

Realizace aktivního balanceru pro akumulátorové baterie Li+

Design and Implementation of an Active Balancer for Li+ Batteries

Bc. Martin Tomek

Diplomová práce

Vedoucí práce: Ing. Martin Sobek, Ph.D.

Ostrava, 2023

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Martin Tomek**

Studijní program: N0714A060006 Aplikovaná elektronika

Téma: Relizace aktivního balanceru pro akumulátorové baterie Li+
Design and Implementation of an Active Balancer for LI + Batteries

Jazyk vypracování: čeština

Zásady pro vypracování:

1. Proveďte rešerši metod aktivního balancování článků Li+ akumulátorů.
2. Pro topologii s polovičním můstkem, proveďte návrh obvodových prvků, ověřte návrh pomocí simulace.
3. Realizujte prototyp navrženého balanceru včetně řídicí části s mikrokontrolerem.
4. Vytvořte programové vybavení s vhodným řídicím algoritmem měniče.
5. Ověřte vlastnosti realizovaného balanceru a proveďte jejich zhodnocení.

Seznam doporučené odborné literatury:

Dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Martin Sobek, Ph.D.**

Datum zadání: 01.09.2022

Datum odevzdání: 30.04.2023

Garant studijního programu: prof. Ing. Petr Palacký, Ph.D.

V IS EDISON zadáno: 29.11.2022 12:20:13

Abstrakt

Práce se zabývá aktivním balancováním lithiových bateriových článků. V první části byla provedena rešerše různých metod balancování. Poté probíhal návrh obvodových prvků aktivního balanceru na principu buck-boost měničů a jeho ověření pomocí simulace. Na základě návrhu byl realizován prototyp včetně řídicí části s mikrokontrolerem a programového vybavení. Práce byla zakončena ověřením vlastností balanceru a jeho zhodnocením tak, aby mohlo být zařízení úspěšně použito v praxi, a tím dokázalo splnit svůj účel spočívající v prodloužení životnosti lithiových akumulátorů.

Abstract

The work deals with active balancing of lithium battery cells. In the first part, a survey of different balancing methods was done. Then, the design of circuit elements of the active balancer based on the principle of buck-boost converters and verified through simulation. Based on the design, a prototype was realized, including a driving part with a microcontroller and software. At last, the properties of the balancer were verified and evaluated to ensure its successful practical application at extending the life of lithium batteries.

Klíčová slova

aktivní balancer, baterie, BMS, Buck-Boost měnič, LiFePO₄, Lithium, poloviční můstek

Keywords

active balancing, battery, BMS, Buck-Boost converter, LiFePO₄, half-bridge, Lithium

Poděkování

Chtěl bych tímto poděkovat lidem, kteří mi v průběhu psaní této práce pomohli a podpořili mě. Patří mezi ně určitě můj vedoucí práce Ing. Martin Sobek, Ph.D., kterému děkuji za jeho trpělivost, ochotu a cenné rady, které mi pomohly dokončit tuto práci. Dále bych chtěl poděkovat své rodině a přátelům, kteří mi byli oporou a povzbuzovali mě.

Obsah

1	Úvod	13
2	Aktivní balancování článků Li+ akumulátorů	14
2.1	Důvody balancování	14
2.2	Příčiny nevyváženosti bateriových článků.....	15
2.3	Balancování	15
2.3.1	Kapacitní balancování.....	15
2.3.2	Induktivní balancování	17
2.3.3	Srovnání aktivních metod balancování	24
3	Návrh vlastního balanceru.....	25
3.1	Výpočet a výběr obvodových prvků	25
3.1.1	Výpočet indukčnosti cívky	25
3.1.2	Měření proudu	26
3.1.3	Měření napětí.....	28
3.1.4	Výběr tranzistoru a chladiče.....	29
3.2	Návrh schématu	31
3.2.1	Výkonová část.....	31
3.2.2	Zesilovač proudu, napěťová reference.....	35
3.2.3	Budič.....	37
3.2.4	Měření napětí na člancích	39
3.2.5	Napájení	40
4	Finalizace balanceru.....	41
4.1	Kompletace výkonové části, budiče a měření proudu	41
4.2	Napájení	42
4.3	Řídicí mikrokontroler.....	42
4.3.1	Základní informace	42
4.3.2	Typické blokové zapojení	42
4.3.3	Přiřazení pinů pomocí PinMux	43
4.3.4	Komunikační rozhraní.....	44
4.3.5	Bootovací piny	45
4.3.6	Analogové vstupy	46

4.3.7	Napájení	47
4.3.8	XRSn a Reset systému.....	47
4.3.9	Časování	48
4.3.10	Rozhraní pro ladění programu – JTAG.....	48
4.4	Návrh DPS.....	49
5	Regulační struktura	51
6	Ověření vlastností.....	52
7	Závěr	56
	Použitá literatura	57
	Seznam příloh z IS edison	60

Seznam použitých symbolů a zkratek

Zkratky

A/D	převodník analogového signálu na digitální
ADC	Analog-to-Digital Converter, zařízení měnící analogový signál na digitální
AIO	Analog Input/Output, analogové vstupy a výstupy
BOR	brownout reset
CAN	Controller Area Network, sériové komunikační rozhraní
CPU	Central Processing Unit, hlavní výpočetní jednotka MCU
cJTAG	compact JTAG, jednodušší řešení pro testování a ladění
D/A	převodník digitálního signálu na analogový
DTSC	Double-Tiered Switched capacitors
DPS	deska plošného spoje
DT	dead-time, doba kdy není sepnuty žádný z tranzistorů v jedné větvi
EPWM	Enchanted Pulse Width Modulation, vylepšená verze PWM
ESR	ekvivalentní sériový odpor
FPU	Floating Point Unit (jednotka pro práci s plovoucí čárkou)
GPIO	General Purpose Input/Output, vstupy a výstupy obecného účelu
I ² C	Inter-Integrated Circuit, sériová sběrnice pro přenos dat
JTAG	Joint Test Action Group, standart pro testování a ladění
LDO	Low Dropout Regulator, lineární regulátor napětí
LiFePO ₄	lithiová železofosfátová baterie
LIN	Local Interconnect Network, sériové komunikační rozhraní
MBB	Multiple Buck-Boost
MBB-B	Multiple Buck-Boost obousměrný
MBB-U	Multiple Buck-Boost jednosměrný
MCMBB	Magnetic Coupled Multiple Buck-Boost
MCU	mikrokontroler
MFB	Multiple Flyback
MFB-B	Multiple Flyback obousměrný
MFB-D	Multiple Flyback discharge
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor, polem řízený tranzistor
MSBB	Multi-Switch Buck-Boost
MSFB	Multi-Switch FlyBack
MWFB	Multi-Winding Flyback

MWFB-B.....	Multi-Winding Flyback bidirectional, obousměrný
MWFB-C.....	Multi-Winding Flyback charge, nabíjecí
MWFB-D.....	Multi-Winding Flyback discharge, vybíjecí
OZ	operační zesilovač
PMbus	Power Managment Bus, digitální komunikační rozhraní
POR	Power-on-Reset
PWM	Pulse Width Modulation, pulzně šířková modulace
RAM	Random Access Memory, paměť s náhodným přístupem
RMS	Root Mean Square, efektivní hodnota
SCI	Serial Communication Interface, sériové komunikační rozhraní
S-H	Sample-and-Hold circuit
SMD	Surface Mount Device, součástky pro připojení k DPS s pájecí ploškou
SPI	Serial Peripheral Interface, sériové komunikační rozhraní
SSC	Single Switched Capacitor
STSC	Single-Tiered Switched Capatitors
TCK	Test Clock, jeden z pinu v rozhraní JTAGu
THT	Through-Hole Technology, elektronické součástky s nožičkami
TMS	Test Mode Select, jeden z pinu v rozhraní JTAGu
TMU	Trigonometrical Math Unit, trigonometrická matematická jednotka

Symboly

A	ampér
C	kapacita
DC	stejnoseměrný signál
F	farad
f	frekvence
H	henry
Hz	hertz
I	proud
L	indukčnost
P	výkon
R	rezistor
U	napětí

V	Volt
VDD	napájení jader MCU (V)
VDDA	analogové napájení MCU (V)
VDDIO	napájení digitálních vstupů a výstupu (V)
W	watt
Ω	Ohm

Seznam ilustrací

Obrázek 1 Nevyváženost bateriových článků, bez balancování [1]	14
Obrázek 2 Následky degradace kapacity baterie nabíjením a vybíjením [1][2]	14
Obrázek 3 Balancer s jedním přepínatelným kondenzátorem (SSC) [4]	16
Obrázek 4 Balancer s přepínatelnými kondenzátory (STSC) [4]	17
Obrázek 5 Balancer se dvěma stupni přepínatelných kondenzátorů (DTSC) [5]	17
Obrázek 6 Balancer s měniči buck-boost s obousměrnou konverzí energie (MBB-B) [6]	18
Obrázek 7 Balancer s měniči buck-boost s jednosměrnou konverzí energie [6]	19
Obrázek 8 Balancer s magneticky vázanými měniči buck-boost [10]	20
Obrázek 9 Balancer s přepínatelnou indukčností (MSBB) [12]	21
Obrázek 10 Izolovaný obousměrný balancer s měniči flyback [9]	22
Obrázek 11 Izolovaný jednosměrný balancer s měniči flyback (MFB-D)	22
Obrázek 12 a) Balancer typu MWFB-C b) jednosměrná varianta s dopřednou strukturou	23
Obrázek 13 Balancer s přepínatelným měničem flyback [11]	24
Obrázek 14 Výkonová tlumivka SMD PA4344.104NLT [14]	26
Obrázek 15 Diferenční zesilovač	28
Obrázek 16 Chladič HSS-B20-0635H-02 [20]	30
Obrázek 17 Simulační ověření tepelného návrhu chladiče	31
Obrázek 18 Schéma výkonové části jednoho modulu buck-boost	32
Obrázek 19 Simulační schéma balanceru s buck-boost měničem s tranzistorem RQ3E080GNTB	33
Obrázek 20 Hodnoty ze simulace aktivního balanceru s tranzistorem RQ3E080GNTB, proud indukčností, střední hodnota ztrát tranzistorů $Q_1 + Q_2$	33
Obrázek 21 Simulační schéma balanceru s buck-boost měničem s tranzistorem IRFB7545PBF	34
Obrázek 22 Hodnoty ze simulace aktivního balanceru s tranzistorem IRFB7545PBF, proud indukčností, střední hodnota ztrát tranzistorů $Q_1 + Q_2$	34
Obrázek 23 a) Zapojení obousměrného zesilovače proudu, b) vnitřní struktura obousměrného zesilovače proudu [16]	35
Obrázek 24 Napěťová reference spolu s napěťovým děličem a sledovačem	35
Obrázek 25 Simulační schéma zesilovače proudu s napěťovou referencí	36
Obrázek 26 Simulace napěťové reference se zesilovačem proudu	37
Obrázek 27 Vnitřní struktura budiče [21]	37
Obrázek 28 Schéma budiče SI8233AB-D-IS	38
Obrázek 29 Zapojení měření článků	39
Obrázek 30 Simulace měření napětí na článcích OrCAD	40
Obrázek 31 Topologie zapojení buck-boost konvektorů a) teoretická, b) praktická	41
Obrázek 32 Typický blokový diagram mikrokontroleru TMS320F2800x [25]	43
Obrázek 33 Program PinMux pro přiřazení pinů	44
Obrázek 34 Zapojení ISO1050DUB	45
Obrázek 35 Zapojení bootovacího režimu Flash	46
Obrázek 36 Zapojení ADC bloku a jeho napájení	46
Obrázek 37 Napájení mikrokontroleru	47
Obrázek 38 Prahové hodnoty pro obnovení spuštění mikrokontroleru	48

Obrázek 39 Zapojení externího oscilátoru	48
Obrázek 40 Zapojení cJTagu.....	49
Obrázek 41 Návrh DPS a) TOP, b) BOTTOM	50
Obrázek 42 Finální podoba aktivního balanceru.....	50
Obrázek 43 Regulační struktura aktivního balanceru	51
Obrázek 44 Průběhy napětí při vybíjení jednotlivých článků	52
Obrázek 45 Průběhy napětí při nabíjení a balancování článků	53
Obrázek 46 Průběhy proudu při nabíjení a balancování článků.....	53
Obrázek 47 Průběhy napětí a proudu na jednom článku.....	54
Obrázek 48 Průběhy napětí při balancování bez nabíjení.....	55
Obrázek 49 Průběhy proudu při balancování bez nabíjení	55

Seznam tabulek

Tabulka 1 Základní parametry zesilovače proudu INA181A2IDBVR[16]	27
Tabulka 2 Základní parametry napěťové reference REF3330 a LM4040DBZ [15][17].....	27
Tabulka 3 Základní parametry tranzistoru RQ3E080GNTB [18].....	29
Tabulka 4 Základní parametry tranzistoru IRFB7545PBF [19].....	29
Tabulka 5 Základní parametry budiče SI8233AB-D-IS od firmy Skyworks Solution [21].....	39
Tabulka 6 Základní bootovací režimy	45

1 Úvod

V současné době existuje mnoho faktorů, které ovlivňují výkon bateriových systémů, přičemž nevyváženost článků je právě jedním z nich. Bez vyvažovacího systému se v průběhu času bude napětí na jednotlivých člancích měnit, což má za následek rychlé snižování kapacity bateriových systémů. Proto hraje balancování článků důležitou roli v prodlužování životnosti celého bateriového systému. [5]

Se stoupajícím výkonem bateriového systému je o to důležitější mít systém řízení akumulátoru, jehož úkolem je chránit baterii před poškozením, předpovídat a zvyšovat životnost baterie. Celý systém se stará, aby byl akumulátor v provozuschopném a spolehlivém stavu, proto musí vykonávat několik úkolů, jako je například měření napětí, proudu, teploty, stav článku, jejich funkčnost aj. [5]

První část práce se zabývá různými typy aktivních balancerů. Jsou zde popsány důvody, proč se balancování používá a principy nejpoužívanějších zařízení.

Následuje praktická část zabývající se návrhem aktivního balanceru. Prvně jsou vypočteny a vybrány obvodové prvky pro jeden buck-boost měnič. V druhé části byl odzkoušen princip pomocí simulace v počítačovém programu, čímž byla ověřena správnost návrhu. Poté přechází k realizaci daného zařízení, kde je odzkoušena funkčnost v praxi.

Po realizaci a otestování prototypu jednoho buck-boost měniče se přešlo k návrhu pro 4 články s možností kaskádového řazení. Jsou zde zahrnuty 4 buck-boost měniče doplněné o vlastní budiče, měření napětí, měření proudu, napájení, mikroprocesorovou řídicí část a další okolní obvody. Následovala výroba a osazení celé desky.

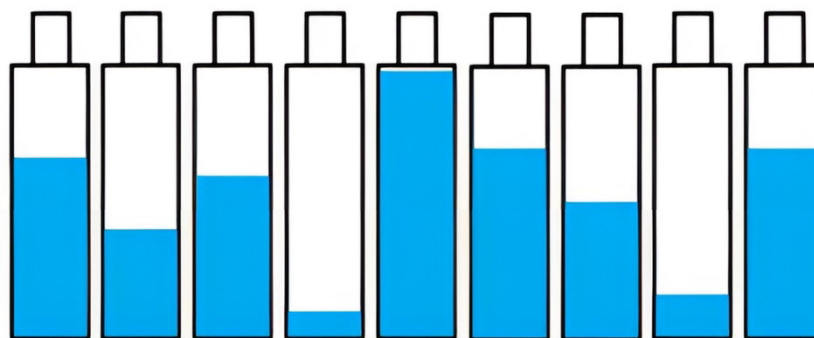
Aktivní balancer bylo potřeba rozšířit o programové vybavení, za použití vývojového prostředí Composer Studio a otestovat funkčnost desky.

Práce je zakončena měřením parametrů desky a zhodnocením vlastností navrženého zařízení.

2 Aktivní balancování článků Li+ akumulátorů

2.1 Důvody balancování

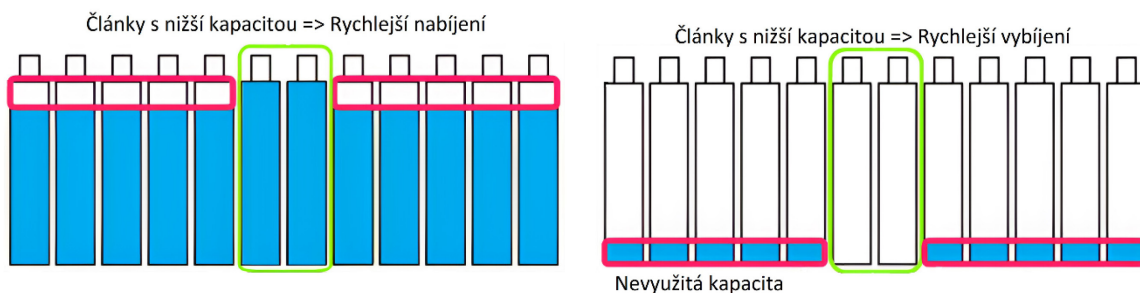
Balancování článků je technika, při které se udržuje stejná úroveň napětí každého článku zapojeného do série, aby se dosáhlo maximální účinnosti akumulátoru. Články spojené dohromady vytvářejí akumulátorovou baterii, kde každý článek má svou výrobní toleranci a z toho důvodu je dbáno na využití článků s podobnou kapacitou. Jakmile je baterie nainstalována a vystavena nabíjení a vybíjení, hodnoty napětí jednotlivých článků mají tendenci se od sebe lišit. Kolísání úrovní napětí způsobuje nevyváženost článků viz. Obrázek 1, což může vést k problémům.[1]



Obrázek 1 Nevyváženost bateriových článků, bez balancování [1]

První z nich je tepelný únik, kategorizovaný mezi jednu z nejhorších situací, co může nastat. Lithiové články jsou velmi citlivé na přebíjení a vybíjení. Pokud je v sadě čtyř článků jeden více nabitý např. 3,5 V, zatímco ostatní jsou na nižší napěťové úrovni, nabíječka bude dále nabíjet všechny články dohromady, protože jsou v sérii. Z tohoto důvodu dojde k přebití článku s napětím 3,5 V nad doporučenou hodnotu, zatímco ostatní budou vyžadovat nabíjení.[1]

Dalším problémem je degradace článků. Pokud je lithiový článek přebíjen i mírně nad doporučenou hodnotu, snižuje se jeho účinnost a životnost. Například mírné zvýšení nabíjecího napětí z 4,2 V na 4,25 V způsobí rychlejší degradaci baterie až o 30 %. Pokud tedy vyvážení článků není přesné, i mírné přebití zkrátí životnost baterie.[1]



Obrázek 2 Následky degradace kapacity baterie nabíjením a vybíjením [1][2]

Mezi další problém lze zařadit neúplné nabití baterie, kdy se při stárnutí projeví slabší články, které se nabíjejí a vybíjejí rychleji než ostatní, což může u vybíjení zapříčinit následné odpojení od zátěže.

2.2 Příčiny nevyváženosti bateriových článků

Jedna z příčin je změna vnitřního odporu. Je totiž velmi těžké najít články se stejným vnitřním odporem, který se navíc s přibývajícím věkem článků mění. To je důvod, proč nemají všechny články stejný vnitřní odpor a s jeho změnou se mění také velikost protékajícího proudu, a s tím i napětí na člancích.

Další téma při nabíjení a vybíjení článků je okolní teplota. V obrovských bateriích např. v elektromobilech jsou od sebe některé články rozmístěny daleko, čímž dochází k teplotním rozdílům způsobující nežádoucí účinky rychlejšího nebo pomalejšího nabíjení i vybíjení než ostatní. Proto v těchto případech lze využít předehřívání nebo ochlazování baterie, aby i moduly, které jsou od sebe daleko vzdálené, udržovaly stejnou teplotu. K tomuto se váže fakt, že u elektromobilů se používají výše zmíněné metody udržující teplotu bateriových článků na provozních hodnotách, aby při použití baterie docházelo, k co nejmenší degradaci. [1]

Pokud přihlídneme k výše uvedeným nevýhodám, tak použití balancování bateriových článků je vhodné u aplikací dosahujících vyššího výkonu. To však neplatí pro aplikace, kde jsou počáteční náklady velmi nízké a výměna nejslabšího článku je ekonomicky výhodnější. [1]

2.3 Balancování

Existují dva způsoby balancování bateriových článků, pasivní a aktivní. Mezi pasivní vyvažování lze zařadit používání odporu a jiných pasivních prvků, které zajistí rovnoměrné rozložení energie mezi články. Veškerá nadbytečná energie se přemění v teplo vyzařované do okolí, což má hned několik neblahých účinků, jako je nízká účinnost nebo může způsobit oteplení článků při jejich umístění v jednom pouzdře s balancerem.

Naopak aktivní balancování je efektivnější. Jeho princip spočívá v tom, že přebytečnou energii v bateriovém článku ukládá do akumulčního prvku, a poté ho přesune do článku s aktuálně menší úrovní napětí. I tento způsob se však neobejde bez nevýhod, mezi které jednoznačně patří jejich složitost a množství použitých spínacích součástek, což se také promítá do ceny.

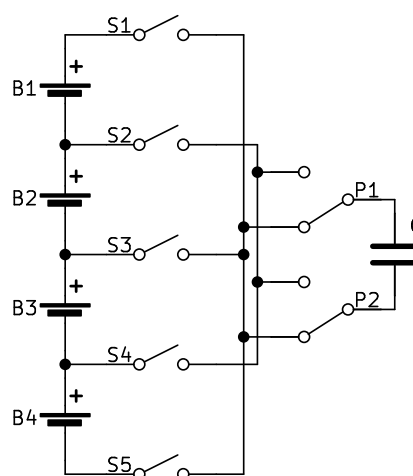
2.3.1 Kapacitní balancování

Při srovnání metody s pasivním řešením, kde se přebytečná energie maří, v téhle metodě přebytečnou energii přenášíme do méně nabitých článků prostřednictvím kondenzátoru, který zastává funkci akumulčního prvku. Hlavní výhoda oproti pasivní metodě, je vyšší účinnost dosahující hodnoty až 50 % a využití dostupné energie. K přenosu energie dochází připojením kondenzátoru ke článku s nejvyšším napětím pomocí kombinace dostupných spínačů. Po nabití kondenzátoru se spínače rozpojí a přepnou na článek s aktuálně nejmenším napětím, do kterého se přebytečná energie přenesou. Existuje také další metoda, která periodicky připojuje články ke kondenzátorům, a tím se energie v bateriovém systému vyrovnává. Aby tyto metody bylo možno používat, je zapotřebí velké množství spínačů. Zároveň je nutné brát v potaz špičkové napětí kondenzátoru, na které jsou dimenzovány spínací součástky.

U kondenzátorů je třeba dát pozor na ekvivalentní sériový odpor (ESR), který ovlivňuje ztráty v zařízení, stejně jako odpor použitých spínačů. [3][4]

2.3.1.1 Balancování s jedním spínaným kondenzátorem (SSC – single switched capacitor)

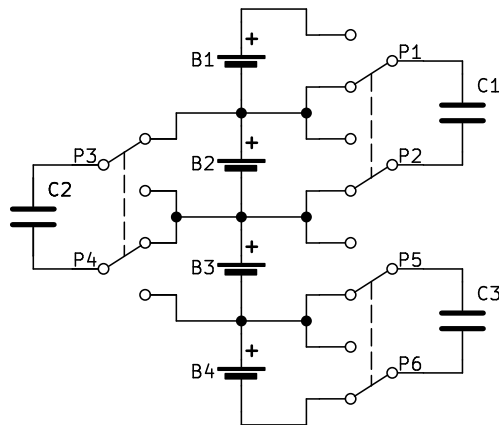
Jedna z nejvýznamnějších metod známa jako „flying capacitor“, obsahuje pouze jeden kondenzátor, který je možno připojit ke kterémukoliv článku z baterie. Řídící elektronika sepne příslušné spínače, jenž propojí článek s kondenzátorem C, aby se nabil. Po nabití se spínače rozpojí a následuje přepnutí spínací kombinace do článku, který je nejméně nabitý, čímž se mu předá náboj. Pro tuto metodu existují dva způsoby balancování. První probíhá samočinně, jeho úkolem je pouze zajistit periodickou spínací frekvenci pro spínače, které postupně přepínají jediný kondenzátor na všechny články. Tím se zajistí, že nejvíc nabitý článek dodá do kondenzátoru energii, která je potom přerozdělena do ostatních článků podle úrovně nabití. Funkce je založena na diferenci napětí, pokud je rozdíl napětí mezi články minimální, nepoteče skoro žádný proud, se zvyšujícím se rozdílem napětí naopak poroste proud, proto největší část energie z kondenzátoru bude vždy dodána do nejslabšího článku. Z principu vyplývá, že mezi nevýhody jednoznačně patří účinnost, protože pokud nejvíc nabitý článek bude na začátku a nejmíň nabitý na konci, je metoda nejméně účinná. Druhý způsob je mnohem chytřejší, zde jsou vybírány články, které se mají vyvážit. Tímto způsobem je zajištěno, že se kondenzátor nabije z článku s největším napětím a vybije do článku s nejnižším napětím. Takto se docílí zkrácení doby balancování a zvýšení účinnosti. [3][4]



Obrázek 3 Balancer s jedním přepínatelným kondenzátorem (SSC) [4]

2.3.1.2 S přepínatelnými kondenzátory (STSC – Single-Tiered Switched Capacitors)

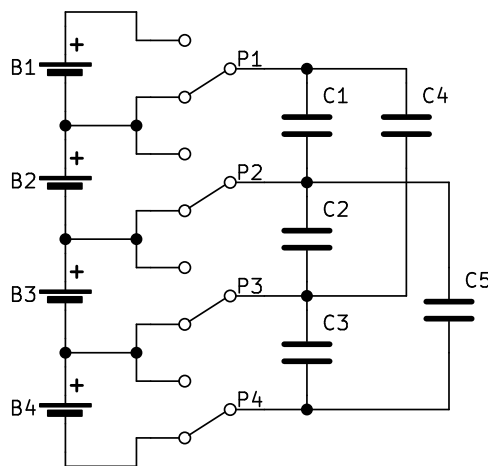
Další metoda s přepínatelnými kondenzátory sdílí pro každé dva články jeden kondenzátor. Funguje na principu přenosu energie pouze mezi dvěma články, což zaručuje přenos energie z více nabitého článku do méně nabitého článku. Tato metoda umožňuje přelévání energie v celé sestavě, díky tomu že je kondenzátor sdílen mezi sousedními články, využívá se zde jednoduché ovládání pro aktivaci spínačů, celý proces je zároveň automatický, a jako v předchozím případě je tato metoda nejméně efektivní a pomalá. [4]



Obrázek 4 Balancer s přepínatelnými kondenzátory (STSC) [4]

2.3.1.3 Se dvěma stupni přepínatelných kondenzátorů (DTSC – Double-Tiered Switched Capacitors)

Metoda balancování s dvojitou kapacitou je odvozena od předchozí s přepínatelnými kondenzátory. Využívají se zde dva stupně pro přenos energie, které zajišťují zkrácení doby balancování až o čtvrtinu a zároveň zvyšují účinnost při přenosu energie mezi vzdálenějšími články. Je zde umístěn kondenzátor druhého stupně na každé 3 články. Energie je přenášena mezi sousedními články, ale zároveň i vzdálenějšími články pomocí přidáných kondenzátorů druhého stupně. V prvním stavu přelévá energii mezi 1. a 2. článkem, a zároveň i mezi 1. a 3., což zajišťuje zkrácení doby na úkor množství použitých spínačů, kdy potřebujeme na n -člávkovou baterii dvojnásobek spínačů a $2n-3$ kondenzátorů.[4][5][7]



Obrázek 5 Balancer se dvěma stupni přepínatelných kondenzátorů (DTSC) [5]

2.3.2 Induktivní balancování

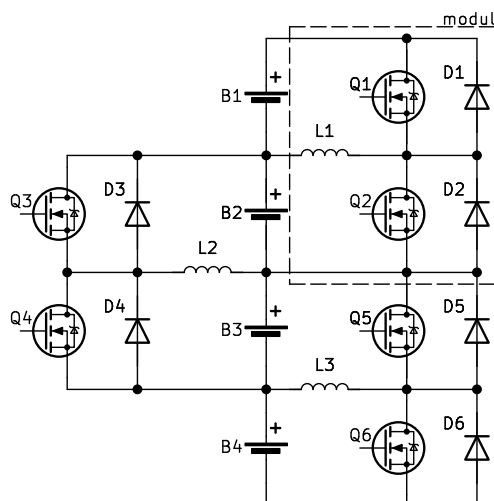
Topologie pro vyvážení energie v člancích pomocí induktorů nebo transformátorů umožňující přenos energie do článků, popřípadě skupiny článků, stejně jako z nich. Proudů u těchto typů balancerů

dosahují větších hodnot než u kapacitních metod, a zároveň zajišťují kratší dobu vyvažování. Nevýhodou je vysoká cena a ztráty v akumulacích prvcích. Z důvodu vysoké spínací frekvence je nutno použít filtrační kondenzátory, které musí být umístěny před každým článkem, aby odfiltrovaly vysokou frekvenci. Induktivní balancery zajišťují vyvažování bez ohledu na jejich aktuální napětí a nabízejí tak nespočetné množství variant zapojení. [5]

2.3.2.1 Balancer na principu buck-boost měničů (MBB – Multiple buck-boost)

Zapojení, jenž je typickým představitelem balancerů, se zároveň používá při návrhu obvodu v této diplomové práci. Zařízení je navrženo pro topologii s půl můstkem (half-bridge), které funguje na principu zvyšujícího/snižujícího měniče. Tím je umožněn přesun energie v obou směrech. [7]

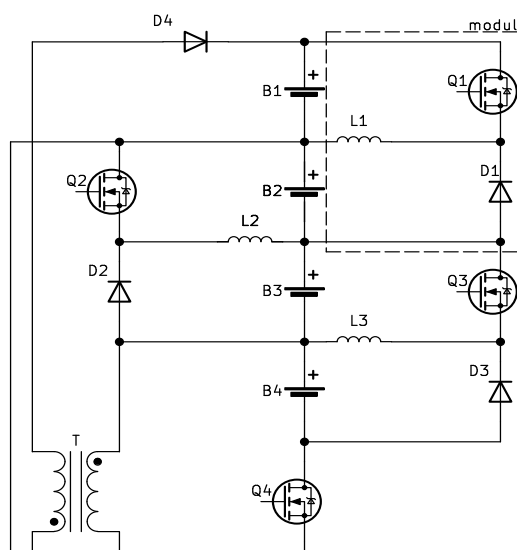
Balancer je rozdělený na moduly. Každý má za úkol řídit napětí mezi dvěma články. Modul se skládá z indukčnosti a dvou spínacích tranzistorů, ty mají už ze struktury parazitní diodu, která se pro aplikaci využívá viz. Obrázek 6.



Obrázek 6 Balancer s měniči buck-boost s obousměrnou konverzí energie (MBB-B) [6]

Na obrázku výše lze vidět, že pokud má bateriový článek další dva sousedící, jsou na něm připojeny 2 MOSFET tranzistory, a to z důvodu přelévání energie. Pokud má článek B_3 nejmenší kapacitu a je potřeba přenést energii do článku B_1 , který má naopak kapacitu nejvyšší, a proto na něm stoupá napětí nejmoleji, sepnutím tranzistoru Q_4 se část energie z článku B_3 uloží do indukčnosti L_2 a po vypnutí tranzistoru se indukčnost bude snažit energii vrátit do obvodu, stane se tak přes zpětnou diodu D_3 . Tím se energie z indukčnosti přelije do článku B_2 . Celý proces se opakuje ještě jednou za pomoci tranzistoru Q_2 , indukčnosti L_1 a zpětné diody D_1 a zajistí přenos energie do článku s nejvyšší kapacitou B_1 .

Jelikož varianta MBB-B vyžaduje velké množství drahých součástek, často se používá metoda zjednodušující předešlé zapojení MBB-U (Unidirectional) jednosměrná. Skládá se z jednosměrných měničů, vyžadující pouze jeden tranzistor a diodu na článek. [3][6]



Obrázek 7 Balancer s měniči buck-boost s jednosměrnou konverzí energie [6]

Zapojení funguje obdobně jako obousměrný typ s rozdílem, že energii dokáže přenášet pouze jedním směrem dolů nebo nahoru. Pro umožnění převádět energii mezi všemi články, je k poslednímu článku připojen flyback transformátor, který zajišťuje konverzi energie mezi prvním a posledním článkem. Z toho vznikne jednosměrná smyčka, která umožňuje dodat energii z jakéhokoli článku do kteréhokoli je potřeba. Účinnost zařízení dosahuje až 90 %, je však vhodnější pro menší sestavy, jelikož účinnost je závislá na vzdálenosti článku od sebe. Nevýhoda je počet indukčností z důvodu jejich velikostí, váhy a ceny. [3][6][5][8]

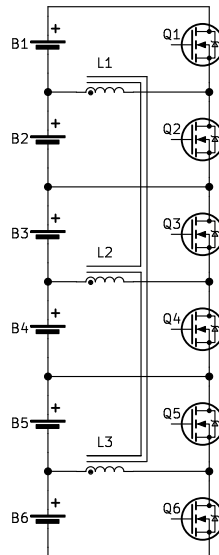
2.3.2.2 Balancer s magneticky vázanými měniči buck-boost (MCMBB – Magnetic Coupled Multiple Buck-Boost)

Jedná se o modifikované zapojení předchozí metody využívající buck-boost měničů a zároveň flyback konvertor. Rozdíl spočívá v tlumivkách, které jsou navinuté na jednom jádře, a tvoří transformátor měniče flyback.

V následujícím balancéru pro vyrovnávání náboje můžou nastat 2 situace, přičemž první je obdobná předchozí variantě. Z toho vyplývá, že pokud převod energie probíhá v rámci sousedních článků, postačí k tomu cívka L_1 , do které se pomocí sepnutí tranzistoru Q_1 dostane energie z článku B_1 . Po rozepnutí zůstane naakumulovaná energie v cívkce L_1 a následně sepnutím tranzistoru Q_2 se převede do článku B_2 .

Druhá situace se liší v tom, že pokud je potřeba přenést energii dál než do sousedního článku, je zapotřebí využít jádro transformátoru. Například pro přenos energie z článku B_1 do článku B_6 je nutné první sepnout tranzistor Q_1 , tím se uzavře smyčka a energie se přes cívku L_1 akumuluje do jádra transformátoru. Poté se rozezne tranzistor Q_1 a sepe tranzistor Q_6 , tím se energie uložená do jádra transformátoru předá do požadovaného článku B_6 . Mezi výhody patří úspora součástek, rychlejší balancování a při přenosu energie ze vzdálenějších článků také zvýšení účinnosti. Je zde i nevýhoda,

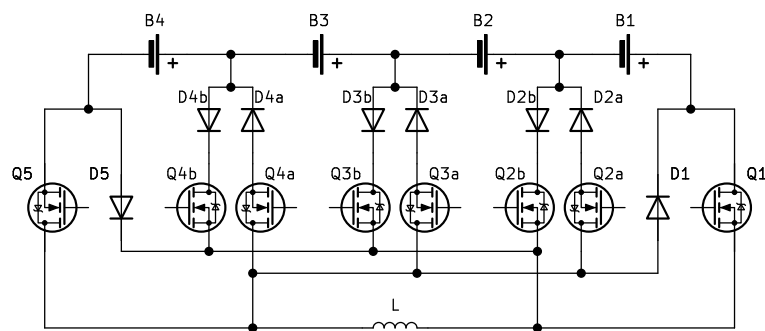
nelze předat energii ze sudých článku do sudých, či z lichých do lichých z důvodu principu činnosti konvertoru a zohlednění směru proudu musí být energie předána ve dvou krocích. Pokud je tedy požadavek na přenos energie z článku B_2 do článku B_4 , je nutno prvně předat energii z článku B_2 do B_1 a poté do B_4 , anebo z článku B_2 do B_3 a poté z B_3 do B_4 . Jelikož jsou zde cívky navinuty na jednom jádře, vyskytuje se zde problém s modularitou. [3][10]



Obrázek 8 Balancer s magnetický vázanými měniči buck-boost [10]

2.3.2.3 Balancer s přepínatelným měničem buck-boost (MSBB – Multi-Switch Buck-Boost)

Jedná se o zapojení využívající buck-boost měničů pouze s jednou cívkou. Každá svorka baterie má dvě jednosměrné cesty, které jsou připojeny na opačné strany indukčnosti. Tyto cesty se skládají ze spínače a diody tvořící jednosměrný spínač s výjimkou vrchní a spodní větve viz. Obrázek 9, kterými je ovládáno nabíjení a vybíjení. Energie v tomhle zapojení se předává v jednom kroku nezávisle na tom, jestli je článek sousední nebo vzdálený. Příkladem může být přenos energie z nejvíce nabitého článku B_1 do nejméně nabitého článku B_2 . Využijí se k tomu spínače Q_1 a Q_{2a} , tím se přebytečná energie z článku B_1 akumuluje do indukčnosti L . Poté se spínače rozpojí a sepne se spínač Q_{3a} a Q_{2b} . Uložená energie je dodána do článku B_2 . Takto lze přenést energii mezi jakýmkoli články.[12][13]

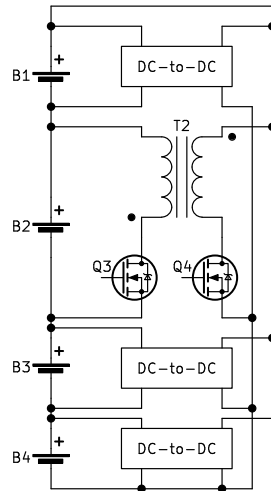


Obrázek 9 Balancer s přepínatelnou indukčností (MSBB) [12]

Z Obrázku 9 lze vyčíst, že proud musí vždy téct přes dvojici spínačů a diod, a to v jakémkoliv režimu, s čímž souvisí první nevýhoda, kterou je snížená účinnost se zvyšujícím se balančním proudem. Nicméně v této situaci mají diody i své výhody, a to zejména v bezpečnosti zapojení, kdy dokážou zabránit zkratu při sepnutí více tranzistorů v jedné větvi. Tento způsob vyvažování se vyplatí použít pouze pro menší množství sériově zapojených článků z důvodu, že při větším množství článků v sérii by všechny diody a spínací prvky byly namáhány napětím celé soustavy. Nakonec mezi výhody tohoto zapojení lze zařadit také využití pouze jedné cívky, dobrá modularita a rychlost vyvažování.[3][12][13]

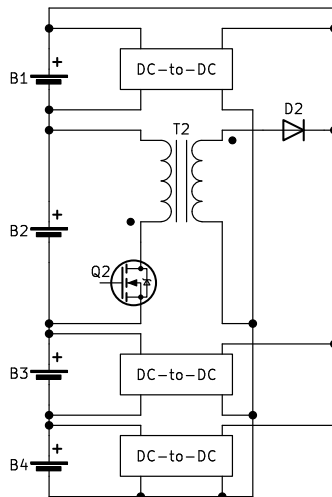
2.3.2.4 Balancer s měniči flyback (MFB – Multiple Flyback)

Jednoduchý balancer, který využívá měniče typu flyback. Díky transformátoru a jeho izolačním vlastnostem řeší problémy s vysokými napěťovými offsety mezi články. Na Obrázku 10, lze vidět typického představitele. Jedná se o obousměrnou variantu (MFB-B), kde na primární straně vinutí jsou měniče flyback spojeny s každým článkem do série. Na sekundární straně jsou spojeny s celým systémem. Jeho funkčnost spočívá v tom, že při sepnutí spínače začne téct proud přes primární vinutí transformátoru, a tím se uloží energie do jádra transformátoru. Po rozpojení spínače na primární straně dojde k sepnutí spínače na sekundární straně a energie z jádra transformátoru je dodána do celé sestavy. [3][9]



Obrázek 10 Izolovaný obousměrný balancer s měniči flyback [9]

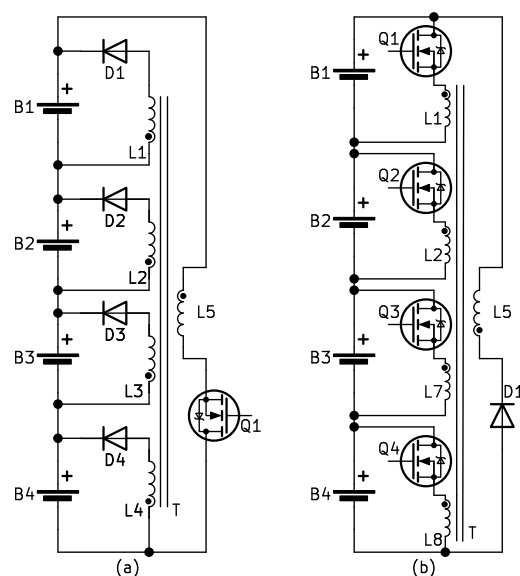
Mezi další metody využití flyback balanceru se řadí jednosměrné varianty. Jednosměrná varianta vznikne odebráním jednoho tranzistoru, buď z primární nebo sekundární strany. To záleží na navrhovaném směru a posléze je na místo odebraného tranzistoru umístěna dioda. Na Obrázku 11 je odebrán tranzistor ze sekundární strany měniče, což znamená, že balancer umožňuje pouze vybíjení (MFB-D). [3][9]



Obrázek 11 Izolovaný jednosměrný balancer s měniči flyback (MFB-D)

2.3.2.5 Balancer s měničem flyback a transformátorem s více vinutími (MWFB - Multi-Winding Flyback)

Metoda, která je velmi podobná předešlé. Hlavní rozdíl lze nalézt v transformátoru. Má jediné jádro se sekundárními vinutími pro každý článek viz. Obrázek 12a. Nazývávané je jako zapojení se sdíleným transformátorem. Princip spočívá v akumulaci energie do transformátoru se přes sepnutý tranzistor Q_1 , a po následném rozpojení tranzistoru dojde k uvolňování energie naakumulované v jádře do sekundárních vinutí, která jsou stejná a na všech je stejné napětí. Tím se do článku s nejmenším napětím předá nejvíce energie díky diodě, která se otevře první, protože na ni bude největší úbytek napětí. Tato metoda umožňuje pouze nabíjení. (MWFB-C = charge). Druhá metoda na Obrázku 12b, která je nazývávaná MWFB-D jako „discharge“ dovoluje pouze vybíjení. [10][11]



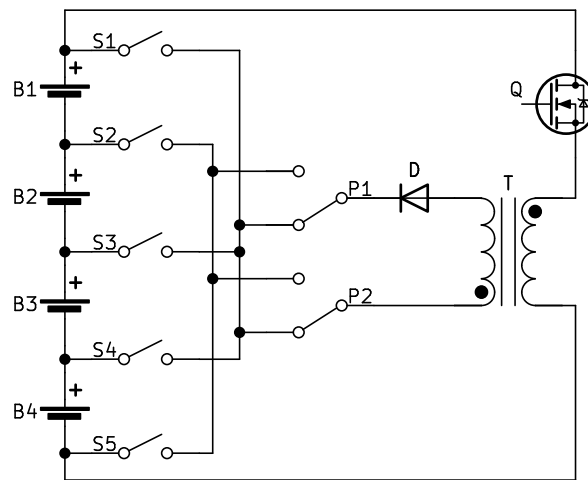
Obrázek 12 a) Balancer typu MWFB-C
b) jednosměrná varianta s dopřednou strukturou

Třetí metoda, kdy se tranzistor nachází na sekundární straně i primární je nazývávaná MWFB-B „bidirectional“. Funguje na obdobném principu jako balancery MFB. Oproti MFB je komplikovanější modularita zapojení. Celkový počet vinutí je nižší, což platí i pro počet použitých součástek, a také snižuje cenu. Poslední a hlavní rozdíl je v principu přenosu energie. Jsou zde využívány magnetické vazby společného transformátoru na rozdíl od vazby elektrické. [10][11]

2.3.2.6 Balancer s přepínatelným měničem flyback (MSFB – Multi-Switch FlyBack)

Zapojení s přepínatelným transformátorem obsahuje jeden měnič typu flyback s transformátorem, který je sdílen mezi všechny články sestavy pomocí spínacích součástek. Proud je odebrán ze všech článků sestavy na základě tranzistoru Q , který naakumuluje energii do jádra transformátoru. Výstup transformátoru je usměrněn diodou D a energie se dodává do článku, který je zvolen na základě spínací kombinace. Tato metoda poskytuje možnost rychlého vyvažování za cenu odebrání energie z celého

bateriového setu. Mezi nevýhody spadá vysoká komplexnost, potřebnost vysokého počtu součástek pro řízení balanceru a nízká účinnost díky spínacím a magnetickým ztrátám. [3][11]



Obrázek 13 Balancer s přepínatelným měničem flyback [11]

2.3.3 Srovnání aktivních metod balancování

Z výše uvedeného lze vyvodit, že kapacitní balancování je spíše pro menší aplikace, kde není potřeba vysoký vyvažovací proud. Díky kapacitám jako akumulacním prvkům je zde potřeba spínací součástky navrhovat na maximální špičkový proud kondenzátoru. Zároveň nedisponuje velkou účinností dosahující okolo 50 % a je potřebné při návrhu počítat s velkým počtem spínacích součástek ve všech třech případech.

Induktivní balancování. Hlavní dělení je na principu buck-boost měniče, flyback transformátoru nebo jejich kombinací. I zde existují zapojení, které potřebují velké množství spínacích součástek. Jedná se především o zapojení s přepínatelnými metodami. Vzhledem k tomuto faktu, je nutné zajistit mnoho spínacích kombinací, aby se energie dostala do jakéhokoli článku v soustavě. Tyto měniče mohou být dimenzovány na větší vyvažovací proud. Jako akumulacní prvek je použita indukčnost nebo transformátor. Díky tomu je u této metody balancování široká škála zapojení a jejich kombinací, některé z nich nabízí dobrou modulárnost a jiné zase omezený počet součástek. Narozdíl od kapacitních balancerů dosahují mnohem vyšší účinnosti.

3 Návrh vlastního balanceru

Praktická část začíná návrhem aktivního balanceru pro lithiové baterie, který je kompatibilní s napětím 12 V. To znamená 4 články LiFePO_4 zapojené do série. Původní záměr je balancování bateriového akumulátoru 48 V, bohužel zde vzniká omezení způsobené maximálními napěťovými úrovněmi, které jsou schopny snášet měřicí obvody na desce. Díky tomu se desky dají zapojit do kaskádového uspořádání, aby splnily budoucí požadavek pro balancování 48 V, tedy 16 LiFePO_4 článků v sérii.

Pro návrh je použita topologie s půl můstkem, fungujícího na principu buck-boost měničů popsaném v kapitole 2.3.2.1. V návrhu se využívají 4 moduly buck-boost. Každý modul (2 tranzistory) je napájen budičem SI8233AB-D-IS, který řídí 32bitový mikrokontroler F280023PMSR. Jelikož se jedná o senzorické řízení, je nutné měřit proud tekoucí indukčností za pomoci 5 m Ω odporu, ke kterému je paralelně připojen zesilovač proudu schopný měřit kladný i záporný proud.

3.1 Výpočet a výběr obvodových prvků

Návrh aktivního balanceru je prvně realizován pouze pro 1 modul. Po otestování a simulaci je zařízení rozšířeno o řídicí mikroprocesorovou část a další potřebné obvody.

3.1.1 Výpočet indukčnosti cívky

Vyvažovací proud aktivního balanceru byl dle požadavku zvolen 5 A, spínací frekvence tranzistorů byla určena dle parametru budiče $f_{sw} = 50$ kHz, z čehož lze vypočítat velikost indukčnosti cívky.

K tomu je potřeba maximální napětí článku LiFePO_4 , které je $U_{out(max)} = 4,2$ V a minimální napětí $U_{in(min)} = 2,5$ V. To umožňuje spočítat střihu D:

$$D = \frac{U_{out(max)} - U_{in(min)}}{U_{out(max)}} = \frac{4,2 - 2,5}{4,2} \approx 0,41 \rightarrow 41 \%$$

Mezi další parametr potřebný k výpočtu patří rozptyl proudu indukčnosti. Tato hodnota byla stanovena dle požadavku na 4 %. Z čehož vyplývá rozptyl proudu 0,2 A.

$$I_{rozp.} = \frac{I}{100} \cdot I_{rozp.} [\%] = \frac{5}{100} \cdot 5 = 0,2 \text{ A}$$

Nyní lze vypočítat velikost indukčnosti L_1 :

$$L_1 = \frac{U_{in(min)} \cdot D}{f_{sw} \cdot I_{rozp.}} = \frac{2,5 \cdot 0,41}{50 \cdot 10^3 \cdot 0,2} = 102,5 \text{ } \mu\text{H} \cong 100 \text{ } \mu\text{H}$$

Na základě výpočtu byla vybrána výkonová tlumivka PA4344.104NLT, jejíž hodnota je 100 μH a maximální proud 5,3 A.



Obrázek 14 Výkonová tlumivka SMD PA4344.104NLT [14]

3.1.2 Měření proudu

K měření proudu je použit zesilovač INA181A21DBVR, který umožňuje zesilovat kladný i záporný proud. Zároveň je dimenzován na napětí 26 V, což je v případě navrhované desky dostatečná rezerva.

Pro výpočet hodnoty odporu, na kterém měřený proud probíhá, je potřeba znát zesílení, rozsah měřeného proudu, výstupní napětí a napěťový offset. K výpočtu rezistoru byl použit vztah.

$$U_{out} = (A \cdot I \cdot R) + U_{off} [V]$$

Kde U_{out} je výstupní napětí o hodnotě 3,3 V z důvodu rozsahu použitého A/D převodníku, I měřený proud od -5 A do 5 A, R hodnota odporu, na kterém je měření prováděno, U_{off} napěťový offset zesilovače nastavený na polovinu rozsahu A/D převodníku a to 1,65 V a zesílení INA181A2 50. Z rovnice pro výstupní napětí se vyjádří hodnota odporu.

$$R = \frac{U_{out} - U_{off}}{A \cdot I} = \frac{3,3 - 1,65}{50 \cdot 5} = 6,6 \text{ m}\Omega$$

Prvně byl k měření proudu použit odpor podle výpočtu 6 $\text{m}\Omega$, jeho použití ověřila i simulace v programu OrCAD, kde rozsah zesilovače byl od -5,5 A do 5,5 A. V praxi ale tato hodnota nevyhovovala a reálný rozsah se pohyboval od -4,4 A do 4,4 A. Proto je ve finálním zapojení použit rezistor o hodnotě 5 $\text{m}\Omega$, který v praxi dokáže měřit rozsah od -5,6 A do 5,6 A, díky čemuž splňuje požadavky.

Ověření ztrátového výkonu P_R rezistoru 5 $\text{m}\Omega$, maximální přípustný ztrátový výkon z katalogového listu je 750 mW. V rovnici níže je daný ztrátový výkon ověřen a lze vidět, že je podmínka s dostatečnou rezervou splněna.

$$P_R = R \cdot I^2 = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 5^2 = 0,125 \text{ W} = 125 \text{ mW} \ll 750 \text{ mW}$$

Dalším navrhovaným prvkem je napěťová reference potřebná k zesilovači proudu. K dispozici na skladě byly dvě napěťové reference REF3330 a LM4040DBZ. Zapojení bylo navrženo stylem, aby se dala využít, buď první nebo druhá reference dle aktuální dostupnosti.

Reference REF3330 je řada přesných napěťových referencí s nízkou spotřebou, extrémně nízkým poklesem napětí, vynikající přesností počátečního napětí a vysokým výstupním proudem. K tomuto obvodu jsou přidány kondenzátory podle příslušných katalogových listů. Jedna se o vstupní filtrační kondenzátor C_{35} a výstupní filtrační kondenzátor C_{40} , které lze vidět na Obrázku 24. Za referencí je potřeba napětí o úrovni 1,65 V. Žádaného výstupu bylo dosaženo pomocí napěťového děliče, který dělí

napětí na 1,65 V za ním následuje OZ TLC272 sloužící jako impedanční oddělení mezi výstupem děliče a vstupem zesilovače proudu. [15]

Pro výpočet napěťového děliče byly použity jednoduché vztahy:

$$U_{R41} = U_0 \cdot \frac{R_{41}}{R_{40} + R_{41}} [V]$$

Zvolený byl $R_{41} = 10 \text{ k}\Omega$, $U_0 = 3 \text{ V}$, $U_{R41} = 1,65 \text{ V}$, dále byl vyjádřen R_{40} a zbytek dopočten.

$$R_{40} = \frac{U_0 \cdot R_{41}}{U_{R41}} - R_{41} [\Omega]$$

$$R_{40} = \frac{3 \cdot 10000}{1,65} - 10000 = 8,18 \text{ k}\Omega \rightarrow 8,2 \text{ k}\Omega$$

Tabulka 1 Základní parametry zesilovače proudu INA181A2IDBVR[16]

Tranzitní kmitočet	210 kHz
Maximální provozní teplota	+ 125 °C
Napájecí napětí Min/Max	2,7 V/ 5,5 V
Součtové napětí	-0,2 V - + 26 V
Vstupní napěťová nesymetrie	100 μ V
Vstupní klidový proud	75 μ A
Zesílení	50

Tabulka 2 Základní parametry napěťové reference REF3330 a LM4040DBZ [15][17]

Výstupní napětí	3 V
Maximální provozní teplota	+ 125 °C
Napájecí napětí	max. 5,5 V
Provozní napájecí proud	3,9 μ A
Počáteční přesnost	0,15 %

3.1.3 Měření napětí

Měření napětí na jednotlivých člancích bylo realizováno napěťovým děličem, napěťovým sledovačem a diferenčním zesilovačem. Pro dělič byly vybrány vysoké hodnoty rezistorů, aby se jednalo o tvrdý napěťový dělič zajišťující co nejmenší svodový proud. Poměr rezistorů je zvolený tak, aby se napětí snížilo 10x, následuje volba hodnoty prvního rezistoru 1,8 MΩ a k němu dopočet druhého rezistoru.

$$U_{x2} = U_{in} \cdot \frac{R_{x2}}{R_{x1} + R_{x2}} [V]$$

$R_{x1} = 1,8 \text{ M}\Omega$, $U_{in} = 4,2 \text{ V}$, $U_{x2} = 420 \text{ mV}$ a dále byl vyjádřen R_{x2} a zbytek dopočet.

$$R_{x2} = \frac{U_{x2} \cdot R_{x1}}{U_{in} - U_{x2}} = 200 \text{ k}\Omega$$

Na výstupu byl umístěn OZ TLC272, jako napěťový sledovač, jehož vstup pokračuje do diferenčního zesilovače. U diferenčního zesilovače byly dopočteny zbylé rezistory při zachování vztahu:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$$

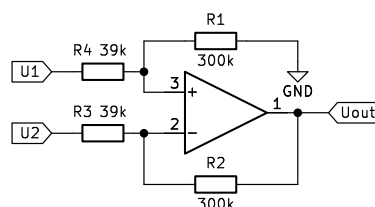
Aby byl vzorec níže pro diferenční zesilovač platný.

$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1} (U_2 - U_1) [V]$$

Výstup diferenčního zesilovače vstupuje do A/D převodníku MCU s rozsahem 0-3,3 V. Proto bylo nutné zjistit potřebné zesílení a zvolit hodnoty $R_2 = R_4 = 300 \text{ k}\Omega$ a dopočíst $R_1=R_3$.

$$A = -\frac{U_{out}}{U_2 - U_1} = -\frac{3,3}{0 - 0,42} \approx 7,86$$

$$R_1 = R_3 = \frac{R_2}{A} = \frac{300 \cdot 10^3}{7,86} = 38,16 \text{ k}\Omega \rightarrow 39 \text{ k}\Omega$$



Obrázek 15 Diferenční zesilovač

Celá funkce byla popsána v návrhu schématu v kapitole 3.2.4,

3.1.4 Výběr tranzistoru a chladiče

Při výběru tranzistoru byla brána v potaz řada technických parametrů, jako například maximální spínané napětí, proud a ztrátový výkon. První volba byl tranzistor RQ3E080GNTB, ten dokáže spínat až 30 V, což by mělo být více, než dostačující vzhledem k maximálnímu napětí 4,2 V u LiFePO₄ článku. Stejně tak, jeho maximální proud je 18 A, který je také více než dostačující s ohledem na jeho maximální hodnotu.

Tabulka 3 Základní parametry tranzistoru RQ3E080GNTB [18]

V_{DSS}	30 V	Drain – Source napětí
$R_{DS(ON)}$ (Max.)	16,7 m Ω	Odpor v sepnutém stavu
I_D	± 18 A	Proud tranzistorem
P_D	14 W	Ztrátový výkon

Jelikož tranzistor výše návrhu nakonec neodpovídal, což je zmíněno v kapitolách níže, bylo nutné vybrat alternativu v podobě tranzistoru v pouzdře TO220 typ IRFB7545PBF, na který je možno nainstalovat chladič.

Tabulka 4 Základní parametry tranzistoru IRFB7545PBF [19]

V_{DSS}	60 V	Drain – Source napětí
$R_{DS(ON)}$ (Max.)	4,9 m Ω	Odpor v sepnutém stavu
I_D	± 95 A	Proud tranzistorem
P_D	125 W	Ztrátový výkon

Při návrhu chladiče je použit nasimulovaný ztrátový výkon z kapitoly 3.2.2.1. $P_{TOT} = 2,16$ W, další potřebné hodnoty k dokončení výpočtu byly převzaty z katalogového listu. Jedná se o $R_{TH_J-C} = 1,21$ K/W, $R_{TH_C-S} = 0,5$ K/W, kde byl třeba dopočítat tepelný odpor chladiče $R_{TH_S-A} = ?$ K/W při zvolené teplotě okolí $T_a = 30$ °C.

Prvním krokem byla kontrola, zda je třeba použít chladič. Hodnota $R_{TH_J-A} = 62$ K/W udávána výrobcem, byla využita ke stanovení součtu teplotních odporů. Tento postup umožní zjistit, jestli je nutné použít chladič pro udržení správné teploty polovodičového přechodu součástky.

$$T_j - T_a = P_{TOT} \cdot R_{TH_J-A}$$

Poté byla vyjádřena teplota polovodičového přechodu T_j , kterou bylo potřeba zjistit na základě určené teploty okolí 30 °C.

$$T_j = (P_{TOT} \cdot R_{TH_{J-A}}) + T_a = 2,16 \cdot 62 + 30 = 163,92 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Teplota polovodičového přechodu o této hodnotě je nepřijatelná, i když výrobce udává maximální teplotu, až 175 °C. Při takhle vysokých hodnotách by mohlo dojít ke zničení součástky. Z tohoto důvodu je nutné dopočítat chladič pomocí následujících vzorců.

Výpočet teploty na pouzdře.

$$T_j - T_C = P_{TOT} \cdot R_{TH_{J-C}} \text{ [} ^\circ\text{C]}]$$

$$T_C = P_{TOT} \cdot R_{TH_{J-C}} - T_j = 2,16 \cdot 1,21 - 175 = 172,4 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Výpočet teploty na chladiči.

$$T_C - T_S = P_{TOT} \cdot R_{TH_{C-S}} \text{ [} ^\circ\text{C]}]$$

$$T_S = P_{TOT} \cdot R_{TH_{C-S}} - T_C = 2,16 \cdot 0,5 - 172,4 = 171,32 \text{ } ^\circ\text{C}$$

A naposled může být spočítán tepelný odpor chladiče.

$$T_S - T_A = P_{TOT} \cdot R_{TH_{S-A}} \text{ [} ^\circ\text{C]}]$$

$$R_{TH_{S-A}} = \frac{T_S - T_A}{P_{TOT}} = \frac{171,32 - 30}{2,16} = 65,42 \text{ K/W}$$

Při volbě chladiče byl brán v potaz jeho tepelný odpor, který by měl být menší než vypočtená hodnota $R_{TH_{S-A}} = 65,42 \text{ K/W}$, a to z důvodu použití maximální hodnoty polovodičového přechodu 175 °C při výpočtech.

Podle parametrů výše je vybrán chladič HSS-B20-0635H-02 s tepelným odporem 33,89 K/W, což poskytuje značnou rezervu oproti výpočtům. Další důvod volby tohoto chladiče byl, že obsahuje pájecí pin, který je více než vhodný do navrhovaného zařízení, jelikož tranzistor, na kterém je připevněn může být vystaven vibracím a se zátěží na „zádech“ by se to jen zhoršilo. Pájecím pinem umístěným na chladiči lze zajistit pevně tranzistor s deskou, a tím se stane deska odolnější vůči otřesům.



Obrázek 16 Chladič HSS-B20-0635H-02 [20]

Následně byl proveden zpětný přepočít se zvoleným chladičem s úkolem zjistit teplotu polovodičového přechodu.

Prvně výpočet teploty chladiče.

$$T_S = P_{TOT} \cdot R_{TH_{S-A}} + T_A = 2,16 \cdot 33,89 + 30 = 103,2 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Dále teplota pouzdra.

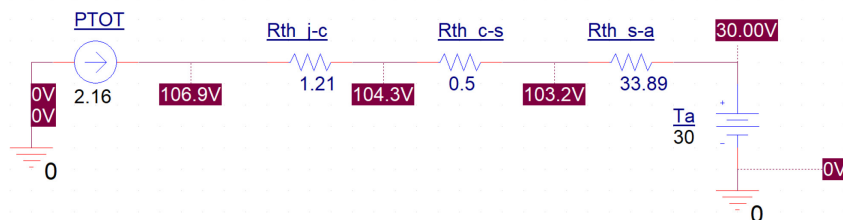
$$T_C = P_{TOT} \cdot R_{TH_{C-S}} + T_S = 2,16 \cdot 0,5 + 103,2 = 104,28 \text{ } ^\circ\text{C}$$

A naposledy žádaná teplota polovodičového přechodu.

$$T_j = P_{TOT} \cdot R_{TH_{J-C}} + T_C = 2,16 \cdot 1,21 + 104,28 = 106,89 \text{ } ^\circ\text{C}$$

Vypočtena teplota polovodičového přechodu dostahující hodnoty $T_j = 106,89 \text{ } ^\circ\text{C}$ je výrazně menší, než maximální teplota udavaná výrobcem, a tím by měl chladič plnit svou funkci správně.

Celý návrh byl ověřen v simulaci OrCAD za použití simulačního profilu Bias Point, kde stejnosměrný zdroj symbolizuje teplotu okolí, rezistory tepelný odpor, zdroj proudu celkový ztrátový výkon a jednotlivé hodnoty napětí teploty.



Obrázek 17 Simulační ověření tepelného návrhu chladiče

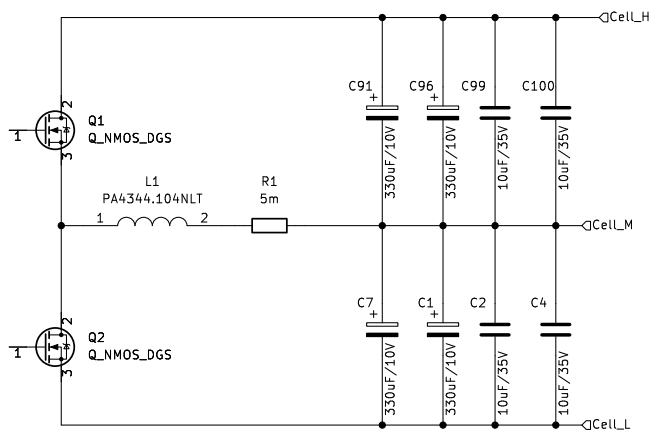
Z Obrázku 17 lze vidět, že simulace potvrdila výpočty pouze se zanedbatelnými odchylkami.

3.2 Návrh schématu

Pro návrh balanceru byl zvolen program KiCad EDA. Z důvodu rozsáhlosti zapojení, kde se navíc opakují moduly buck-boost měniče s budičem, byla využita funkce hierarchických listů. Díky tomu stačí vytvořit část jednoho funkčního schématu, které lze nakopírovat a propojit pomocí globálních značek a hierarchických vývodů. S tím se váže také výhoda, která se při změně v jednom z nakopírovaných hierarchických listů promítne do všech ostatních.

3.2.1 Výkonová část

Návrh začal výkonovou částí viz. Obrázek 18 a je inspirován z nákresu zapojení na Obrázku 6, kde se nachází schéma buck-boost měniče. Vpravo jsou přichystány hierarchické vývody pro připojení ke článkům a propojení jednotlivých modulů mezi sebou. Zároveň každý měnič obsahuje kondenzátory proti rušení impulzními proudy, které by mohly ovlivnit funkčnost měniče. Použitím kondenzátorů se zlepší celková stabilita a efektivita měniče.

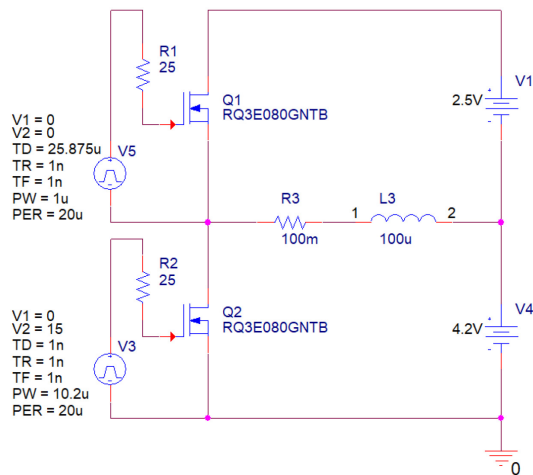


Obrázek 18 Schéma výkonové části jednoho modulu buck-boost

3.2.1.1 Simulace výkonové části

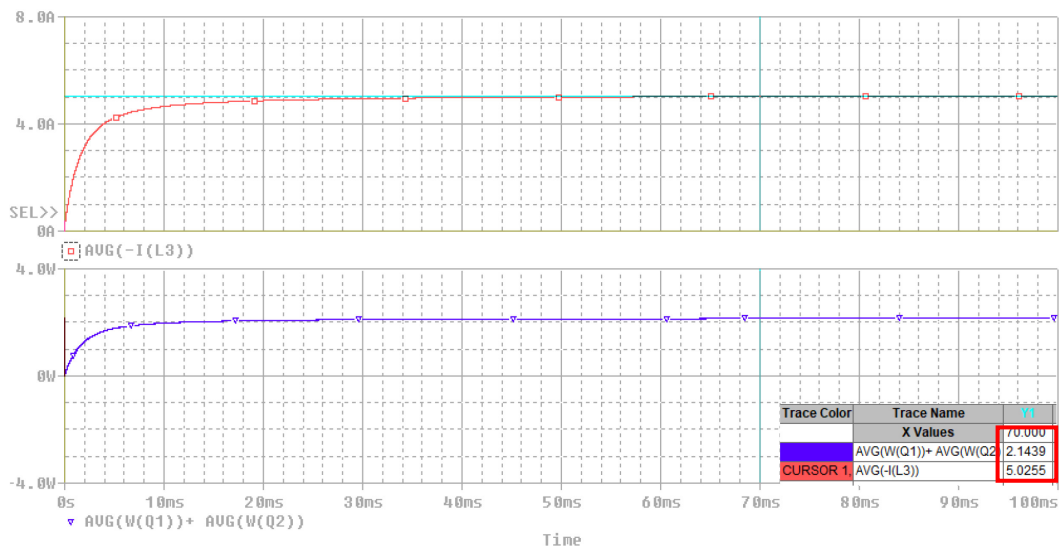
Obvodové prvky byly vypočteny spolu s provedeným prvotním návrhem buck-boost měniče ve funkci balanceru. Nyní je možnost v programu OrCAD otestovat funkčnost navrženého zapojení s prvním tranzistorem RQ3E080GNTB. Simulace probíhala za následujících podmínek. Místo bateriových článků byly použity DC zdroje, které simulovaly nejhorší variantu, co může nastat, a to maximální napětí LiFePO₄ článku 4,2 V a minimální napětí 2,5 V. Rezistor R₃ je ekvivalentní sériový odpor použité indukčnosti L₃. Následně byla potřeba nastavit řízení tranzistoru pomocí pulzních zdrojů V₅ a V₃, zdroj V₅ byl v tomhle případě nevyužitý a tranzistor Q₁ byl používán ve funkci zpětné diody. Poté byla nastavena střída 0,51 zdroje V₃ tak, aby indukčnosti protékal maximální navrhovaný proud 5 A. Perioda je zvolená podle určené spínací frekvence 50 kHz, tedy 20 μs. Těmto nastaveným hodnotám odpovídá proud indukčnosti 5,06 A. To znamená, že obvod je ve stavu nejvyššího zatížení a umožňuje začít s měřením ztrát na tranzistorech.

Na Obrázku 19 níže je vidět nastavený proud indukčností 5,06 A a na Obrázku 20 průměrné ztráty spínací a vedením na obou tranzistorech. Tranzistor ve funkci zpětné diody má mnohem vyšší ztráty, přesněji v tomhle případě má tranzistor Q₂ ztráty P_{Q2} = 187 mW a tranzistor Q₁ má ztráty P_{Q1} = 1,96 W. Nyní nastává problém, jelikož ztrátový výkon 2,14 W s SMD tranzistorem o malých rozměrech bez možnosti upevnění chladiče je obtížné uchladiť.



Obrázek 19 Simulační schéma balanceru s buck-boost měničem s tranzistory RQ3E080GNTB

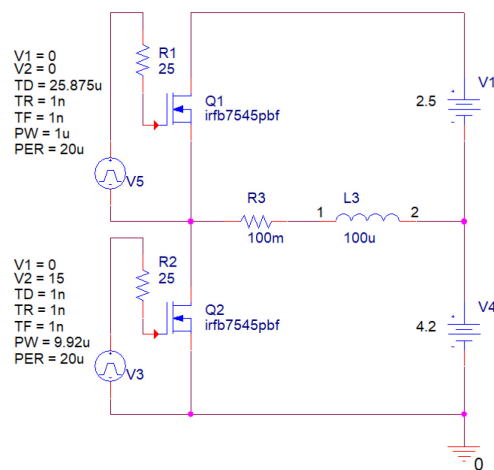
Z důvodu vlastnění tohoto typu tranzistoru byla snaha o vyřešení problému jinými způsoby. Jeden z nich bylo spínání tranzistoru, který je zrovna ve funkci zpětné diody do proti fáze. V této konkrétní situaci je třeba dávat pozor na ochranné doby, aby nedošlo ke zkratu. Teoreticky by se tím měl ztrátový výkon zmenšit, bohužel dle simulovaných dat tato metoda zapojení celkový ztrátový výkon zvýšila. Další metodou bylo přidat paralelně zpětnou schottkyho diodu, tato metoda se ukázala jako pozitivní ohledně ztrát, které se zmenšily o 300 mW, i tak se ale jednalo o dosti vysoké hodnoty a zároveň schottkyho diody způsobovaly svodový proud 20 μ A, což by baterii konstantně vybíjelo. Všechny pokusy byly tedy zavrženy.



Obrázek 20 Hodnoty ze simulace aktivního balanceru s tranzistory RQ3E080GNTB, proud indukčnosti, střední hodnota ztrát tranzistorů $Q_1 + Q_2$

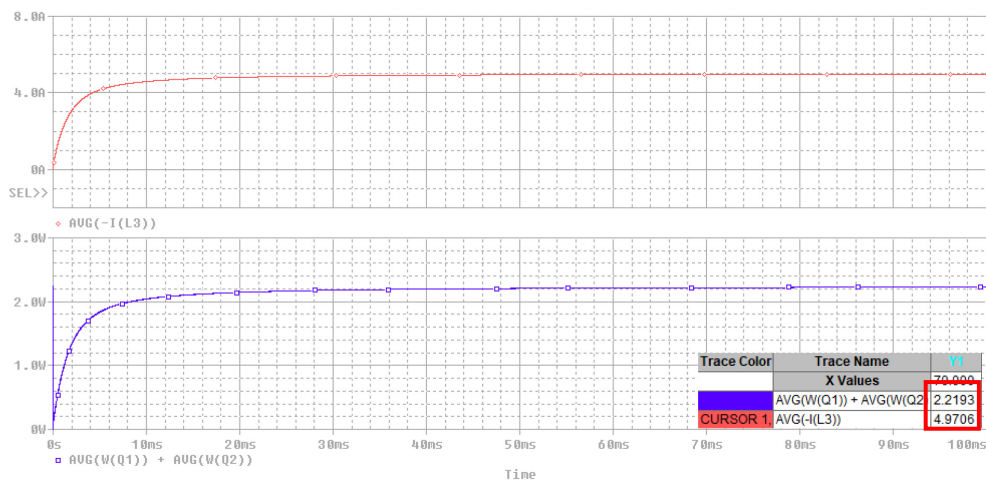
Z důvodu uvedených výše bylo nutné vybrat nový tranzistor, který má pouzdro s chladičící ploškou. Jak je uvedeno v kapitole 3.1.4, vybrán byl typ IRFB7545PBF. Jeho základní parametry a vlastnosti byly uvedeny taktéž v již jednou zmíněné kapitole.

Výhoda tohoto tranzistoru spočívá v použitém pouzdře typu TO220, na které je možné připevnit chladič, a tím pádem uchladiť ztrátový výkon vznikající na tranzistorech, další pozitivní vlastnost oproti předešlému tranzistoru je jeho vnitřní odpor $R_{DS(ON)}$, který je 3,4x menší. Z tohoto důvodu byl stáhnut simulační profil tranzistoru, který firma Infineon Technologies nabízí na svých webových stránkách a simulace byla znovu provedena.



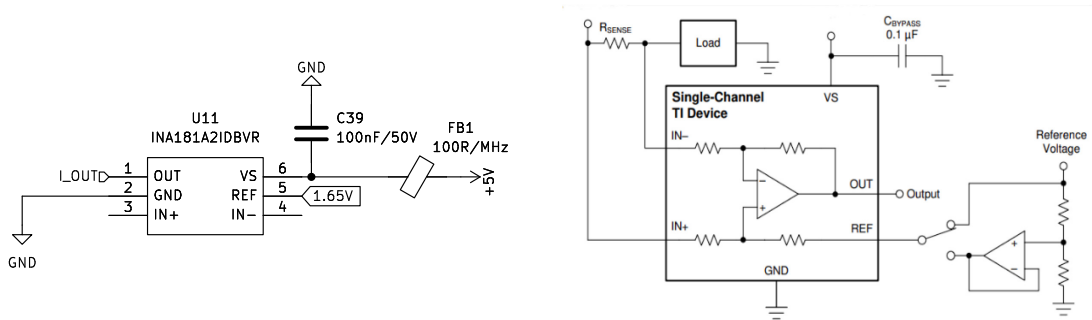
Obrázek 21 Simulační schéma balanceru s buck-boost měničem s tranzistorem IRFB7545PBF

Výsledkem této simulace byly menší ztráty tranzistoru ve funkci zpětné diody, naopak zvětšení ztrát vedením. Celkové ztráty činí 2,22 W při proudu indukčnosti 4,97 A viz. Obrázek 22. Jednoznačná výhoda je ale možnost upevnění chladiče, jehož výpočtu byla věnována kapitola 3.1.4.



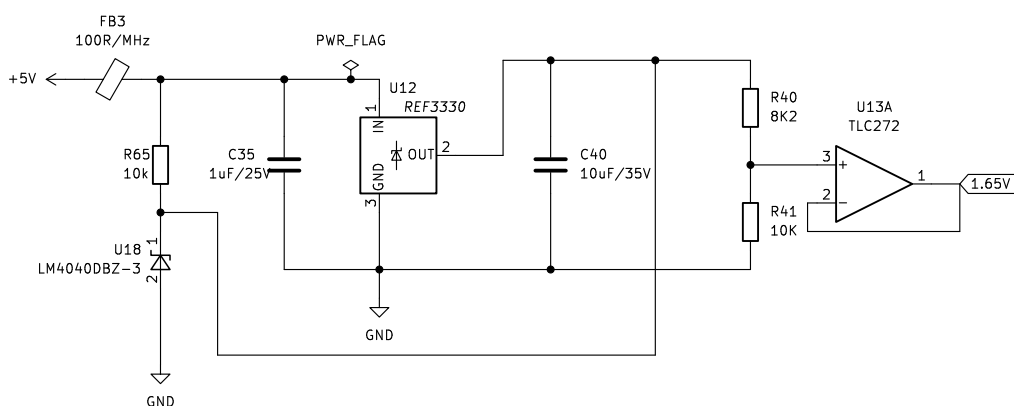
Obrázek 22 Hodnoty ze simulace aktivního balanceru s tranzistorem IRFB7545PBF, proud indukčnosti, střední hodnota ztrát tranzistorů $Q_1 + Q_2$

3.2.2 Zesilovač proudu, napěťová reference



Obrázek 23 a) Zapojení obousměrného zesilovače proudu, b) vnitřní struktura obousměrného zesilovače proudu [16]

Zesilovač proudu byl k měřicímu rezistoru připojen paralelně. Jeho struktura je tvořena rozdílovým zesilovačem doplněným o vhodné rezistory viz. Obrázek 23b. Aby bylo možno měřit kladný i záporný proud, bylo nutné nastavit také referenční napětí. Analogový vstup MCU podporuje 3,3 V, proto bylo referenční napětí nastaveno na polovině této hodnoty 1,65 V, čímž byla definována nová „nula“. Bude-li téct záporný proud, výstup ze zesilovače proudu bude menší než 1,65 V a naopak. Napěťová reference byla použita z důvodu její přesnosti. Tento typ reference má pevné výstupní napětí 3 V. Není proto potřeba počítat odpory, jako je tomu u nastavitelných referencí. Kompletní zapojení lze nalézt na Obrázku 24. Napěťová reference LM4040DBZ plní stejnou funkci, jako REF3330, důvod její přítomnosti je popsán v kapitole 3.1.



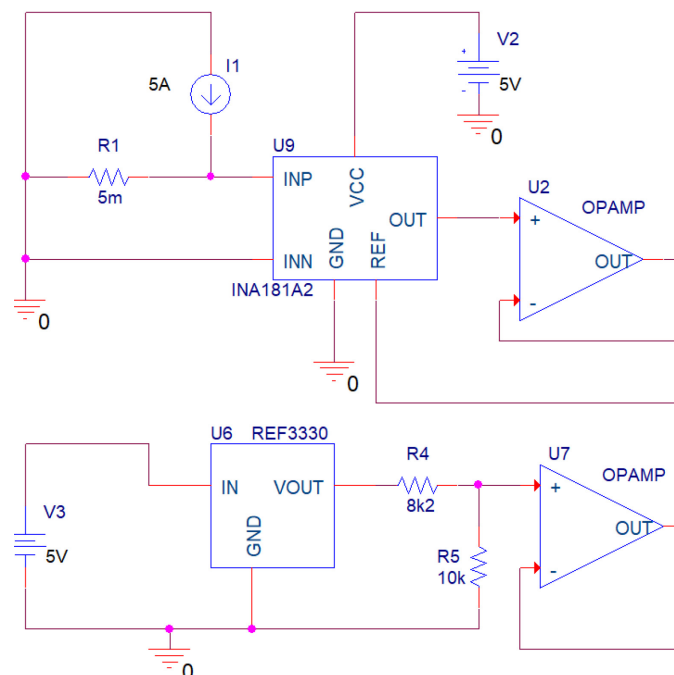
Obrázek 24 Napěťová reference spolu s napěťovým děličem a sledovačem

Výstup ze zesilovače proudu je převáděn přes A/D převodník do MCU. Napájení operačního zesilovače bylo zvoleno 5 V, z důvodu dostupnosti napěťové úrovně na DPS. Všechny integrované obvody OZ,

zesilovač proudu a napěťová reference mají u napájecích větví paralelně připojen filtrační kondenzátor, který by měl být umístěn, co nejbližší vstupu integrovaného obvodu. Jeho funkce spočívá ve vyhlazení vstupního napětí a maximalizování výkonu, reference má navíc kondenzátor i na výstupu ze stejných důvodů. Zároveň na vstupu reference a zesilovače proudu byla umístěna feritová perla FB₃, která se zde nachází kvůli tlumení vysokofrekvenčního šumu.

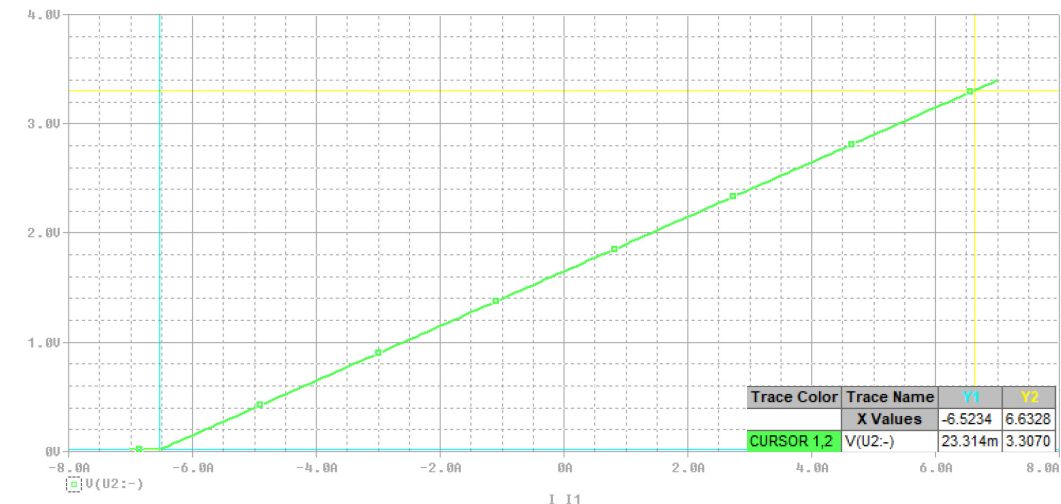
3.2.2.1 Simulace a ověření funkčnosti zapojení zesilovače proudu a napěťové reference.

Simulační schéma bylo realizováno podle zapojení z předešlé kapitoly pomocí DC Sweep analýzy, kde je specifikován parametr pro zdroj I₁, který měnil hodnotu proudu od -7 A do 7 A s krokem 0,1 A.



Obrázek 25 Simulační schéma zesilovače proudu s napěťovou referencí

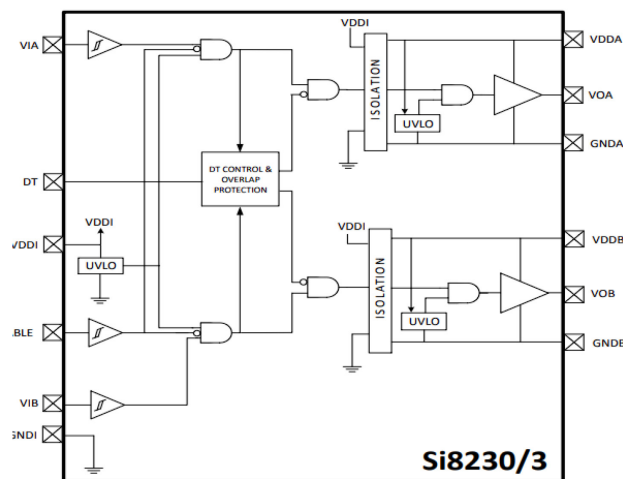
Z Obrázku 26 je zřejmé, že schéma funguje podle očekávání. Vzhledem k napěťovému rozsahu A/D převodníku je nutné umístit kurzory na hodnoty 0 V a 3,3 V. Rozsah vyvažovacího proudu je - 5 A až 5 A. Z grafu lze vidět, že daný rozsah byl splněn se značnou rezervou, kdy podle simulace zapojení fungovalo od -6,52 A do 6,63 A. V praxi je situace odlišná a skutečný rozsah je nižší díky napěťovým ubytkům na pájených spojích. Z tohoto důvodu byl použit 5 mΩ rezistor, který rozsah zvýšil.



Obrázek 26 Simulace napěťové reference se zesilovačem proudu

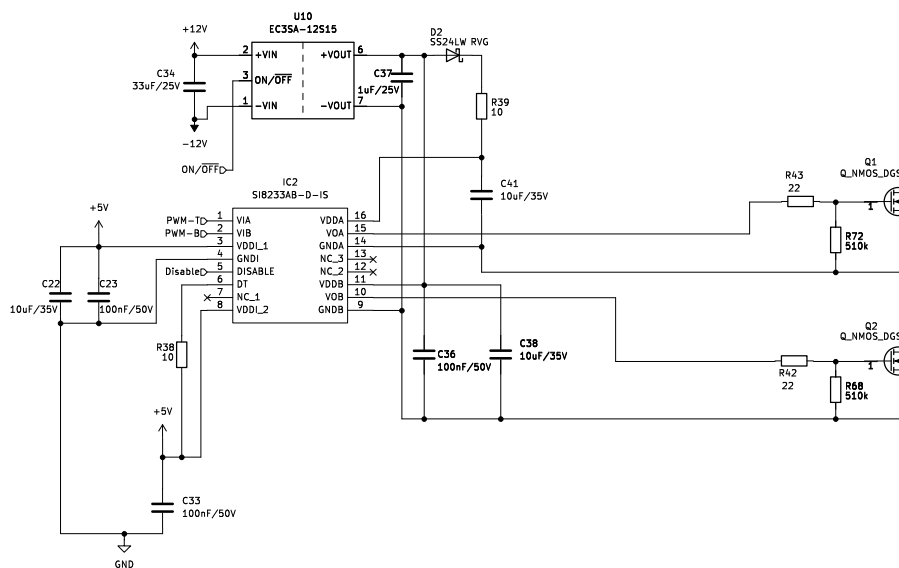
3.2.3 Budič

Dalším krokem v návrhu byl budič typu Si8233AB-D-IS. Jedná se o hradlový budič s izolovaným vstupem, který má 2 nezávislé výstupy v jednom pouzdře, čímž umožňuje budit buck-boost měnič obsahující právě 2 tranzistory. Vnitřní zapojení tohoto budiče je na Obrázku 27.



Obrázek 27 Vnitřní struktura budiče [21]

Je důležité podotknout, že celý budicí obvod je napájen z 12 V. Je proto nutné použití DC/DC měniče typu EC3SA-12S15, který převede napětí na 15 V a je potřebné k napájení operačních zesilovačů v budiči. Zároveň galvanicky oddělí výkonovou část viz. Obrázek 28.



Obrázek 28 Schéma budiče SI8233AB-D-IS

Vstupy V_{IA} a V_{IB} slouží jako napájení 5 V na straně vstupu. Zvolené kapacity před a za DC/DC měničem byly převzaty z katalogových listů.

Schottkyho dioda D_4 a kondenzátor C_{67} , pracují jako bootstrapový obvod, jenž umožňuje, aby výstup V_{OA} fungoval jako high-side spínač. Sériově připojený rezistor R_{49} k diodě D_4 omezuje protékající proud. Výstup V_{OB} je připojený jako běžný spínač. Na vstupní napájecí straně se používá kombinace filtračních kondenzátorů umístěných co nejbližší k pouzdru. Na výstupní straně napájení se taktéž doporučuje použít kombinace filtračních kondenzátorů pro uzemnění střídavého proudu. [21]

Vstup DT je programovatelný dead time, který obsahují všechny high-side a low-side spínače, používá se jako programovatelná ochrana k zamezení, aby se výstupy vedoucí do MOSFET tranzistoru V_{OA} a V_{OB} současně nechovaly jako aktivní. Dá se využít také k nastavení zpoždění mezi přechody na výstupech. Celý tento proces se nastavuje pomocí jednoho rezistoru R_{48} připojeného na 5 V. V závěru tento rezistor není osazen a vstup je brán, jako nezapojený. V případě, že by budič vykazoval chyby způsobené právě chybějícím připojením vstupu DT, může se kdykoliv v průběhu testování osadit. Ochrany, které tento rezistor představoval byly ošetřeny v programu MCU.[21]

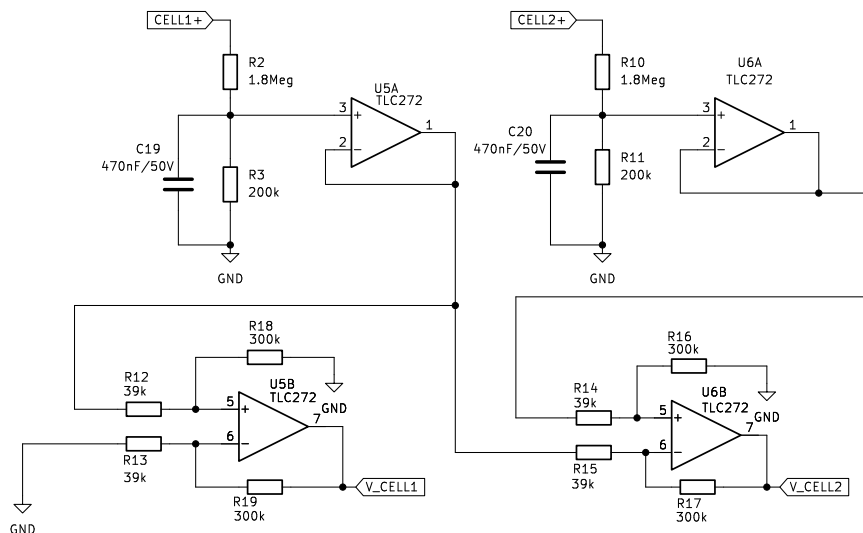
Rezistory R_{51} a R_{50} byly umístěny před tranzistory jako gateové odpory. Jejich hodnota byla převzata z katalogového listu. Z důvodu zjednodušení desky plošného spoje byl zvolen typ THT, který umožňuje vést cesty pod těmito součástkami. Rezistory R_{68} a R_{72} byly umístěné mezi vývody gate a source tranzistorů za účelem zlepšení spolehlivosti a stability obvodu. [19]

Tabulka 5 Základní parametry budiče SI8233AB-D-IS od firmy Skyworks Solution [21]

Izolační napětí	2500 V _{RMS}
Maximální provozní teplota	+ 125 °C
Napájecí napětí Min/Max	4,5 V/ 5,5 V
Technologie	Si
Počet výstupů	2

3.2.4 Měření napětí na člancích

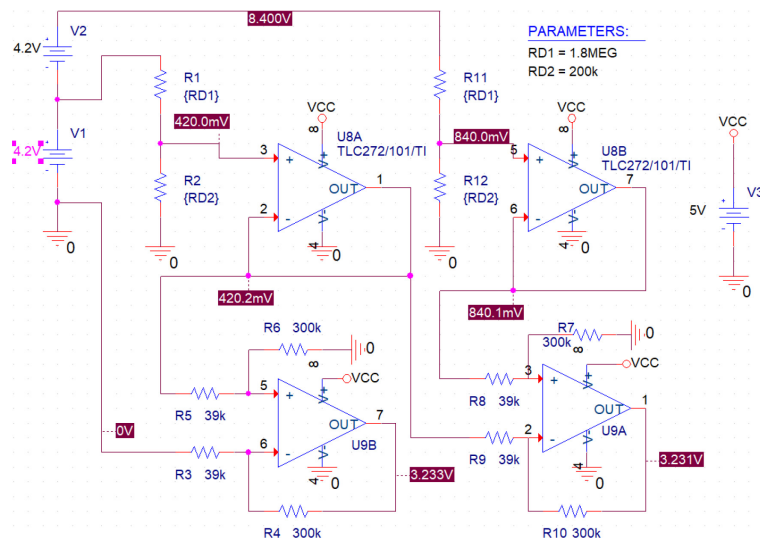
Pro měření napětí na člancích byly použity operační zesilovače v režimu napěťového sledovače a diferenčního zesilovače. Články výše, již nejsou spojeny se zemí a napětí s každým připojeným článkem roste, proto byl použit diferenční zesilovač, který zesiluje rozdílové napětí mezi články. Vyskytuje se zde jedna nevýhoda, kterou je svodový proud. K jeho omezení na 2,1 μA na jednu větev byl použit napěťový dělič s velkým odporem 1,8 M Ω a 200 k Ω . Na výstupu napěťového děliče se nachází napětí 10x menší, které je následně vedeno do rozdílového zesilovače přes napěťový sledovač, kvůli impedančnímu oddělení. Rozdílový zesilovač byl nastaven na rozsah vstupu A/D převodníku použitého MCU, přičemž maximální hodnota napětí jednoho článku je 4,2 V a tomu odpovídá 3,3 V. Na Obrázku 29 níže, vidíme zapojení, jehož účelem je měření napětí pouze na 2 člancích. Při rozšíření obvodu do finální podoby je nutné zapojení rozšířit o další 3 bloky.



Obrázek 29 Zapojení měření článků

3.2.4.1 Simulace měření napětí na člancích

Nyní lze přejít k simulaci, kterou byla ověřena správnost všech výpočtů a úvah za pomoci Bias Point analýzy viz. Obrázek 30.



Obrázek 30 Simulace měření napětí na člancích OrCAD

Ze simulace je patrné, že vypočtené hodnoty souhlasí se simulačníma od napěťového děliče přes sledovač až po diferenční zesilovač, kde je mírná odchylka od hodnoty 3,3 V z důvodu tolerance výrobních řád rezistorů.

3.2.5 Napájení

Jak již bylo zmíněno výše, celý balancer je napájen z napěťové úrovně 12 V. Pro vytvoření 5 V byl použit jeden izolovaný DC/DC zdroj typu PQP3-D12-S5-D, z něhož je napájena většina obvodů, přičemž také zajišťuje galvanické oddělení. Obvod DC/DC měniče byl doplněn o příslušné SMD kondenzátory v pouzdře 1206, jejichž hodnoty byly zvoleny dle doporučení katalogového listu. Mezi základní parametry patří izolační napětí 1500 Vdc, vstupní napětí 9 V – 18 V, výstupní proud 30 mA – 600 mA, maximální výstupní výkon 3 W a ochrana proti zkratu. [22]

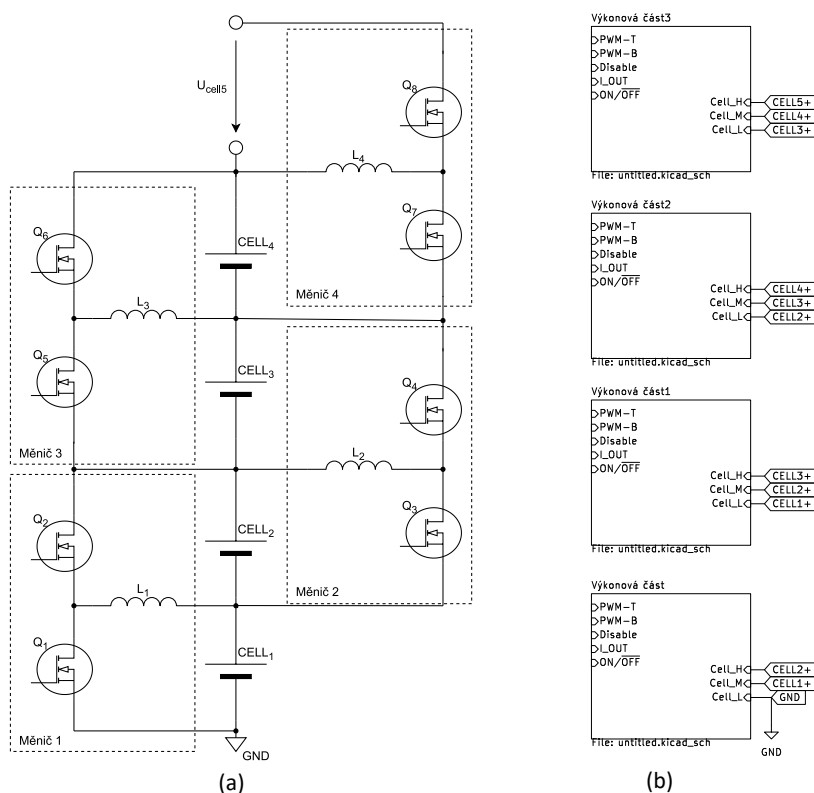
Další potřebná napěťová úroveň je 3,3 V, z které jsou napájeny obvody mikrokontroleru. Ta byla realizována pomocí Low-Dropout regulátoru TLV1117-3.3, na jehož výstupu je 3,3 V. Vybraný LDO je zařízení s extrémně nízkou spotřebou až 500x menší než standartní 1117 zařízení a s přesností 1,5 %. Také je stabilní při zatěžovacím proudu 0 mA, má velmi nízký šum a ztrátu napětí, odrušovací poměr napájecího zdroje je 65 dB při 1 kHz. Maximální výstupní proud je 1 A, ale jak již bylo jednou řečeno, problém mu nedělají ani velmi malé proudy. Obsahuje ochranu proti přehřátí a nadproudu. Ze všech těchto vlastností lze určit, že je více než vhodný pro napájení mikrokontroleru. [23]

4 Finalizace balanceru

Jednotlivé části balanceru byly navrženy a odsimulovány v rozsahu jednoho měniče. Nyní bylo potřeba celé zapojení doplnit o další potřebné obvody, které se v předchozím návrhu nemusely řešit. Jedná se zejména o řídicí část mikrokontroleru TMS320F280023PM, ale také o kompletaci všech měničů a úpravu napájení.

4.1 Kompletace výkonové části, budiče a měření proudu

Aby zapojení správně fungovalo bylo potřeba 4 měniče zapojit podle topologie na Obrázku 33a. V praxi je toto řešení realizováno pomocí hierarchických listů, kdy každý měnič má svůj list, ve kterém jsou pro něj všechny potřebné obvody. Samotné listy jsou propojeny pomocí globálních značek, a to hlavně kvůli přehlednosti, viz Obrázek 33b.



Obrázek 31 Topologie zapojení buck-boost konvektorů a) teoretická, b) praktická

Každý z hierarchických listů obsahuje zapojení pro měření proudu, buck-boost měnič, budič, chladiče na tranzistory a izolovaný DC/DC měnič z 12 V na 15 V pro napájení budiče, který zde byl umístěn z důvodu zajištění bezpečného a spolehlivého provozu. Bez tohoto měniče by mohlo dojít ke zkratu a poškození zařízení. Při použití více desek v sérii je klíčové, aby izolační pevnost daného zdroje byla dostatečná pro udržení napětí 48 V. V tomto případě izolační pevnost dosahuje 1500 Vdc.

Ze všech těchto bloků byly vyvedeny hierarchické vývody, jeden z nich je vývod Disable. Tímto vývodem byly spojeny všechny bloky, které jsou připojeny na pull-up rezistor $R_{53} = 1 \text{ k}\Omega$ a 5 V. Zároveň došlo k připojení této větve na tranzistor MMBF170, což umožňuje připojit všechny vstupy Disable k zemi

sepnutím tranzistoru, a tím měniče aktivovat. Při logické 1 na vstupu Disable, má budič výstupy V_{OA} a V_{OB} nefunkční, bez ohledu na vstupní signál V_{IA} a V_{IB} , pro aktivaci budičů je nutné sepnout tranzistor, čímž je dosaženo logické 0 na vstupech Disable.

Další hierarchický vývod ON/OFF byl rovněž připojen přes pull-up rezistor na 12 V, a to z důvodu spínání izolovaného DC/DC zdroje, aby při nečinnosti balanceru nedocházelo k nežádoucímu vybíjení balancovaných baterií. V tomto případě je spínání řešeno ještě přes optočlen, který galvanicky oddělí mikrokontroler od pull-up větve. Tento vstup dosahuje stejných parametrů, pokud je na vstupu ON/OFF přivedeno napětí pull-up rezistoru je zdroj nefunkční, po sepnutí tranzistoru se na tyto vstupy dostane hodnota napětí 0 V, čímž se aktivují.

4.2 Napájení

Napájecí blok je vesměs stejný, jako v kapitole 3.2.5 Návrh schématu. Obsahuje DC/DC PQ3-D12-S5-D, který je izolovaný a 12 V konvertuje na 5 V, Low-Dropout Regulátor zajišťující napájecí úroveň 3,3 V a napěťová reference, z které je poskytován offset 1,65 V pro všechny zesilovače proudu. Dále byla na napájecí vstup přidána ochrana proti přepólování pomocí diody S5B-E3 a feritová perla proti vysokofrekvenčnímu rušení.

4.3 Řídicí mikrokontroler

4.3.1 Základní informace

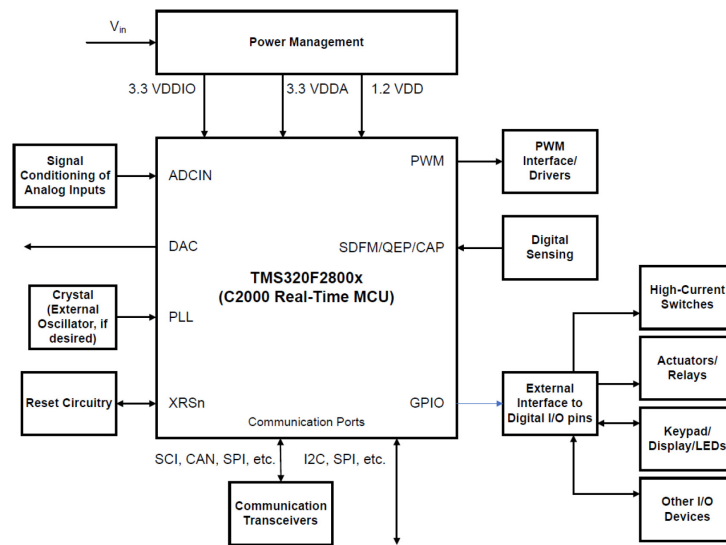
Vybraný mikrokontroler typu TMS320F280023PM od firmy Texas Instruments je levný a vhodný pro jednoduché řídicí systémy řízené v reálném čase. Obsahuje 32bitový procesor s vylepšenou jednotkou plovoucí desetinné čárky (FPU), jenž má podporu rychlého dělení celých čísel, také vylepšenou trigonometrickou matematickou jednotku (TMU), poskytující i nelineární dělení čísel. F28002x je taktován na 100 MHz, a má 24 kB celkové paměti RAM, zároveň se dodává v konfiguraci s vývody pro paměti flash 32 kB, 64 kB, 128 kB. Lze zde nalézt 16 až 39 GPIO pinů a 14 až 16 AIO pinů. [24]

Kromě toho obsahuje dva nezávislé 12bitové A/D převodníky zajišťující přesnou a efektivní správu více analogových signálů, které v konečném důsledku zvyšují propustnost systému. Mezi zvláštnosti lze připočítat, že mikrokontroler neobsahuje analogový, ani digitální D/A převodník. Připojení je podporováno prostřednictvím různých standardních komunikačních portů například SPI, SCI, I²C, CAN, LIN a PMBus) a nabízí několik možností multiplexování pro optimální umístění signálu v různých zařízeních. [25]

4.3.2 Typické blokové zapojení

Schéma typického řídicího systému založeného na C2000 je znázorněno na Obrázku 32. Mikrokontroler je napájen prostřednictvím napájecího systému, který disponuje hlavními napěťovými úrovněmi, mezi ně patří analogové napětí 3,3 V (V_{DDA}), digitální napětí 3,3 V (V_{DDIO}) a 1,2 V pro napájení jádra. C2000 nabízí bohatou podporu periférií a systémů, které jsou na této platformě založené obvykle zahrnují obvody pro řízení napájení, zpracovávání signálu analogových vstupů, krystal nebo externí oscilátor,

resetovací obvody, komunikační převodníky, externí rozhraní pro digitální vstupy/výstupy, digitální snímání, pulzně šířkovou modulaci (PWM) a další potřebné obvody. [25]

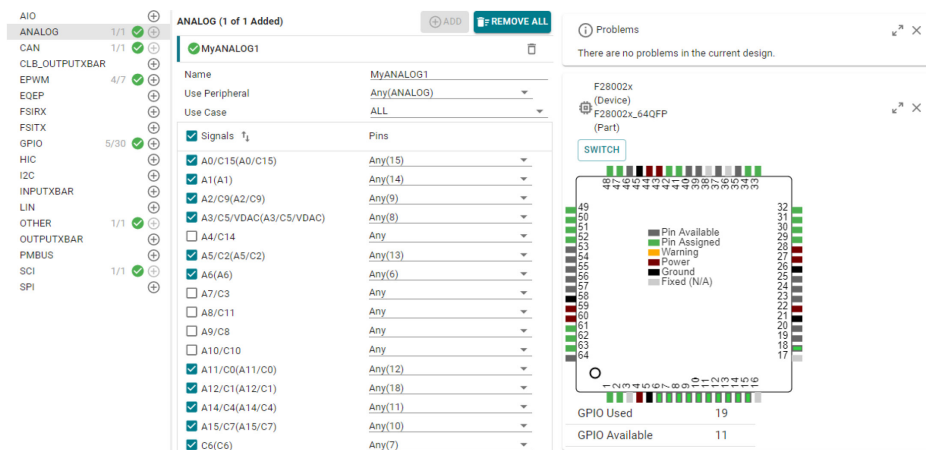


Obrázek 32 Typický blokový diagram mikrokontroleru TMS320F2800x [25]

4.3.3 Přiřazení pinů pomoci PinMux

Pro zjednodušení procesu přiřazování pinů byl použit nástroj známý, jako PinMux, který vyvinula společnost Texas Instruments. Poskytuje grafické uživatelské rozhraní pro konfiguraci nastavení multiplexování pinu a řešení jejich konfliktů. Použitou konfiguraci lze vidět na Obrázku 33. [25]

Použito bylo 20 GPIO pinů, pro sběrnici CAN piny 29 a 30, EPWM blokům byly přiřazeny EPWM1 piny 47 a 62, EPWM2 piny 48 a 61, EPWM3 piny 49 a 50 a poslední EPWM4 piny 51 a 52. Tyto piny slouží pro řízení 4 budičů. Dva GPIO piny se využívají ke globálnímu zapínání budičů a DC/DC zdrojů a další 4 pro adresovací tlačítko. Piny 42 a 41 jsou pro resetování. Další piny pro SCI sběrnici jsou 33 a 34. Všechny ostatní se využívají pro A/D převodník. Tyto piny lze vidět na obrázku níže, s tím že napájecí piny jsou označeny červenou barvou [25].



Obrázek 33 Program PinMux pro přiřazení pinů

4.3.4 Komunikační rozhraní

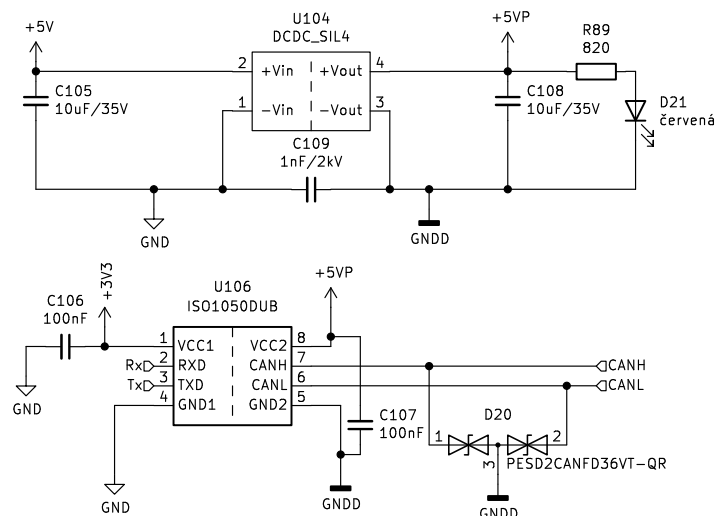
Mikrokontroler obsahuje mnoho komunikačních periférií zmíněných výše. Vzhledem k povaze těchto periférií a různým způsobům jejich komunikace je potřeba brát ohled na to, o jaký typ periférie se jedná. Rozhraní na úrovni desky zahrnují sběrnice I²C, PMBus a SPI, prostřednictvím těchto sběrnic jsou propojena další zařízení. [25]

Při použití sběrnice CAN se doporučuje použít externí oscilátor, v závislosti na požadovaných parametrech, jako je nastavení bitového času, přenosová rychlost, délka sběrnice a zpoždění šíření. Tyto parametry by za použití interního oscilátoru nemusely vyhovovat, a tím by nespĺňovaly požadavky protokolu CAN. [25]

Rozhraní, která vyhovují k propojení dvou nebo více desek běžícími pod různými procesory zahrnují SCI, CAN, LIN. Sběrnice CAN je k tomuto účelu použita, což je také důvod jejího zmínění v předchozím odstavci. Tyto porty často vyžadují specializované transceivery, které transformují elektrický signál a tím bojují proti šumu a umožňují komunikaci s porty v jiných zařízeních. V navrženém zapojení byl použit obvod typu ISO1050DUB od firmy Texas Instruments. [25]

Jedná se o galvanicky oddělenou sběrnici CAN s izolační bariérou, až do hodnot 2500 V_{RMS}, používá se ve spojení s izolovaným napájecím zdrojem, což zabraňuje vzniku rušivých proudů na datové sběrnici a dalších zařízeních připojených k této izolované zemi. [26]

Realizovaný transciever ISO1050DUB lze vidět na Obrázku 34. Ke svému provozu potřebuje pouze 2 filtrační kondenzátory C₁₀₆ a C₁₀₇. Navíc na výstupu transcieveru byla aplikována ochrana datové sběrnice proti elektrostatickým výbojům a potlačení napětí z přechodových jevů diodou PESD2CANFD36VT-QR. Zároveň byla potřeba dodržovat požadavky standardu ISO11898, který udává maximální délku sběrnice 40 m a maximální délku odbočky 0,3 m s maximálním počtem uzlu 30. [26]



Obrázek 34 Zapojení ISO1050DUB

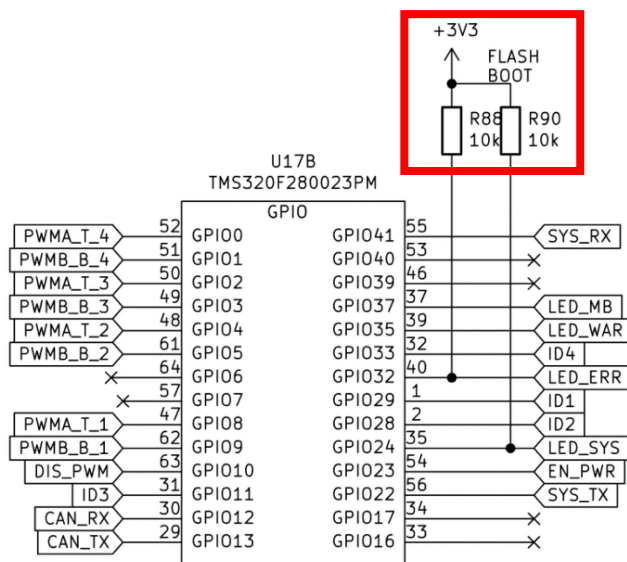
Na DPS jsou poté vyvedeny dva průběžné konektory pro sběrnici CAN, což umožní připojení desek do série.

4.3.5 Bootovací piny

Paměť ROM mikrokontroleru obsahuje bootovací software. V případě zapnutí či vypnutí si po inicializaci bootloader určí, jaký bootovací režim se vykoná podle dvou GPIO pinů 24 a 32. Mezi 4 základní režimy patří Parallel IO, SCI/Wait Boot, CAN a Flash. K zajištění definovaného režimu Flash byly použity dva pull-up rezistory, které jsou připojeny na oba GPIO piny viz. Tabulka 6 a Obrázek 41. [25]

Tabulka 6 Základní bootovací režimy

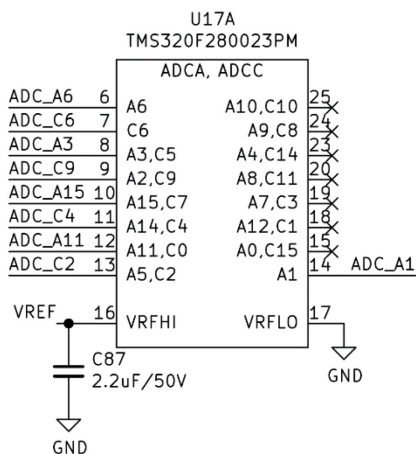
Bootovací režim	GPIO24	GPIO32
Parallel IO	0	0
SCI/Wait boot	0	1
CAN	1	0
Flash	1	1



Obrázek 35 Zapojení bootovacího režimu Flash

4.3.6 Analogové vstupy

V této sekci jsou popsány klíčové postupy při práci s analogovými signály v mikrokontroleru. Vestavěné ADC používají jako napěťové reference VREFHIx a VREFLOx. Pro tento návrh je dostačující interní reference, která má dostatečný výkon. Lze zvolit interní referenci buď 1,65 V pro rozsah 0 – 3,3 V nebo 2,5 V pro rozsah 0 – 2,5 V. [25]



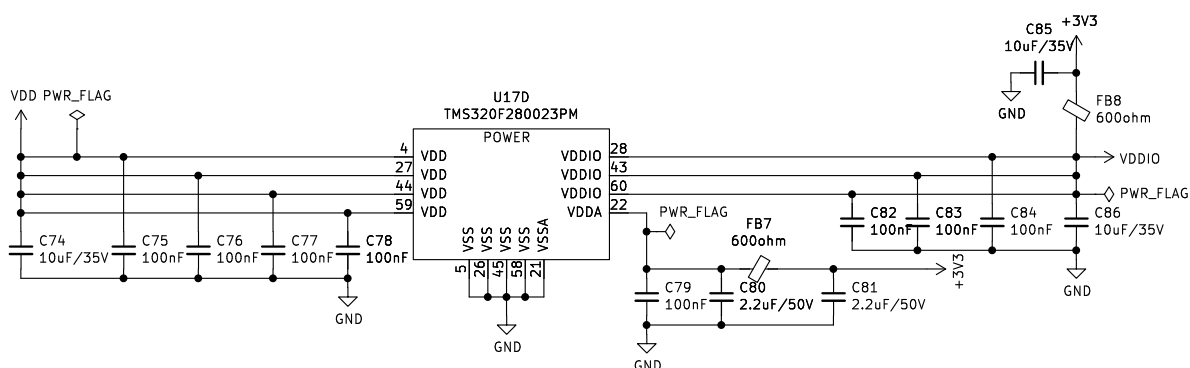
Obrázek 36 Zapojení ADC bloku a jeho napájení

Na A/D převodníky je kladen požadavek pro vstupní impedanci a šířku pásma, při nedodržení by mohlo dojít ke křížovým přeslechům a k významným chybám v sample-and-hold obvodech umístěných před analogovými vstupy. Aby bylo možné převést snímané analogové napětí do digitální podoby, musí ADC nejprve zachytit hodnotu do jeho S-H obvodu. Po zachycení napětí na kondenzátoru 1 nF převede ADC toto napětí na digitální hodnotu, a tím může mikrokontroler použít výsledek k monitorování a řízení. [25]

4.3.7 Napájení

Samotný mikrokontroler má více napájecích pinů, skládajících se z napájení jádra, analogových napájecích pinů a napájecích pinů pro digitální vstupy a výstupy. Napájení jádra vyžaduje 1,2 V a je řešeno interně pomocí LDO regulátoru, napájení digitálních a analogových pinů je řešeno externím napětím 3,3 V z LDO regulátoru TLV1117-3.3. Důležitým aspektem při návrhu napájecího zdroje je použití oddělovacích a filtračních kondenzátorů, které zajistí jistou robustnost a šumovou imunitu, která omezí šíření šumu do ostatních zařízení. Oddělovací kondenzátory poté minimalizují napěťové výkyvy na napájecím napětí a působí jako filtr a dočasné úložiště energie pro stabilnější napájení.

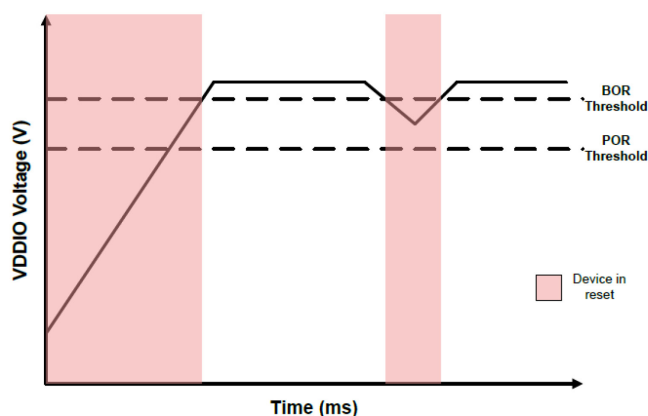
Všechny piny připojené na napájení jádra VDD jsou připojeny na stejnou napájecí lištu o hodnotě 1,2 V. Na vývodech byly umístěny oddělovací kondenzátory s účelem zajistit stabilní napájecí napětí. Hodnota kondenzátoru byla převzata z katalogového listu 100 nF. Napájecí analogové piny VDDA a digitální piny VDDIO, taktéž vyžadují oddělovací kondenzátory pro stabilní napájecí napětí. Nakonec z důvodu napájení VDDA a VDDIO ze stejné napěťové lišty byla přidána feritová perla pro izolaci mezi těmito větvemi. [25]



Obrázek 37 Napájení mikrokontroleru

4.3.8 XRSn a Reset systému

Dalším tématem je pin XRSn pro resetování, který při nule resetuje mikrokontroler. Pin se nachází v nule také při power-on reset (POR), brownout reset (BOR), nebo resetu watchdog. Vnitřní obvod POR řídí XRSn a udržuje všechny vstupy a výstupy ve stavu vysoké impedance, zatímco se mikrokontroler zapíná. Jakmile VDDIO překročí POR mezní napětí, přejde řízení na BOR, který udržuje mikrokontroler stále v resetu, dokud VDDIO nepřekročí mezní hodnotu napětí, a tím se dostane do provozního stavu. V tomto momentě je funkční a již není v režimu reset. Obvod BOR je zodpovědný za monitorování VDDIO a kontroluje, zda napětí zůstávají v provozním rozsahu. Pokud by došlo k poklesu, automaticky bude pin XRSn přiveden na nulu a mikrokontroler se bude nacházet v resetu, dokud se napětí nevrátí do provozního rozsahu. [25]

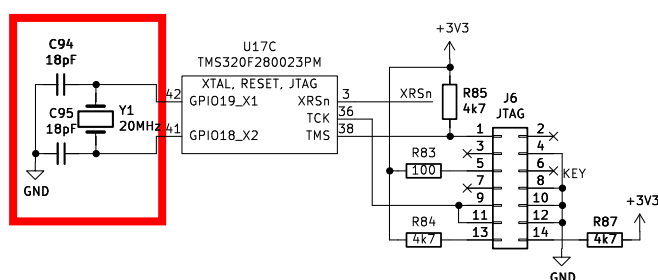


Obrázek 38 Prahové hodnoty pro obnovení spuštění mikrokontroleru

Doteď byly řešeny interní resetovací obvody. Kromě toho je však možnost implementovat externí obvody, které řídí pin XRSn a provede reset mikrokontroleru vyvolaný uživatelem. K tomu slouží jednoduché tlačítko doplněné o rezistor a kondenzátor. [25]

4.3.9 Časování

Aby fungoval systém bezchybně, je velmi důležité mít správné časování o to s větším důrazem v aplikacích řídicího systému v reálném čase. V mikrokontroleru jsou dva interní oscilátory s frekvencí 10 MHz i přes jejich dostatečný výkon byl použit externí oscilátor s frekvencí 20 MHz typu ABL5 - 20.000MHZ-K4T, z důvodu použití sběrnice CAN, u níž je externí oscilátor doporučen, a také z důvodů přesnějšího taktování. Oscilátor je připojen k GPIO pinům 19 a 18. Co se týče kapacit, byly určeny dle doporučení katalogového listu oscilátoru, kde byl brán zřetel i na kapacity přívodních vodičů o hodnotě 5 pF. [25]

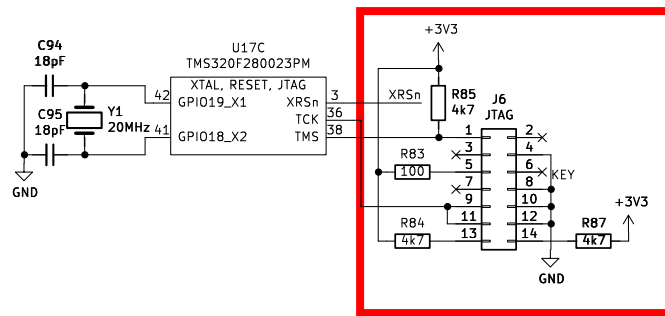


Obrázek 39 Zapojení externího oscilátoru

4.3.10 Rozhraní pro ladění programu – JTAG

Rozhraní, které pomáhá při ladění systému mikrokontroleru výrazně ulehčuje vývoj a návrh prototypu. Použitý mikrokontroler je vybaven portem JTAG se čtyřmi vyhrazenými piny TMS, TCK, TDI a TDO. Přes

kteře můžeme otestovat vybraný režim, časování, vstupní data a výstupní data. Připojením pull-up rezistoru na TMS pin zajistí, že JTAG bude během normálního provozu v resetu. V případě navrhované desky byla použita kompaktní verze cJTAG, která obsahuje pouze dva piny TMS a TCK. Při výběru je brána v potaz rychlost rozhraní, ladicí funkce a omezení pinu. V případě, že je rychlost velmi důležitá použije se JTAG, cJTAG zase pokud je nedostatek pinu nebo není potřeba výhod JTAGu. Zapojení lze vidět na Obrázku 40 vyznačeném červeným obdélníkem. [25]



Obrázek 40 Zapojení cJTAGu

4.4 Návrh DPS

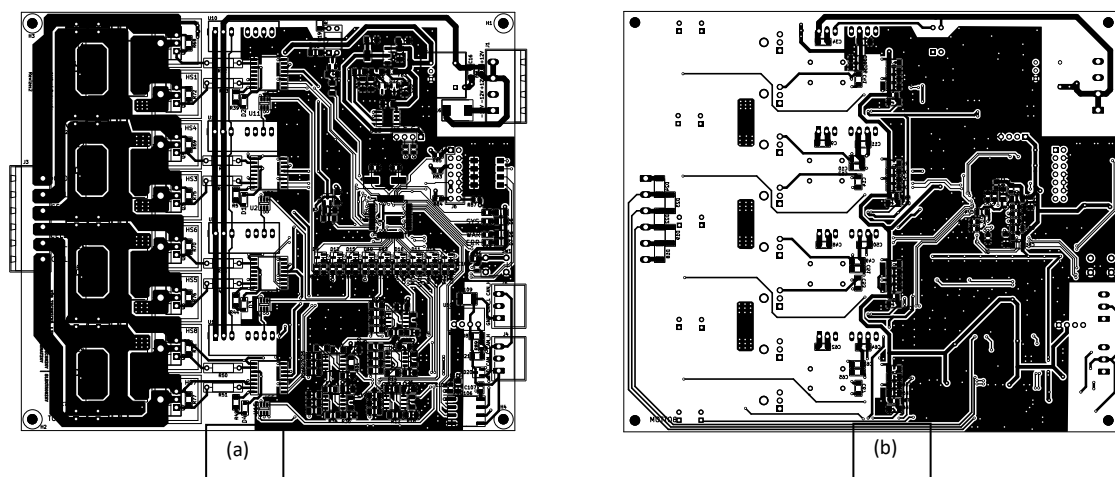
Při návrhu plošného spoje byly dodržovány návrhová pravidla. Jedná se zejména o dodržení tloušťky spoje, izolační mezery a rozměry desky. Jde o dvouvrstvou desku s rozměry 155 mm x 131 mm. Při návrhu bylo dbáno na oddělení výkonové části od digitální. To znamená, že země jsou rozdělené na výkonovou a digitální a spojí se pouze v jednom místě. Na desce se nachází také další dva galvanický oddělené obvody, a to sběrnice CAN a napájecí napětí 12 V.

Při propojování součástek se u výkonových spojů využilo měděných polygonů, čímž je zajištěn co nejmenší napěťový úbytek na cestách, s tím i zmenšení ztrát a zahřívání desky. Další šířky spojů jsou určeny přes specializovaný program, který šířky vodivých cest vypočítá na základě vstupních veličin. Napájecí úroveň 12 V je kreslena šířkou vodiče 1,8 mm, 5 V šířkou 1,5 mm a do míst, kde se tato šířka nedostala je použita užší cesta 1,2 mm, stejně tak úroveň 3,3 V vedena cestou 1,2 mm a v užších částech 0,8 mm, touto šířkou je vedena i napájecí hodnota 1,65 V. Dále spoje mikrokontroleru 0,3 mm a zbytek převážně 0,4 mm, 0,5 mm a 0,6mm.

Dalším důležitým bodem, na který bylo třeba dávat pozor jsou izolační bariéry, které nemůžou narušit žádné vodivé cesty. Velký důraz na to byl kladen zejména u integrovaných obvodů INA181A2, a také u budičů.

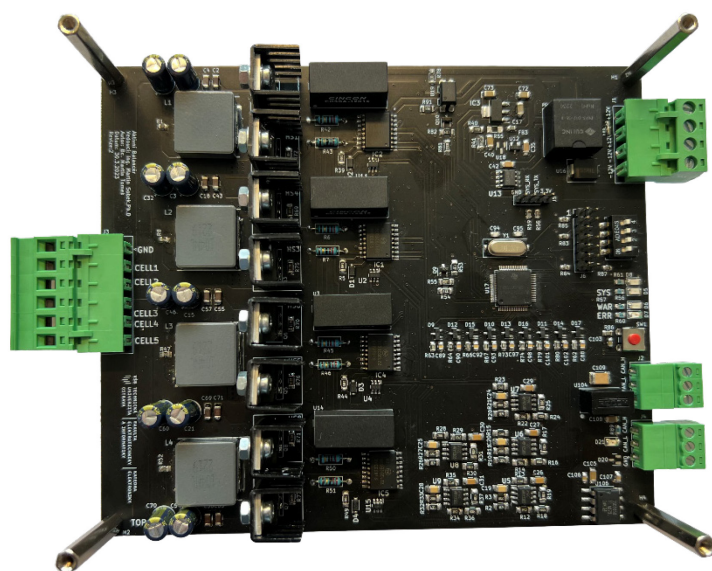
Všechny konektory byly umístěny na okraji desky, aby se externí periferie daly snadno připojit.

Na Obrázku 41a se nachází vrchní vrstva desky, na které lze ověřit správnost zapojení. Levá část náleží výkonové části, jenž je propojená pomocí polygonu a vpravo potom vylití mědi pro digitální zem.



Obrázek 41 Návrh DPS a) TOP, b) BOTTOM

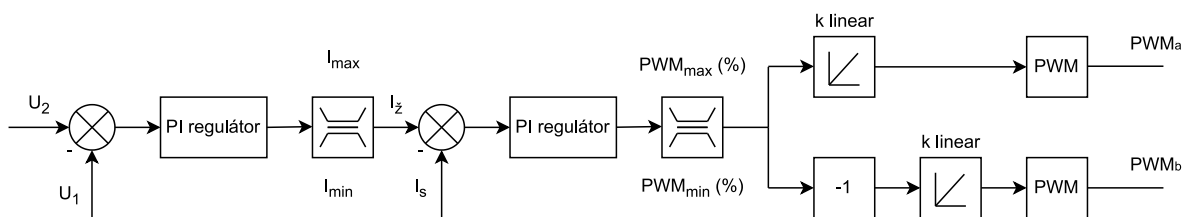
Na Obrázku 42 lze vidět realizovaný aktivní balancer.



Obrázek 42 Finální podoba aktivního balanceru

5 Regulační struktura

Regulační struktura, která je použita pro vyvažování článků v aktivním balanceru se skládá ze dvou PI regulátorů s omezením. Jedná se o regulaci s uzavřenou smyčkou, kdy jako zpětná vazba je skutečné napětí na člancích a skutečný protékající proud indukčnosti. Za PI regulátory jsou bloky, které realizují PWM výstup na základě regulačního poměru, jenž je výstupem druhého PI regulátoru. Do prvního PI regulátoru vstupuje odchylka napětí mezi články. Do druhého regulátoru vstupuje odchylka mezi žádaným a skutečným proudem článku. Výstupem tohoto regulátoru proudu je střída pro budič. Tato regulační struktura je v obvodu 4, pro každý měnič zvlášť.

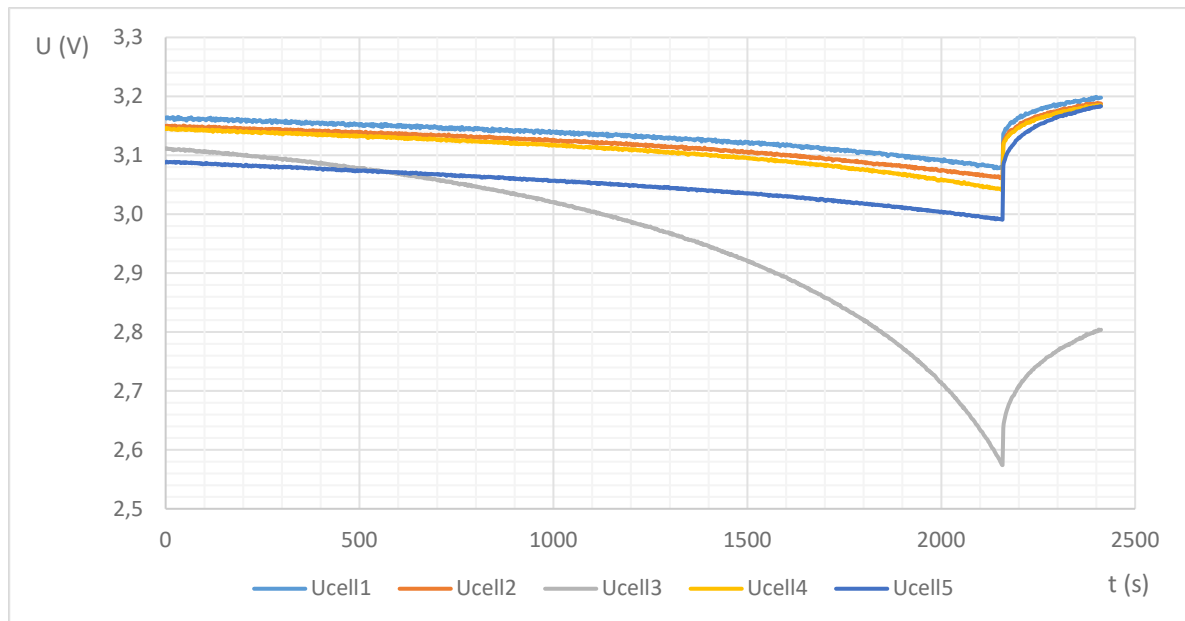


Obrázek 43 Regulační struktura aktivního balanceru

K zajištění přesnosti a spolehlivosti měření napětí a proudu na desce bylo potřeba provést kalibraci. Pro kalibraci byl použit napěťový zdroj připojený k měřicím vstupům desky, pomocí kterého se měřilo napětí. Následovala série měření, kdy se získané hodnoty napětí zpracovaly pomocí lineární regrese, která umožnila najít lineární funkci popisující vztah mezi naměřenými hodnotami A/D převodníku a skutečnými hodnotami napětí. Tyto konstanty byly následně použity v programu, který umožňuje přesně přepočítat naměřené hodnoty. Stejným postupem se kalibrovalo i měření proudu.

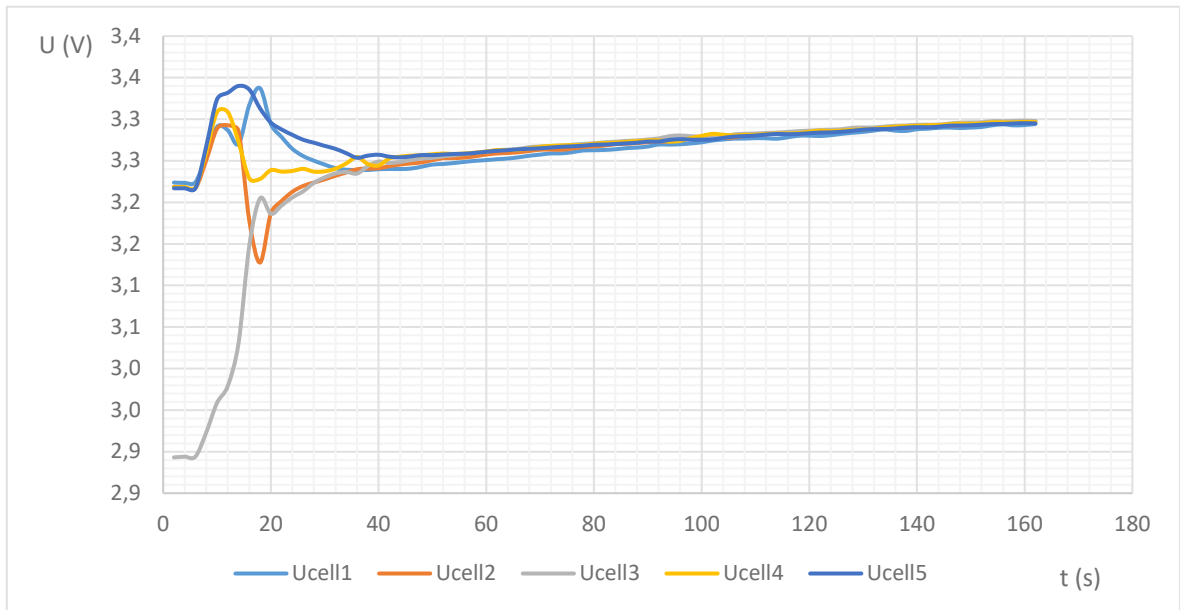
6 Ověření vlastností

Aby bylo možné kvalitně zobrazit funkci navrženého aktivního balanceru, bylo potřeba nejprve články vybit. Průběh vybíjení lze vidět na Obrázku 44. S rostoucí dobou vybíjení se napětí na člancích začíná výrazně odlišovat, a to z důvodu popsaných v teoretickém rozboru, kdy rozdílná kapacita z nedokonalosti výroby způsobí rozdílné zatížení jednotlivých článků. Články 5, 4, 2 a 1 byly téměř identické a nebylo potřeba jejich balancování, ale článek 3 měl o téměř 0,5 V menší napětí než ostatní, a proto je balancování potřebné.



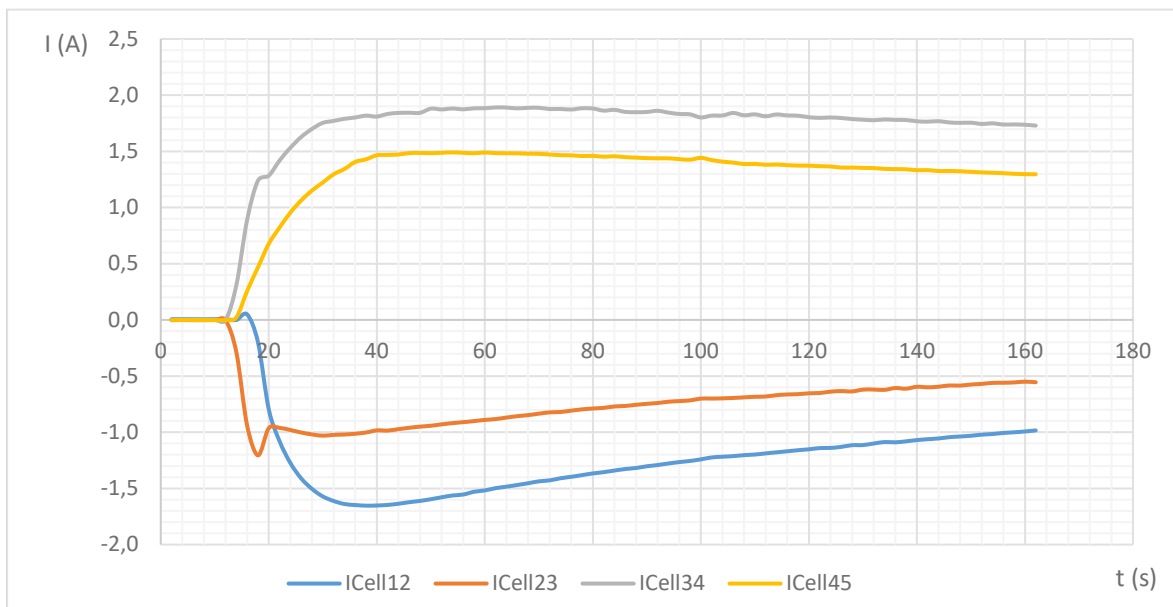
Obrázek 44 Průběhy napětí při vybíjení jednotlivých článků

Při připojení bateriových článku k nabíjecí stanici došlo k okamžitému nárůstu napětí na všech člancích viz Obrázek 45. Aktivní balancer byl připojen přibližně po 10 vteřinách a lze vidět, že všechny články se nyní mají různá napětí, protože se přelévá energie ze všech článků k nabití nejslabšího článku 3. Po přibližně 60 vteřinách došlo k teoretickému vyrovnání. Reálně články ještě nebyly dokonale vybalancovány, proto jimi stále protéká balanční proudy.



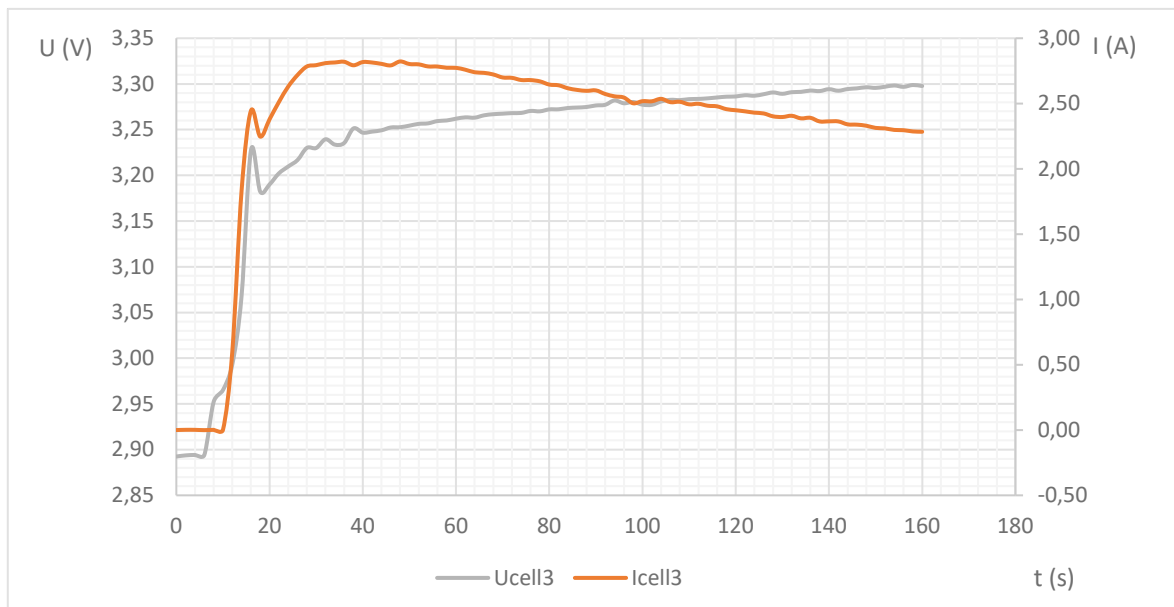
Obrázek 45 Průběhy napětí při nabíjení a balancování článků

Níže na Obrázku 46, jsou zobrazeny balanční proudy při nabíjení. Po připojení nabíječky byly balanční proudy nulové, ale při aktivování balanceru začal článek 2 dodávat proud do článku 3, ale protože se článek 2 začal vybíjet tak dodával článek 1 energii druhému. To stejné platí v opačném pořadí, kde článek 4 nabíjel třetí a článek 5 nabíjel čtvrtý. Vzhledem k topologii z Obrázku 33 dodávají články 1 a 2 energii článku na vyšším potenciálu, než jsou samy, a proto jsou proudy záporné.



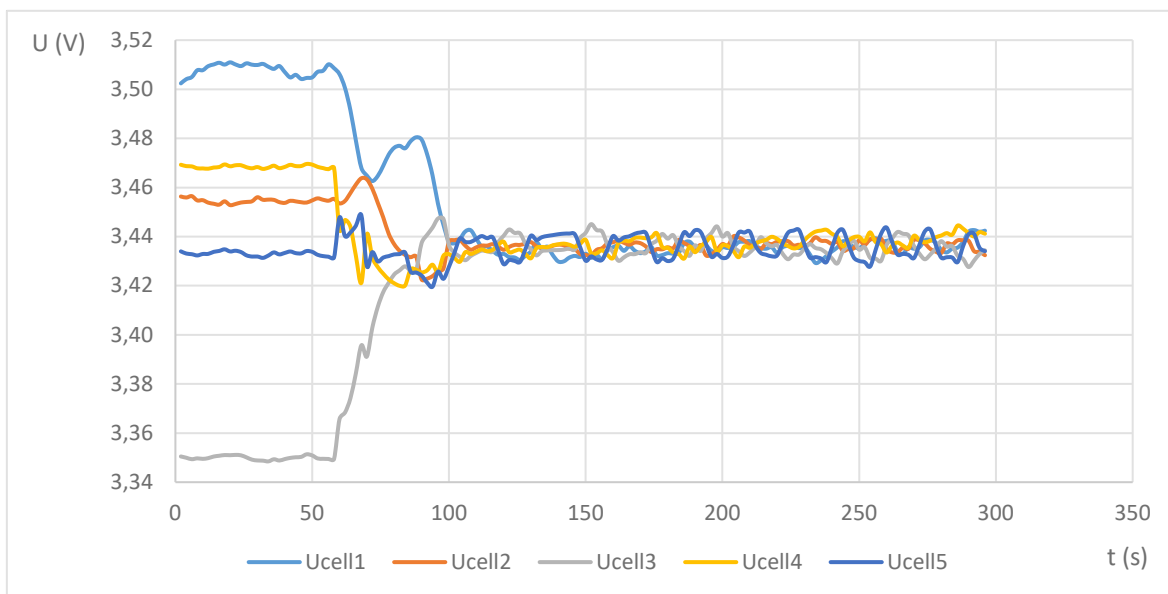
Obrázek 46 Průběhy proudu při nabíjení a balancování článků

Na Obrázku 47 je zobrazeno napětí a proud na stejném článku 3, jelikož jeho kapacita se nejvíce liší od ostatních článků. Při zkoumání těchto průběhů je potřeba porovnávat s průběhy napětí na Obrázku 45, kde je hodnota napětí ostatních článků okolo 3,3 V, proto po začátku balancování stoupne článkem 3 proud, což zapříčiní nárůst napětí až do hodnoty ostatních článků. Po počátečním skoku proudu začne pomalu klesat z důvodu, že článek se svým napětím blíží ostatním.



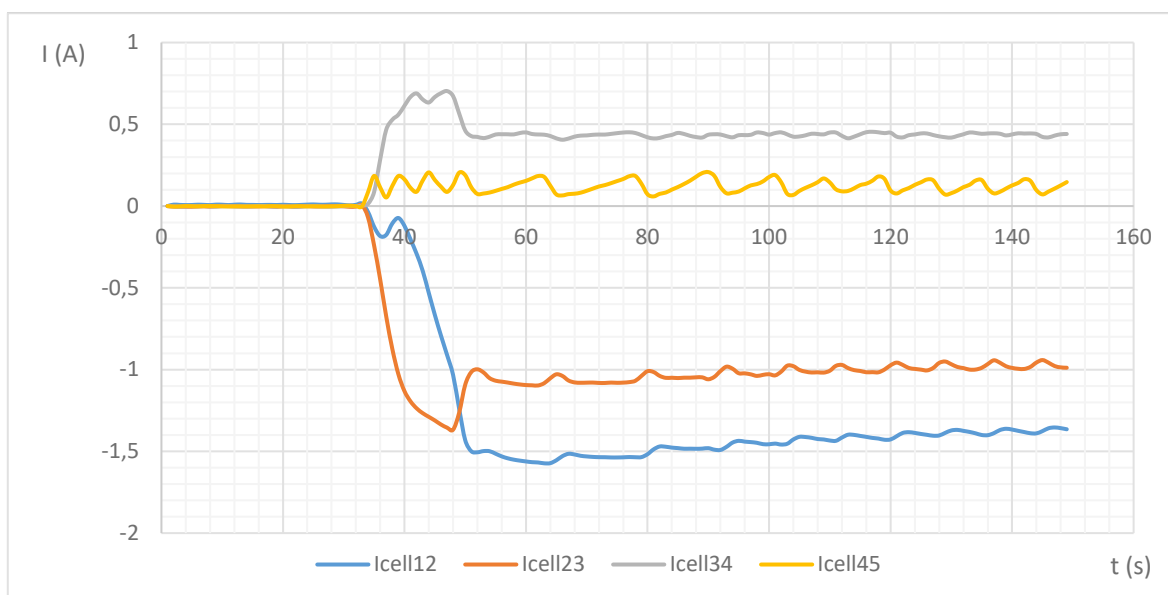
Obrázek 47 Průběhy napětí a proudu na jednom článku

Po dosažení celkového napětí 17,25 V, to znamená 3,45 V na článek, byl odpojen nabíjecí systém a zároveň vypnut aktivní balancer. Po odpojení aktivního balanceru články nezůstaly vybalancované a rozdíl mezi nimi činil něco přes 1 desetinu voltu, proto bylo zařízení opětovně připojeno pro dokončení balancování. Průběhy se mohou zdát značně rozkmitané, ve skutečnosti se jedná o rozdíly setin voltů.



Obrázek 48 Průběhy napětí při balancování bez nabíjení

Na Obrázku 48 lze vidět balanční proudy, které jsou o poznání menší než v předešlém případě, z důvodu balancování menších napěťových rozdílů.



Obrázek 49 Průběhy proudu při balancování bez nabíjení

7 Závěr

Práce se zabývá návrhem aktivního balancéru pro 4 lithiové články v sérii pro napětí 12 V a s možností kaskádového řazení desek.

Pro návrh jsem použil topologii půl můstku, která funguje na principu buck-boost měniče. Tyto měniče jsem použil 4, to zajistilo obousměrnou konverzi energie mezi články s možností připojení další desky nebo pátého bateriového článku.

Prvně jsem navrhl jeden měnič. Návrh obsahuje výpočty výkonových prvků a také jejich následný výběr, dále návrhy obvodů pro měření napětí, proudu a posléze napájecích zdrojů, u kterých je brán zřetel na izolační bariéru, která je důležitá, aby oddělila napájecí napětí 12 V od zbytku desky a výkonovou část od digitální. Proud se měří pomocí zesilovače, kdy na rezistoru o hodnotě 5 m Ω se odečte napětí, které se posléze zesílí a převede A/D převodníkem. Pro měření napětí jsem využil tvrdý napěťový dělič pro každý článek, který je impedančně oddělen skrze napěťový sledovač a napětí je vyhodnoceno diferenčním zesilovačem. U obvodů, které bylo možné odsimulovat, jsem ověřil správnost návrhů a výpočtů.

V další části jsem se soustředil na kompletaci celého zapojení, což znamená realizace výkonové části pro všechny články, k tomu budiče a napájecí zdroje. Poté jsem musel navrhnout řídicí část, jejíž hlavní výpočetní součástí je mikrokontroler TMS320F280023PM, ke kterému bylo potřeba navrhnout i okolní obvody pro správnou funkci. Mezi ty hlavní patří: napájecí část, A/D převodník s S-H obvody, obvod pro ladění a oscilátor.

Po dokončení kompletace zapojení započal návrh desky plošného spoje, při kterém se kladl důraz na co nejmenší rozměry kvůli kompaktnosti. Další klíčovou vlastností návrhu je již jednou zmiňované téma rozdělení zemí na výkonovou a digitální, aby byla zajištěna odolnost desky vůči šumu, který by mohl ovlivnit kvalitu signálu. Výkonová část je provedena pomocí měděných polygonu, tak aby se minimalizovala délka vodičů, což zajistilo zmenšení ztrát a oteplení desky. Celkově byl návrh desky plošných spojů v programu KiCAD optimalizován pro maximální výkon a minimalizaci desky.

Následovala část návrhu regulační struktury sloužící z 2 PI regulátorů. Tato struktura je v programu použita čtyřikrát pro každý budič zvlášť a řídí tak konverzi energie na základě rozdílů napětí mezi články a protékajícím proudem indukčnosti. Tato regulační struktura je realizovaná v programu, který byl posléze nahrán do mikrokontroleru.

Prvním krokem k ověření vlastností bylo vybití bateriové články, aby se zajistilo rozdílné napětí. Po vybití se připojily bateriové články na aktivní balancér a ověřila se tak jeho funkčnost. Při procesu vyvažování jsem pozoroval chování napětí na člancích a balančního proudu. Toto chování bylo zhodnoceno v práci s příslušnými grafy.

Aktivní balancer pro 4 články je hotový a funkční. Budoucím krokem může být vytvoření dalších desek aktivních balancéru, které se dají propojit a tím zajistit balancování systému s napětím 48 V, který se skládá z 16 lithiových článků řazených do série.

Použitá literatura

- [1] Cell Balancing Techniques and How to Use Them [online]. <https://circuitdigest.com/>, 2019 [cit. 2023-03-07]. Dostupné z: <https://circuitdigest.com/article/cell-balancing-techniques-and-how-to-use-them>
- [2] Aktivní balancer baterií [online]. Čr: <https://vyvoj.hw.cz/>, 2019 [cit. 2023-03-08]. Dostupné z: <https://vyvoj.hw.cz/aktivni-balancer-baterii.html>
- [3] VALDA, Ing. Lukas. Metody a algoritmy vyvažování sériově řazených lithiových článků [online]. Plzeň: ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ, 2016 [cit. 2023-03-09]. Dostupné z: <https://www.prosolar.cz/sites/default/files/download/disertacniproce-lukasvalda.pdf>
- [4] W. MOORE, Stephen a Peter J. SCHNEIDER. A Review of Cell Equalization Methods for Lithium Ion and Lithium Polymer Battery Systems [online]. Society of Automotive Engineers, 2001 [cit. 2023-03-09]. ISBN 2001-01-0959. Dostupné z: https://www.americansolarchallenge.org/ASC/wp-content/uploads/2013/01/SAE_2001-01-0959.pdf
- [5] DAOWD, Mohamed, Noshin OMAR, Peter Van DEN BOSSCHE a Joeri Van MIERLO. A Review of Passive and Active Battery Balancing based on MATLAB/Simulink [online]. Plzeň: Praise Worthy Prize S.r.l., 2011 [cit. 2023-03-09].
- [6] N. H. Kutkut, "A modular nondissipative current diverter for EV battery charge equalization," APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, Anaheim, CA, USA, 1998, pp. 686-690 vol.2, doi: 10.1109/APEC.1998.653973.
- [7] A. Baughman and M. Ferdowsi, "Double-tiered capacitive shuttling method for balancing series-connected batteries," 2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, IL, USA, 2005, pp. 109-113, doi: 10.1109/VPPC.2005.1554531
- [8] TIANHAO TANG, Yuxiao GONG. Controlling and Balancing of Lithium Battery Voltage Based on Inductance Equilibrium Method1 [online]. Shanghai: Shanghai Maritime University, 2012 [cit. 2023-03-10]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6264590>
- [9] N. H. Kutkut and D. M. Divan, "Dynamic equalization techniques for series battery stacks," Proceedings of Intelec'96 - International Telecommunications Energy Conference, Boston, MA, USA, 1996, pp. 514-521, doi: 10.1109/INTLEC.1996.573384.
- [10] S. -H. Park, K. -B. Park, H. -S. Kim, G. -W. Moon and M. -J. Youn, "Single-Magnetic Cell-to-Cell Charge Equalization Converter With Reduced Number of Transformer Windings," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 6, pp. 2900-2911, June 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2178040.
- [11] M. Daowd, N. Omar, P. Van Den Bossche and J. Van Mierlo, "Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation," 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, IL, USA, 2011, pp. 1-7, doi: 10.1109/VPPC.2011.6043010.

- [12] S. -H. Park, T. -S. Kim, J. -S. Park, G. -W. Moon and M. -J. Yoon, "A New Buck-boost Type Battery Equalizer," 2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Washington, DC, USA, 2009, pp. 1246-1250, doi: 10.1109/APEC.2009.4802823.
- [13] Reynaud, J. F., Carlos Carrejo, O. Gantet, Paul Aloisi, Bruno Estibals and Concepción Alonso. "Active balancing circuit for advanced lithium-ion batteries used in photovoltaic application." *Renewable energy & power quality journal* (2011): 1423-1428.
- [14] Mouser Elektronik: PA4344.104NLT [online]. [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/Pulse-Electronics/PA4344.104NLT?qs=%2FzQKu7YvIMZbJDWHuToRHA%3D%3D&countryCode=CZ&cyCode=CZK>
- [15] INSTRUMENTS, Texas. REF33xx 3.9- μ A, SC70-3, SOT-23-3, and UQFN-8, 30-ppm/ $^{\circ}$ C Drift Voltage Reference [online]. Dallas, USA, 2017 [cit. 2023-03-20]. ISBN SBOS392H. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ref3330.pdf?ts=1679322007992&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FREF3330
- [16] INAx181 Bidirectional, Low- and High-Side Voltage Output, Current-Sense Amplifiers [online]. USA: Texas Instruments, 2017 [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina181.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1668357182174&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F
- [17] INSTRUMENTS, Texas. LM4040 Precision Micropower Shunt Voltage Reference [online]. 2017. Dallas, USA: Texas Instruments [cit. 2023-03-20]. ISBN SLOS456N. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm4040.pdf?ts=1679299646828&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [18] RQ3E080GN [online]. ROHM Semiconductor: [cit. 2022-11-14]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/348/rq3e080gntb-e-1873223.pdf>
- [19] Infineon. StrongIRFET™ IRFB7545PbF [online]. [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_IRFB7545_DataSheet_v01_01_EN-1732747.pdf
- [20] ELECTRONIC, Mouse. HSS-B20-0635H-02 [online]. [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/CUI-Devices/HSS-B20-0635H-02?qs=u4fy%2FsgLU9OaaEn1vuzG8Q%3D%3D>
- [21] LABS, Silikon. Si823x Data Sheet [online]. USA: Silicon Laboratories [cit. 2023-03-20]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/472/Si823x-2507830.pdf>
- [22] INC., CUI. DC-DC convecter PQP3-D [online]. 2021. CUI [cit. 2023-03-22]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/670/pqp3_d-1825527.pdf
- [23] INSTRUMENTS, Texas. TLV1117LV 1-A, Positive Fixed-Voltage, Low-Dropout Regulator [online]. 2011. Texas Instruments [cit. 2023-03-22]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv1117lv.pdf?ts=1679469635555&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FTLV1117LV

[24] TEXAS INSTRUMENTS. TMS320F28002x Real-Time Microcontrollers: Technical Reference Manual [online]. Dallas, Texas, 2020, 2583 s. [cit. 2023-04-20]. ISBN SPRUIN7A. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f280025.pdf?ts=1681964549459&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fko-kr%252FTMS320F280025

[25] INSTRUMENTS, Texas. TEXAS INSTRUMENTS. TMS320F28002x Real-Time Microcontrollers [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2020, 203 s. [cit. 2023-04-20]. ISBN SPRSP45B. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f280025.pdf?ts=1681964549459&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fko-kr%252FTMS320F280025

[26] INSTRUMENTS, Texas. TEXAS INSTRUMENTS. ISO1050 Isolated CAN Transceiver [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2019, 203 s. [cit. 2023-04-20]. ISBN SLLS983J. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso1050.pdf?ts=1681982447154&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

Seznam příloh z IS edison

Příloha 1. AktivníBalancer_HW2_V1.zip	programové vybavení
Příloha 2. Fotografie.zip	fotky výsledného produktu
Příloha 3. AktivníBalancer_4cell_KICAD.pdf	kompletní zapojení aktivního balanceru
Příloha 4. GBR_AktivníBalancer.pdf	GBR soubory pro výrobu DPS
Příloha 5. OsazovacíPlán_TOP_BOTTOM.pdf	osazovací plán DPS z vrchní i spodní strany
Příloha 6. Měření_nabíjení_data.txt	data z měření při nabíjení
Příloha 7. Měření_vybíjení_data.txt	data z měření při vybíjení