



Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem

Villamosmérnöki és Informatikai Kar

Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék

SZAKDOLGOZAT FELADAT

Sinkó Dániel

KÉTIRÁNYÚ TELJESÍTMÉNYÁRAMLÁSRA
ALKALMAS AKKUMULÁTOROS TÁPEGYSÉG
FEJLESZTÉSE

KONZULENS

Dr. Futó András

BUDAPEST, 2024

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Sinkó Dániel**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltetem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedélyel titkosított diplomatervezet esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2024. 12. 06.

.....
Sinkó Dániel

Tartalomjegyzék

1 Összefoglaló	1
2 Abstract.....	2
3 Bevezetés	3
4 Elmélet	4
4.1 Kapcsolóüzemű tápegységek	4
4.1.1 Feszültségcsökkentő (buck) alapkapcsolás ^[1]	4
4.1.2 Feszültségnövelő (boost) alapkapcsolás ¹	7
4.1.3 Szinkron buck, boost kapcsolás	9
4.1.4 Kétirányú teljesítményáramlás	10
5 Áramkör megtervezése.....	11
5.1 Specifikációk meghatározása.....	11
5.2 Akkumulátor	12
5.2.1 Akkumulátor választása	12
5.2.2 Akkumulátor védelem méretezése	13
5.3 Tápellátás és földelés	14
5.3.1 Segédtápegység	14
5.3.2 Power Path Switch	14
5.3.3 Analóg 3.3V előállítása	15
5.3.4 Földelés	15
5.4 Kétirányú DC/DC átalakító méretezése	16
5.4.1 Paraméter egyenletek felírása	16
5.4.2 Kondenzátor választása.....	17
5.4.3 Tekercs készítése.....	18
5.5 MOSFET-ek és vezérlése.....	19
5.5.1 MOSFET választása.....	19
5.5.2 Gate Driver választása.....	20
5.5.3 Bootstrap kapcsolás.....	20
5.6 Értékek mérése	22
5.6.1 Feszültség értékek olvasása.....	23
5.6.1.1 5V feszültség mérése	23
5.6.1.2 Akkumulátor feszültség mérése	23

Tartalomjegyzék

5.6.1.3 Időállandók beállítása	24
5.6.2 Áram mérése	24
5.6.2.1 Árammérő választása	24
5.6.2.2 Referencia feszültség előállítása	25
5.6.2.3 Négyvezetékes mérés.....	27
5.7 Áramkör vezérlése.....	28
5.7.1 Mikrokontroller választása	28
5.7.2 Mikrokontroller programozása.....	28
5.7.2.1 Boot mód kiválasztása	28
5.7.2.2 Serial Communication Interface (SCI).....	29
5.7.3 USB-UART átalakítás.....	29
5.7.3.1 USB bekötése.....	30
5.7.3.2 CP2102N bekötése.....	30
5.7.4 Mikrokontroller lábainak bekötése.....	30
6 PCB tervezés.....	32
6.1 Rétegszerkezet megválasztása	32
6.2 Komponensek elrendezése	32
6.3 Kétirányú teljesítmény átalakító elrendezése	33
6.4 Feliratok elhelyezése.....	34
7 Mikrokontroller programozás	35
7.1 Fejlesztő környezet	35
7.1.1 Code Composer Studio	35
7.1.2 C2000Ware	35
7.1.3 Konfiguráció sysconfig segítségével ^[7]	35
7.2 Program feltöltése a mikrokontrollerre.....	36
7.2.1 Kód feltöltésének folyamata ^[8]	36
7.2.2 Alkalmazás a program feltöltéséhez	36
7.3 Perifériák konfigurálása	37
7.3.1 ePWM modul ^[10]	37
7.3.1.1 Frekvencia beállítása.....	38
7.3.1.2 Kitöltési tényező beállítása	39
7.3.1.3 Szinkronizáció a PWM jelek között.....	39

7.3.1.4 Action Qualifier	39
7.3.2 Deadband (DB) Submodule	40
7.3.3 Trip-Zone (TZ) Submodule.....	41
7.3.3.1 Digital Compare (DC) Submodule.....	42
7.3.3.2 ePWM X-BAR.....	43
7.3.3.3 Leoldási korlát választása	45
7.3.3.4 Digital Filter.....	46
7.3.4 Analóg mintavételezés	47
7.3.4.1 Analóg referencia feszültség	47
7.3.4.2 Event-Trigger (ET) Submodule	47
7.3.4.3 Start-Of-Operation (SOC).....	48
7.3.4.4 Mintavételi ablak meghatározása	49
7.3.5 Timer.....	50
7.4 PI szabályzó ^[11]	51
7.5 Futó program monitorozása	54
8 Az áramkör élesztése és üzembe helyezése	56
8.1 Az áramkör megépítése	56
8.2 Az áramkör élesztése	56
8.3 Az áramkör üzembe helyezése.....	59
9 Összegzés.....	60
10 Irodalomjegyzék.....	61
11 Referenciák	Error! Bookmark not defined.

1 Összefoglaló

A szakdolgozat feladat leírja egy kétirányú teljesítmény áramlásra alkalmas akkumulátoros tápegység elméletének, fejlesztésének és megvalósításának részleteit. A napjainkban elterjedt USB szabvány 5V-os feszültségből elő állítja a tápegységhez csatolható LI-ION akkumulátor számára szükséges feszültséget és áramot, az akkumulátor feszültségből pedig elő tudja állítani a csatlakozó eszköz számára a stabil 5V-os feszültséget, ha a bemeneti USB tápegység nem elérhető.

A szakdolgozat leírja a szinkron kétirányú buck-boost konverter elméletét, méretezését. Továbbá részletezi a tápegység megvalósításához szükséges komponensek választását és méretezését, melyek felhasználásra kerültek a főáramköri tervezésnél. Az elkészült kapcsolási rajz alapján megtervezésre került a nyomtatott huzalozású lemez (NYÁK vagy angolul PCB¹). A szakdolgozat ezen kívül tartalmazza a tápegység vezérléséhez szükséges mikrokontroller perifériáinak felélesztését, illetve a mikrokontroller programozását, szabályzó megvalósítását.

A szakdolgozat során tervezett tápegység megépítésre került, mely az élesztés után fel is lett programozva és mérési eredmények készültek a hardver működéséről.

¹ PCB = Printed Circuit Board

2 Abstract

The thesis describes the theory, development, and implementation details of a battery-powered power supply capable of bidirectional power flow. It generates the voltage and current required for a LI-ION battery, which can be connected to the power supply, from the 5V voltage of the widely adopted USB standard. Additionally, it can provide a stable 5V output for connected devices using the battery's voltage when the input USB power source is unavailable.

The thesis elaborates on the theory and design of a synchronous bidirectional buck-boost converter. Furthermore, it details the selection and sizing of components required for the implementation of the power supply, which were utilized during the schematic design process. Based on the completed schematic, a printed circuit board (PCB) was designed. The thesis also includes the initialization of the microcontroller peripherals necessary for controlling the power supply, as well as the programming of the microcontroller and the implementation of the control algorithm.

The power supply designed during the thesis was constructed, programmed after commissioning, and measurement results were obtained to evaluate the hardware's performance.

3 Bevezetés

Manapság már az elektronikus eszközök minden napjaink részét képezik. Ezek többségét 5V-os feszültségről lehet üzemeltetni, melyet leggyakrabban USB kábelben keresztül biztosítunk az eszköz számára. Az 5V-os feszültség használata egyrészt köszönhető az 1960-as években elterjedté vált TTL logikai tápfeszültségnek, amelynek a kompatibilitását a mai napig őrizzik, másrészt az USB szabvány elterjedése nyomán számos eszközünknek ez az elsődleges tápforrása.

Az elmúlt évtizedben a hordozhatóság vált az egyik legfontosabb szemponttá. Ennek a megvalósítására az eszközöket akkumulátorokkal ruháztuk fel. Amikor otthon vagyunk a hálózatról tudjuk üzemeltetni az eszközünket és ezzel egy időben fel tudjuk tölteni a benne található akkumulátort is. Viszont amikor elmegyünk otthonról az eszköz már nem a hálózatról kapja az áramot, hanem az akkumulátorból.

A hordozható eszközökön kívül akkumulátort még olyan eszközökhöz szoktunk kötni melyek működése létfontosságú, vagy a hiánya kiesést jelentene a szolgáltatásban. Az ezeket meghajtó áramköröket szünetmentes tápegységeknek szoktuk hívni.

A *single board computer*² (SBC) elterjedésével és azok hatékonyságának növekedésével kis teljesítménnyel is képesek vagyunk futtatni szolgáltatásokat. Mivel ezek kis teljesítményű eszközök, így ezeket már akár 1-2 celláról is tudjuk üzemeltetni a kiesés idejére.

Manapság az akkumulátorok leggyakrabban li-ion vagy li-polymer típusúak. Ezek nagy energiasűrűséggel rendelkeznek, így nagy kapacitást tudnak nyújtani, miközben kis helyet foglalnak. Az ilyen típusú akkumulátorok nominális feszültsége 3.7V. Ahhoz, hogy az akkumulátort tölteni tudjuk és az eszköz számára a megfelelő feszültséget tudjuk nyújtani, szükséges lesz egy átalakító megvalósítása. Mivel az akkumulátort nem csak töltjük, hanem merítjük is, így egy **kétirányú teljesítményátalakító** megvalósítására lesz szükség.

² Olyan egytáblás számítógép, amely egyetlen nyomtatott áramköri lemezen található.

4 Elmélet

4.1 Kapcsolóüzemű tápegységek

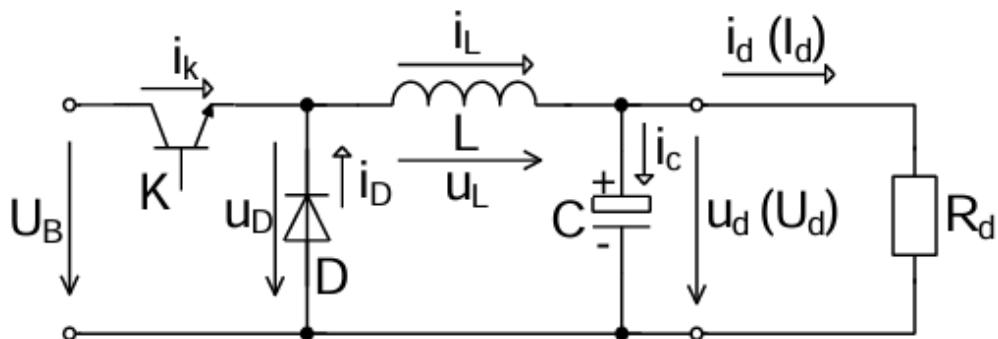
A kétirányú teljesítményátalakító megtervezéséhez szükséges megismernünk annak az alapjait: a kapcsolóüzemű tápegységeket.

A kapcsolóüzemű tápegységek olyan tápegységek, ahol az egyenáramot impulzus-szélesség modulációval (PWM) megszaghatva képesek vagyunk másik feszültséget előállítani. A lineáris tápegységekhez képest sokkal jobb a hatásfoka, mivel itt a feszültségesökkentés nem a feszültséggükönbség hővé alakításával történik. Hátránya a kimenet hullámossága, illetve mivel magas frekvencián üzemel, ezért a szort elektromágneses tér is EMC³ problémákat okozhat, ha nem megfelelően tervezük meg az áramkört.

Többféle alapkapcsolás létezik, a feladattól függően. Lehetéséges a feszültség növelése, csökkentése vagy pedig mindenki a kitöltési tényező függvényében vagy irány függvényében.

4.1.1 Feszültségcsökkentő (buck) alapkapcsolás^[1]

A kapcsolóüzemű tápegységek egyik fajtája a feszültségcsökkentő, vagyis a **buck konverter**. A lineáris tápegységekhez képest jóval hatékonyabb, mivel itt a feszültséget nem a teljesítmény hővé alakításával csökkentjük. Egy tranzisztor kapcsolgatásával és a dióda, induktivitás és kondenzátor megfelelő elhelyezésével egy olyan kapcsolást tudunk megvalósítani, ahol a kimeneti feszültség kisebb, mint a bemeneti feszültség.

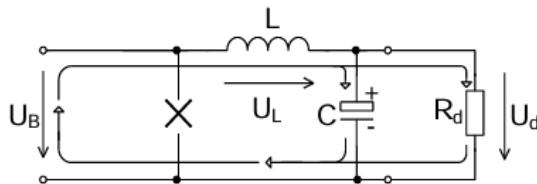


4-1. Feszültségnövelő (buck) alapkapcsolás

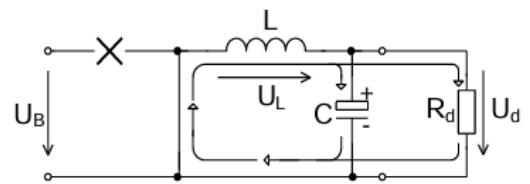
K kapcsolót bekapcsolva D dióda zárti fog, az L induktivitáson átfolyó áram megszűlik C kondenzátor és R_d ellenállás között. Amikor K-t kikapcsoljuk, L árama nem

³ EMC = Electromagnetic Compatibility

tud pillanatszerűen megszűnni, hanem az árama D diódán átfolyva C-n és R_d -n keresztül fog záródni.



a, K bekapcsolt állapot



b, K kikapcsolt állapot

4-2. Buck kapcsolás működése

Adott kitöltési tényező mellett, bekapcsolás esetén, amikor már állandósult U_d , látható, hogy a tekercs feszültsége a kapcsoló be- és kikapcsolt állapotában:

$$K \text{ be: } u_L = U_B - U_d$$

$$K \text{ ki: } u_L = -U_d$$

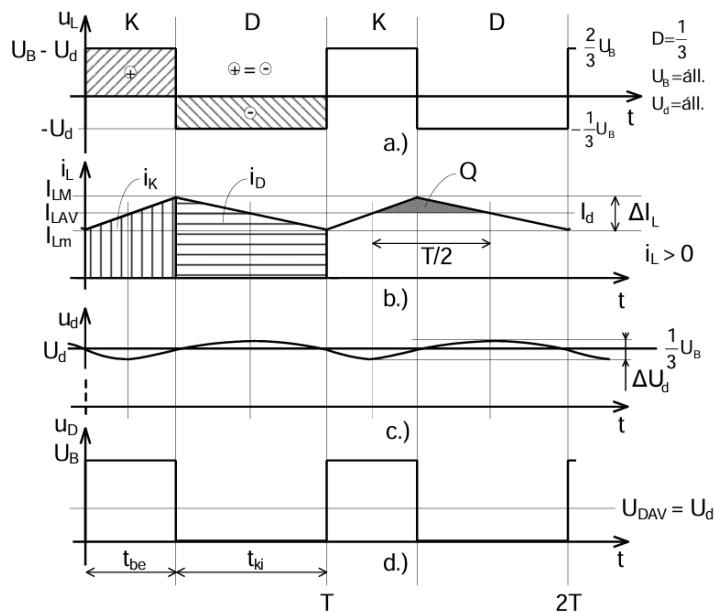
Mivel a kapcsolás periodikus működésű, így egy teljes periódus alatt a feszültség-idő területek előjeles összege nulla. Ez $D = \frac{t_{be}}{T}$ kitöltési tényező esetén a következő lesz:

$$(U_B - U_d) * t_{be} - U_d * t_{ki} = 0$$

Amely alapján kifejezhetjük D-t a bemeneti és kimeneti feszültségek arányában:

$$\frac{U_d}{U_B} = D$$

A kapcsolás időfüggvényeit megvizsgálva és a kapcsolási rajz alapján még további következtetéseket tudunk levonni.



4-3. A kapcsolás időfüggvényei

Csomóponti egyenlet alapján fel tudjuk venni az egyenletet az áramokra, majd T periódusra veszünk egy középértéket:

$$i_L = i_C + i_d \Rightarrow I_{LAV} = I_{CAV} + I_{dAV}$$

Mivel a kondenzátorba befolyó és kifolyó töltések összege nulla, így I_{CAV} értéke is 0 lesz.

$$I_{LAV} = I_L = I_{dAV} = I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

Egy félperiódus alatt a kondenzátor feszültségét ΔU -val növeljük. Ekkor:

$$\Delta Q = C \Delta U$$

Az ábra alapján látható, hogy ΔQ meg fog egyezni egy $\frac{T}{2}$ alapú, $\frac{\Delta I_L}{2}$ magasságú háromszög területével. Az egyenletet átrendezve kitudjuk fejezni ΔU -t:

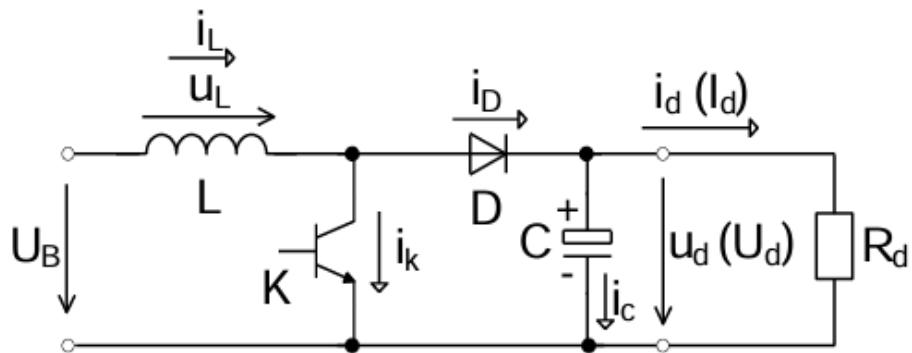
$$\frac{1}{2} * \frac{1}{2} * \Delta I_L * \frac{1}{2} * T = C * \Delta U \Rightarrow \Delta U = \frac{T * \Delta I_L}{8C}$$

Az áramhullámosságot pedig az induktivitás alapegyenletéből $(u_L = L * \frac{di_L}{dt})$ fejezhetjük ki:

$$U_d = L * \frac{\Delta I_L}{t_{ki}} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{U_d * t_{ki}}{L}$$

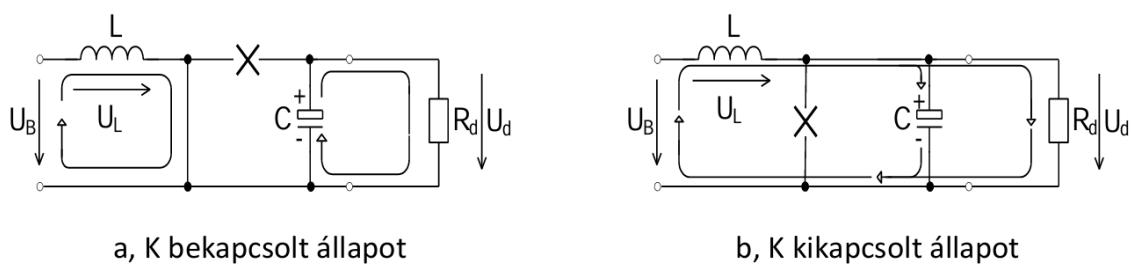
4.1.2 Fesz  ltsg  gn  vel   (boost) alapkapsolás

A fesz  ltsg   növeléséhez a boost konverter alapkapsol  st tudjuk használni. A kapsol  s hasonl  t a buck konverterhez, ugyanazokból a komponensekből épül fel, viszont más az elrendezés,   gy a fesz  ltsg  s áram viszonyok is máshogy fognak alakulni.



4-4. Fesz  ltsg  gn  vel   (boost) alapkapsolás

A K kapcsoló vezérlése esetén D ki fog kapcsolni,   gy k  t rész áramkör j  n létre. Az egyik   ramk  ben K-n keresztül U_B kapcsolódik L-re és a kialakuló   ramk  ben az áram $\frac{U_B}{L}$ meredekséggel fog növekedni. A másik   ramk   C-b  l és R_d -b  l áll, itt a C kondenzator fogja biztositani a fesz  ltsg  t és az áramot. Ha K-t kikapcsoljuk, akkor L   rama D diódán keresztül fog áramolni, áthaladva C-n és R_d -n keresztül.



4-5. Boost kapsol  s m  rk  d  se

Bekapcsolt állapotban $u_L = U_L = U_B$ lesz az induktivitás fesz  ltsg  e, m  g kikapcsolás alatt $u_L = U_L = U_B - U_d$. A buck konverterhez hasonlóan, itt is igaz lesz, hogy az induktivitásra jutó fesz  ltsg  -idő területek egyenlőek lesznek, előjeles összegük nulla:

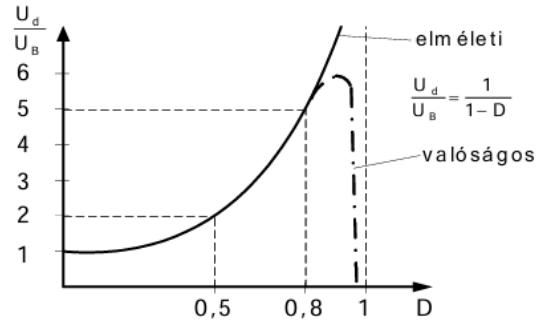
$$U_B * t_{be} + (U_B - U_d) * t_{ki} = 0$$

Ebből kifejezhető a bemeneti és kimeneti feszültségek aránya a kitöltési tényező ($D = \frac{t_{be}}{T}$) arányában:

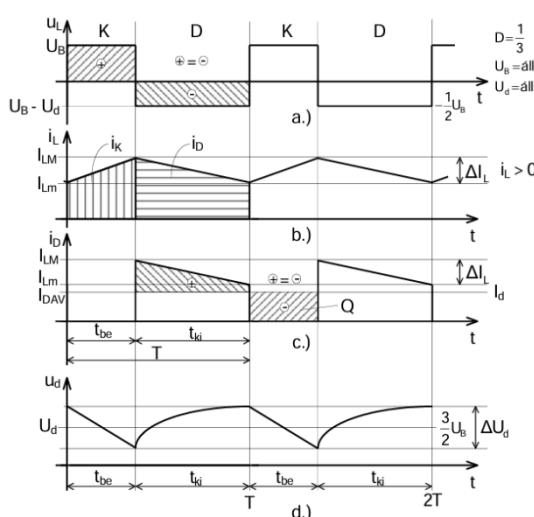
$$\frac{U_d}{U_B} = \frac{1}{1 - D}$$

Ez a képlet alapján a feszültség a kitöltési tényező növelésével a végtelenségig nőhetne. Ám ez a valóságban természetesen nem lehetséges, mivel egyszerűen a kapcsolásunknak vannak veszteségei, míg $D = 1$ esetén a K rövidzárása miatt a kimenet feszültsége 0.

Reálisan maximálisan nagyjából 5-6 szoros növelést lehet elérni.



4-6. Feszültségnövelő (Boost) kapcsolás vezérlési jelleggörbéje



4-7. Feszültségnövelő (Boost) kapcsolás időfüggvényei

A kapcsolás időfüggvényein látszik, hogy hogyan az állandó (U_B és $U_B - U_d$) feszültségek miatt lineárisan fog változni. T periódusidő alatt I_{LM} -ről I_{LM} -re $\frac{U_B}{L}$ meredekséggel fog növekedni, míg I_{LM} -ről I_{LM} -re pedig $\frac{U_B - U_d}{L}$ meredekséggel fog csökkenni. A kapcsolási rajz alapján felírhatunk csomóponti egyenleteket is az áramokra:

$$i_D = i_C + i_d$$

Melyeknek vehetjük a T periódusra vonatkozó integrál középtértékét. Mivel a periódus alatt a kondenzátorba folyó áramok áram-idő területének előjeles összege nulla, így $I_{CAV} = 0$.

$$I_{DAV} = I_{dAV} + I_{CAV} \Rightarrow I_{DAV} = I_D = I_{dAV} = I_d = \frac{U_d}{R_d}$$

Az időfüggvények között id áramát is megvizsgáljuk. Ha dióda id árama nagyobb, mint I_{DAV} , akkor a többlet áram C kondenzátorba folyik. Ellenkező esetben a hiányzó áramot

C kondenzátor fogja biztosítani. A számítások egyszerűsítése miatt feltételezzük, hogy $I_{DAV} \leq I_{Lm}$. Ekkor:

$$I_{Lm} * t_{be} = \frac{\Delta I_L * t_{ki}}{2} \Rightarrow \Delta I_L \leq 2 * \frac{I_{Lm} * t_{be}}{t_{ki}}$$

A kimenő feszültség hullámossága függeni fog i_d áramtól és annak időbeli áramterület alakulásától. A t_{be} időtartam alatt a töltéseket C kondenzátor fogja biztosítani $\Delta Q = C\Delta U$ képletnek megfelelően, ahol a kondenzátor feszültségének változása meg fog egyezni a kimenet feszültségének változásával. Ez alapján:

$$I_d * t_{be} = C * \Delta U_d$$

Az $I_d = \frac{U_d}{R_d}$ kifejezés alapján és a $t_{be} = D*T$ egyenlet szerint a kimenő feszültség relatív hullámossága meghatározható:

$$\frac{\Delta U_d}{U_d} = \frac{t_{be}}{C * R_d} = \frac{D * T}{C * R_d}$$

Az induktivitás áramhullámossága is meghatározható, ha felírjuk az induktivitás alapegyenletét ($u_L = L * \frac{di_L}{dt}$) a t_{be} időintervallumra:

$$U_B = L * \frac{\Delta I_L}{t_{be}} = L * \frac{\Delta I_L}{D * T} \Rightarrow \Delta I_L = \frac{U_B * D * T}{L}$$

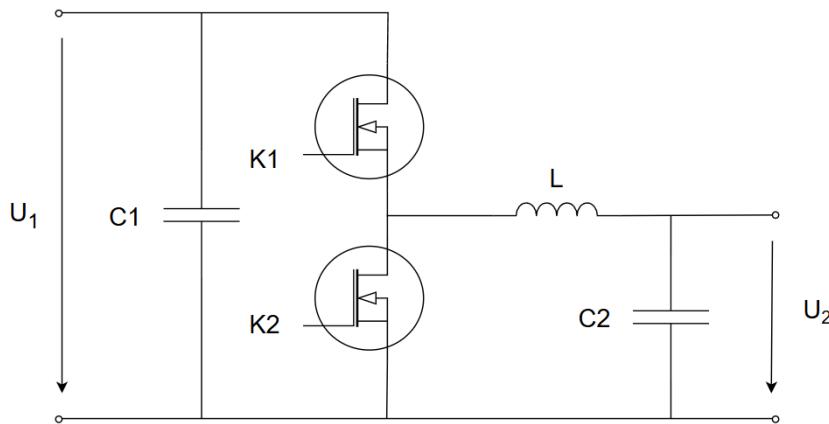
4.1.3 Szinkron buck, boost kapcsolás

Az előbb látható kapcsolásokban az áram irányának szabályozására diódát használtunk. A veszteség egyenesen arányos lesz a diódán eső feszültséggel, amely nagy áramok esetén nagy veszteséget fog jelenteni.

Ennek a kiküszöbölésére a dióda helyett egy másik MOSFET tranzisztor fogunk használni, melyet ellenütemben használunk K kapcsolóval. Amikor K kinyit, D tranzisztor zárva lesz, működés szempontjából itt nem történt változás. Viszont amikor K zár és D nyit, már nem kell számolnunk a dióda nyitófeszültségével, már csak a tranzisztor kicsi belső ellenállásán fog teljesítmény disszipálódni, amely jelentősen kisebb veszteséget jelent.

4.1.4 Kétirányú teljesítményáramlás

Ha a buck és boost kapcsolásunkban kicseréljük a diódát egy kapcsolóra, megfigyelhetjük, hogy a két kapcsolás topolójája (a kondenzátort leszámítva) megegyezik.



4-8. Kétirányú DC/DC átalakító

Ez azt jelenti számunkra, hogy a kapcsolás üzemmódja attól függ, hogy melyik oldalt tekintjük bemenetnek és melyiket kimenetnek. Tehát ha U_1 feszültségét szeretnénk **csökkenteni** U_2 -re, akkor **buck** konverterként tekintünk rá, ha pedig U_2 feszültségét szeretnénk **növelni**, akkor pedig **boost** konverterként tekintünk a kapcsolásra. Így a kapcsolásban található komponenseket is tudjuk ez alapján méretezni.

Megfigyelhető, hogy nem számít, hogy melyik irányból tekintünk a kapcsolásra, minden esetben megegyező módon fogjuk a MOSFET-eket kapcsolni. A buck kapcsolás esetén K1-re, míg a boost kapcsolás esetén K2-re szól a kitöltési tényező. Ezek összege kiadja a 100%-os kitöltést.

Fontos megjegyezni, hogy a kapcsolás **nem ekvivalens** a hagyományos invertáló buck-boost kapcsolással. A mi esetünkben a konverter **csak az egyik irányban** tud feszültséget csökkenteni és csak a másik irányba tud feszültséget növelni.

Egy akkumulátoros tápegység megvalósításához ez nekünk pont megfelelő lesz, hiszen a két tápvonalunk egymáshoz való viszonya állandó, mivel az USB állandó 5V feszültsége mindig nagyobb lesz, mint az egy cellás akkumulátor 3.7V-os* feszültsége.

*Vegyük figyelembe, hogy az akkumulátor feszültsége 2.5V és 4.2V között változik a töltöttség függvényében, így olyan tápvonalak esetén, ami ebbe a tartományba esne, már nem tudnánk az akkumulátor teljes tartományában üzemelni

5 Áramkör megtervezése

Az elkészített kapcsolási rajz csatolva függelékben

5.1 Specifikációk meghatározása

Az áramkör megtervezésének első lépése, hogy specifikáljuk, hogy az eszköz mire legyen képes. A továbbiakban az áramkör méretezését ezekhez próbáljuk meg tartani.



5-1. A tápegység topológiája

A tervezéshez előírt paraméterek:

- Az eszköz legyen képes **15W**-os SBC-k meghajtására: $U_{out} = 5V@3A$
- A csatlakoztatott eszköz stabil működésének érdekében a feszültség hullámossága legyen kicsi: $\frac{\Delta U_{out}}{U_{out}} = 0.2\%$
Míg az áramhullámosság legyen: $\frac{\Delta I_L}{I_L} = 1\%$
- A MOSFET-ek kapcsolási frekvenciája legyen: $f_{sw} = 100kHz$
Így egy 100MHz-es mikrokontrollerrel is meg lehet valósítani a szabályzást, miközben elegendően gyors a kapcsolás.

Ezekből következik, hogy a bemenet és az áramkör legyen képes **20W** fogadására, hogy a veszteségeket levonva is tudja tartani az előírt kimenetet:

$$U_{in(USB)} = 5V@4A$$

Az akkumulátor felőli áramkör pedig legyen képes **8A** áram kezelésére (ami az akkumulátor szinte teljesen lemerült állapotakor lépne fel):

$$U_{in(Batt)} = 3.7V$$

$$I_{in(Batt)}_{max} = 8A$$

5.2 Akkumulátor

5.2.1 Akkumulátor választása

Azért, hogy az eszköz működése és a megvalósítás egyszerű legyen, egy cellás dizájn mellett döntöttem. Ilyenkor nem áll fent a probléma, hogy kiegyensúlyozzuk a cellák közötti feszültséget. Viszont az akkumulátorok párhuzamos kötése esetén még mindig egy celláról beszélhetünk. Ilyenkor kapacitásuk összeadódik és az akkumulátoronkénti terhelés pedig csökken.

Párhuzamos kötés esetén ügyelni kell arra, hogy a két akkumulátor feszültsége megegyező legyen, különben amikor összekötjük őket a feszültség kiegyenlítődés végett nagy áramok fognak folyni.

A feladat megvalósításához egy két cellából álló akkumulátort tervezek. Ezt könnyedén és költséghatékonyan meg lehet valósítani. Egy 15W-os SBC esetén a két cella összesített kapacitása több, mint egy órányi üzemiidőt jelent.

Az általam választott cella kapacitása **3500mAh**, terhelhetősége **8A** és névleges feszültsége **3.7V**. A két cellát párhuzamosan kötve az összesített kapacitás **7000mAh**, míg az akkumulátoronkénti terhelés feleződik. Maximális terhelés esetén 20W a teljesítményfelvétel. Az akkumulátor nominális működése esetén a feszültség 3.7V, vagyis az akkumulátorokat $\frac{20W}{3.7V} = 5.4A$ fogja terhelni

Üzemidő: 7000mAh / 5.4A = 1.3h

Az egyszerűsítés kedvéért, nem vettük figyelembe, hogy a felső ~10%-ban magasabb, míg az alsó ~10%-ban alacsonyabb a feszültség.

5.2.2 Akkumulátor védelem méretezése

Az akkumulátor védelméhez külön IC⁴-t választottam, hogy a mikrokontroller működésétől függetlenül védve legyen a túlterhelés, túlfeszültség és alulfeszültség ellen. A feladatra a **BQ2980**-as IC-t választottam.

Adatlapban a védelem értékeinek méretezésére az alábbi értékek vannak megadva mV-van:

OCC: Overcurrent Charge

OCD: Overcurrent Discharge

SCD: Short Circuit Discharge

Ellenállás méretezése: a megadott feszültség értékek és a választott ellenállás alapján megállapíthatjuk, hogy milyen terhelések mellett fog életbe lépni a védelem

$$R_{SNS} = \frac{V}{I} \Rightarrow I = \frac{V}{R_{SNS}}$$

Az integrált áramkörnek a **BQ298217** altípusát választottam, mely a következő paraméterekkel rendelkezik:

OCC: -36mV

OCD: 60mV

SCD: 200mV

Az ehhez választott ellenállás: $R_{SNS} = 5\text{m}\Omega$

Az így kapott maximális terhelések.

I_{OCC} : 7.2A

I_{OCD} : 12A

I_{SCD} : 40A

Az áramkör nem kapcsol be az akkumulátor behelyezésekor, hanem szükség van feszültségre a kimeneti oldalon is, hogy bekapsoljon. Ez történhet külső töltéssel vagy pedig a VDD-PACK pinek rövidre zárásával (manuálisan feszültséget kapcsolunk a PACK pinre). A bekapsolást követően már lehet tölteni az akkumulátort vagy pedig terhelést kapcsolni rá.^[2]

⁴ IC = Integrated Circuit, integrált áramkör

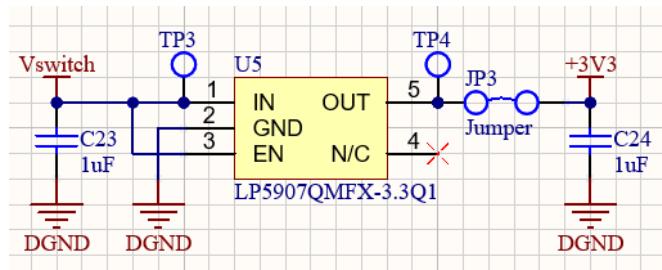
5.3 Tápellátás és földelés

Az áramkörön található integrált áramkörök számára biztosítani kell a megfelelő feszültséget és földet.

Mivel a fő tápvonalunk 5V-os, így az erről működő IC-k tápellátásáról már nem kell gondoskodnunk. Viszont vannak olyan IC-k, amiknek 3.3V-ra van szükségük, erre a feladatra szükség van egy segédtápegységre.

5.3.1 Segédtápegység

A 3.3V-os feszültség előállítására megoldást nyújt egy **LDO**⁵, vagyis egy alacsony feszültségesésű szabályozó használata. Mint a nevéről is adódik, a feszültségesés alacsony, akár 100mV is lehet, így már akár 3.4V-ról is képesek vagyunk egy stabil 3.3V előállítására.



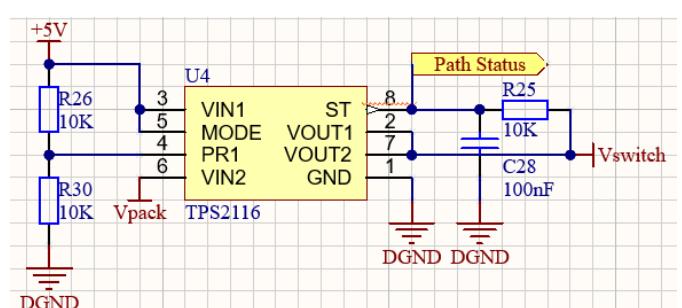
5-2. LDO bekötése

Mivel egy lineáris szabályzóról van szó, ezért a szabályzót kis feszültség különbségek esetén használjuk, hiszen a feszültségesést hővé alakítja, ami veszteséget jelent. A

lineáris szabályzó használatának előnye, hogy kis zajjal rendelkezik, így ideális a logikai IC-k meghajtására.

5.3.2 Power Path Switch⁶

Azért, hogy a 3.3V-os IC-ket (többek között a mikrokontrollert) 5V-ról és akkumulátorról is meg tudjuk hajtani, szükség lesz egy IC-re amely kiválasztja a megfelelő feszültséget (mivel két különböző feszültséget közvetlenül nem köthetünk össze) az LDO számára. Erre a feladatra lesz a *power path switch*.



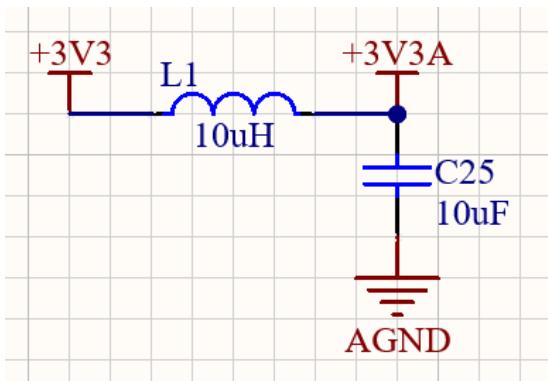
5-3. Power path switch bekötése

⁵ LDO = Low-dropout regulator, alacsony feszültségesésű szabályozó

⁶ Power path switch = táplálási útválasztó, kiválasztja melyik tápforrás legyen használatban

5.3.3 Analóg 3.3V előállítása

A digitális jelek gyors elváltása miatt magas frekvenciájú zajt generál, amely kis áramok mellett is jelentős elektromágneses zavarokat okozhat. Mivel az analóg jelek érzékenyek ezekre a zavarokra, célszerű az analóg áramkörök számára egy külön, szűrt tápegységet használni, hogy minimalizáljuk a zaj hatásait.



5-4. LC körrel szűrt 3.3V és GND

5.3.4 Földelés

Az áramkörben található részeket három csoportra bonthatjuk:

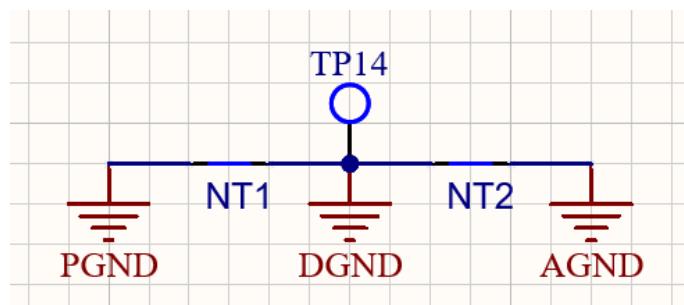
Teljesítmény (Power) áramkör, mely a tervezett teljesítményhez szükséges, így nagy áramok is folynak.

Digitális áramkör, ahol digitális jelek találhatóak, melyeknek éles a jelváltása.

Analóg áramkör, ahol az analóg jeleket használjuk.

A különböző felhasználású részek számára érdemes külön földet használni, hogy az egymásra gyakorolt zavaró jellegű hatásuk minimális legyen. Ezért az áramkör tervezésénél 3 különböző földet használtam: **PGND**, **DGND**, **AGND**.

A földeket, hogy azonos referencián legyenek, egy Net-Tie segítségével kötöm össze. A Net-Tie egy vékony vezetősáv két föld réteg között (a vezetéket a terhelésnek megfelelően kell megválasztani, de jellemzően a használt integrált áramköröknek kicsi a fogyasztása).



5-5. Földek összekötése

5.4 Kétirányú DC/DC átalakító méretezése

5.4.1 Paraméter egyenletek felírása

A teljesítmény átalakítóhoz meg kell választani a komponenseket úgy, hogy buck és boost üzemmódban is teljesítse a specifikációkat. A komponenseket az elméletben levezetett egyenletek alapján lehet megválasztani.

A méretezéshez szükséges képletek:

- Buck konverter:

$$\frac{U_{Batt}}{U_{5V}} = D_1, \Delta U_{Batt} = \frac{T * \Delta I_L}{8C_2}, \Delta I_L = \frac{U_{Batt} * t_{ki(K1)}}{L}$$

- Boost konverter:

$$\frac{U_{5V}}{U_{Batt}} = \frac{1}{1-D_2}, \Delta U_{5V} = \frac{t_{be(K2)}}{C_1 * R_d} = \frac{D_2 * T}{C_1 * R_d}, \Delta I_L = \frac{U_{Batt} * t_{be(K2)}}{L}$$

Ezek alapján, az egyenleteket átrendezve kifejezhetjük C1, C2 és L paramétereiket:

$$C_1 = \frac{i_{out(5V)}}{\Delta U_{5V}} * t_{be(0)}, C_2 = \frac{T * \Delta I_L}{8 * \Delta U_{Batt}}, L = \frac{U_{Batt} * t_{be(K2)}}{\Delta I_L}$$

Az egyenleteket alapján készíthetünk egy excel táblát, ahol láthatjuk az egyenletekben használt paramétereiket. A táblázat segítségével könnyedén ki lehet számolni a komponensek értékeit és könnyen lehet a paramétereiket változtatni, különböző esetek vizsgálatára:

Lemerült akkumulátor					
U%	I%	f	P	L	
0.2%	1%	100000 Hz	20 W	156.25 uH	
	U	ΔU	I	tbe	C
5V Batt	5 V 2.5 V	10 mV 5 mV	4 A 8.0 A	5.00 us 5.00 us	2000.00 uF 20.00 uF

5-6. Paraméterek kiszámolása excel táblázatban

5.4.2 Kondenzátor választása

Látható, hogy az előírt 0.2%-os feszültség hullámosság miatt, amikor alacsony feszültségről szeretnénk növelni a feszültséget 5V-ra, felvetődik a probléma, hogy nagy értékű kondenzátorra van szükségünk.

A kerámia kondenzátorok a kis értékük és DC előfeszítése miatt (ilyenkor elveszítik kapacitásuk **80%-át**) nem jöhetsz szóba. Ezért elektrolit kondenzátorra van szükség. Viszont ezek a fajta kondenzátorok rendelkeznek egy **ESR⁷** értékkal. Az ESR érték egy soros ellenállással modellezhető, ami azt eredményezi, hogy a feszültségünk el fog tolódni

$$\Delta U = I * R_{ESR} \text{ feszültséggel, ami szintén hibaként fog fellépni.}$$

Több kondenzátor párhuzamos kapcsolásával egyszerre csökkenthető az ESR érték és növelhető a kapacitás, viszont az áramkör költsége is nő a darabszám növelésével (és egyes esetekben fontos tényező lehet, hogy ilyenkor a kondenzátorok által elfoglalt hely is nő).

A különböző fajtájú kondenzátorokat táblázatba foglalva összehasonlíthatjuk őket és kiválaszthatjuk a nekünk legkedvezőbb kondenzátort. Több, mint 20 különböző kondenzátort összehasonlítva, kiválasztottam a feladatra legmegfelelőbbet.

[RNU0J152MDN1PH](#)

ESR0	7 mOhm
C0	1500 uF
Qnt	4
ESR	1.75 mOhm
C	6000 uF
ΔUdirms	0.14%
ΔU0	0.07%
ΔUrms	0.21%

5-7. A táblázatok alapján kiválasztott kondenzátor

A buck konverter számára jóval kisebb kondenzátor kell, amit könnyedén tudunk teljesíteni. Erre a feladatra (a kiszámolt érték fölé lőve jócskán) 470uF értékű kondenzátort választottam.

⁷ ESR = Equivalent Series Resistance, ekvivalens soros ellenállás

5.4.3 Tekercs készítése

Az átalakító megvalósításához egy viszonylag nagy induktivitású tekercsre van szükség. De a további problémákra is figyelnünk kell, mint például, hogy képesnek kell lennie nagy áramok (8A) tűrésére és az egyenáram hatására nem menjen telített állapotba. Saját tekercs készítésével könnyedén személyre szabhatjuk paramétereit, hogy a feladatnak megfelelő legyen.

A tekercs magjának porvasmagot érdemes választani, ami ötvözi a vasmag és a légmag tulajdonságait. Tehát viszonylag magas induktivitással fog rendelkezni, míg a DC áram telítését is jól fogja bírni. Tápegységekben kedvelt választás. A feladat megoldásához **T106-40** típusú porvasmagot fogok használtam, aminek a paramétereit megtaláljuk annak az adatlapjában.

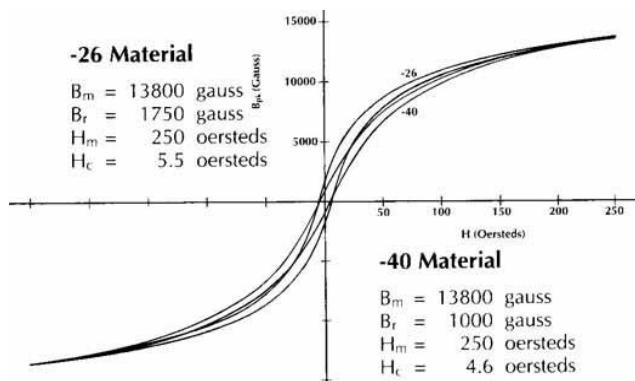
Az adatok alapján kiszámolhatjuk az induktivitást a következő képlettel: $L = A_L * N^2$

T106-40

P	20	Al	8.10E-08	N	44	44
Ubatt	2.5	mu ₀	1.3E-06	L	1.57E-04	156.82 uH
Ibatt	8	mu _i	60			
rell	1.0%	OD	26.9	B	4.10E-01	4102 Gauss
dI	0.08	ID	14.5	H	5439.87	5440 A/m
I _{max}	8.04	R	10.35	H _{oe}	68.36	68.36 Oe

5-8. Tekercs paramétereinek kiszámolása

A mágneses indukció és a mágneses térerősség kiszámolásával leellenőrizhetjük, hogy a megfelelő tartományban legyünk és ne legyen telítődés. A görbe és a hozzá mellékelt adatok alapján (40-es típusú anyagot használunk) látható, hogy nem megy telítésbe a tekercs magja, így megfelelő lesz a feladatra.



5-9. Mágneses hiszterézisgörbe

Mágneses indukció és mágneses térerősség képletei: $B = \frac{\mu * N * I}{2R\pi}$, $H = \frac{B}{\mu}$



5-10. Az elkészített tekercs

A porvasmagra a rézhuzal fel lett tekercselve. A tekercsre 47 menet ment, ami alapján ki lehet számolni, hogy elméletben $178.93\mu\text{H}$ lesz a tekercs induktivitása.

Alkatrész analizátor segítségével be is lett mérve a tekercs induktivitása, amely 100kHz-en $173.68\mu\text{H}$. Ez az érték tükrözi az elméletben is kiszámolt értéket.



5-11. Analizátor segítségével megmért induktivitás

5.5 MOSFET-ek és vezérlése

5.5.1 MOSFET választása

Általános célú MOSFET-ek esetén, ahhoz, hogy teljesen kinyíljon 10-12V feszültségre van szükségünk, ilyenkor érhetjük el a legalacsonyabb $R_{DS(ON)}$ ellenállásokat. Erre azért fontos figyelni, mivel a tápegységünk hatásfokát ez is befolyásolja. Ha nem nyit ki teljesen, akkor nagyobb a Gate ellenállás, és nagy áramok esetén sok hő fog rajta keresztül disszipálódni.

A saját tápegységem esetén az elsődleges tápforrás feszültségét az 5V-os bemeneti, illetve kimeneti feszültség fogja meghatározni. A másik az akkumulátor feszültsége lesz. A teljesítmény átalakító e két feszültség között fog konvertálni. Mivel 5V a legmagasabb feszültségem, azért a MOSFET-eket 5V-ról fogom vezérelni.

Ahhoz, hogy 5V-ról kinyissuk a MOSFET-eket, **logic MOSFET-ekre** van szükség. Ezek már akár 3.3V esetén is vezetnek, illetve 4.5V esetén teljesen kinyílnak. A feladat meg valósításához a **PSMN1R2-25YLDX** MOSFET-et választottam, melynek Gate ellenállása $U_{GS} = 4.5\text{V}$ esetén csupán **1.4 mOhm**.

5.5.2 Gate Driver választása

Hagyományosan a MOSFET-ek vezérlésére szolgáló félhíd meghajtókat elsősorban teljesítmény elektronikában használják, így olyan MOSFET-ek meghajtására vannak tervezve, melyek képesek nagy feszültség és áram vezetésére. Ezeknek a MOSFET-eknek nem szokott elég lenni az 5V-os tartomány, hanem 10-12V-ra van szükségük, ahhoz, hogy kinyissanak, így az ezeket meghajtó áramkör is erre van optimalizálva.

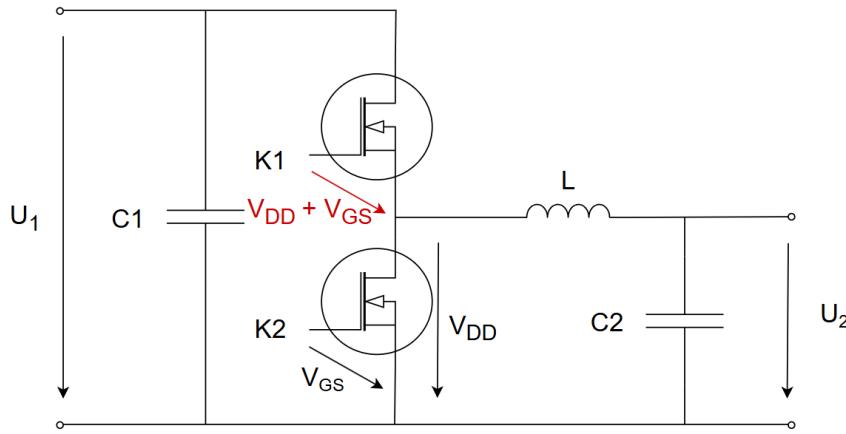
Mivel egy ilyen meghajtó helytelen működése súlyos károkat okozhat, ezért többféle beépített védelemmel is rendelkeznek. Az egyik ilyen védelem előírja a minimális feszültséget, ha ez alá süllyedünk a MOSFET-ek zárásra kerülnek, ez a védelem az UVLO⁸. Másik védelem gyakori védelem a MOSFET-ek egyszerre való kinyitását akadályozza meg váltáskor holtidő beiktatásával, ezzel elkerülve a rövidzárlatot. Sok esetben a beiktató áramkör feltételezte a teljesítmény áramlás irányát, így a mi esetünkben ez nem lesz megfelelő.

Mivel általános esetben nem használják a meghajtókat 5V-os feszültségen, ezért ezeknek a megléte is elenyésző, így igencsak nehéz ilyen meghajtót találni. A fellehető gate meghajtók adatlapjának kutatása révén sikerült **egy** olyan meghajtót találni, ami teljesíti a feltételeket: **DGD05473FN-7**.

5.5.3 Bootstrap kapcsolás

Egy N-csatornás MOSFET teljes kinyitásához az szükséges, hogy a Gate feszültség V_{GS} -el nagyobb legyen, mint a Source feszültség. Ez az alsó MOSFET esetén könnyedén teljesül, hiszen a földre csatlakozik, viszont a felső MOSFET esetén már problémába ütközünk, mivel annak a Source bemenete a közös pontra csatlakozik, ami akár V_{DD} is lehet. Így ahhoz, hogy a felső MOSFET-et kinyissuk, legalább $V_{DD} + V_{GS}$ feszültségre van szükségünk.

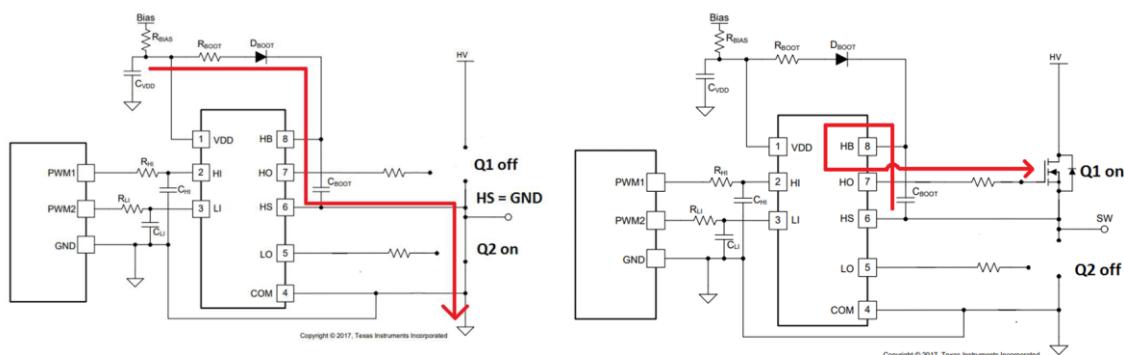
⁸ UVLO = Undervoltage-lockout, feszültség hiány elleni védelem



5-12. Felső MOSFET kinyitásának problémája

A megoldást bootstrap kapcsolás fogja jelenteni. Mivel ez a MOSFET félhidak és hidak esetén gyakran fellépő probléma, azért a MOSFET Driver-ek rendelkezni szoktak ezzel a beépített mechanizmussal.

A bootstrap kapcsolás lényege, hogy amikor az alsó MOSFET-et kinyitjuk, akkor egy kondenzátort feltöltünk V_{DD} feszültségre. Miután az alsó MOSFET-et lezárjuk és a felsőt pedig kinyitnánk, a közös pont feszültsége V_{DD} lenne. Mivel a kondenzátoron V_{DD} feszültség esik, így most már nem $GND + V_{DD}$, hanem $V_{DD} + V_{DD}$ lesz a kialakuló feszültség, ami már ki tudja nyitni a felső MOSFET-et is. A töltések visszafelé áramlását egy dióda fogja megakadályozni.



5-13. Bootstrap töltések áramlása^[3]

A bootstrap kondenzátor minimális értékét meg lehet pontosan is határozni^[4]:

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOTAL}}{V_{BOOT}}$$

$$Q_{TOTAL} = Q_{GATE} + (I_{LKCAP} + I_{LKGS} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKDIODE}) * t_{ON} + Q_{LS}$$

$$V_{BOOT} = V_{DD} - V_F - V_{GSMIN}$$

Ahol az értékek a következőket jelentik:

V_{DD} = Power supply voltage
 V_F = Diode forward voltage
 V_{GSMIN} = Minimum Gate-Source voltage
 Q_{GATE} = Total gate charge
 I_{LKGS} = Switch gate-source leakage current
 I_{LKCAP} = Bootstrap capacitor leakage current
 I_{QBS} = Bootstrap circuit quiescent current
 I_{LK} = Bootstrap circuit leakage current
 Q_{LS} = Charge required by the internal level shifter, which is set to 3 nC for all HV gate drivers
 t_{ON} = High-side switch on time
 $I_{LKDIODED}$ = Bootstrap diode leakage current

Viszont méretezés szempontjából ennél egyszerűbben is számolhatunk. Mivel a Q_{TOTAL} számítása során a legjelentősebb tényező a Q_{GATE} lesz (akár az összeg 90%-át is jelentheti), ezért a többi tagot elhanyagolhatjuk. (Példa számításban található adatok alapján 98nC vs 105nC.)

Másrészt a képlet csak egy minimum értéket határoz meg, a gyakorlatban ennél érdemesebb nagyobb kondenzátorral választani.

$$C_g = \frac{Q_g}{V_g}, \text{ ahol } Q_g: \text{total gate charge}$$

$$V_g = V_{DD} - V_F - V_{GSMIN}$$

$$C_{Boot} \geq 10 * C_g$$

A használt MOSFET: PSMN1R2-25YLDX adatlapja alapján: $Q_g = 60.3\text{nC}$

Diódának egy alacsony nyitó feszültségű, gyors diódát érdemes választani. Ez jelen esetben VS-MBRS130L-M3/5BT, aminek a nyitó feszültsége $V_F = 0.3\text{V}$

A MOSFET-et nagyjából 3.5V esetén tekinthetjük teljesen nyitottnak, így $V_{GSMIN} = 3.5\text{V}$ lesz.

$$\text{Ezek alapján: } C_g = \frac{Q_g}{V_g} = \frac{60.3\text{nC}}{5\text{V} - 0.3\text{V} - 3.5\text{V}} = 50.25\text{nF} \Rightarrow C_{Boot} \geq 502.5\text{nF}$$

Ezek alapján a bootstrap kondenzátor értékét **1uF**-nek választottam meg.

5.6 Értékek mérése

Ahhoz, hogy majd szabályozást tudjunk végre hajtani, szükséges, hogy meg tudjuk mérni az áramkörben az 5V bemenet (és egyben kimenet) feszültségét, az akkumulátor bemenet feszültségét és a tekercsen átfolyó áramot.

5.6.1 Feszültség értékek olvasása

Mivel a mikrokontroller az analóg-digitális konverter segítségével feszültség értékeket olvas, így itt nem kell foglalkozunk a különböző mértékegységek közötti átváltással. Arra kell figyelni, hogy a mikrokontroller legfeljebb 3.3 voltot képes beolvasni, így a feszültség szinteket illesztenünk kell. Ez jelen esetben történhet egy egyszerű feszültségosztóval.

5.6.1.1 5V feszültség mérése

Az feszültségosztóhoz 4.7kOhmos és 3.3kOhmos ellenállásokat választottam. Így a kiolvasható legnagyobb feszültség:

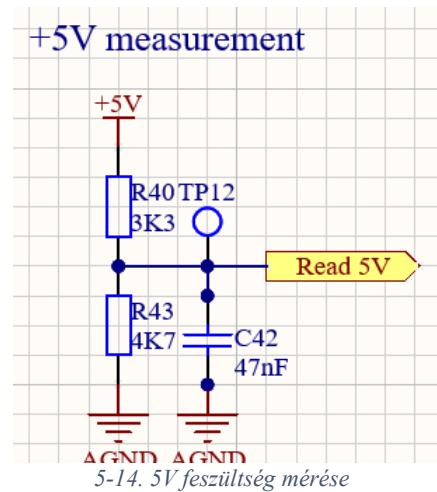
$$V_{\max} = 5V * \frac{4.7k\text{Ohm}}{4.7k\text{Ohm} + 3.3k\text{Ohm}} = 2.9375V$$

Tudjuk, hogy a mikrokontrollerben található ADC 12 bites, így kiszámolhatjuk, hogy mekkora felbontással tudjuk az 5V-os feszültséget olvasni:

$$\text{SFS}^9 = \frac{V_{\max}}{\text{LSB}} = \frac{V_{\max}}{V_{\text{ref}}/(2^{12} - 1)} = \frac{2.9375}{3.3} * 4095 = 3645$$

$$\Delta V_{5V} = \frac{V_{5V}}{\text{SFS}} = \frac{5V}{3645} = 1.37\text{mV}$$

Tehát az 5V-os feszültséges **1.37mV**-os pontossággal tudjuk majd mérni.



5.6.1.2 Akkumulátor feszültség mérése

Az 5V-os méréshez hasonlóan, itt is 4.7kOhmos és 3.3kOhmos ellenállásokkal osztottam le a feszültséget.

Az akkumulátor maximális töltöttsége esetén ($V_{\text{Batt}} = 4.2V$) a kimeneti feszültség 2.4675V lesz, ami belesik az ADC működési tartományába.

Az ehhez tartozó SFS = 3062

Tehát az akkumulátor feszültség mérés pontossága 1.37mV lesz.

⁹ SFS = Scaled Full Scale, legnagyobb digitalis érték az 5V feszültség mérésekor

5.6.1.3 Időállandók beállítása

A jel kondicionálásának érdekében egy soros RC aluláteresztő szűrő segítségével ki tudjuk szűrni a jelünknel magasabb frekvenciával rendelkező jeleket.

Az feszültségosztó eredő ellenállása a 4.7kOhm és a 3.3kOhm keresztszorzata lesz: $R = 1939$

Az időállandót, hogy a kiolvasott feszültség hullámosságát is csökkentse, $\tau = 100\text{us}$ -nak választom.

Ez alapján már ki lehet számolni C-t:

$$\tau = R * C \Rightarrow C = \frac{\tau}{R} = \frac{100\text{us}}{1939\text{Ohm}} = 51.57\text{nF} \cong 47\text{nF}$$

5.6.2 Áram mérése

5.6.2.1 Árammérő választása

Az áramkörben a tekercs áramát már nem tudjuk közvetlenül megmérni, hanem valamilyen elv alapján át kell konvertálnunk feszültségre.

Az egyik a sönt ellenálláson alapuló mérés, amikor az ellenálláson eső feszültséget mérjük. Egy jól megválasztott sönt ellenállás esetén jó a pontossága, de a beiktatott ellenállás miatt nagy áramok esetén romlik a mérés és az áramkör hatásfoka.

A másik a Hall-szenzoron alapuló mérés, ahol a szenzor az áram mágneses mezőjét érzékeli és ez alapján állítja elő a mérhető feszültséget. Előnye, hogy nincs beiktatott ellenállás, így nincs feszültségesés, hőtermelés és még galvanikusan izolálva is vagyunk. Hátránya, hogy költségesebb, mint a sönt ellenálláson alapuló mérés, illetve kis áramok esetén nem olyan jó a pontossága, mint egy jól megválasztott sönt ellenállásé.

Ezeket figyelembe véve én a sönt ellenálláson alapuló mérést választottam. Mivel kétirányú teljesítmény átalakítóról van szó, így a tekercs árama minden irányba folyhat, ezért egy olyan erősítőt kell választani, amelyik minden irányba képes az áram mérésére. Erre a feladatra én az **INA181A1** áramérzékelőt választottam.

A kétirányú áramérzékelők esetén egy referenciafeszültséghez képest állítják elő a feszültséget. Így, ha pozitív irányba folyik az áram, nő a feszültség értéke, ha pedig negatív irányba folyik az áram, csökken a feszültség értéke. Mivel szimmetrikusan minden irányba folyik az áram, ezért érdemes a tartomány közepét, vagyis $V_{ref} = 1.65\text{V}$ -ot választani.

Az tekercsen legfeljebb 8A áram folyik, míg az áramérzékelő erősítése 20V/V. 10mOhmos sönt ellenállást választva a feszültség változása a következőképpen fog alakulni:

$$V_s = I * R * A = 8A * 10\text{mOhm} * 20\text{V/V} = \pm 1.6\text{V}$$

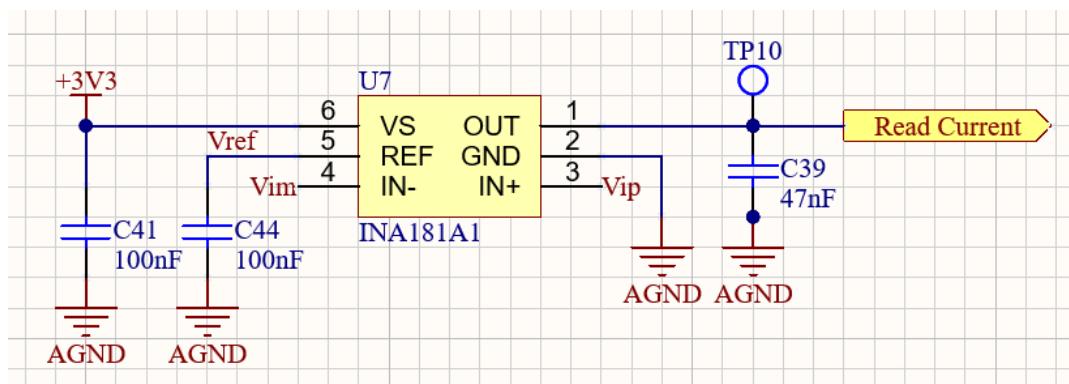
Tehát a teljes tartomány:

$$V_{\text{current}} = V_{\text{ref}} + V_s = 1.65\text{V} \pm 1.6\text{V} = [0.05\text{V}, 3.25\text{V}]$$

Ebből kiszámolható az árammérés pontossága:

$$\text{SFS} = \frac{V_s}{V_{\text{ref}}} = \frac{1.6\text{V}}{3.3\text{V}} * 4095 = 1945$$

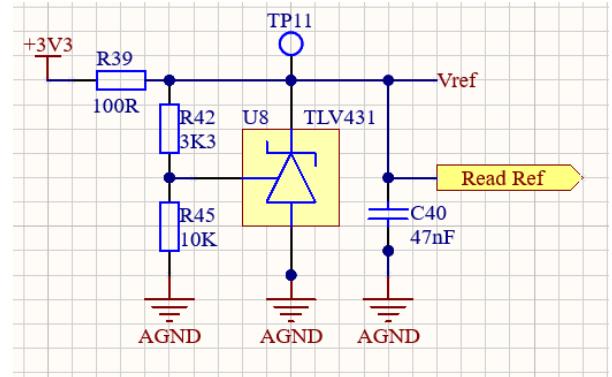
$$\Delta I = \frac{I_{\text{max}}}{\text{SFS}} = \frac{8\text{A}}{1945} = 4.11\text{mA}$$



5-15. Árammérő bekötése

5.6.2.2 Referencia feszültség előállítása

Mivel az árammérő egy referencia feszültséghez képest tol el, ezért szükségünk lesz egy áramkörre, ami előállítja nekünk a pontos referenciát. Erre a feladatra a TLV431-et választottam, ahol a mellé kötött ellenállások segítségével be lehet állítani, hogy milyen feszültséget állítson elő.



5-16. Referencia feszültség előállítása

Az adatlap alapján megkapjuk, hogy milyen képlet alapján kell beállítani a feszültséget:

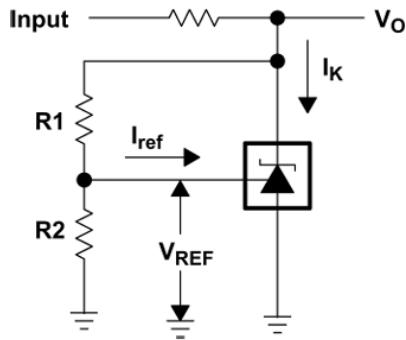


Figure 6-2. Test Circuit for $V_{KA} > V_{REF}$, $V_O = V_{KA} = V_{REF} \times (1 + R1/R2) + I_{ref} \times R1$

5-17. Kapcsolás és képlet az adatlap alapján

Látható, hogy a feszültséget az alábbi képlet alapján kell előállítani:

$$V_O = V_{REF} * \left(1 + \frac{R1}{R2}\right) + I_{ref} * R1$$

Ahol V_O lesz az előállított referencia feszültség, míg V_{REF} az áramkör referenciajá lesz, a választott IC esetén $V_{REF} = 1.24V$

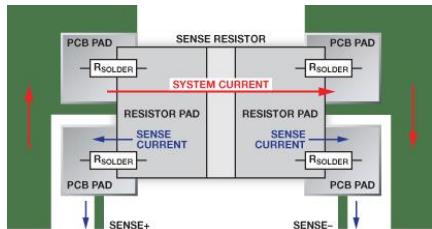
I_{ref} jelen esetben elhanyagolható lesz (nagyjából $\pm 1mV$ eltérést okozna). Ezek alapján meg lehet határozni $R1$ és $R2$ értékét:

$$\frac{R1}{R2} = \frac{V_O}{V_{REF}} - 1 = \frac{1.65}{1.24} - 1 = 0.33 \xrightarrow{R2 = 10\text{kOhm}} R1 = 3.3\text{kOhm}$$

$$R2 = 10\text{kOhm}$$

5.6.2.3 Négyvezetékes mérés

Mivel egy kis értékű sönt ellenállással mérünk, ezért itt már jelentős tényezők lesznek a vezeték és az ón ellenállásai. Azért, hogy ezt kiküszöböljük, **4 vezetékes** módszerrel fogunk méرنi: a főágban folyó nagy áram külön lesz elvezetve, mint a sönt mérővezetékei.



5-18. 4 vezetékes mérés

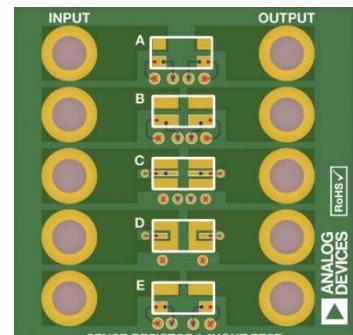
Ezt egyszerűen meg lehet tenni, hogy a komponens forrasztási padjáról közvetlenül levezetünk egy vékony vezetéket, viszont itt még a főágban folyó áram befolyásolja a mérés eredményét.

A mérővezeték bekötésére többféle lehetőségünk van. **Marcus O'Sullivan** által elvégzett tesztek^[5] alapján, ahol különböző footprint¹⁰-eket hasonlítunk össze, az izoláció és a mérési pont alapján, meghatározható, hogy milyen footprint-et érdemes használni.

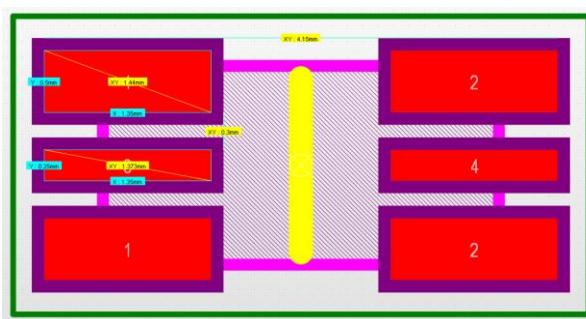
Az eredményeket és a gyártási nehézségeket figyelembe véve a C típusú footprint a legoptimálisabb a mérési feladatra.

A mérési eredmények alapján minden összes 1%-ban változtatta meg a mérés eredményét, míg, ha csak a forraszpadból húzzuk ki a vezetéket, akár több, mint 20% is lenne a hiba.

A dokumentációban alapján én is elkészítettem a saját footprint-emet 1206-os ellenállásra:



5-19. A teszt során összehasonlított footprint-ek



5-20. Az általam készített footprint

¹⁰ Footprint: komponens lenyomata, forrasztási padjai a NYÁK-on

5.7 Áramkör vezérlése

A feszültség átalakításához és annak megfelelő értékének beállításához szükséges, szükségünk van egy szabályzás megvalósítására, ahol a mért feszültségértékek alapján változtatjuk dinamikusan a kitöltési tényezőt.

A **mikrokontroller** feladata lesz a MOSFET-ek vezérléséhez szükséges PWM jel előállítása, a feszültség értékek mérése és ezek alapján a szabályzás megvalósítása.

A mikrokontroller perifériáinak használatát figyelembe kell vennünk már az áramkör megtervezésénél, hiszen nem mindegy, hogy melyik lábakat kötjük az áramkör különböző részeihez. A mikrokontroller adatlapja alapján meg tudjuk ezeket állapítani, hogy melyik lábon milyen perifériák és funkciók érhetők el.

5.7.1 Mikrokontroller választása

A tápegység vezérlésére az **F280038**-as mikrokontrollert választottam, ami a **C2000**-es családnak a része. Ezek a mikrokontrollerek kifejezetten valós idejű és teljesítményelektronikákhoz készült, így számomra megfelelő választás.

A mikrokontroller a teljesítményelektronikák megvalósításához magas órajelfrekvenciával, analóg és digitális interfészekkel rendelkezik, valamint integráltan tartalmazza a teljesítmény vezérléshez szükséges funkciókat, mindezt elérhető áron.

5.7.2 Mikrokontroller programozása

5.7.2.1 Boot mód kiválasztása

A mikrokontroller programozására többféle módszer is létezik. Az egyik legelterjedtebb a JTAG használata, mellyel könnyedén lehet hibát keresni, valamint programozni a flash memóriát. Ehhez azonban szükség van egy külső programozó eszközre is, mely esetenként igencsak drága is lehet.

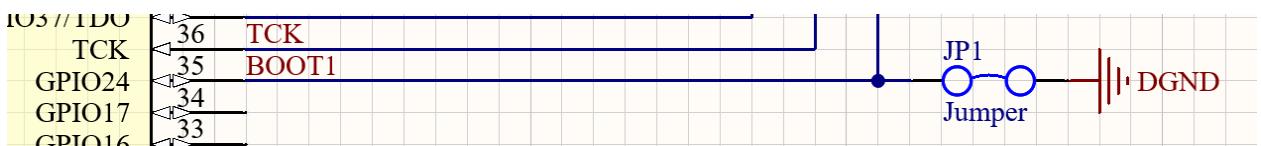
Alternatív megoldásként választhatunk a mikrokontroller boot módjai közül is. A mikrokontroller több kommunikációs protokollon keresztül is programozható. Alapértelmezetten az alábbi táblázatban látható, hogy mely lábak állása esetén, milyen üzemmódban indul el a mikrokontroller, de akár további protokollok használatát is beállíthatjuk neki.

Table 4-4. Device Default Boot Modes

Boot Mode	GPIO24 (Default boot mode select pin 1)	GPIO32 (Default boot mode select pin 0)
Parallel IO	0	0
SCI / Wait Boot ⁽¹⁾	0	1
CAN	1	0
Flash	1	1

5-21. A mikrokontroller boot módja a kiválasztott lábak alapján

Én a soros kommunikáció (SCI¹¹) mellett döntöttem, mivel ehhez elég egy USB-UART átalakító, melyet olcsón és könnyedén a mikrokontroller mellé lehetett integrálni. A soros kommunikáció használatához a táblázat alapján látni lehet, hogy a GPIO24-et alacsonyra kell húzni, míg a GPIO32-öt magasra. Mivel alapértelmezetten mind a kettő GPIO értéke magas, hogy flash memóriából bootoljon, így célszerűen elég csak a GPIO24-et lehúzni alacsony szintre.



5-22. Boot 1 lab alacsonyra húzása jumper segítségével

5.7.2.2 Serial Communication Interface (SCI)

A soros interfész használatához meg kell néznünk, hogy melyik az alapértelmezett labkiosztás, mivel alapértelmezett esetben ezen keresztül tudunk kommunikálni. Az adatlap alapján meghatározhatjuk, hogy a kommunikációra a **GPIO28** és **GPIO29** labakat kell használnunk.

Table 4-39. SCI Boot Options

Option	BOOTDEF Value	SCITXDA GPIO	SCIRXDA GPIO
0 (default)	0x01	GPIO29	GPIO28
1	0x21	GPIO16	GPIO17
2	0x41	GPIO8	GPIO9
3	0x61	GPIO2	GPIO3
4	0x81	GPIO16	GPIO3

5-23. Default SCI GPIO pinek adatlap alapján

5.7.3 USB-UART átalakítás

Ahhoz, hogy a mikrokontrollert a számítógépbe bekötve programozni tudjuk, szükségünk lesz arra, hogy az USB-n keresztül érkező adatot átalakítsuk soros protokollú (UART) adattá, szükségünk lesz egy integrált áramkörre, ami ezt megvalósítja.

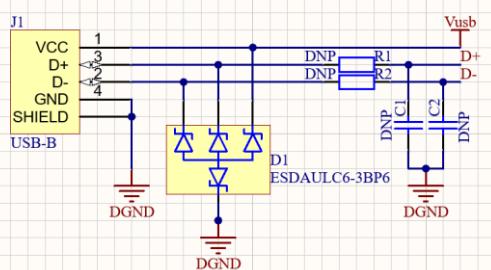
Erre a feladatra én a Silicon Labs **CP2102N** IC-jét választottam.

¹¹ SCI = Serial Communication Interface, soros kommunikációs interfész

5.7.3.1 USB bekötése

Mivel az eszközt egy külső vezetékre kötjük rá, ezért fontos, hogy megvédjük az áramkörünket az öt érő külső hatásuktól. Mivel az áramkörön lévő komponensek érzékenyek a túlfeszültségre, ezért az USB vonalaira ESD¹² diódákat teszünk, ami megvéd ez ellen.

USB and ESD protection

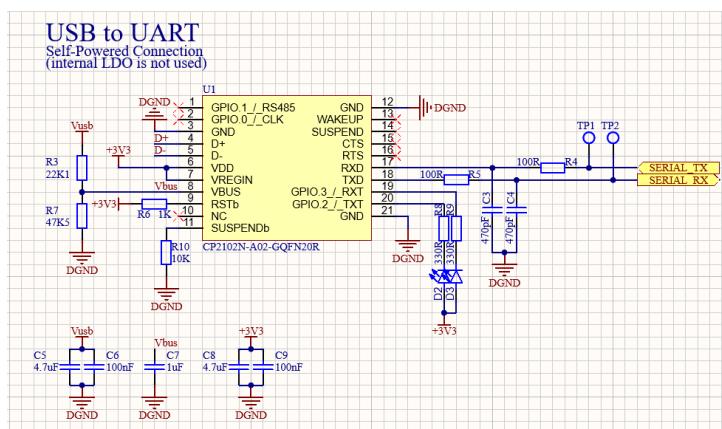


5-24. USB és ESD diódák bekötése

5.7.3.2 CP2102N bekötése

Az integrált áramkör bekötéséhez követni kell az adatlapban található útmutatást. Itt láthatjuk, hogy melyik lábakat milyen feszültség szintre kell húzni, milyen ellenállás értékeket érdemes használni, illetve a kondenzátorok értékeire is ad javaslatot.

Az áramkör táplálására két opción is van: USB használata vagy külső táp használata. Mivel az áramkörön rendelkezem 3.3V-os tápforrással, ezért a külső táp használatát választottam.



5-25. CP2012N bekötése

A TX és RX lábak bekötésénél figyelni kell, hogy az átalakító TX lábat a mikrokontroller RX lábára kell kötni, míg a mikrokontroller TX lábat az átalakító RX lábára. Az ellenállásokat és a kondenzátorokat is ennek megfelelően kell elhelyezni, hogy a fogadó félhez, minél közelebb legyen.

5.7.4 Mikrokontroller lábainak bekötése

A mikrokontroller adatlapja alapján be tudjuk kötni a lábait a megfelelő helyekre.

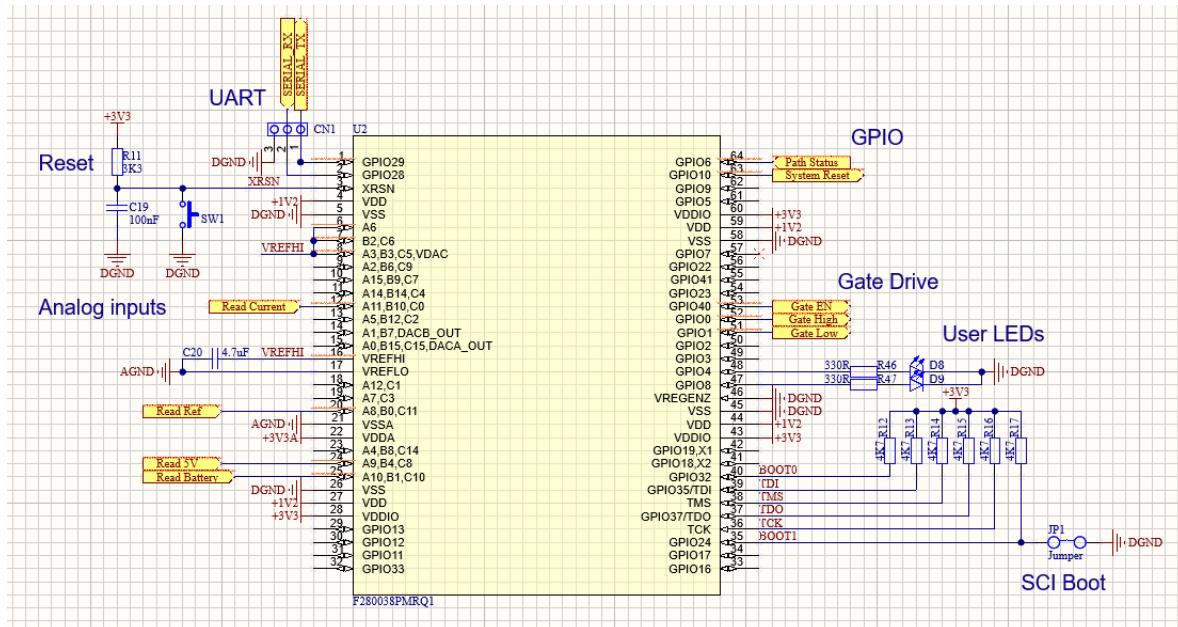
¹² ESD = Electrostatic Discharge, elektrosztatikus kisülés

Amikre érdemes ügyelni:

VREG: 1.2V-os belső LDO, a használatához a VREGNZ lábat alacsonyra kell kötni.

Táplábak: az adatlapban található ajánlott értékek alapján kondenzátorokat kell elhelyezni a táplábakhoz minél közelebb.

Digitális és analóg lábak: a mikrokontrollerben külön lábakon találhatóak meg a digitális és analóg jelek feldolgozására szolgáló perifériák. Vegyük figyelembe, hogy melyik lábakon található az ePWM modul, illetve az analóg jelek olvasásánál ügyeljünk arra, hogy különböző analóg-digitális konverter segítségével mérjük az értékeket.



5-26. Mikrokontroller bekötése

6 PCB tervezés

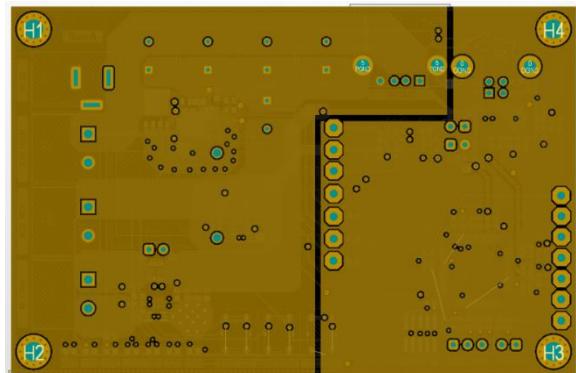
Az áramkör nyomtatott huzalozását az **Altium Designer** nevezetű szoftverben készítettem el, amely egy professzionális környezet PCB-k tervezésére.

6.1 Rétegszerkezet megválasztása

A nyomtatott huzalozású lemez egyik sarok pontja a megfelelő rétegszerkezet megválasztása. A tervezett eszközhöz **4 rétegű** elrendezést választottam, mivel ezzel elérhető áron meg lehet valósítani viszonylag komplex áramkörököt.

Azért, hogy a komponenseket könnyen be lehessen forrasztani, a felső rétegre szinte kizárolag **furatszerelt** alkatrészeket helyeztem, míg az alsó rétegre kerültek a **felületszerelt** alkatrészek.

A **belső rétegekben** bevett gyakorlat, hogy az alkatrészek és vezetősávok alatt közvetlenül nagy felületű **fold-** vagy **tápkitöltést** alkalmaznak. Ez javítja az áramkör zajtűrését, mivel kapacitív csatolással egy fix potenciálhoz kapcsolódik.



6-1. Belső rétegen található kitöltések

A megtervezett főáramkör és az elkészített kapcsolási rajz alapján elkészíthető az áramkör nyomvonal-kialakítása. A komponensek elrendezésénél figyelni kell azoknak az optimális elrendezésére.

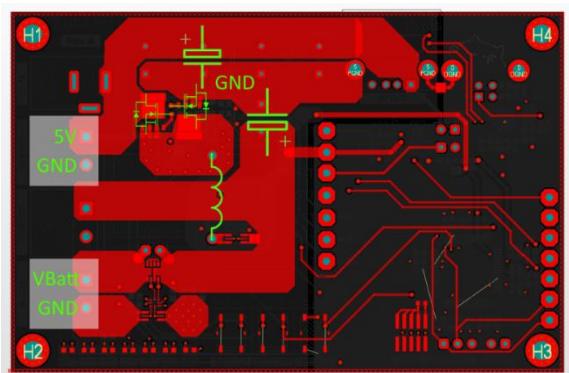
Az üres PCB tervnél érdemes kiindulásként a komponenseket logikai egységenként **csoportosítani**, például a mikrokontroller mellé helyezzük azokat a kondenzátorokat és ellenállásokat, amik a kapcsolási rajzon is mellette szerepelnek. A kondenzátorokat érdemes a bemenetekhez **minél közelebb** helyezni, hogy javuljon az áramkör zajtűrése.

A PCB-re először érdemes a rögzítő furatokat és a **csatlakozókat** elhelyezni, mivel ezeknek a helyét könnyen meg lehet előre határozni, nem fog változni a tervezés folyamán. Emellett a felső rétegen még elhelyeztem az állapotjelző ledeket, gombokat és teszt pontokat jól látható módon.

Az alsó rétegen az alkatrész csoportokat úgy helyeztem el és forgattam őket, hogy könnyedén, sok kereszteződés nélkül össze lehessen kötni.

6.3 Kétirányú teljesítmény átalakító elrendezése

Az áramkör egyik legkritikusabb része a teljesítmény átalakító elrendezése. Mivel magas frekvencián nagy áramok folynak, ezért az általa kibocsátott elektromágneses zaj is nagy lesz. Megfelelő elhelyezéssel csökkenthető ez a zaj.



6-2. DC/DC konverter elhelyezése

A komponenseket úgy érdemes elhelyezni, hogy a konverterben található magas frekvenciás hurkok **minél kisebbek** legyenek. Ezen kívül a vezetékeknél ügyelni kell az éles, 90 fokos fordulatok **kerülésére**, hogy elkerüljük az éles csúcsok létrejöttét, mivel azok nagyobb elektromágneses kibocsátást eredményezhetnek.

A konverter áramkörében nagy áramok folynak, ezért a vezeték vastagságokat is ennek megfelelően kell választani, hogy tolerálni tudja azokat. A minimális vezeték vastagságot online eszköz^[7] segítségével állapítottam meg és ennél nagyobb, nagyjából **7-7.5mm vastag** vezetéket használtam.

A konverter alatt egy nagy egybefüggő **PGND**-t található. Ez biztosítja a komponensek számára, hogy a föld felé biztosítva legyen a lehető **legrövidebb** útvonal. Másrészt az elektromos térerővonalak számára egy felületet biztosít, ahol **záródni** tudnak, ezzel is csökkentve az áramkör EMI¹³ kibocsátását.

A nagy földelő nemcsak az EMC szempontból előnyös, hanem javítja az eszköz **termikus** viselkedését is, mivel utat biztosít a hő elvezetésére és leadására.

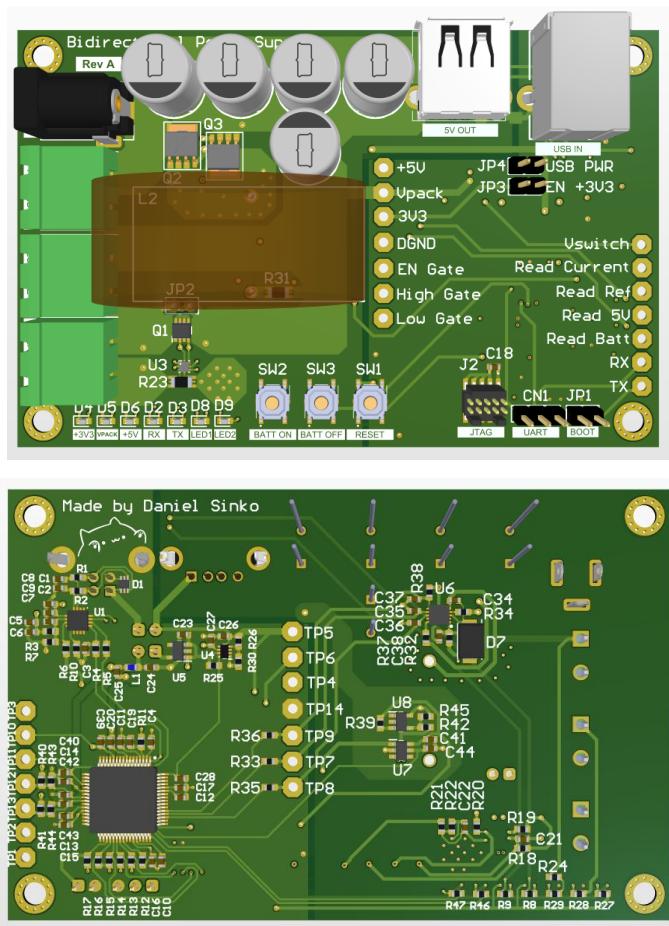
¹³ EMI = Electromagnetic Interference, elektromágneses zavar

6.4 Feliratok elhelyezése

A feliratok (*silk screen*) elhelyezése a PCB-n számos ok miatt kiemelten fontos, minden gyártási, hibakeresési és használati szempontok alapján is.

A beültetés során a *designator* fogja megmondani, hogy melyik alkatrész hova kerüljön. Fontos, hogy jól olvasható legyen, az elrendezése pedig logikus legyen. Ezen kívül feliratok segítségével tudjuk jelezni a komponensek polaritását és orientációját. A későbbiekben, ha hibakeresésre vagy javításra kerülne sor, akkor a kicserélendő komponenst a feliratok segítségével tudjuk könnyedén azonosítani.

Teszt pontok esetén a feliratok segítségével tudjuk megállapítani, hogy melyik ponton mit tudunk mérni. Ezen kívül feliratok segítségével tudjuk azonosítani a csatlakozókat, gombokat vagy ledeket. A feliratok emellett jelezhetnek gyártási információkat, verziószámot, terméknevet, tervezőt, valamint esztétikai szerepet is betölthetnek.



6-3. A megtervezett eszköz 3D-s előnézete

7 Mikrokontroller programozás

7.1 Fejlesztő környezet

7.1.1 Code Composer Studio

A mikrokontroller programozásához a **Code Composer Studio**-t használom, mely kifejezetten a Texas Instruments által készített mikrokontrollerekhez lett készítve, így ezeket natíván támogatja.

7.1.2 C2000Ware

A mikrokontrollerekhez tartozó szoftverfejlesztő készletet (SDK¹⁴-t) letölthetjük a C2000Ware telepítésével. Ez tartalmazza a C2000-es családba tartozó mikrokontrollerek driverjeinek könyvtárát, illetve példákat is tartalmaz a különféle mikrokontrollerekhez.

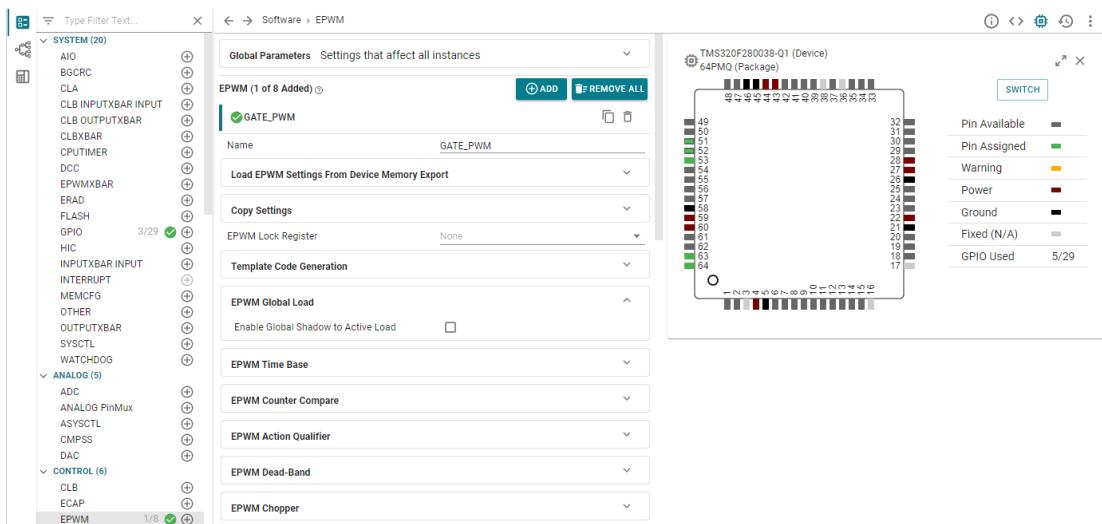
7.1.3 Konfiguráció sysconfig segítségével^[8]

A Code Composer Studio alapértelmezetten tartalmazza a **Sysconfig** nevű konfigurációs eszközt, melynek a segítségével egy grafikus felületen tudjuk konfigurálni a perifériákat.

A fejlesztés során a perifériák felprogramozásához részletes leírást találunk a mikrokontroller adatlapjában, ahol láthatjuk, hogy mely regiszterek mely értékei mit jelentenek. Ezek a regiszterek a fejlesztőkörnyezetben az SDK segítségével adatstruktúrákként jelennek meg.

A fejlesztés felgyorsításának érdekében készült a sysconfig nevű konfigurációs eszköz, amelynek a segítségével nem kell manuálisan kitöltenünk ezeket az adatstruktúrákat, hanem egy grafikus felületen be tudjuk állítani a perifériát és ez alapján kódot generál nekünk.

¹⁴ SDK = Software Development Kit

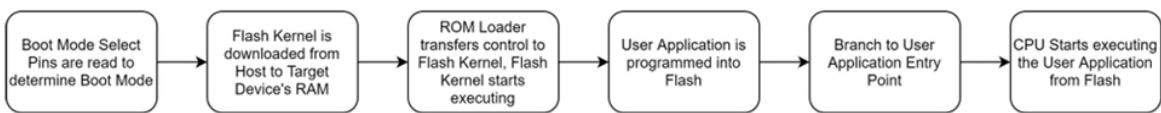


7-1. Sysconfig konfigurációs interfész

7.2 Program feltöltése a mikrokontrollerre

7.2.1 Kód feltöltésének folyamata^[19]

Amikor a mikrokontroller kommunikációs perifériáit használjuk, az nagyon egyszerűen tud a **RAM**-ba adatot, kódot tölteni. Viszont ez még nincs benne a **nem felejtő memóriában**. A két memória közötti különbséget a **flash kernel** fogja áthidalni. Ez egy olyan program részlet, melyet a kommunikáció elején a RAM-ba töltünk és a RAM-ból fogjuk futtatni. Innentől kezdve a kommunikáció többi csomagját már a Flash memóriába fogjuk tölteni. A mikrokontrollert újraindítva a „Flash” boot mode-ban már az így letöltött kódunk fog elindulni.



7-2. Program feltöltésének folyamatábrája

7.2.2 Alkalmazás a program feltöltéséhez

A program feltöltéséhez a Texas Instruments-nek van saját eszköze a feladatra, amelyet megtalálhatunk a C2000Ware SDK-ban.

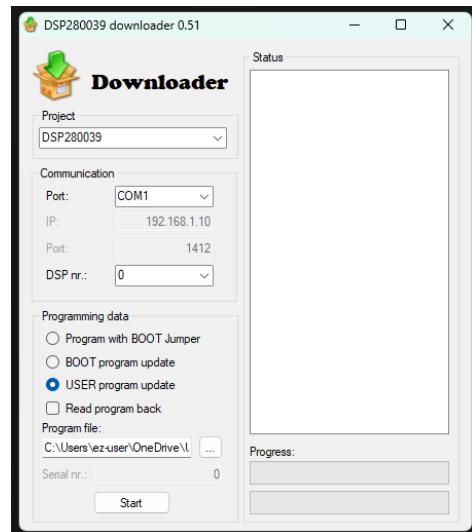
(C2000Ware_x_xx_xx_xx > utilities > flash_programmers > serial_flash_programmer)

Viszont ennek a megoldásnak a hátránya, hogy a flash kernel-t minden egyes alkalommal bele kell tölteni a RAM-ba, hogy aztán a további adatokat a flash memóriába tehessük.

Erre nyújt megoldást egy **bootloader** használata. A bootloader egy olyan program részlet, amely figyeli, hogy akarunk-e új kódot feltölteni, és ha igen, akkor megállítja az aktuális program futását és betölti az új kódot a flash memóriába.

A BME Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszékén már lefejlesztettek egy saját bootloader, mellé tartozó api-val és downloader-rel, amelyek részt vesznek a feltöltés folyamatában.

A feltöltéshez szintén fejlesztettek egy saját szoftver, amelynek segítségével könnyedén lehetséges új program vagy bootloader feltöltése a mikrokontrollerre.



7-3. Feltöltéshez használt program felülete

7.3 Perifériák konfigurálása

7.3.1 ePWM modul^[10]

Az ePWM, vagyis enhanced pulse width modulator (impulzus-szélesség moduláció) segítségével négyzetgyeleket állíthatunk elő a buck-boost konverterünkben található MOSFET-ek vezérlésére. A mikrokontrolleren belül ezen a perifériák párból állnak rendelkezésre (A modul és B modul), melyek egymásnak az inverz jelét állítják elő. Ennek a segítségével könnyedén vezérelhetjük az átalakítónkat.

Az ePWM generátor egy számláló segítségével állítja elő a négyzetjelünket. A számláló minden órajel ciklusra megváltoztatja az értékét (ez lehet felfelé, lefelé, illetve fel-le számlálás. A számláló maximális értékét meghatározva kapjuk meg a pulzusunk periódus idejét. A kitöltési tényező meghatározásához szükségünk van egy komparálási szintre is, amely alapján tudjuk modulálni a jelünket.

Az ePWM-ből képesek vagyunk különböző eseményeket is elindítani, például a periódus elérésekor, a számláló null értéke esetén, vagy valamely komparálási szint elérésekor. Ez számunkra hasznos lesz az analóg mintavételezéshez, hogy minden a jel közepén vegyük mintát.

7.3.1.1 Frekvencia beállítása

A PWM jel előállításához szükségünk lesz a periódusidő kiszámolására is. Ennek a kiszámolásához szükségünk van az ePWM modul órajelének meghatározására. Ez jelen esetben, mivel az órajelünket nem osztjuk le, meg fog egyezni a rendszer órajelével (SYSCLK), vagyis 120MHz lesz. Ez alapján a paraméterek a következők:

$$TBCLK^{15} = 120\text{MHz} \Rightarrow T_{TBCLK} = \mathbf{8.33\text{ns}}$$

Határozzuk meg a MOSFET-ek kapcsolásának periódus idejét a választott frekvencián:

$$T_{PWM} = \frac{1}{f_{PWM}} = \frac{1}{100\text{kHz}} = \mathbf{10\text{us}}$$

A számláló a TBPRD¹⁶ értékig fog számolni, így a periódusidő is ettől fog függeni. Fel vagy lefelé számolás esetén más képleteket kell figyelembe vennünk, mint fel és lefelé számolás esetén, mivel olyankor kétszer olyan hosszú a tartomány.

Fel **vagy** lefelé számolás:

$$T_{PWM} = (TBPRD + 1)T_{TBCLK}$$

Fel és lefelé számolás:

$$T_{PWM} = 2 * TBPRD * T_{TBCLK}$$

Az áram jelét szeretnénk mintavételezni is. Erre érdemes háromszögelet választani, hogy a háromszög vivő csúcsainál mintát véve az áram középrtékét mintavételezze. Ennek a megvalósításához **felfelé és lefelé** kell számolni, mivel ilyenkor tudunk a számláló ZRO¹⁷ és PRD¹⁸ értékénél mintavételezet indítani. Ennek a mintavételezési módszernek az előnye, hogy a kitöltési tényezőtől függetlenül minden a PWM jel közepénél veszünk mintát, így ezt nem kell külön megváltoztatni.

Tehát fel és lefele számlálás esetén a periódus számlálónk értéke:

$$TBPRD = \frac{T_{PWM}}{2 * T_{TBCLK}} = \frac{10\text{us}}{2 * 8.33\text{ns}} = \mathbf{600}$$

¹⁵ TBCLK = time-base clock

¹⁶ TBPRD = time-base period

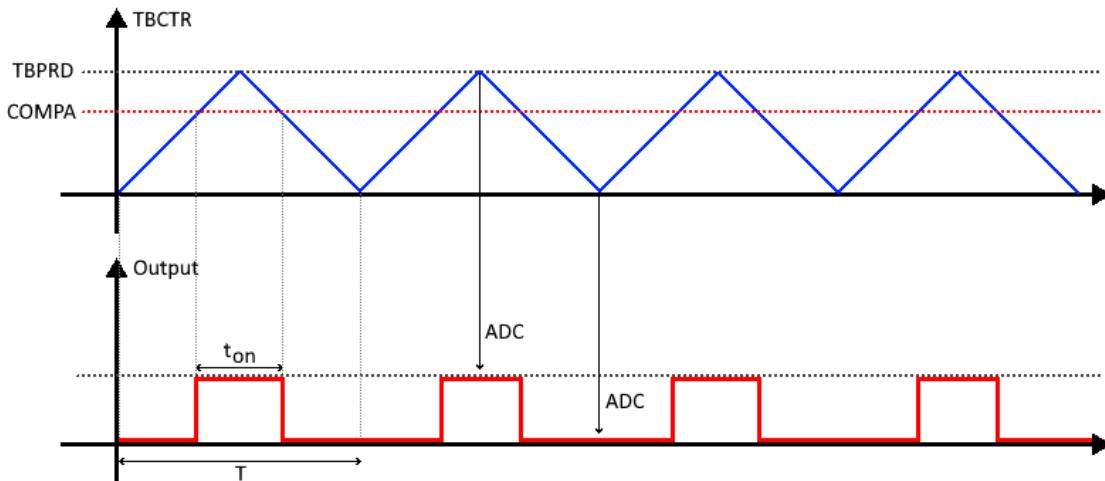
¹⁷ ZRO = Zero

¹⁸ PRD = Period

7.3.1.2 Kitöltési tényező beállítása

A kitöltési tényező (duty cycle) meghatározásához a komparátor értékét kell beállítanunk. Az előállított PWM értéke a komparálási szint (**COMPA**) két értéke között magas, egyébként alacsony. Ez esetben a komparálási szintet a következőképpen lehet kiszámolni:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = 1 - \frac{\text{COMPA}}{\text{TBPRD}} \Rightarrow \text{COMPA} = (1 - D) * \text{TBPRD}$$



7-4. PWM jel előállítása és mintavételezés

A modul konfigurálásánál engedélyezzük a Shadow regisztert, hogy a későbbiek során módosítani tudjuk CMPA értékét, hogy más legyen a kitöltési tényező. Ha CMPA értékét közvetlenül változtatnánk meg, előfordulhat, hogy átugorjuk a számláló értékét, ezzel a kimenetünkön kihagyva egy élváltást, amely torzítaná a PWM jelét.

7.3.1.3 Szinkronizáció a PWM jelek között

Mivel a mikrokontroller teljesítményelektronikák vezérlésére készült, így több beépített funkciót is tartalmaz ezek támogatására. Egyik ilyen funkció, hogy tudjuk szinkronizálni a jeleinket, ami akkor nagyon lényeges, ha a jeleink között fáziseltérés van, amit tartani is szeretnénk (például egy háromfázisú inverternél). Jelen esetben csak egy darab PWM jelünk van, így csak arra kell figyelni, hogy **ne várjon** szinkronizációs inputra.

7.3.1.4 Action Qualifier

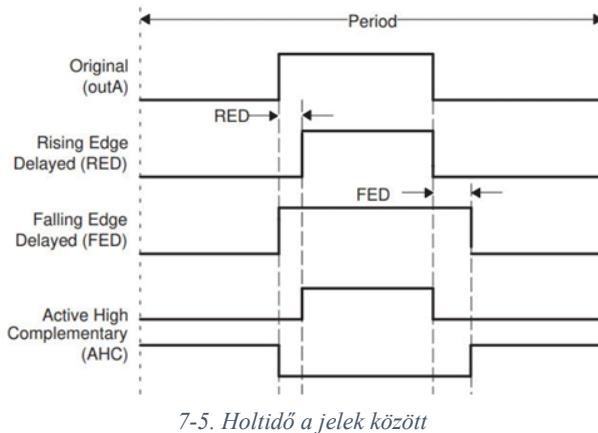
Ahhoz, hogy előállítsuk a PWM jelet, meg kell mondanunk a jelünknek, hogy milyen esemény esetén mit csináljon. A mi esetünkben, amikor **felfelé számlálunk**

ePWMxA-val és eléri COMPA értékét, akkor legyen **magas** a kimeneti jel. Amikor pedig **lefelé számolva** éri el COMPA értékét, akkor legyen **alacsony** a kimeneti jel.

Ezt a beállítást csak ePWMxA esetén kell megtennünk, mivel ePWMxB-t a **Deadband Submodule** segítségével fogjuk előállítani.

7.3.2 Deadband (DB) Submodule

A deadband¹⁹ segítségével egy **holtidőt** határozhatunk az ePWM modul A és B kimeneti jele között. A MOSFET-ek ki- és bekapcsolása időbe telik, ezért, ha túl gyorsan kapcsoljuk a MOSFET-eket, akkor egy rövid időre **mindkét** MOSFET be van kapcsolva, ezzel **zárlatot** létrehozva VDD és GND vonalak között.



7-5. Holtidő a jelek között

A MOSFET teljes lezárásához meg kell várni legalább a t_f , „fall time”-ot, de ennél ez több idő, mivel a Gate töltések kiürülése is időbe telik. Az elkészített áramkörön végzett tesztek alapján a holtidőt **100ns**-ra választottam, hogy biztosan legyen elegendő holtidő.

A félhíd kapcsolásban lévő MOSFET-ek vezérlésérea PWM jeleit „**Active High Complementary**” (AHC) módban kell használni, vagyis a kimeneti jelek egymáshoz képest invertálva vannak és az élváltások között holtidő található.

A Deadband modul RED²⁰ és FED²¹ értékeit az alábbi képletek alapján lehet kiszámolni:

$$\text{RED} = \text{DBRED} * T_{\text{TBCLK}} \Rightarrow$$

$$\text{DBRED} = \frac{\text{RED}}{T_{\text{TBCLK}}} = \frac{100\text{ns}}{8.33\text{ns}} \rightarrow \text{DBRED} = 12$$

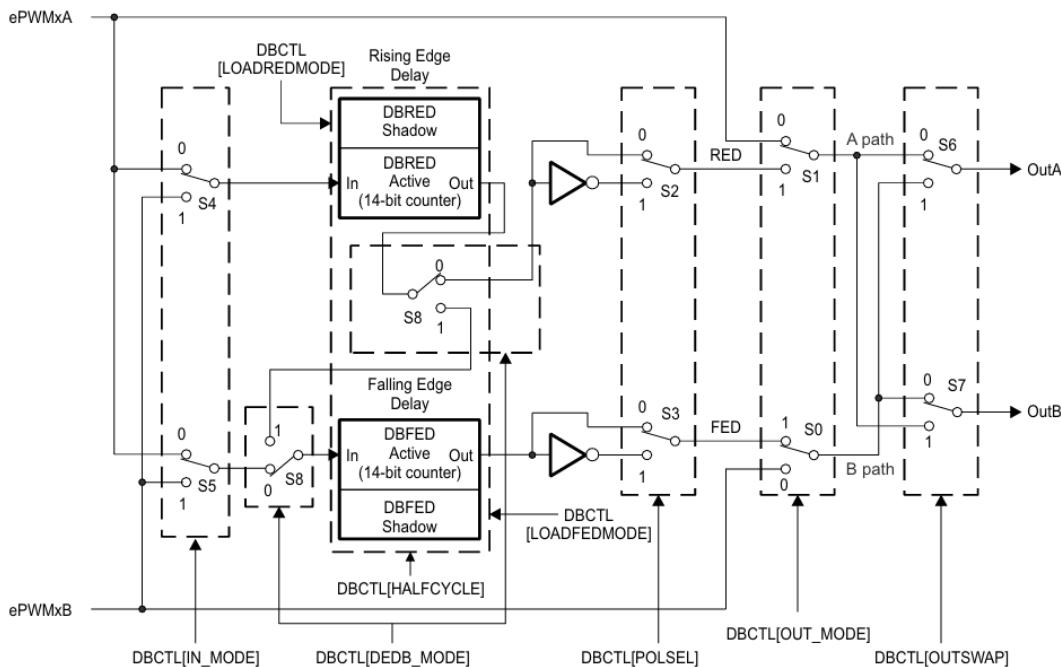
Mivel szimmetrikus a rendszerünk, ezért lefutó él esetén is ezt az értéket kell használni.

¹⁹ Deadband = holtidő

²⁰ RED = Rising Edge Delay, holtidő felfutó él esetén

²¹ FED = Falling Edge Delay, holtidő lefutó él esetén

A Deadband modul felkonfigurálását a Sysconfig nagyban elősegíti, mivel előre meghatározott konfigurációk alapján beállítja a modult, így nekünk már csak a holtidő értéket kell megadnunk.



Deadband modulon beállítható opciók

7.3.3 Trip-Zone (TZ) Submodule

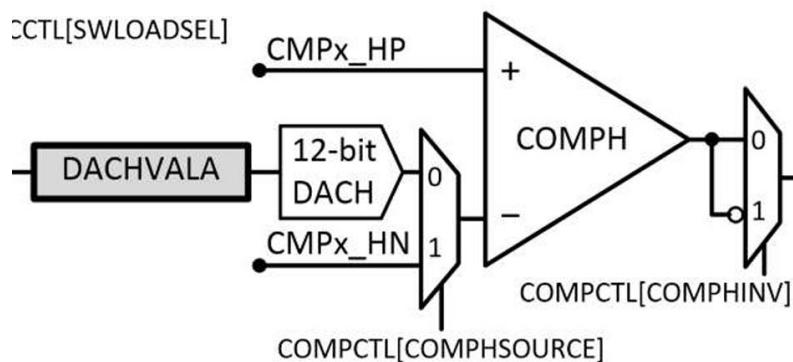
Az ePWM esetén lehetőség van Trip-Zone-ok („leoldási zónák”) meghatározására. Ez egy olyan védelem, ahol egy hiba vagy esemény hatására a PWM modul egy meghatározott állapotba lép. A Trip-Zone aktiválására lehetőségünk van beépített analóg komparátor használatára.

A Trip-Zone működése lehet **Cycle-By-Cycle**, ilyenkor aktiválódáskor a kimenetek a kívánt állapotban vannak, viszont ZRO vagy PRD esetén újból engedélyezve vannak, vagy lehet **One-Shot** működésű, amely csak egyszer aktiválódik. Ahhoz, hogy a PWM modul kimenetei újból engedélyezve legyenek, szoftveresen kell engedélyeznünk.

Az áramkör esetén **One-Shot** működést szeretnénk, ami azt jelenti, hogy hibás működés esetén az áramkör nem lép újból működésbe önmagától.

7.3.3.1 Digital Compare (DC) Submodule

A mikrokontrollerben találhatóak analóg komparátorok (**CMPSS**²²), melyeknek az egyik bemenetét egy 12 bites állítható DAC²³ referenciajára lehet kötni. Az összehasonlítás eredményeképpen az EPWMxA és EPWMxB modulokat az általunk meghatározott állapotba vihetjük. A komparátor kimenetét a Digital Compare szubmodulon keresztül vezetve hardveres védelmet tudunk kialakítani, amely rögtön reagál a hibára, a szoftver aktuális állapotától függetlenül.



7-6. A komparátor modul egy részlete

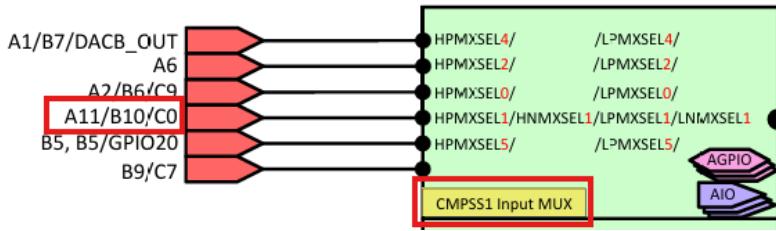
A komparátor kimenete magas, ha a komparátor pozitív bemenetén nagyobb a feszültség, mint a negatív bemenetén. A védelmet úgy tudjuk megvalósítani, hogy kiszámoljuk, mely feszültség esetén van **overvoltage** vagy **undervoltage**. Ezeknek az értéknek megfelelő referencia feszültséget kötünk a komparátor negatív bemenetére és ha a pozitív bemenetén magasabb a feszültség, akkor a komparátor kimenete magas értéket vesz fel. Undervoltage esetén a komparátor kimenetét **invertálnunk** kell. A komparátor magas értéke esetén aktiválódik a **Trip-Zone**.

A komparátor szubmodulban két komparátor található, egy **High** és egy **Low**, így egy szubmodul használatával tudjuk ellenőrizni az over- és az undervoltage-ot.

A komparátor használatához meg kell határoznunk, hogy az áram mérésére szolgáló lábhoz melyik komparátor van bekötve. Ezt az „Analog Subsystem Block Diagram”-ja tudjuk megtenni.

²² CMPSS = Comparator Subsystem

²³ DAC = Digital-Analog Converter, digitálisan érték alapján állít elő analóg feszültséget



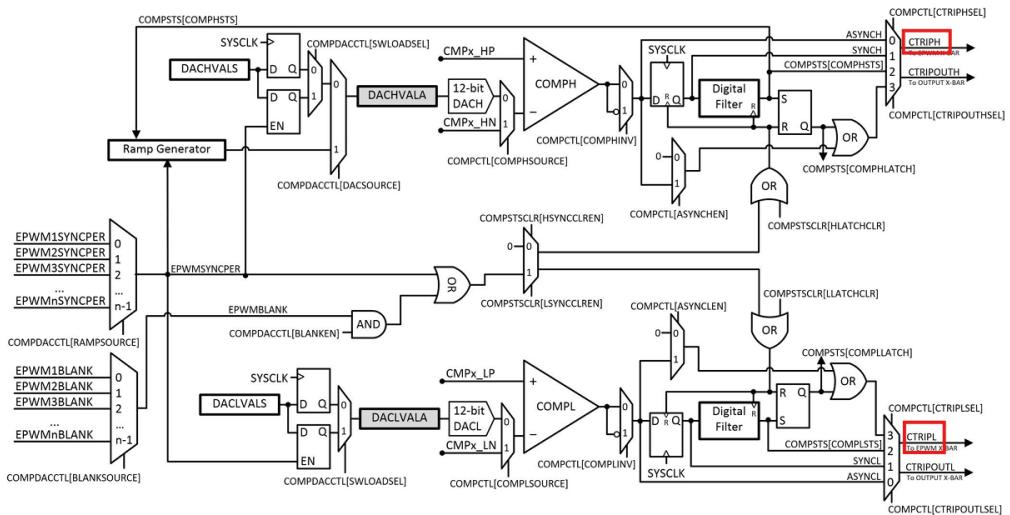
7-7. Analog Subsystem Block Diagram

A Digital Compare szubmodulban ennek megfelelően kell kiválasztani a komparátort.

7.3.3.2 ePWM X-BAR

Ahhoz, hogy az ePWM modul a Digital Compare szubmodulban beállított komparátor jelét érzékelni tudja, szükséges, hogy a jelét a Trip-Zone szubmodulhoz vezessük. A mikrokontrollerben alapértelmezetten nincsen közvetlen összeköttetés ezek a jelek között, hanem multiplexálás segítségével tudjuk közöttük meghatározni a modulok közötti összeköttetéseket. Erre a feladatra van az ePWM X-BAR, amelynek a segítségével tudjuk ezt megtenni.

Az ePWM X-BAR konfigurálásához meg kell határoznunk a szubmodulok jeleit, amit a mikrokontroller adatlapja alapján tehetünk meg. Az összeköttetéshez a komparátor és a Trip-Zone modul jeleit kell meghatároznunk.



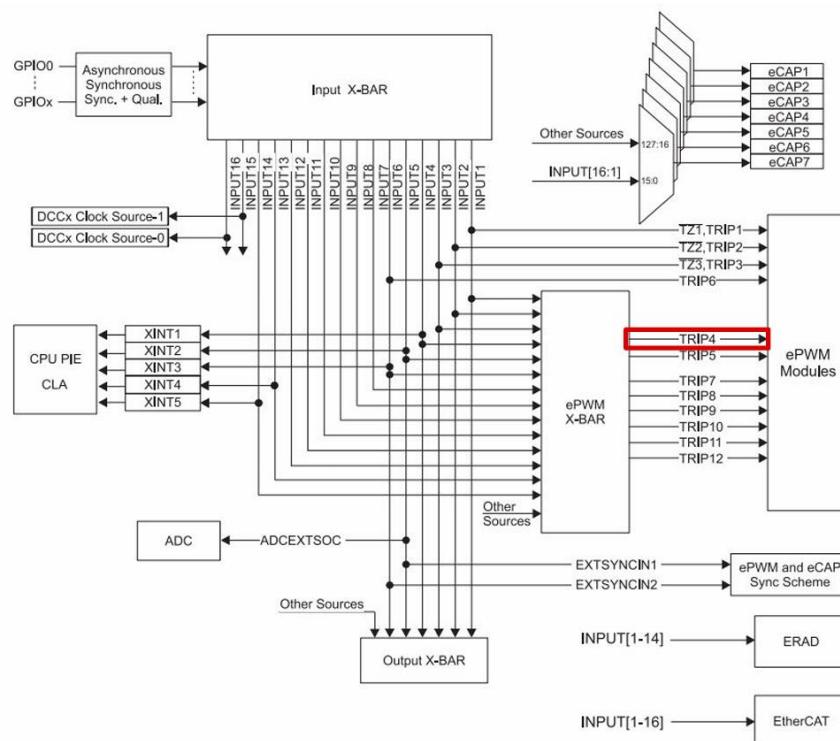
7-8. High és Low komparátor kimenete

A jeleket az ePWM X-BAR Mux konfigurációs táblázatban megkeresve megadhatjuk az X-BAR számára a megfelelő értéket. A táblázat alapján látható, hogy a High és a Low komparátor kimenetét be lehet egyszerre kötni.

Mux	0	1	2	3
G0	CMPSS1_CTRIPH	CMPSS1_CTRIPH_OR_CTRIPL	ADCAEVT1	ECAP1_OUT
G1	CMPSS1_CTRIPL	INPUTXBAR1	CLB1_OUT12	ADCCEVT1
G2	CMPSS2_CTRIPH	CMPSS2_CTRIPH_OR_CTRIPL	ADCAEVT2	ECAP2_OUT

7-9. ePWM X-BAR Mux Configuration Table

Az ePWM modulban meg kell keresnünk, hogy melyik Trip-Zone jeleket tudjuk használni. A diagramm, alapján megállapítható, hogy az első három Trip jel a GPIO-khoz tartozik, így az analóg komparátor Trip jelét az ePWM X-BAR jelei közül kell választani.



7-10. Input X-BAR Block Diagram

A jeleket összekötve már beállíthatjuk a Digital Compare szubmodul számára, hogy az esemény bekövetkeztével kiváltsunk egy One-Shot eventet. A mikrokontroller dokumentációjában olvashatjuk, hogy One-Shot eseményt csak az DCxEVT1-es event válthat ki. Mivel egy DCxEVT1 event csak egy komparátor kimenetét fogadni, így a DCAEVT1 és a DCBEVT1 eventeket is használjuk.

Each TZ_n input can be individually configured to provide either a cycle-by-cycle or one-shot trip event for an ePWM module. DCAEVT1 and DCBEVT1 events can be configured to directly trip an ePWM module or provide a one-shot trip event to the module. Likewise, DCAEVT2 and DCBEVT2 events can also be configured to directly trip an ePWM module or provide a cycle-by-cycle trip event to the module. This configuration is determined by the TZSEL[DCAEVT1/2], TZSEL[DCBEVT1/2], TZSEL[CBCn], and TZSEL[OSHTn] control bits (where n corresponds to the trip input), respectively.

7-11. Operational Highlights for the Trip-Zone Submodule

7.3.3.3 Leoldási korlát választása

Az áramkör alap állapotban normális működés esetén **6A** áramnál nem fogaszt többet. Ennél csak akkor lehet magasabb az áramfelvétel, ha az **akkumulátor feszültsége nagyon alacsony** (ami már a kapacitásának a legvége és ilyenkor az akkumulátor használata már káros) vagy pedig, ha **hiba lépett fel** az áramkörben.

Az áramkör maximálisan 8A áram felvételére van méretezve, mikor már az akkumulátor feszültsége nagyon alacsony (2.5V), melyet nem szeretnénk elérni. Így a korlátot **7A**-re méretezzük.

Az árammérő referencia feszültsége 1.65V, és a teljes tartományban (-8A ... 8A) -1.6V és 1.6V között változik az árammérő feszültsége. Ez alapján írhatunk egy lineáris képletet a feszültség kiszámolására, amely alapján kiszámolhatjuk a referencia feszültségeket:

$$V_{\text{cur+}} = V_{\text{ref}} + 0.2 * I = 1.65V + 0.2 * 7A = \mathbf{3.05V} = \mathbf{DACOUT_+}$$

$$V_{\text{cur-}} = V_{\text{ref}} + 0.2 * I = 1.65V - 0.2 * 7A = \mathbf{0.25V} = \mathbf{DACOUT_-}$$

Referencia feszültség DAC értéke:

$$\begin{aligned} \text{DACOUT} &= \frac{\text{DACVALA} * \text{DACREF}}{4096} \Rightarrow \\ \text{DACVALA}_+ &= \frac{4096 * \text{DACOUT}}{\text{DACREF}} = \frac{4096 * 3.05V}{3.3V} = \mathbf{3785} \\ \text{DACVALA}_- &= \frac{4096 * \text{DACOUT}}{\text{DACREF}} = \frac{4096 * 0.25V}{3.3V} = \mathbf{310} \end{aligned}$$

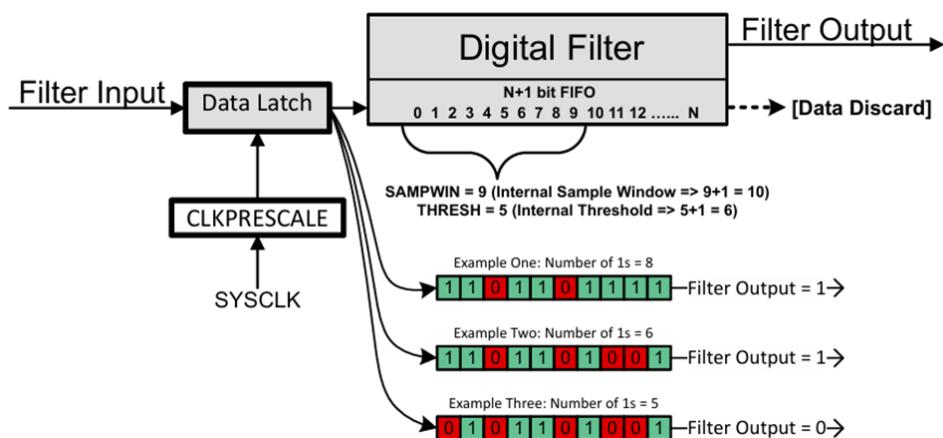
Az értékek beállításánál ügyeljünk arra, hogy a Low komparátor esetén kimenet **invertálva** legyen.

Ezen kívül a komparátor referencia feszültségének előállításához szükséges, hogy a DAC referencia feszültségét is megadjuk, ami **VDDA** (3.3V) legyen.

7.3.3.4 Digital Filter

Lehetőségünk van az analóg komparátor digitális kimenetének a megszűrésére. Ezzel elkerülhetjük, hogy az analóg bemeneten lévő zaj okozta hibás mérések tévesen aktiválják a Trip-Zone szubmodult.

Egyrészt a mintavételezés miatt szűrve van a magas frekvenciás zajuktól, mivel csak minden n -edik órajelre veszünk mintát. Másrészt az olvasott értékek egy FIFO²⁴-ba kerülnek, ahol a magas értékeknek többségben kell lenniük, hogy a kimenet is magas legyen. A digitális filternek a hátránya tud lenni, hogy holtidőt iktat be a rendszerbe.



7-12. Digitális filter működése

A filtert kezdetben töröljük, hogy inicializálás esetén ne menjünk rögtön hibás állapotba. A *prescale* értékét 0-ra állítjuk, tehát minden órajelre mintát veszünk. A FIFO méretét pedig 9-re állítottam, amiből legalább 5 darab 1-esnek kell lennie, ahhoz hogy aktiválódjon a komparátor kimenete.

Ez azt jelenti, hogy $\frac{9}{120\text{MHz}} = 75\text{ns}$ késleltetést visz be a rendszerbe, viszont ellenállóbb lesz a zajokkal szemben.

²⁴ FIFO = First In, First Out,

7.3.4 Analóg mintavételezés

7.3.4.1 Analóg referencia feszültség

Az analóg mintavételezéshez szükséges, hogy megadjuk az átalakítók referencia feszültségét. A mért feszültségek a 3.3V-os tartományra vannak méretezve, így a referencia feszültséget is ennek megfelelően kell választani.

The internal reference voltage can be configured to be either 2.5V or 1.65V. When the 1.65V internal reference voltage is selected, the ADC input signal is internally divided by 2 before conversion, which effectively makes the ADC conversion range from VREFLO to 3.3V.

7-13. Internal Reference Mode

A mikrokontroller adatlapja alapján, ha belső 3.3V-os referencia feszültséget szeretnénk, akkor az 1.65V-os referenciát kell választani, mely esetén a mért jel is le van osztva 2-vel.

7.3.4.2 Event-Trigger (ET) Submodule

Az Event-Trigger modul segítségével a TB²⁵, CC²⁶ és DC²⁷ eseményeinek hatására megszakítást (IT) vagy analóg-digitál konverziót (ADC) tudunk indítani.

A kétirányú buck-boost konverter megvalósításához érdemes lesz a számláló ZRO, illetve PRD értéke esetén indítani⁷⁻⁴. PWM jel előállítása és mintavételezés analóg-digitál konverziót, mivel ekkor a PWM jelek közepén fogunk mintavételezni, amikor már lefutottak a tranziszterek.

A rendszeres mintavétel kulcsfontosságú az átalakító megvalósításához, hiszen ez lesz a visszacsatolásunk a szabályzást illetően.

A konverziót a Start-Of-Operation (SOC) segítségével lehet elindítani, melynek a trigger forrása lehet az ePWM modul Event-Trigger szubmodulja is. A szubmodul kétféle jellel is tud jelezni, SOCA-val és SOCB-val. Mivel van lehetőség, hogy ZRO és PRD értékekre is jelezzen SOCA, így jelenleg nincs szükség SOCB-re.

Ha a konverzió túl gyakran generál megszakítást, akkor nincs idő a szabályzás elvégzésére és a főciklusra sem jutna idő. Ezért, hogy ne legyen túl sok megszakítás generálva, lehetőség van az *Event Count* megadására, amelynek segítségével csak minden *n-edik* trigerre fog megszakítás érkezni.

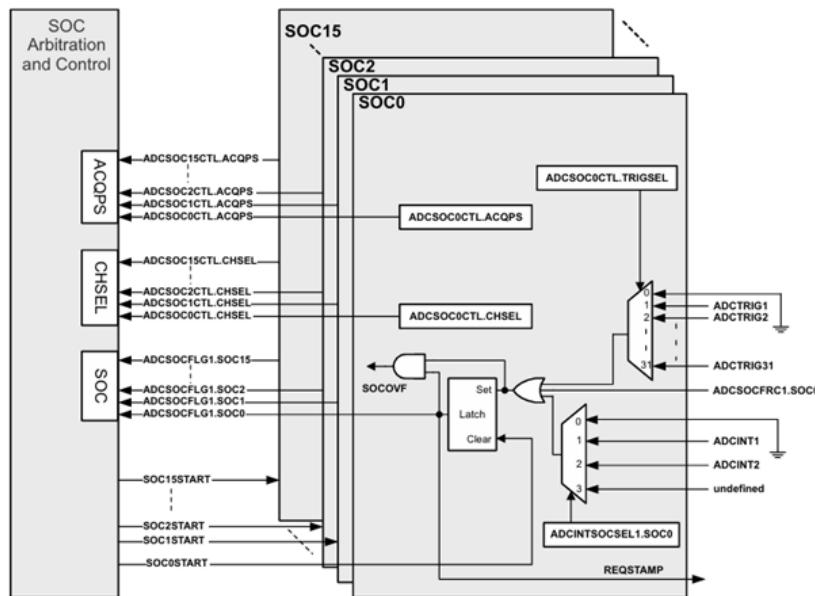
²⁵ TB = Time-Base submodule

²⁶ CC = Counter-Compare submodule

²⁷ DC = Digital Compare submodule

7.3.4.3 Start-Of-Operation (SOC)

Az analóg-digitál konverterek működésének egyik alapköve a SOC rendszer. Mindegyik ADC külön SOC-akkal rendelkezik. Egy SOC egy táblázatot valósít meg, ami alapján indítja a mintavételt. A SOC-ban található mezők: analóg pin, mintavételi idő, trigger feltétel, eredmény.



7-14. SOC Block Diagram

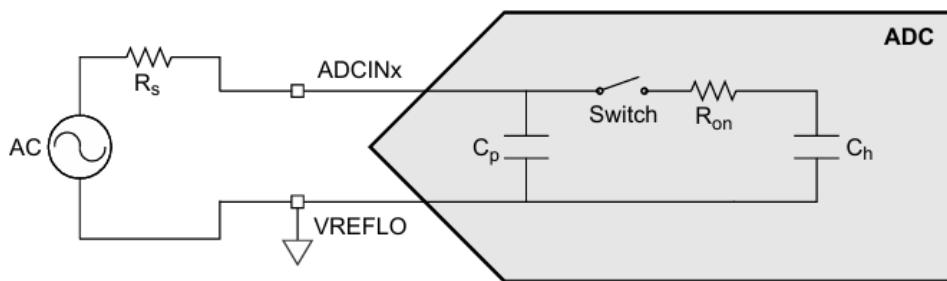
Mivel a mikrokontrollerben 3 darab ADC van, az áramkör működéséhez pedig 4 különböző analóg jelet szükséges mintavételezni, ezért nem lehetséges minden jel számára külön ADC-t biztosítani, hanem egy ADC több értéket is fog mintavételezni. Ha egy ADC számára több SOC-ot is megadunk, akkor Round-Robin alapon kerül felosztásra (de akár prioritással is lehet őket). A konverzió ideje sokkal gyorsabb, mint a PWM jel periódusideje, így nem probléma, hogy egy ADC több mérést is elvégez.

Azért, hogy a megszakítás hívásakor minden érték be legyen már olvasva, SOC0 prioritást kap, hogy először olvasson, így mire **SOC1 meghívja a megszakítást** már minden érték beolvasásra fog kerülni.

A SOC-oknak megadjuk, hogy melyik analóg bemenetet mintavételezze, kiolvasáskor a SOC-ban benne lesz az eredmény. A SOC-nak ezen kívül megadjuk a trigger forrását is, ami az előbbiekbén beállított EPWM1, SOCA lesz.

7.3.4.4 Mintavételi ablak meghatározása

Az ADC működéséhez szükség van egy belső kondenzátorra, amit fel kell töltenünk. Ha túl gyorsan veszünk mintát, nem tud elégége feltöltődni és hamis értéket fogunk kiolvasni.



7-15. ADC modellje

A mintavételhez szükség van a C_h kapacitás feltöltésére, ami a vele sorosan kapcsolt ellenállás lassít.

A bemeneten egy nagy, $C_s = 47\text{nF}$ értékű szűrő kondenzátor található. Ez biztosítani tudja a töltéseket C_h számára, így elég csak R_{on} és C_h értékét figyelembe venni. Másrészt mivel szűrést végez, így korlátozza a feszültség változás nagyságát és saját időállandójával fog rendelkezni.

Az ADC időállandója:

$$\tau = R_{on} * C_h = 860 \text{ Ohm} * 7.5\text{pF} = \mathbf{6.45\text{ns}}$$

Ezek után meg kell határoznunk, hogy a kondenzátor feltöltődéséhez mennyi időt kell várni. Mivel az ADC **12 bites**, így a kondenzátor feszültségét is legalább ilyen pontossággal kell megközelíteni. Azért, hogy minden bit a megfelelő értéket vegye fel, ezért az **LSB 1/4-ével** közelítem meg ezt az értéket. A kondenzátor töltődése **exponenciális** karakteristikájú, amely alapján ki tudjuk fejezni a szükséges időt a feltöltődéshez:

$$U(t) = \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) * U_\infty \Rightarrow e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{1/4}{2^{12}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow t = \tau * \ln\left(\frac{2^{12}}{1/4}\right) = 6.45\text{ns} * 9.7 = \mathbf{62.565\text{ns}}$$

A sample window legkisebb értéke 9, ami 75ns-nek felel meg, így ez nekünk jó is lesz.

7.3.5 Timer

A fő ciklusban lassú függvények is lefutnak. Viszont, ha nem lenne semmi korlát rajtuk, akkor az idő nagy részében a CPU velük foglalkozna, miközben lehetséges, hogy van másik fontos feladat is, amit végre kellene hajtani.

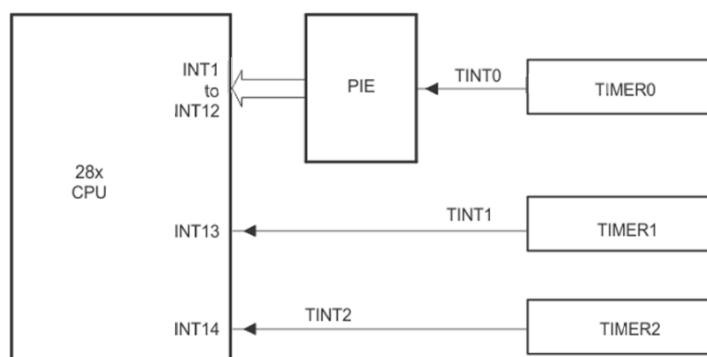
Erre a feladatra jelent megoldást egy időzítő használata. Az időzítő segítségével meg tudjuk oldani, hogy a lassú program részletünk csak adott időközönként fusson le.

A timer modult ezen kívül, mint ahogy a nevéről is adódik, időzítésre is tudjuk használni. Az időzítő által generált megszakításokat számolva nem blokkoló módon várakozhatunk. Az időzítő beállításához meg kell adnunk, hogy hány órajelig számoljon. Jelen esetben nem lesz leosztva a CPU óra jele, így a képlet a következőképpen alakul:

$$T_{\text{TIM}} = T_{\text{CPU}} * N \Rightarrow N = T_{\text{TIM}} * f_{\text{CPU}} = 1\text{ms} * 120\text{MHz} = \mathbf{120000}$$

Tehát az időzítőnek 120000 órajelig kell várnia minden megszakítás generálás között.

Mivel a TIMER1 megszakítása közvetlenül van bekötve a CPU-ra, így a megszakításkezelő függvényünkben már nem kell külön törlni a megszakítás flag-jét.



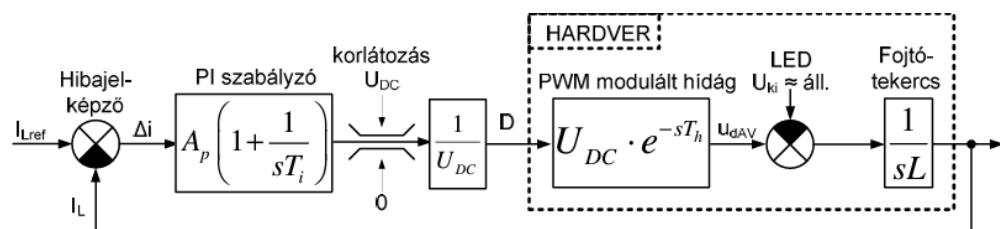
7-16. Időzítő megszakítások bekötése a CPU-ra

7.4 PI szabályzó^[11]

A stabil kimeneti áram előállításához szükségünk van egy **szabályzó** megvalósítására, amely megváltoztatja a kitöltési tényezőt, úgy, hogy a kívánt érték legyen terheléstől függetlenül.

Az áram szabályzót jelenleg úgy fogjuk beállítani, hogy az akkumulátor kimenetén állítsan elő fix áramot, ezzel is lehetővé téve, hogy az **akkumulátor töltésére alkalmas legyen a kétirányú DC/DC konverterünk**. Ezt úgy érhetjük el, hogy a bemeneti 5V-os feszültséget csökkentjük a megfelelő értékre, így a kitöltési tényezőt ehhez fogjuk majd igazítani.

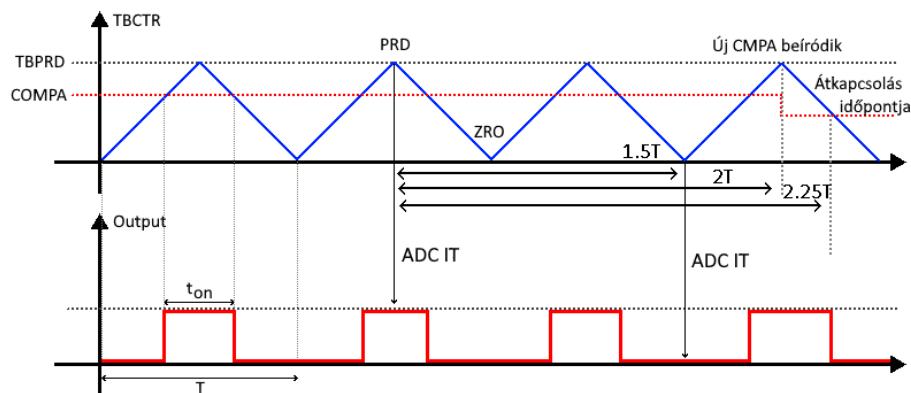
A szabályzási kör blokkvázlata alapján elkészíthetjük a szabályzót:



7-17. A szabályzási kör blokkvázlata

A szabályzás megvalósításához szükséges, hogy tudjuk mennyi a rendszer holtideje. Az ePWM modul minden harmadik csúcsra fog ADC megszakítást generálni, ez 1.5 periódusnyi holtidőt jelent. A komparálási szint (CMPA) Shadow regiszterébe beírjuk az új értéket, ez a következő csúcsnál fog érvényre jutni, amely még egy fél periódusnyi holtidőt eredményez. Az új komparálási szintet követően a következő élváltásnál fog érvényre jutni a szabályzásunk, ez átlagosan 50% kitöltési tényező mellett egy negyed periódus, így összességében a holtidő:

$$T_h = 2.25T_{\text{PWM}} = 2.25 * 10\mu\text{s} = \mathbf{22.5\mu\text{s}}$$



7-18. Holtidő szemléltetése

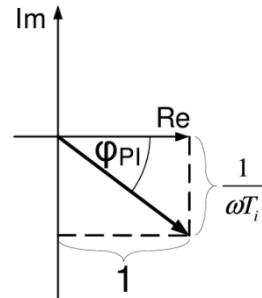
A szabályzás megvalósításának érdekében el kell kerülnünk az oszcillációt, amely akkor alakul ki, ha az összes fázis tolás eléri a 360 fokot. Mivel hibajelet képzünk, a kivonás egy invertálásnak felel meg, ami 180 fok eltolást eredményez. A fojtókeres ($\frac{1}{sL}$) még 90 foknyi eltolást eredményez, így már csak 90 fokunk maradt a PI szabályzóra és a fázistartalékra összesen.

A fázistartalékot érdemes $\varphi_t = 60^\circ$ -ra választani, mivel ez fog eredményezni aperiodikus és kis tűllendülésű beállást. A leggyorsabb beállást akkor fogjuk kapni, ha a fennmaradó fázistolás 2/3-ad részét a holtidős tagra, 1/3 részét pedig a PI szabályzó fordítjuk:

$$\left(\pi - \frac{\pi}{2} - \varphi_t\right) * \frac{2}{3} = \omega_c * T_h \Rightarrow \omega_c = \frac{\pi}{9} * \frac{1}{T_h} = 15514$$

A PI szabályzó átviteli függvénye:

$$A_p * \left(1 + \frac{1}{j\omega T_i}\right) = A_p * \left(1 - j * \frac{1}{\omega T_i}\right) \Rightarrow \\ \Rightarrow \varphi_{PI} = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega_c T_i}\right)$$



7-19. Fázistolás szemléltetése

A fennmaradó fázistolás 1/3 részét a PI szabályzó fogja

kapni, innen kifejezhető T_i értéke:

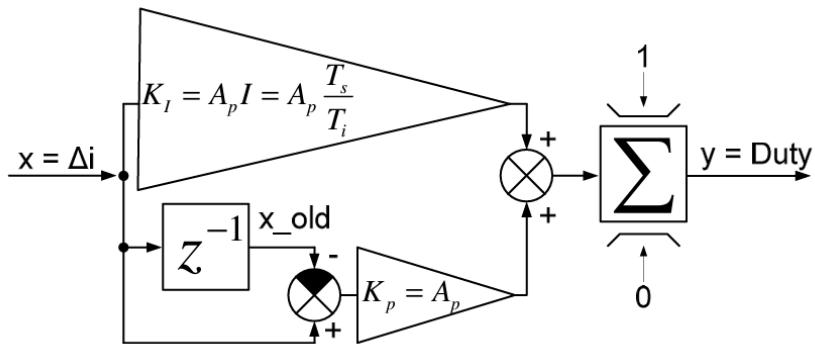
$$\frac{\pi}{18} = \tan^{-1}\left(\frac{1}{\omega_c T_i}\right) \Rightarrow T_i = \frac{1}{\omega_c * \tan\left(\frac{\pi}{18}\right)} = 365.56\text{us}$$

A nyitott kör átvitele definíció szerint 1. Ez alapján kiszámolható A_p értéke. A vágási frekvencián a szabályzó felső töréspontja felett vagyunk, így $\omega_c * T_i \approx \infty$

$$|W| = A_p * \underbrace{\sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{\omega_c T_i}\right)^2}}_{\approx 1} * \frac{1}{\omega_c L} = 1 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow A_p = \omega_c L = 15514 * 173.68\mu\text{H} = 2.6945$$

A szabályzó megvalósításánál fontos, hogy korlátozzuk a kimenetet. A korlátozás ideje alatt az integrátor értékének sem szabad megváltoznia, azaz nem integrálódhat el. Ezt többféleképpen is meg lehet valósítani, a szabályzó megvalósításánál én egy egyszerűbb struktúrát használtam. Előnye, hogy könnyű megvalósítani és paraméterezni, viszont hátrány, hogy zajos bemenet esetén nem képes folyamatosan a korláton üzemelni.



7-20. PDI struktúra

A szabályzó struktúrája, a kézzel való hangolhatóság érdekében úgy van megvalósítva, hogy szét van választva az arányos és az integráló tag, így azokat a továbbiakban egymástól függetlenül lehet hangolni.

A szabályzó megvalósításához be kell olvasni ADC-vel az értékeket és ezeket a digitális értékeket át kell alakítani feszültség értékekékké. Mivel az 5V, akkumulátor feszültség és referencia feszültség lassan változik, ezért elegendő őket csak a főciklusban kiszámolni. Viszont az áram pillanatnyi értéke fontos a szabályzás szempontjából, ezért azt helyben a megszakításban kiszámoljuk.

```

AdcCurrent = ADC_readResult(ADCRESULT_BASE, ADC_SOC_NUMBER0);
Adc5V = ADC_readResult(ADCRESULT_BASE, ADC_SOC_NUMBER1);
AdcRef = ADC_readResult(ADCBRESULT_BASE, ADC_SOC_NUMBER0);
AdcBatt = ADC_readResult(ADCBRESULT_BASE, ADC_SOC_NUMBER1);

VCurr = (float)AdcCurrent / 4096.0 * 3.3;
I = -(VCurr-VRef)/0.2f;

```

7-21. ADC értékek beolvasása

A PDI struktúra alapján megírhatjuk a szabályzó C nyelvű kódját:

```
// Pillanatnyi hiba
CurReg.error = CurReg.Iref - I;
// Integrálás
CurReg.output += 
    CurReg.error * CurReg.I +
    (CurReg.error - CurReg.error_old) * CurReg.P;
// Régi hiba eltárolása
CurReg.error_old = CurReg.error;
// Kimenet korlátozása
CurReg.output = saturate(CurReg.output, CurReg.max, CurReg.min);
// Új komparálási szint beállítása
EPWM_setCounterCompareValue(
    GATE_PWM_BASE, EPWM_COUNTER_COMPARE_A,
    (1.0-CurReg.output) * TBPRD
);
```

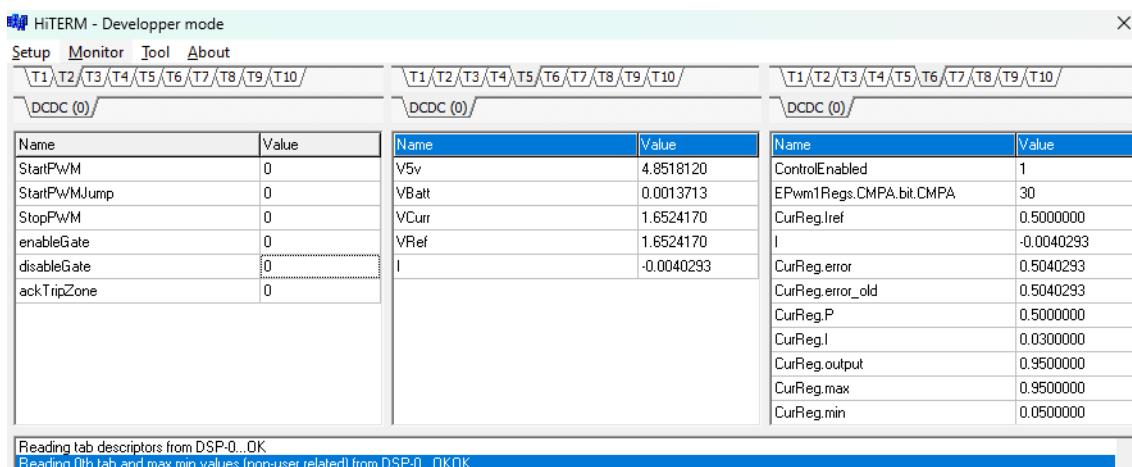
7-22. Az áram szabályzó kódja

7.5 Futó program monitorozása

A mikrokontroller monitorozására, paraméterek valós idejű változtatására és a hibakeresés megkönnyítésére a szoftveren belül érdemes használni egy monitorozó könyvtárat. Erre nyújt megoldást a **tanszéken fejlesztett** MUCI nevű monitorozó könyvtár.

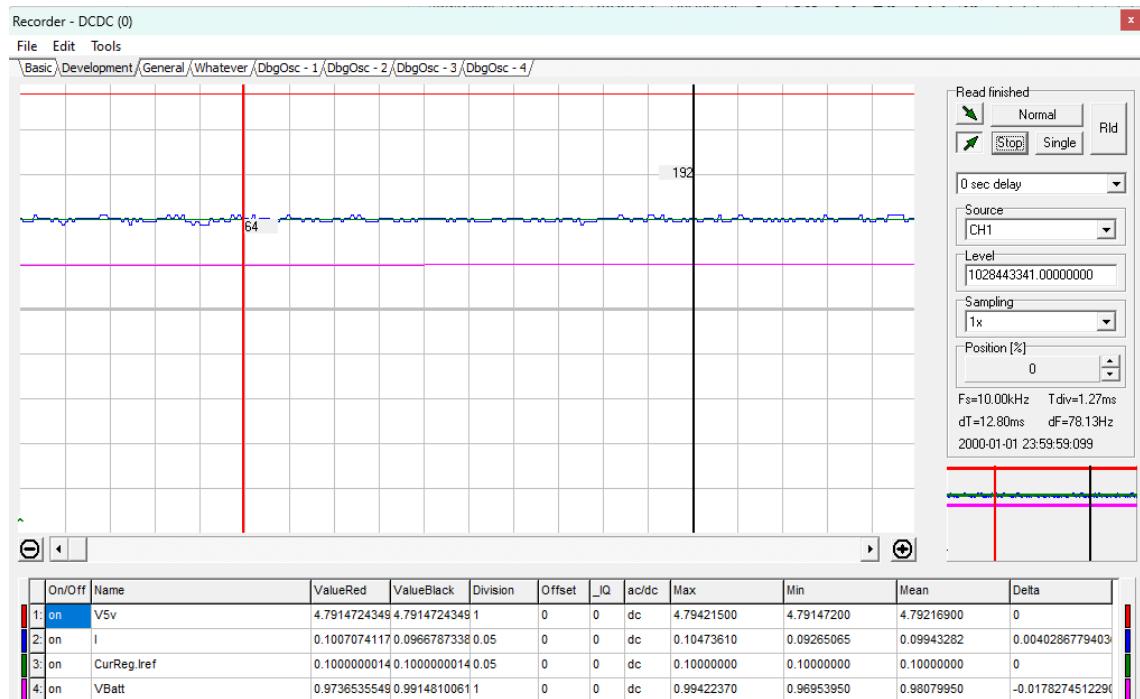
A fő ciklusban lefuttatva soros kommunikáción keresztül elküldi egy fogadó szoftver számára a mikrokontrollerben található globális változókat. Nem csak az aktuális változók lekérdezésére, megváltoztatására van lehetőség, hanem egy oszcilloszkóphoz hasonló funkciót is meg tud valósítani egy trigger függvény segítségével.

Az adatokat a számítógépen a **HiTerm** nevű szoftver segítségével tudjuk, amely szintén a **tanszéken fejlesztett szoftver**.



7-23. HiTerm alkalmazás felülete

A grafikus felületen figyelni tudjuk a változók értékének időbeni lefutását, lehetőségünk van automatikusan frissíteni a képet, egyszer lefuttani a felvételt, vagy akár trigger feltételt is meg tudunk adni, hogy felfutó vagy lefutó érre frissüljön a kép.



7-24. Változók figyelése grafikus felületen

8 Az áramkör élesztése és üzembe helyezése

8.1 Az áramkör megépítése

Az áramkör és a nyomtatott huzalozás megtervezése után a következő lépés volt az áramkör **megrendelése**. A PCB-t a **JLCPCB**-ről rendeltem, ahol költség hatékonyan tudnak legyártani viszonylag jó minőségben PCB-ket.

Ezzel egy időben az alkatrészek is megrendelésre kerültek a **Mouser**-ről, akiknek széles kínálata van, Magyarországra is viszonylag hamar tudnak kiszállítani és viszonylag jó áron kaphatóak az alkatrészek.

Miután meg volt a PCB és megjöttek az alkatrészek jöhetett az áramkör megépítése. Mivel az áramkör hátulján sok felületszerelt alkatrész található, ezért hatékony módszer volt **stencil** használata. Stencil segítségével egyszerre fel lehetett vinni a pasztát az alkatrészek padjaira. A beültetés után forrólevégős pákával gyorsan be lehetett forrasztani az összes alkatrészt.

Ezután jöhetett az áramkör másik oldala, ahol a furatszerelt alkatrészek találhatóak és egy kevés felületszerelt alkatrész. Ezeknek a beforrasztása után elkészült az áramkör.



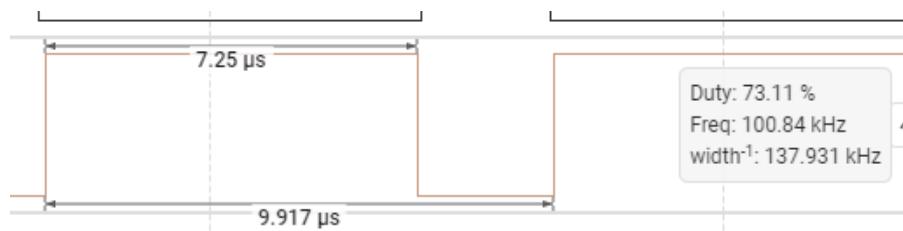
8-1. Az összeszerelt áramkör

8.2 Az áramkör élesztése

Az áramkör teljes megépítése után jöhetett annak az élesztése. **Labor tápegység** használatával feszültséget lehetett adni rá, miközben áramkorlátot állítottunk be. Mivel nem volt sehol sem zárlat, azért jöhetett a mikrokontroller élesztése.

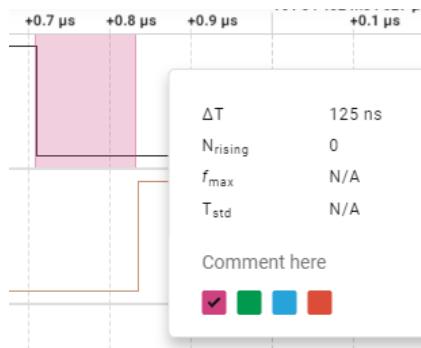
Az USB vonalakon először hibásan soros ellenállás volt található és mivel ez egy nagy sebességű protokoll, ezért nem működött a kommunikáció. **0 Ohmos** ellenállásokra kicserélve, már lehetett adatot fogadni az USB-UART átalakítóval, amelynek az adatát a mikrokontroller is megkapta és fel lehetett tölteni a kódot.

A mikrokontrollerre egy teszt szoftver került fel, ahol a perifériák működését tesztelni lehetett. A PWM számára egy fix 74%-os kitöltési tényező volt beállítva. **Logikai analizátor** segítségével látni lehetett, hogy a periódus idő **közeli 10us**, a kitöltési tényező pedig **közeli áll a 74%-hoz**.

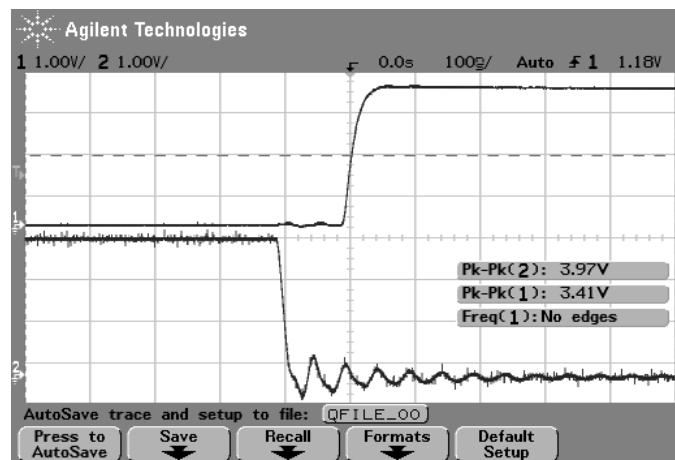


8-2. A mikrokontrollerrel előállított PWM jel

A megjelenített jelbe belenagyítva meg lehetett figyelni a holtidő meglétét is élváltás esetén. A PWM jeleket **oszcilloszkóp** segítségével megmérve pontosabb mérési eredményeket kaphatunk.



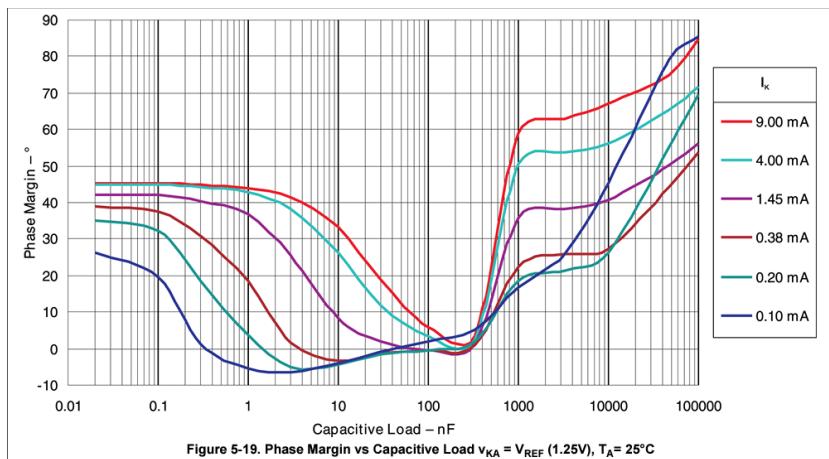
8-4. Logikai analizátorral megmért holtidő



8-3. Oszcilloszkóp segítségével megmért holtidő

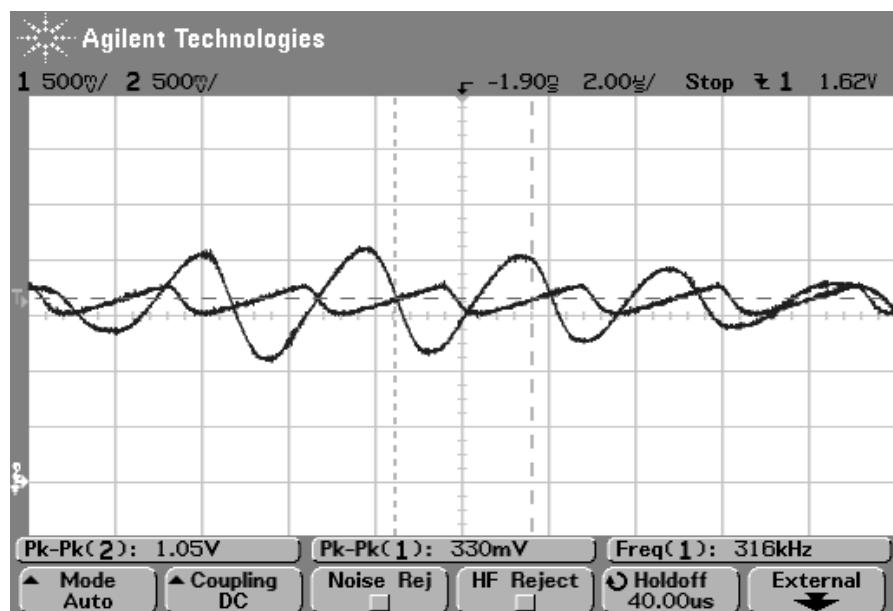
Az áramkör tervezése során további hibák is voltak. A referencia feszültség előállításánál nem lett figyelembe véve a kimeneten található kapacitív terhelés, ezért az áramkör hibásan működött: az integrált áramkör visszacsatolása negatív volt, ezért fűrészfogelhez hasonló oszcillációba kezdett.

Az adatlapban található grafikon alapján a kimeneten található két kondenzátor 1-1uF-re ki lett cserélve, így már pozitív volt a fázistolás és megoldódott a hiba.



8-5. A TLV431-es referencia áramkör fázisdiagramma^[12]

Az áramérő erősítő szintén hibásan lett megtervezve az áramkörben: a kimenetén nem volt soros ellenállás, csupán kapacitív terhelés, ezért erős oszcillációba kezdett. A javítás során itt a NYÁK lemezt kissé fel kellett kaparni és az így szabaddá tett vezetősávra egy 470 Ohmos ellenállást lehetett forrasztani. Ezek után már megfelelően működött az áramkör.



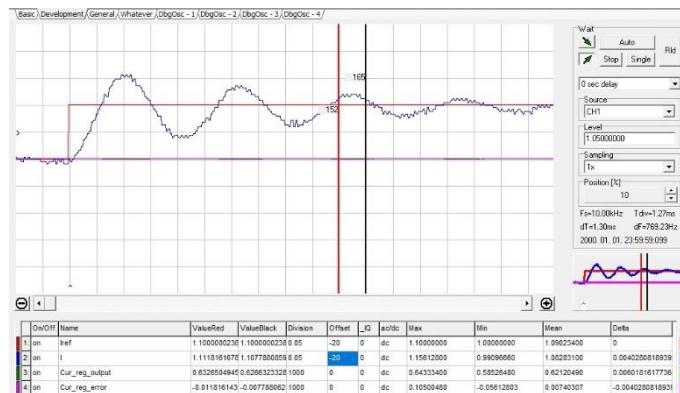
8-6. A referencia feszültség és az árammérő hibás kimeneti jelei

8.3 Az áramkör üzembe helyezése

Miután meg volt az áramkör élesztése, a következő lépés az áramkör üzembe helyezése volt és a szabályzó kalibrálása. A szabályzó paramétereit a program feltöltése során alaphelyzetbe helyeztük, majd finoman változtatni lehetett az értéküket amíg a kívánt működést el nem értük.

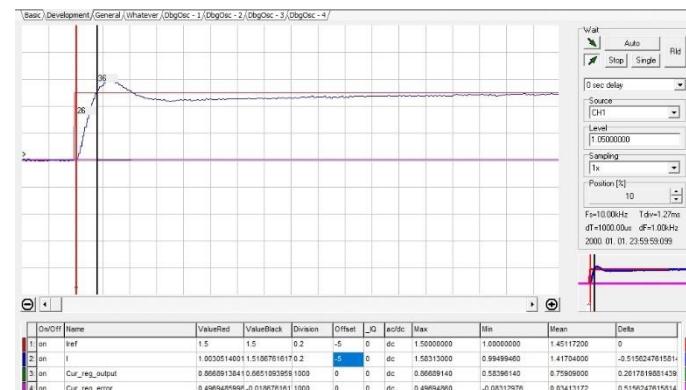
Name	Value
ControlEnabled	1
EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA	481
CurReg.Iref	0.1000000
I	0.0966793
CurReg.error	-0.0047361
CurReg.error_old	-0.0007074
CurReg.P	0.5000000
CurReg.I	0.0300000
CurReg.output	0.1948886
CurReg.max	0.9500000
CurReg.min	0.0500000

8-7. Paraméterek figyelése és változtatása a HiTerm alkalmazásban



8-8. Rosszul kalibrált szabályzó kimenete

Viszont kis próbálgatás után meg lehetett találni a paraméterek optimális értékét ($P=0.5$, $I=0.03$), amikor **kis túllövéssel**, de **gyorsan** eléri a beállított áram értékét.



8-9. Megfelelően beállított szabályzó kimenete

9 Összegzés

A szakdolgozat során értékes tapasztalatokat szereztem egy tápegység fejlesztési folyamatának gyakorlati részleteiről. Az elméleti háttér összegyűjtésétől kezdve a főáramkör megtervezésén, a megfelelő alkatrészek kiválasztásán és a nyomtatott huzalozás megtervezésén át az áramkör összeépítéséig és élesztéséig számos lépést végrehajtottam. Emellett a mikrokontroller perifériáinak konfigurálását és a szabályzó programozását is elvégeztem, így teljes képet kaptam a fejlesztési folyamat kihívásairól és részleteiről az elejétől a végéig.

Az áramkör tervezése során megtapasztaltam, hogy az adatlapok áttanulmányozásával és a megfelelő eszköz kiválasztása mennyire időigényes folyamat tud lenni és az élesztés folyamán még így is fény derült olyan hibákra, amelyekre először nem is gondoltam.

A mikrokontroller perifériáinak élesztése során levonhatom a következtetést, hogy egy új termékcsalád megtanulása időigényes folyamat és amíg nem ismerjük ki magunkat, hogy hogyan működik pontosan, addig gyakran szükséges az adatlaphoz fordulni.

Végeredményben sikeresen megterveztem és elkészítettem a saját tápegységemet, amely képes egy szabályzó segítségével beállítani a kiadott áram pontos értékét.

A jövőben további fejlesztési lehetőség lehet a tápegység további funkcióinak bővítése, hogy ne csak az akkumulátor töltését végezze el, hanem az akkumulátorról képes legyen egy csatlakoztatott eszköz tápellátására is.

10 Irodalomjegyzék

- [1] BME Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék:
Elektronika 2 - DC-DC átalakítók (2024),
https://www.aut.bme.hu/Upload/Course/VIAUAC05/hallgatoi_jegyzetek/DC-DC%20c3%a1talak%c3%adt%c3%b3k_%c3%baj%20jegyzetr%c3%a9sz_2022.pdf [Accessed 6 Dec. 2024].
- [2] Texas Instruments: BQ298xyz Voltage, Current, Temperature Protectors with an Integrated High-Side NFET Driver for Fast/Flash Charging Single-Cell Li-Ion and Li-Polymer Batteries,
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq2980.pdf?ts=1733379898488&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FBQ2980 [Accessed 6 Dec. 2024]
- [3] Texas Instruments: Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations,
https://www.ti.com/lit/an/slua887a/slua887a.pdf?ts=1733150219988&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F [Accessed 6 Dec. 2024]
- [4] Onsemi: Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC,
<https://www.onsemi.com/pub/collateral/and9674-d.pdf> [Accessed 6 Dec. 2024]
- [5] Marcus O'Sullivan: Optimize High-Current Sensing Accuracy by Improving Pad Layout of Low-Value Shunt Resistors (Jun. 2012),
<https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/optimize-high-current-sensing-accuracy.html> [Accessed 6 Dec. 2024]
- [6] Texas Instruments: TMS320F28003x Real-Time Microcontrollers Technical Reference Manual,
https://www.ti.com/lit/ug/spruiw9c/spruiw9c.pdf?ts=1733388310867&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F280039 [Accessed 6 Dec. 2024]
- [7] AdvancedPCB™: Trace Width Calculator,
<https://www.advancedpcb.com/en-us/tools/trace-width-calculator/> [Accessed 6 Dec. 2024]
- [8] Texas Instruments: C2000 SysConfig,
<https://www.ti.com/lit/an/spracx3/spracx3.pdf?ts=1731794783741> [Accessed 6 Dec. 2024]
- [9] Texas Instruments: Serial Flash Programming of C2000™ Microcontrollers,
https://www.ti.com/lit/an/sprabv4h/sprabv4h.pdf?ts=1731573510653&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTMS320F28334%253FkeyMatch%253DTMS320F2833%2526tisearch%253Duniversal_search%2526usecase%253Dpartmatches [Accessed 6 Dec. 2024]

- [10] Texas Instruments: C2000 ePWM Developer's Guide,
<https://www.ti.com/lit/an/sprad12a/sprad12a.pdf?ts=1732775578037> [Accessed 6 Dec. 2024]
- [11] BME Automatizálási és Alkalmazott Informatikai Tanszék:
Teljesítményelektronika laboratórium - DC/DC konverter szoftveres irányítása,
https://www.aut.bme.hu/Upload/Course/VIAUMB08/hallgatoi_segedletek/DCDC_utmuto_v7.pdf [Accessed 6 Dec. 2024]
- [12] Texas Instruments: TLV431x Low-Voltage Adjustable Precision Shunt Regulator,
https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv431.pdf?ts=1733383356592&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.it%252F [Accessed 6 Dec. 2024]

11 Függelék

A fejlesztés során használt szoftverek:

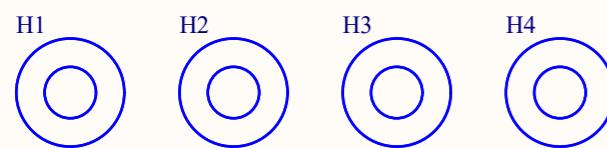
- Altium Designer 24.9.1 – kapcsolási rajz és nyomtatott áramkör tervezéséhez
- Code Composer Studio v12 – mikrokontroller programozásához
- Sysconfig – mikrokontroller perifériáinak programozásához
- Logic 2 – digitális jelek analizálásához
- Draw.io – Diagrammok rajzolásához
- Excel – Táblázatok és számítások készítéséhez

Részletes leírás a perifériák konfigurálásáról sysconfig segítségével:

Sinkó Dániel: Mikrokontroller perifériák konfigurálása (2024),

<https://github.com/SyWier/Bidirectional-Power-Supply/blob/main/Documentation/Mikrokontroller%20perif%C3%A9ri%C3%A1k%C3%A1k%20konfigur%C3%A1l%C3%A1sa.pdf> [Accessed 6 Dec. 2024]

Mounting Holes



A

A

B

B

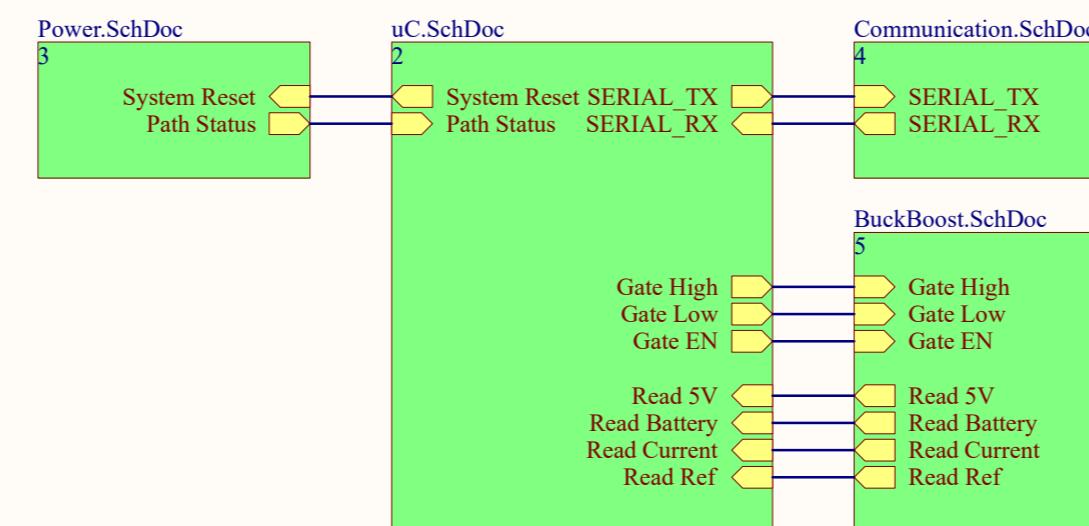
C

C

D

D

Sheet connections



Size A4	Title Main.SchDoc
Date 2024-12-03	Sheet number 1
Author Daniel Sinko	Revision A

A Internal 1.2-V LDO Voltage Regulator (VREG)

The internal VREG is supplied by the VDDIO rail and can generate the 1.2 V required to power the VDD pins. It is enabled by tying the VREGNZ pin low. Although the internal VREG eliminates the need to use an external supply for VDD, decoupling capacitors are still required on the VDD pins for VREG stability and transients. See the VDD Decoupling section for details.

-> Need to tie VREGNZ pin to low

2 VDD Decoupling

Place a minimum amount of decoupling capacitance on VDD. See the CVDD TOTAL parameter in "Power Management Module Electrical Data and Timing."

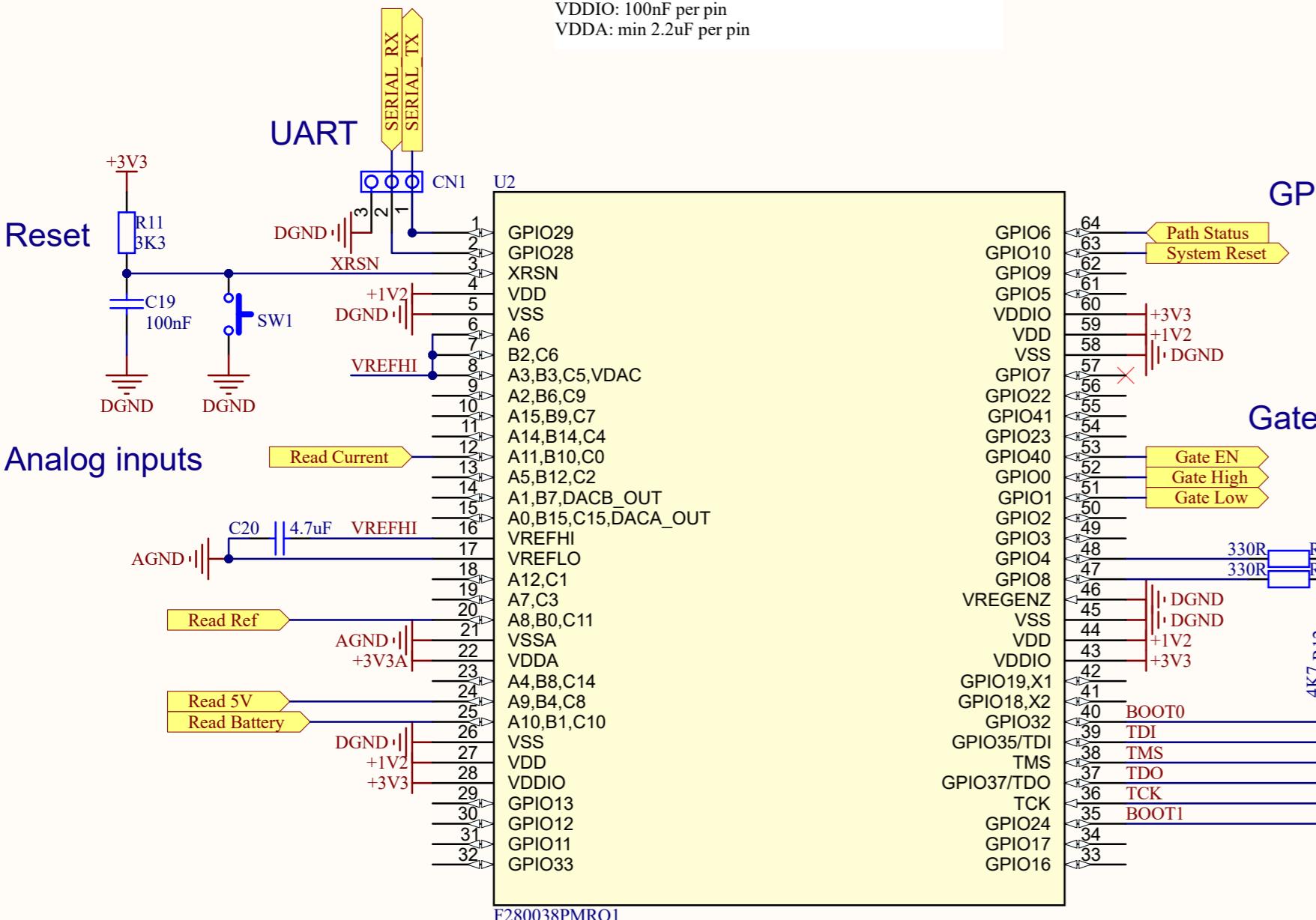
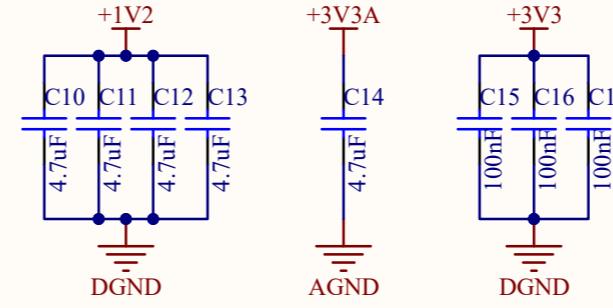
Divide CVDD TOTAL across the VDD pins OR
Install a single decoupling capacitor with value of CVDD TOTAL.

Internal VREG:

CVDD TOTAL: 10uF to 26.8uF
-> 4.7uF per pin (4*4.7 = 18.8uF)

General:

VDDIO: 100nF per pin
VDDA: min 2.2uF per pin



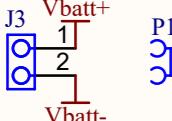
F280038PMRQ1

Size	Title
A4	uC.SchDoc
Date	2024-12-03
Author	Daniel Sinko

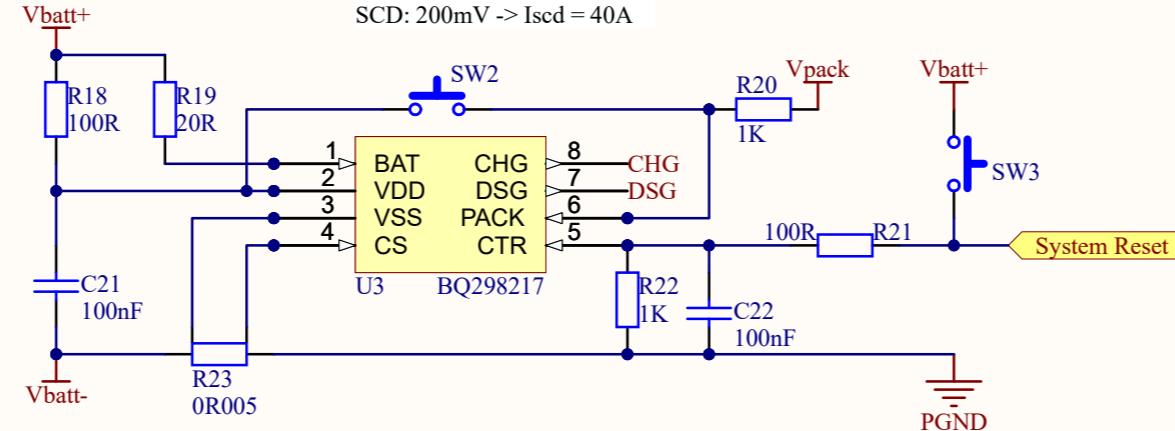
Sheet number	2
Revision	A

Battery

External 2P Battery Pack
Connector Battery In
(with plug)



Battery Protection Circuit
*VDD-PACK short to turn on
CTR high for 5s to turn off*



BQ28217

Rsns = 5mOhm

I = V / Rsns

OCC: -36mv

-> Iocc = 7.2A

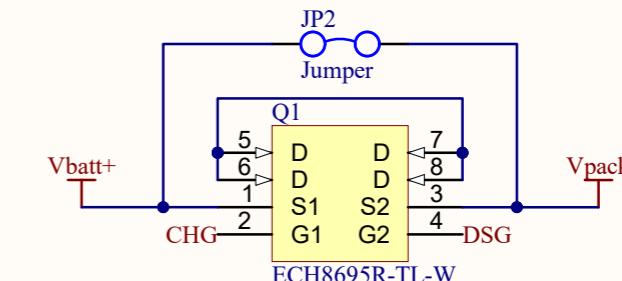
OCD: 60mV

-> Iocd = 12A

SCD: 200mV

-> Iscd = 40A

Battery Protector MOSFET

*Low R_GS(on) even on low voltages**Jumper to bypass protection in case of malfunction*

Connectors

5V Barrel jack

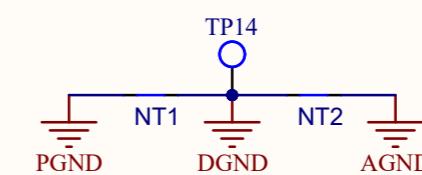
Connector High Side (with plug)

Connector Low Side (with plug)

USB-A Output

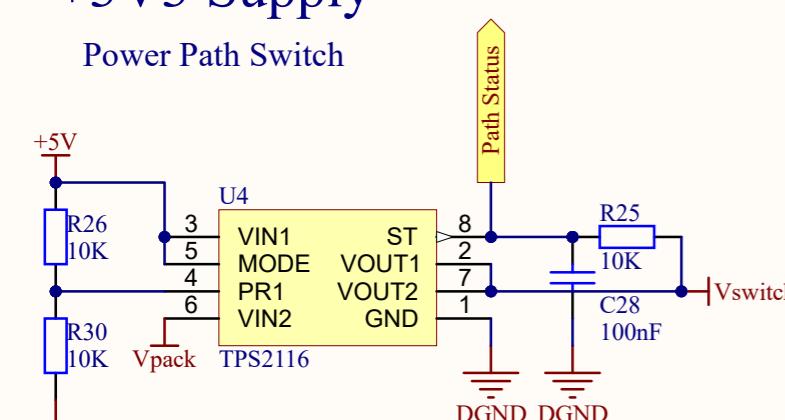
Net Ties

Connects separated grounds

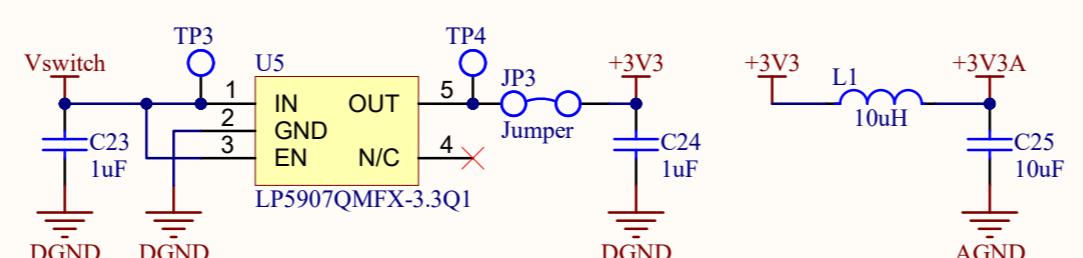


+3V3 Supply

Power Path Switch

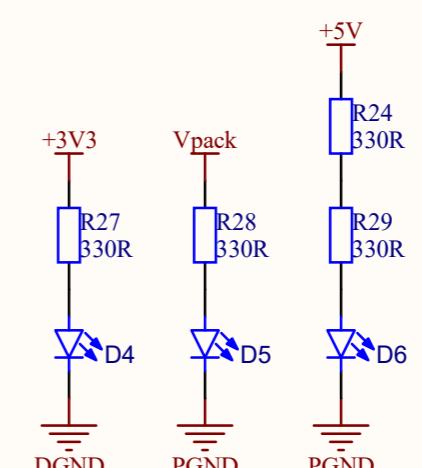


Switched voltage LDO
Auxiliary supply



Filtered analog 3V3 power supply

Power State LEDs

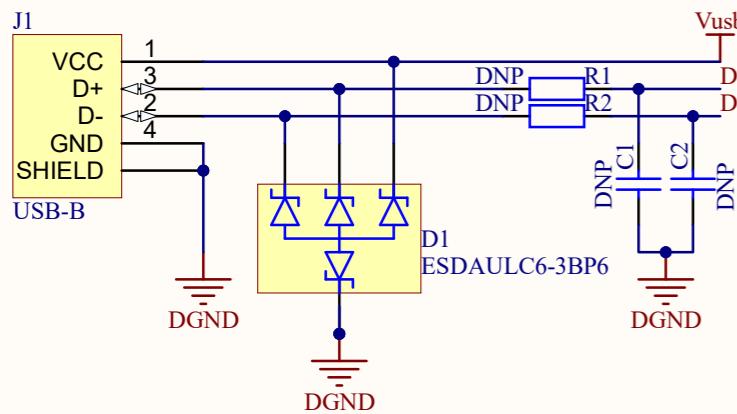


Size	Title
A4	Power.SchDoc

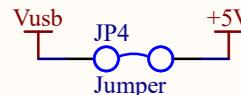
Date	2024-12-03
Author	Daniel Sinko

Sheet number	3
Revision	A

USB and ESD protection

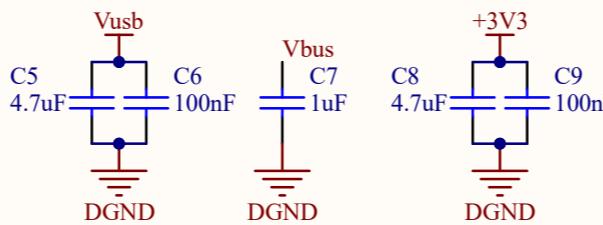
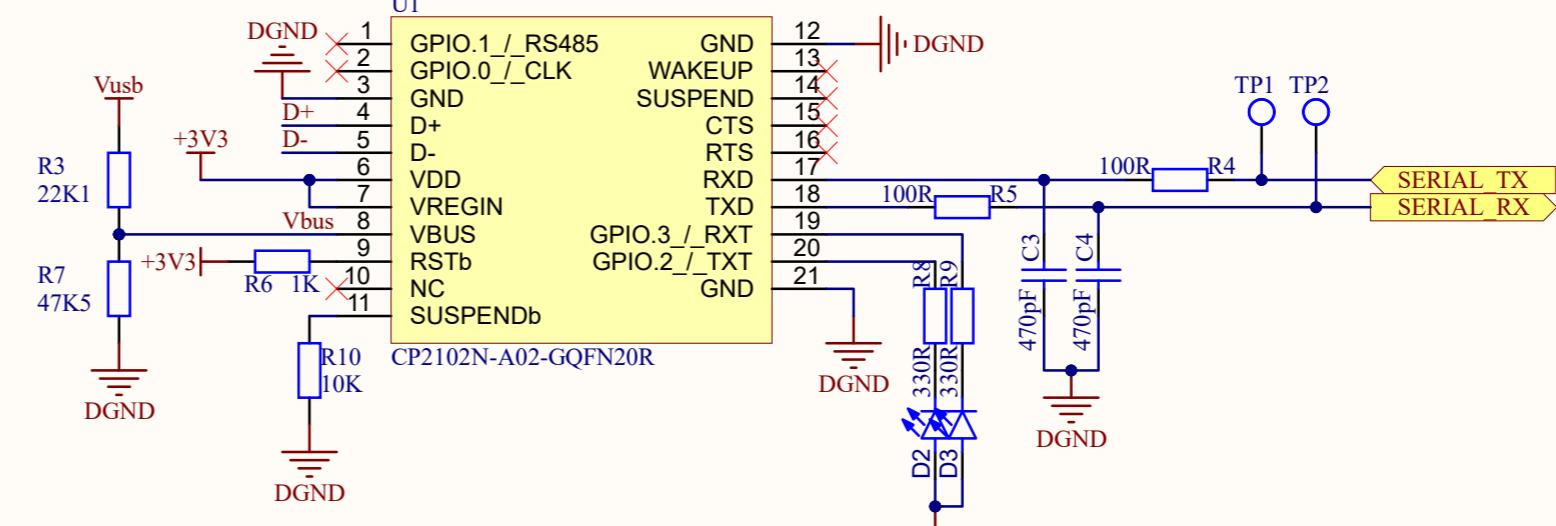


Jumper to USB power the device
In case of programming the MCU

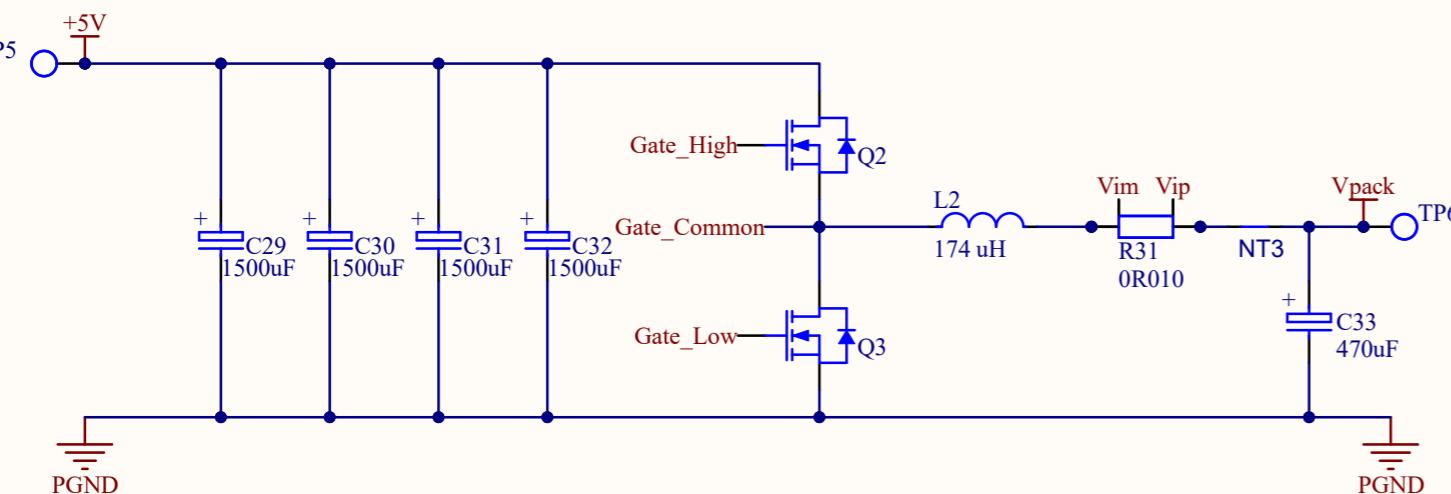


USB to UART

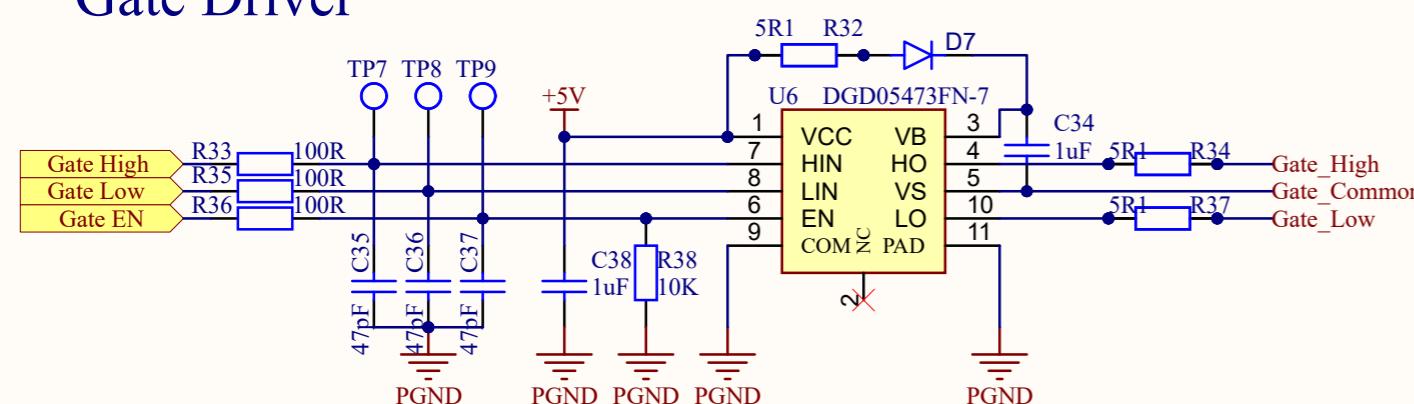
Self-Powered Connection
(internal LDO is not used)



Bidirectional Converter



Gate Driver



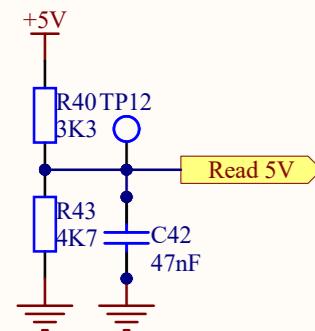
Measurement

+5V measurement

$$V_{out} = Vin * R1/(R1 + R2)$$

$$V_{out(max)} = 5V * 4.7/(4.7 + 3.3) = 2.94V$$

$$dU_{5Vmin} = 1.37mV$$

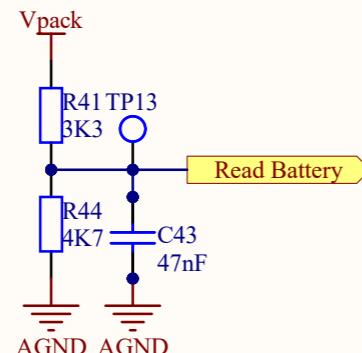


Battery measurement

$$V_{out} = Vin * R1/(R1 + R2)$$

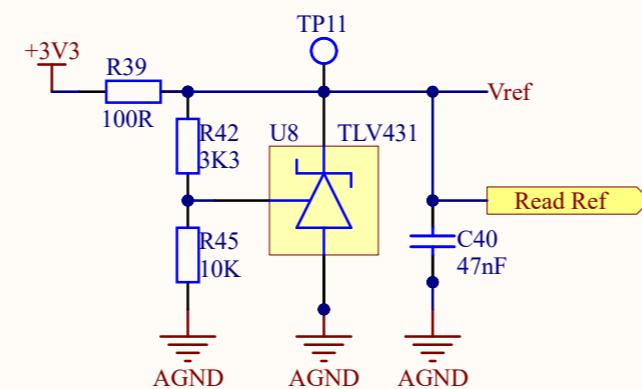
$$V_{out(max)} = 4.2V * 4.7/(4.7 + 3.3) = 2.47V$$

$$dU_{Battmin} = 1.37mV$$



Voltage reference for current measurement

$$V_o = V_{ref} * (1 + R1/R2) = 1.24V * (1 + 3.3/10) = 1.65V$$



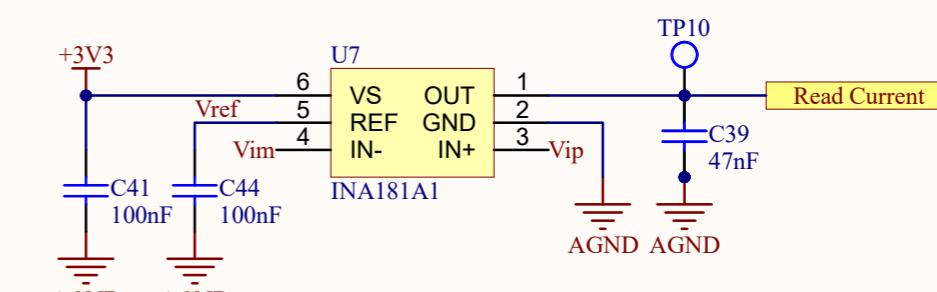
Coil current measurement

$$V_{ref} = 1.65V$$

$$V_{current} = 8A * 10m\Omega * 20V/V = 1.6V$$

$$V_{out} = V_{ref} +/- V_{current} = 1.65V +/- 1.6V = [0.05V, 3.25V]$$

$$dI_{min} = 4.11mA$$



Size	Title
A4	BuckBoost.SchDoc
Date	2024-12-03
Author	Daniel Sinko