcsolt PMOS és NMOS tranzisztorok, a parazita Q1 és Q2 tranzisztorokkal [8]

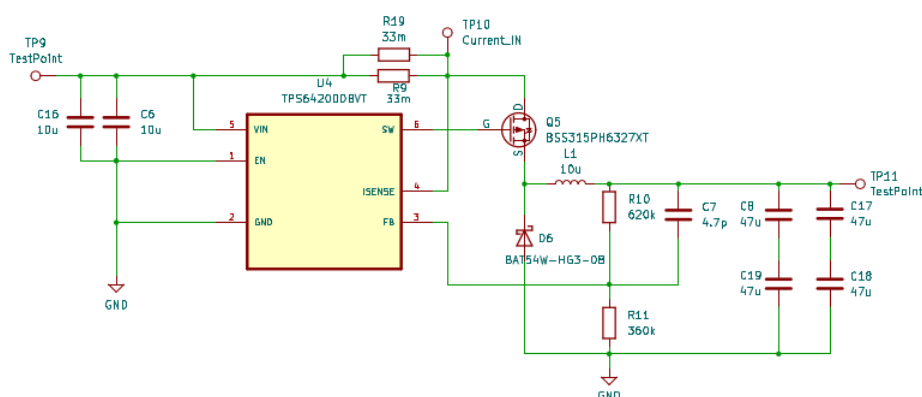
A latch-up másik gyakori oka az ionizáló sugárzás, amely jelentős problémát jelent az űrbeli alkalmazásokra tervezett elektronikai termékekben. Az egyszeri latch-up esemény (SEL¹¹) egyetlen esemény által okozott probléma, jellemzően kozmikus sugarakból vagy napkitörésekből származó nehéz ionok vagy protonok okozzák. Amennyiben ezek a töltött részecskék képesek töltéseket injektálni a GATE-re, a parazita komponenseknek köszönhetően a tirisztor hatás megindulhat és a fent említett folyamatnak megfelelően létrejön egy pozitív visszacsatolás.

¹¹Single event latch-up

Ezen hatás megelőzése érdekében számos lépést tehetünk. Lehetséges a korábban említett mód alkalmazása is miszerint csökkentjük ezen áramot, hogy a latch-up-ból képes legyen kilépni az áramkör. Az általam is alkalmazott megoldás az a diódák alkalmazása, amely széles körben elterjedt a latch-up védelem körében. Ezen diódák alkalmazásával elérhető, hogy a táp-föld sín között megakadályozzuk a rövidzár eseményét. A mikrochip gyártók forgalmazznak továbbá latch-up védett áramköröket is, ahol különféle elválasztó "árkokkal" (trench) választják el az eltérő adalékolású rétegeket. Amennyiben viszont ilyen áramköri komponenseket szeretnénk vásárolni, akkor számolni kell az akár 200x-os árkülönbséggel is.

2.3.3. SDC megvalósítása

Az SDC áramkör megvalósításánál az alapvető működéshez szükséges alkatrészeket, annyival kellett csak kiegészítenem, hogy azokat redundánsan építem fel. A zajszűrő kondenzátorok felépítésénél a 2p2s és 2p(2 parallel - 2 párhuzamos) elrendezéseket alkalmaztam, amelyek egy esetleges meghibásodás után is hozzájárulnak a megfelelő zajszűréshez. Az SDC ISENSE bemenetére kötött redundáns ellenállásokkal pedig, a túláramvédelem mértékét állítottam be.

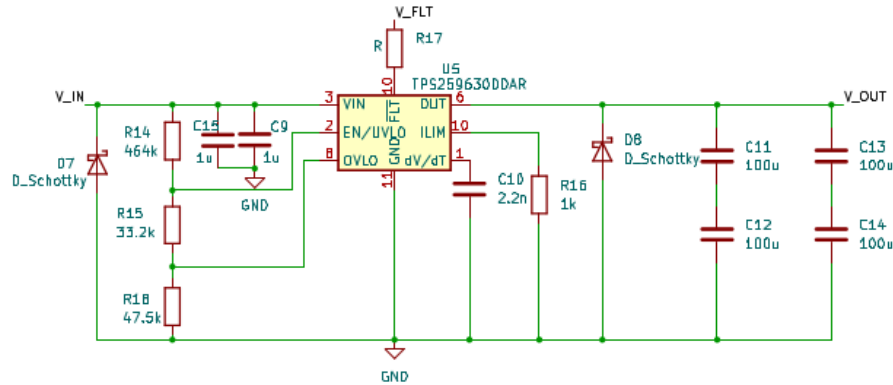


2.9. ábra. Az SDC-t megvalósító áramkör [7]

A feszültség konvertálásáért felelős RLC hálózatot pedig az adatlap ajánlása szerint méreteztem be, amellyel stabil 3.3V-os feszültséget tudtam előállítani.

2.3.4. Túlfeszültségvédelmi áramkör bemutatása

A túlfeszültségvédelmi áramkör megvalósításánál nagy figyelmet fordítottam a redundáns passzív áramköri elemek elhelyezésére.



2.10. ábra. A túlfeszültségvédelmet megvalósító áramkör [7]

Az áramkör méretezésében a következő egyenletek és adatlapi feszültség értékek voltak a segítségre:

$$V_{UVLO} = \frac{R_2 + R_3}{(R_1 + R_2 + R_3)} \times V_{IN(UV)} \quad (2.1)$$

$$V_{OVLO} = \frac{R_3}{(R_1 + R_2 + R_3)} \times V_{IN(OV)} \quad (2.2)$$

$$V_{OVLO} = 1.2 \text{ V}$$

$$V_{UVLO} = 1.2 \text{ V}$$

2.4. Alkatrészválasztási irányelvek

Hardveres megvalósításnál a megfelelő alkatrész kiválasztása kiemelkedő fontosságú, a megfelelő működés elérése és a szélsőséges időjárási körülményeknek megfelelés érdekében.

Alkatrészválasztásnál több szempontot is szem előtt tartottam, amelyek a tervezés szempontjából kritikusak voltak. Az első ilyen tervezési szempont az a költségoptimalizálás volt. Gondolva arra, hogy IC-k esetében ne rendeljek a projekt szempontjából irreleváns teljesítménnyel és árszabással rendelkező komponenseket, figyelembe vettem az elvégzendő méréseket és az azokhoz szükséges minimum hardverigényt. A választott

alkatrészeknél fontos volt figyelembe venni vagy a különféle rázkódási standareknek vagy az esetleges ipari AEC-QXX szabványoknak való megfelelést. A tervezési folyamatok során feltételeztem, hogy egy ipari standardnek megfelelő alkatrész nagyobb valószínűséggel bírja ki az űrbeli körülményeket és az azt megelőző alacsony föld körüli pályára állítást is. A műhold dimenziójából kifolyólag nem rendelkezünk nagy területtel, így az alkatrészek megválasztásánál törekedtem arra, hogy a lehető legkisebb helyet foglalja majd el a PCB ¹²-n.

Mindezeken felül voltak speciális alkatrészválasztási szempontok az integrált áramkörökre vonatkozóan, amelyeket a következőekben jobban ki is fejtek.

2.4.1. LSW választása

A limiter switch választásánál számos integrált áramkört hasonlítottam össze a legoptimálisabb választás elérése érdekében, amire végül a TPS2553DBVT-1 -re esett a választásom. Alkatrészválasztásnál alapelveként szolgált a korábban bemutatott az áramkörrel szemben támasztott követelményrendszer.



2.11. ábra. A TPS2553DBVT-1 integrált áramkör [9]

A követelménylista pontjain túl voltak speciális alkatrészválasztási követelmények is. Fontosnak tartottam, hogy egy esetleges meghibásodás jelzése miatt, rendelkezzen az integrált áramkör beépített FAULT esemény jelzésére szolgáló lábbal. A legtöbb áramkör esetében már standard funkciónak tekinthetőek, azonban fontos volt hogy rendelkezzen UVLO-val és állítható áramkorláttal. Általánosan elmondható, hogy tervezéskor a minél alacsonyabb fogyasztásra törekedtem, így többek között azt is figyelembe kellett vennem, hogy alacsony $r_{DS(ON)}$ értékkel rendelkező áramkör kerüljön kiválasztásra.

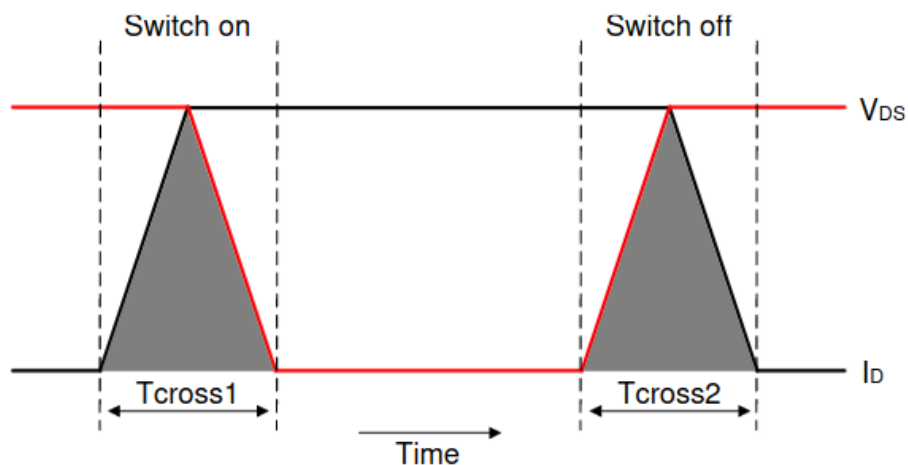
2.4.2. SDC választása

A kapcsolóüzemű tápegység választásánál, meghatároztam, hogy a projekt szempontjából egy buck konverter választása lesz a legmegfelelőbb. Az alapvető követelmények teljesítése mellett fontos szempont volt az áramkör kivitelének megválasztása. Választhatóak külső illetve belső FET-tel szerelt áramkörök is. Az adatlapokat áttekintve jutottam arra a döntésre, hogy egy külső FET-es áramkör választása sokkal nagyobb rugalmasságot nyújt a teljesítményoptimalizálásban. Az integrált áramkör a tokozását tekintve megegyezik az LSW, SOT23-6 tokozásával, amellyel egy-egy almodul dimenzióbeli kiterjedését sikerült $1 - 2 \text{ cm}^2$ között tartanom.

¹²Printed Circuit Board - Nyomtatott Áramköri Kártya

Alacsony fogyasztású beágyazott rendszerek tervezésénél, a kapcsolóüzemű tápegység kapcsolási frekvenciája az egyik legfontosabb attribútuma a fogyasztás alacsony szinten tartása szempontjából. A kapcsoló frekvenciával arányos az áramkör vesztesége, tehát érdemes ezen frekvenciát minél alacsonyabb szinten tartani.

Ezek a kapcsolási veszteségek a be és kimenet közötti kapcsolási átmenethez köthetőek.



2.12. ábra. A feszültség és az áram hullámalakja induktív terhelés kapcsolásakor [10]

A 2.12 ábra a drain áramot és feszültséget mutatja az idő függvényében. A T_{cross} az mind a feszültség mind pedig az áram esetében azt az időtartamot jelenti, amíg az átmenetüket befejezik. A fenti ábrán jól látható, hogy a feszültség, áram és idő által bezárt terület a MOSFET átmenet alatti teljesítmény veszteséget fogja megadni. Ezen teljesítményvesztést egy ciklusra a következő függvény segítségével lehet kiszámolni:

$$E = V_{DS_{max}} \times I_{D_{max}} \times t_{cross} \quad (2.3)$$

$V_{DS_{max}}$ = a kapcsolón eső feszültség(amikor KIKAPCSOLT állapotban van)

$I_{D_{max}}$ = a kapcsolón átfolyó áram(amikor BEKAPCSOLT állapotban van)

t_{cross} = a KI és BE-kapcsolt állapot közötti átkapcsolási idő

Minél nagyobb ezen kapcsolási frekvencia, a kapcsoló annál többször vált állapotot másodpercenként, így a veszteségek is ezzel arányosan megnőnek. Amennyiben nem egy periódusra tekintjük a veszteséget, akkor szükséges az egyenletbe bevezetni a frekvenciát is mint változót. Így adódik, hogy:

$$P = V_{DS_{max}} \times I_{D_{max}} \times t_{cross} \times f_{sw} \quad (2.4)$$

$V_{DS_{max}}$ = a bemeneti feszültség

f_{sw} = a kapcsolási frekvencia

Az általam választott kapcsolóüzemű tápegység a TPS64200DBVT, amely kapcsolási frekvenciája a piacon kapható mikrovezérlők körében az egyik legalacsonyabb a 350kHz-es frekvenciájával.

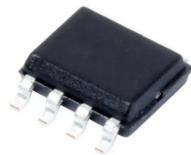
2.4.3. Túlfeszültségvédelmi áramkör választása

A konverter ág utolsó elemeként szükséges egy megfelelő feszültség tartományon működő túlfeszültség védelmi áramkör választása is. A piacon rendkívül sok típusú és funkcionalitású védelmi áramkör található meg, azonban mind a fogyasztásban, funkcionalitásukban mind pedig a tokozásukban a TPS2596x családot tartottam a legalkalmasabbnak ezen célra.

Part Number	Overvoltage Response	Response to Thermal Shutdown (TSD)
TPS259620	OVC - 3.8 V, 5.7 V, 13.8 V (Pin Selectable)	Latch-off
TPS259621	OVC - 3.8 V, 5.7 V, 13.8 V (Pin Selectable)	Auto-retry
TPS259630	Adjustable OVLO	Latch-off
TPS259631	Adjustable OVLO	Auto-retry

2.13. ábra. A TPS2596x család mikrovezérlőinek összehasonlítása [6]

Amiután megtaláltam a megfelelő termék családot, ezután két paraméter mentén kellett meghoznom a végső döntésemet. A túlfeszültség válasza az áramkörnek a TPS25962x típusú mikrovezérlők esetében kevésbé flexibilis, ahol is fix OVLO-val rendelkezik az áramkör. Ezen értéket szerettem volna a legoptimálisabbra választani, így nem akartam kompromisszumot kötni a meghatározott határértékekkel. A mikrovezérlő túlmelegedése esetén pedig a zavarok elkerülése végett, inkább a teljes lekapcsolással rendelkező verziót (Latch-off) választottam. Ezen pontok mentén jutottam el, az általam választott TPS259630DDAR áramkörhöz.



2.14. ábra. A TPS259630DDAR integrált áramkör [9]

Az áramkör teljesítette továbbá azon feltételemet is, hogy alacsony R_{ON} ellenállással rendelkezzen, amely hozzájárul az alacsonyabb fogyasztáshoz, a felesleges disszipáció elkerülése végett.

2.4.4. MOSFET választása

Az EPS modulon számos helyen használók, mind NMOS mind pedig PMOS tranzisztorokat, amelyek nem helyes megválasztása jelentős disszipációval járhat, amivel rendszerünk hatékonysága romlik. Egy MOS tranzisztor megválasztása esetén két fontos attribútumra kell figyelni, amelyek az R_{DS} (Drain-Source ellenállás) és a C_G (Gate kapacitás) lesznek. A megfelelő választásához szükséges, néhány egyszerű számítást elvégeznünk, amely elvégzése után hatékonyság szempontjából rangsorolni tudjuk az áramköröket.

A nyugalmi fogyasztásunk függ a kapacitás értékétől, azonban a disszipációnál pedig az ellenállás értéke lesz meghatározó. Az általam használt egyenletben V_{IN} a bemeneti feszültség, az f_{sw} pedig a kapcsolási frekvencia jele. A nyugalmi fogyasztás (I_{AVG}) a következőkből adódik:

$$C_G \times V_{IN} \times f_{sw} = I_{AVG} \quad (2.5)$$

$$I \times V = P \quad (2.6)$$

Amelyből a disszipáció:

$$I^2 \times R = P \quad (2.7)$$

kapható meg.

Vegyünk egy példát, amely esetében:

- a $C_G = 2000$ pF
- a $V_{IN} = 3.3$ V
- a $f_{sw} = 300$ kHz
- az $R_{ds(ON)} = 1.81$ mOhm
- a disszipáció pedig 100 mA terhelő árammal számolva

$$2000pF \times 3.3V \times 300kHz = 1.98mA \quad (2.8)$$

2.4. ALKATRÉSZVÁLASZTÁSI IRÁNYELVEK

$$1.98mA \times 3.3V = 6.5mW \quad (2.9)$$

Ahol a disszipáció mértéke, 0.01mW-nak adódik.

Jól látható, hogy a legoptimálisabb tranzisztor megválasztása nem triviális feladat ahol az R_{DS} és C_{GS} paraméterek megfelelő arányainak megválasztása mellett a tranzisztor dimenzióbeli kiterjedésére is ügyelni kell. Az R_{DS} és C_{GS} között egy fordított arányosság figyelhető meg, amennyiben R_{DS} értékét próbáljuk minél jobban csökkenteni, a C_{GS} értéke úgy lesz annál nagyobb. Érdemes emiatt egy köztes megoldást találni, amely esetében mindkét paramétert alacsony szinten tudjuk tartani. Alkatrészválasztásom folyamán körülbelül 100 különféle tranzisztorból választottam ki fogyasztás alapján a legoptimálisabbat. Az alkatrészválasztás folyamán a számítások elvégzéséhez, 80 mA terhelő árammal számoltam.

Name	Cg [pF]	Rd [mOhm]	P [mW]	Dissipation [mW]	Other	SUM Dissipation [mW]
SQ2398ES-T1_GE3	152	300	0.496584	1.47	AEC	1.966584
DMN3042L-13	570	21	1.86219	0.1029		1.96509
MMFTN3422K	387	42	1.264329	0.2058		1.470129
BSS316NH6327XT	71	119	0.231957	0.5831	AEC	0.815057

2.1. táblázat. NFET alacsony C_{GS} szerinti teljesítmény optimalizálása

Name	Cg [pF]	Rd [mOhm]	P [mW]	Dissipation [mW]	Other	SUM Dissipation [mW]
PSMN6R1-25MLDX	702	7.24	2.293434	0.035476		2.32891
PSMN7R5-30YLDX	655	7.5	2.139885	0.03675		2.176635
BSS806NH6327XT	370	41	1.20879	0.2009	AEC	1.40969
SQ2310ES-T1_GE3	387	24	1.264329	0.1176	AEC	1.381929

2.2. táblázat. NFET alacsony R_{DS} szerinti teljesítmény optimalizálása

Name	Cg [pF]	Rd [mOhm]	P [mW]	Dissipation [mW]	Other	SUM Dissipation [mW]
BSS315PH6327XT	212	113	0.692604	0.5537	AEC	1.246304
NVR1P02T1G	165	148	0.539055	0.7252	AEC	1.264255
SP000750498	87	550	0.284229	2.695	AEC	2.979229

2.3. táblázat. PFET alacsony C_{GS} szerinti teljesítmény optimalizálása

Mivel nagyon nagy számasságú tranzisztor van a piacon, emiatt sok a hasonlóan jó teljesítménnyel rendelkező. Választásom folyamán a végső szempont azonosan jó teljesítménnyel rendelkező tranzisztorok között, a tokozás alapján és az esetleges ipari standardeknek való megfelelés (AEC-Q100, AEC-Q200) volt. Így került kiválasztásra NFET-ek közül a BSS316NH6327XT, PFET-ek közül pedig a BSS315PH6327XT amelyek az alacsony disszipációs faktor mellett ipari AEC standardeknek is megfelelnek.

2.4.5. Passzív alkatrészek választása

Egy áramkör fogyasztását az integrált áramkörön felül, az alapvető működéshez szükséges passzív áramköri elemek nem ideális működéséből adódó veszteségek is adják. Ezen okból kifolyólag szükséges úgy megválasztani ezeket az alkatrészeket is, hogy a rajtuk eső teljesítmény disszipáció elhanyagolható legyen.

Valódi induktivitások esetében is számos veszteség figyelhető meg, amelyek ábrázolására a következő elterjedt modellt alkalmazzuk:



2.15. ábra. Valódi induktivitás elterjedten használt modellje [1]

Az induktivitások magjától függően is korlátos lehet az áram. Ha a mag telítődik, az induktivitásérték drasztikusan lecsökken, a mag energiát nyelhet el, ami veszteséget okoz. Veszteségüket az alábbi egyenlettel tudjuk leírni [11]:

$$P_{loss\,inductor} = P_{core} + P_{dcr} + P_{acr} \quad (2.10)$$

P_{core} = a tekercs mag vesztesége

P_{dcr} = a tekercs DC vesztesége

P_{acr} = a tekercs AC vesztesége

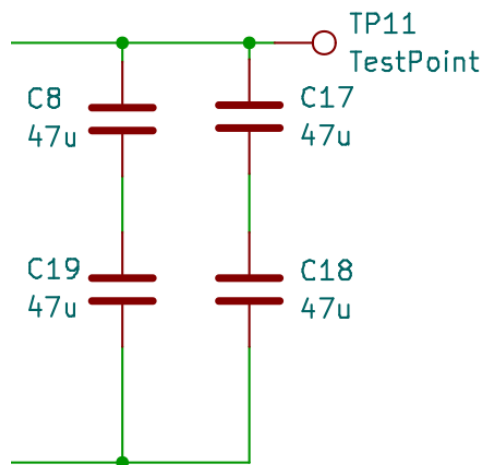
Ezen veszteség értékek általában meghatározottak a komponens adatlapjában, a tervezés megkönnyítése érdekében. A megfelelő passzív alkatrészek megválasztása során, arra törekedtem, hogy ezen rezisztív tag mértékét próbáljam minél alacsonyabb szinten tartani, amellyel a teljesítmény disszipáció is alacsony szinten tartható. Ezen felül fontos volt az ipari standardnek való megfelelés, ahol azzal a feltételezéssel éltem, hogy egy AEC ipari minősítés jobb mechanikai stabilitást fog nyújtani. Ezzel sikerült kis veszteségű és ideális méretű tokozással szerelt passzív komponenst választanom.

Kondenzátor választásánál is hasonló irányító elveket követtem, ahol végül X7R dielektrikummal szerelt kis veszteségű alkatrészt sikerült kiválasztanom.

2.5. Redundáns viselkedés bemutatása

Biztonságkritikus rendszerek fejlesztése során rendkívül fontos az áramkörünk működésének kontinuitása. Számos tanulmány megmutatta az utóbbi években, hogy a kisműholdak megbízhatósága jóval a nagyobb műholdak mögött van a rendszer robosztusságának hiányában.

A sokszor gyors fejlesztési időtartamok miatt, nem jut elég figyelem a rendszer megbízhatóságának növelésére, amely akár sok esetben az EPS modult is érinti. A nagyobb űrhajók megbízhatóságának általános megközelítése a redundancia alkalmazása a kritikus alrendszerknél. Ha redundanciát alkalmaznak a teljes alrendszer egységeire és annak összetevőire (például redundánsan felépített túláram védelem), lehetőség van ezen ágak közötti váltásra. A tervezés folyamán a redundancia mellett a megbízhatóság növelése céljából, 1 pont meghibásodásra méreteztem az áramköröket. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy az áramkörben bármely 1 pont meghibásodása esetén az képes lesz tovább, az elvárt működéséhez mérten üzemelni. Elsőként az integrált áramkörök működéséhez szükséges, segédáramköri elemeket (aktív és passzív elemek) építettem fel redundánsan. Ezen megoldásomban az alkatrészek soros és párhuzamosan felépített hálózatával állítottam be a szükséges működési tartományokat, amelyek egy esetleges 1 pont meghibásodás esetén tovább képesek a meghatározott tartományon belül üzemelni.



2.16. ábra. Redundáns kondenzátorok felépítése [7]

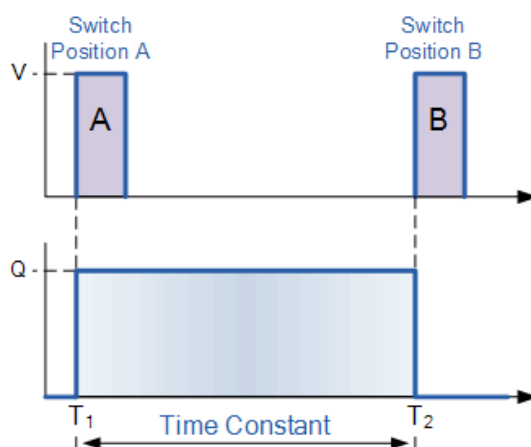
Jól látható, hogy kondenzátorok esetében 2p2s(2 parallel 2 series - 2 párhuzamos 2 soros komponensből álló) elrendezést használtam a redundancia felépítéséhez, amely biztosítja, hogy egy esetleges hibás komponens esetében is jó közelítéssel hozza a beállított értéket. Az ellenállások esetében ezt több párhuzamos ág használatával készítettem el.

Integrált áramkörök közötti váltás jelentősen bonyolultabb lehet, emiatt szükség van egy redundánsan felépített logikai hálózatra, hogy ezen váltások megfelelően végbe tudjanak menni. Megoldásom során kétféle esetben használtam ilyen áramköröket. Az első esetben a stabil tápfeszültséget előállító ág redundáns váltásáért felelős bistabil áramkörnél, a második esetben pedig az OBC bootolásáért felelős áramkörben egy astabil áramkör segítségével.

2.5.1. Bistabil áramkör

A bistabil multivibrátor egy kétállapotú áramkör, amely két stabil állapottal rendelkezik és korlátlan ideig fenntartja egy adott kimeneti állapotát, hacsak egy külső trigger nem kényszeríti az állapot megváltoztatására.

A bistabil multivibrátor külső trigger impulzussal átkapcsolható egyik stabil állapotból a másikba, így két külső trigger impulzus szükséges ahhoz, hogy visszaálljon eredeti állapotába. [12] A bistabil multivibrátorokat ismertebb nevükön flip-flopoknak is nevezik. Diszkrét áramköri elemekből két darab keresztkapcsolt tranzisztossal valósítható meg. Mindkét állapotban az egyik tranzisztor ki van kapcsolva, míg a másik tranzisztor telített, ami azt jelenti, hogy a bistabil áramkör korlátlan ideig képes bármelyik stabil állapotban maradni. Működése szerint az egyik tranzisztor gate-je amíg le van földelve, így kikapcsolt állapotban van, addig a másik gate V_{CC} feszültségre van kötve, ezzel egy Q negált kimenetet létrehozva. Ez és ezen folyamat negáltja adja a két kimeneti értéket.

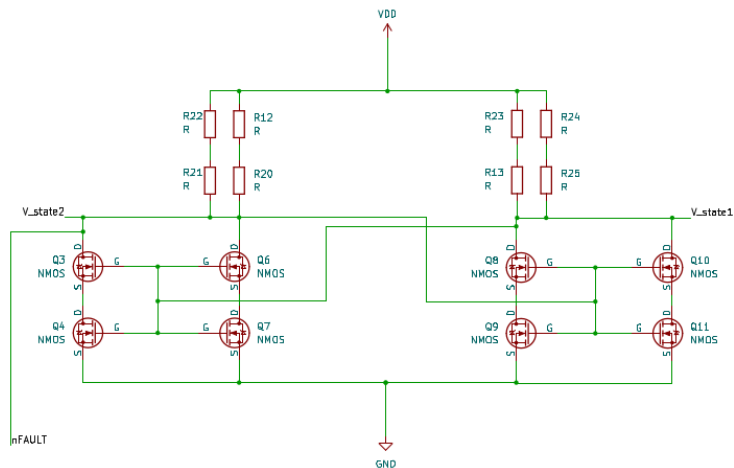


2.17. ábra. A bistabil multivibrátor kimeneti hullámformája [12]

Ezen működési logika az én felhasználási területemnek teljes mértékben eleget tesz, miszerint egy vizsgált hibajel alapján fog váltani az áramkör. Ezzel csak akkor fogunk átállni a tartalék ágra, amennyiben jelez a mikrovezérlő a FAULT lábán keresztül, hogy hibás működésbe léptünk bele.

Megvalósításomban szükséges volt a bistabil áramköri logikát is redundánsan felépíteni, az esetleges meghibásodás elkerülése végett. Ebben az esetben a hagyományos két tranzisztoros felépítéshez képest, azt nyolc darab tranzisztorból építettem fel. Egy ág 2p2s felépítésben van, amelyeket a GATEken keresztül kötöttem össze. A felépítéshez itt is a korábban említett MOSFET-eket használtam, amellyel egy nagyobb határfokú működést tudtam elérni.

A flip-flop logikákra rengeteg integrált áramköri megoldás van amelyek jó határfokkal képesek operálni, azonban amiatt nem azt a megoldást választottam ebben az esetben, mivel működés szempontjából ezen redundáns váltó logika biztonságkritikus. Az integrált áramkörök használata esetében pedig mindig fennáll a latch-up veszélye.

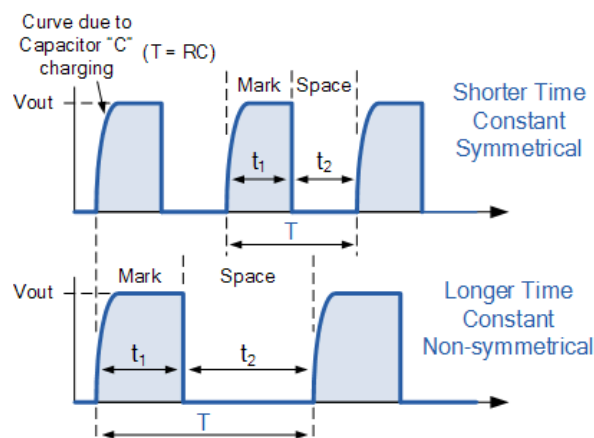


2.18. ábra. A bistabil áramkör megvalósítása [7]

2.5.2. Astabil áramkör

Az astabil multivibrátor szabadon futó oszcillátor, amely két állapot között oszcillál, és folyamatosan két négyszöghullám-kimeneti hullámformát állít elő. Az előzőekben ismertetett bistabil multivibrátorral ellentétben, az astabil multivibrátornak nincs szüksége külső trigger impulzusra a működéséhez. Az astabil áramkör két kapcsolótranszisztorból, egy keresztcsatolt visszacsatoló hálózatból és két a késleltetéshez szükséges kondenzátorból áll, amelyek lehetővé teszik a két állapot közötti oszcillációt külső triggerelés nélkül. [13]

Működés szempontjából, amíg az első tranzisztor kikapcsol, addig a másik be van kapcsolva, az azok közötti váltás pedig a két kondenzátor feltöltődéséből fog adódni, amelyek a GATE-t triggerelve fogják szaturációba vinni a tranzisztorokat.



2.19. ábra. Az astabil multivibrátor kimeneti hullámformája [13]

Ezen áramkört az OBC-k bootolására használom fel, ahol az a lényeg, hogy külső beavatkozás nélkül egy egyszerű logika bekapcsolja valamelyik OBC-t , amely ezután a fő irányító egységünk lesz, amíg a másik pedig a tartalék. A sikeres bootolás esetén az oszcillációt leállítom, amennyiben pedig valamilyen hiba történne, amely ahhoz vezet hogy lefagyna az OBC, akkor erre az esetre egy külső watchdog figyeli ezt és újból indítja az oszcillációs folyamatot.

3. fejezet

További fejlesztési lehetőségek

Összefoglalásképpen látható, hogy a fejlesztést áttekintve, számos izgalmas lehetőség tárul fel a következő lépésekben a hardver és szoftvertervezés területén. Az áramkör további finomhangolása és tovább fejlesztése fontos lépést jelenthet a hatékonyság és megbízhatóság további növelése érdekében.

A jelenlegi áramkör kiváló alapokat nyújt, azonban további áramköri tesztek elvégzése kiemelt fontosságú a stabilitás, teljesítményoptimalizáció és hosszú távú megbízhatóság szempontjából. A jövőben az EPS modul további áramköri részeinek megtervezése és követelménylistájának kidolgozása lehetővé teszi, hogy az áramkörünk teljes egészében harmonizáljon és teljesítményhatékonyan működjön együtt. A további felépítésre váró áramköri részek latch-up védelmének biztosítása kulcsfontosságú a rendszer stabilitásának és megbízhatóságának szempontjából. Ez magában foglalhatja a megfelelő komponensek kiválasztását és a megfelelő áramkörtervezési gyakorlatok alkalmazását annak érdekében, hogy minimalizáljuk a latch-up jelenség előfordulását és annak potenciális negatív hatásait. Szükséges továbbá ezen felül az egész EPS modul monitorozásáért felelős PMU modul kiépítése is. A szenzorok felé simplex, az OBC fele pedig egy duplex kommunikációs mód kiépítése szükséges, alacsony szintű programozás használatával.

A jövőbeli tervezési folyamatokban ezen irányok mentén haladva, további előrelépéseket tehetünk az áramkörünk teljesítményének és megbízhatóságának növelése érdekében.

Irodalomjegyzék

- [1] Elektronika 1
<http://www.inf.u-szeged.hu/~gingl/hallgatoknak/elektronika1/>
(utolsó megtekintés: 2024.04.29.)
- [2] Elektronika 2
<http://www.inf.u-szeged.hu/~gingl/hallgatoknak/elektronika2/>
(utolsó megtekintés: 2024.04.29.)
- [3] Draw IO
<https://app.diagrams.net/>
(utolsó megtekintés: 2024.04.20.)
- [4] TPS2553DBVT-1 adatlap
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps2553-1.pdf?ts=1708620841065&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTPS2553-1%252Fpart-details%252FTPS2553DBVT-1
(utolsó megtekintés: 2024.04.20.)
- [5] TPS64200DBVT adatlap
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps64200.pdf?ts=1708993062583&ref_url=https%253A%252F%252Fhu.mouser.com%252F
(utolsó megtekintés: 2024.04.20.)
- [6] TPS259630DDAR adatlap
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps2596.pdf?ts=1714328934890&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.de%252F
(utolsó megtekintés: 2024.04.20.)
- [7] KiCad EDA
<https://www.kicad.org/>
(utolsó megtekintés: 2024.04.29.)
- [8] Winning the Battle Against Latchup in CMOS Analog Switches
<https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/winning-the-battle-against-latchup.html>
(utolsó megtekintés: 2024.04.29.)
- [9] Mouser Electronics Hungary: Electronic Components Distributor
<https://hu.mouser.com/>
(utolsó megtekintés: 2024.04.29.)
- [10] How the Switching Frequency Affects the Performance of a Buck Converter
https://www.ti.com/lit/an/slvaed3/slvaed3.pdf?ts=1708331749941&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
(utolsó megtekintés: 2024.04.29.)
- [11] Determining Inductor Power Losses
https://www.mouser.com/pdfDocs/Coilcraft_inductorlosses.pdf
(utolsó megtekintés: 2024.04.25.)

[12] Bistable Multivibrator

<https://www.electronics-tutorials.ws/waveforms/bistable.html>
(utolsó megtekintés: 2024.04.25.)

[13] Astable Multivibrator

<https://www.electronics-tutorials.ws/waveforms/astable.html>
(utolsó megtekintés: 2024.04.25.)