

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Aktivní balancér Li-Ion

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Patrik KUČERA**
Osobní číslo: **E18N0026P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a aplikovaná informatika**
Téma práce: **Aktivní balancér Li-Ion**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Zásady pro vypracování

Navrhněte aktivní balancér Li-Ion akumulátoru, umožňující vyvažovat minimálně 4 články řazené sériově. Účinnost balancéru je požadována minimálně 50%, schopnost kompenzace minimálně 5% kapacity.

1. Prostudujte způsoby používané pro vyvažování sériově řazených článků.
2. Diskutujte výhody a nevýhody různých vyvažovacích metod.
3. Navrhněte vyvažovací obvod splňující uvedené parametry.
4. Navržené zapojení realizujte.

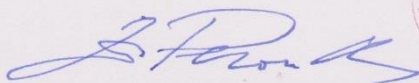
Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

Active Battery Cell Balancing [online]. [cit. 2019-04-10]. Dostupné z:
<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/Active-Battery-Cell-Balancing.pdf>

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Kamil Kosturik, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **4. října 2019**
Termín odevzdání diplomové práce: **28. května 2020**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce je zaměřena na návrh a konstrukci aktivního balancéru Li-Ion baterií. Balancéry jsou součástí baterií, neboť mají příznivý účinek na jejich životnost. V první části práce jsou popsány druhy nevyvážeností článků a jejich důsledky. Dále jsou uvedena používaná zapojení balancéru, která slouží k potlačení nevyvážeností. Popsána jsou pasivní i aktivní zapojení, jejich principy, výhody a nevýhody. V třetí části je návrh aktivního balancéru, u kterého je kladen důraz na účinnost. Návrhová část se zabývá návrhem zapojení i řízením balancéru. Následně je popsán návrh algoritmu vyvažování, který má za cíl prodloužit dobu vybíjení akumulátorové sestavy. Algoritmus byl simulován v programu Matlab. Navržené zapojení bylo zkonstruováno a do MCU byl naprogramován zmíněný algoritmus. Účinnost navrženého balancéru přesahuje 80 %. Naměřené hodnoty vyvažování se shodují se simulovanými.

Klíčová slova

BMS, Balancér, vyvažování, baterie, SOC, OCV, Li-Ion, aktivní balancování

Abstract

Kučera, Patrik. Active balancer Li-Ion [Aktivní balancér Li-Ion]. Pilsen, 2020. Master theses (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunication.

Supervisor: Ing. Kamil Kosturik, Ph.D

The master thesis presents design and construction of the active balancer for Li-Ion cells. Balancers are part of batteries because they have a positive effect on their life. The first part describes the types of the cell imbalances and their consequences. The following deals with the balancer circuits that are used to suppress imbalances. The passive and active circuits, their principles, advantages and disadvantages are also described. The third part is the design of the active balancer, where the emphasis is on the cell balancer efficiency. The design part deals with the hardware design, as well as the control of the balancer. Subsequently is described design of the balancing algorithm, which aims to extend discharge time of the battery. The designed balancer works with more than 80% efficiency which fully fulfils the assignment. The measured values of the balancing algorithm match the simulated ones.

Key words

BMS, balancer, balancing, battery, SOC, OCV, Li-Ion, active battery balancing

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 17.6.2020

Patrik Kučera

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Kamil Kosturikovi, Ph.D. a všem ostatním za cenné odborné rady při návrhu zapojení a vypracovávání diplomové práce.

Obsah

OBSAH	8
ÚVOD	9
1 DRUHY NEVYVÁŽENOSTÍ ČLÁNKŮ	12
1.1 NEVYVÁŽENOST STAVU NABITÍ.....	14
1.2 NEVYVÁŽENOST STAVU CELKOVÝCH KAPACIT	15
1.3 NEVYVÁŽENOST VNITŘNÍ IMPEDANCE.....	15
1.4 DŮSLEDKY NEVYVÁŽENOST ČLÁNKŮ.....	16
2 VYVAŽOVACÍ OBVODY	18
2.1 PASIVNÍ BALANCÉRY.....	18
2.1.1 Pasivní balancér s rezistorem.....	18
2.1.2 Pasivní balancér při přepětí	19
2.2 AKTIVNÍ BALANCÉRY	20
2.2.1 Kapacitní	20
2.2.2 Induktivní.....	22
2.2.3 Porovnání jednotlivých aktivních metod.....	26
3 NÁVRH AKTIVNÍHO BALANCÉRU	27
3.1 VÝPOČET VYVAŽOVACÍHO PROUDU	27
3.2 VOLBA ZAPOJENÍ.....	28
3.3 SCHÉMA BALANCÉRU	29
3.4 MULTIPLEXOR.....	29
3.5 AKTIVNÍ USMĚRŇOVAČ	31
3.6 OBOUSMĚRNÝ SYNCHRONNÍ FLYBACK KONVERTOR.....	32
3.7 MĚŘENÍ PROUDU	35
3.7.1 Měření proudu pro řízení konvertoru	36
3.7.2 Přesné měření proudu pro počítání náboje	37
3.8 DRIVER PRO TRANZISTORY KONVERTORU	38
3.9 NAPÁJENÍ MCU A OSTATNÍCH SOUČÁSTÍ BALANCÉRU	39
3.10 MĚŘENÍ NAPĚTÍ JEDNOTLIVÝCH ČLÁNKŮ	40
3.11 ŘÍZENÍ MĚNIČE BALANCÉRU.....	41
3.11.1 Časovač HRTIM.....	42
4 ALGORITMUS BALANCOVÁNÍ	44
4.1 PŘI VYBÍJENÍ	44
4.2 PŘI NABÍJENÍ	48
5 NAMĚŘENÉ HODNOTY	49
5.1 PRŮBĚHY KONVERTORU.....	49
5.1.1 Při vyvažování ze sestavy do článku.....	49
5.1.2 Při vyvažování z článku do sestavy.....	52
5.2 ALGORITMUS VYVAŽOVÁNÍ	54
6 ZÁVĚR	59
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	61
PŘÍLOHY	1

Úvod

V dnešní době se bateriově poháněná zařízení rozšířila do všech odvětví lidské činnosti. Stále častěji se můžeme setkat s bateriovým napájením výkonnější zařízení, jakou jsou například příruční nářadí, lékařské přístroje, elektrokoloběžky, elektrokola, nebo dokonce elektromobily. Pro tyto aplikace převažují akumulátory založené na lithiu, a to hlavně pro svojí velkou energetickou hustotu. Do této skupiny patří akumulátory Li-Ion, Li-Pol, a LiFePO₄. Zřídka nám však stačí napětí nebo kapacita jednoho článku, a proto se skládají do akumulátorových sestav. Sériovým spojením se docílí zvýšení napětí a paralelním zase zvýšení kapacity. Většinou je ale zapotřebí větší napětí i kapacita, články jsou potom skládány do tzv. sérioparalelní kombinace. Nevýhodou akumulátorů na lithiové bázi je, že jsou velmi citlivé na provoz v povolených mezích. Při přebití článků může dojít dokonce ke vzplanutí nebo explozi. Proto jsou akumulátorové sestavy doplněny o bateriový management BMS (Battery Management System), který monitoruje každý článek a udržuje ho v bezpečných mezích. BMS měří napětí na každém článku, teplotu, nabíjecí a vybíjecí proud, aj. V případě dosažení jedné z limitních hodnot dojde k odpojení sestavy od zátěže nebo nabíječky. BMS by měla také potlačovat nevyváženost napětí, a tím prodloužit životnost baterie. Napěťová nevyváženost se potlačuje vyvažovacími obvody, které jsou tématem této práce.

Cílem této práce je navrhnout aktivní balancér pro potlačení napěťové nevyváženosti článků, a tak docílit prodloužení životnosti sestavy. V první části práce jsou popsány jednotlivé typy nevyváženosti. Je vysvětleno, jak vznikají, jaké mohou mít důsledky, a jak je případně potlačit. Druhá část teoretické práce se zabývá vyvažovacími obvody. Jsou popsány principy nejpoužívanějších zapojení a diskutovány jejich výhody a nevýhody. Praktická část práce je věnována návrhu aktivního vyvažovače, dle získaných poznatků a stanovených požadavků. V návrhové části jsou postupně uvedeny návrhy jednotlivých částí zapojení a také řízení konvertoru, který je hlavní částí balancéru. Následně je vysvětlen vyvažovací algoritmus, který má za cíl prodloužení doby pracovního cyklu a životnosti akumulátoru. V další části jsou uvedeny výsledky měření provedené na zkonstruovaném balancéru. Uvedeny jsou změřené vyvažovací proudy, účinnost vyvažovače, porovnání simulovaného a skutečného vyvažování a výsledky vybíjení, resp. nabíjení s vyvažováním a bez vyvažování. V závěru práce je zhodnocen zkonstruovaný vyvažovač a jeho přínosy pro management baterie.

Seznam symbolů a zkratk

AFE	Analogové měřicí rozhraní (Analog Front End)
B	Článek (Battery), Obousměrný (Bidirectional)
BMS	Systém bateriového managementu (Battery Management System)
C	Kondenzátor
COMP	Komparátor
D	Dioda, Vybíjecí (Discharge)
DA	Digitálně-Analogový
DPS	Deska Plošného Spoje
DOD	(Depth Od Discharge)
DR	Budič (Driver)
DTSC	Balancér se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (Double-Tiered Switched Capacitors)
DZ	Diferenční Zesilovač
EEV	Externí událost (External Event)
GPIO	Univerzální vstup/výstup
HRTIM	Časovač s vysokým rozlišením (High Resolution Timer)
L	Cívka
Li-ion	Lithium-iont
MBB	Balancér s měniči buck-boost (Multiple Buck-Boost)
MCMBB	Balancér s magneticky vázanými měniči buck-boost (Magnetic Coupled Multiple Buck Boost)
MCU	Mikrokontrolér (MicroControllerUnit)
MFB	Balancér s měniči flyback (Multiple FlyBack)
MOSFET	Tranzistor řízený elektrickým polem
MSBB	Balancér s přepínaným měničem buck-boost (Multi-Switch Buck-Boost)
MSFB	Balancér s přepínaným měničem flyback (Multi-Switch FlyBack)
MT	Balancér s více transformátory (Multiple Trasformer)
MWFB	Balancér s měničem flyback a transformátorem s více vinutími (Multi-Winding FlyBack)
OCV	napětí v otevřené smyčce (Open Circuit Voltage).
OZ	Operační Zesilovač
PI	Proporcionálně-Integrační
PID	Proporcionálně-Integračně-Derivační
PWM	Pulzně-šířková modulace (Pulse-Width Modulation)
Qc	Celková kapacita
Reg	Regulátor
S	Spínač
SC	Balancér s přepínanými kondenzátory (Switched Capacitors)

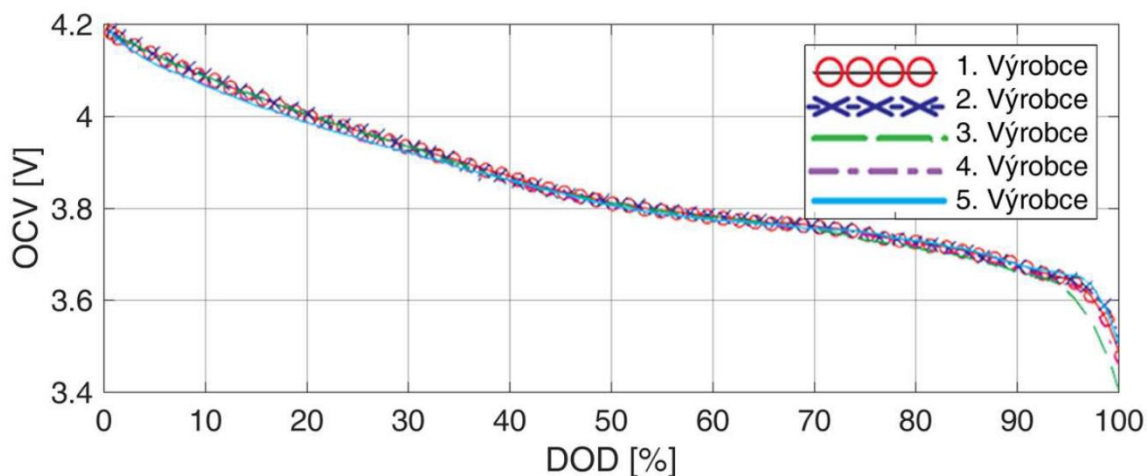
SOC	Stav nabití (State Of Charge)
SSC	Balancér s jedním přepínaným kondenzátorem (Single Switched Capacitor)
SSI	Balancér s jednou spínanou cívkou (Single Switched Inductor)
SST	Balancér s transformátorem s jednoduchým vinutím (Single-Winding Transformer)
STSC	Balancér s jedním stupněm přepínaných kondenzátorů (Single-Tiered Switched Capacitors)
T	Tranzistor
TA-TE.....	Výstupy časovacích jednotek TIM A-E
SOC	Stav nabití (State of Charge)
TIM	Časovací jednotka
Tr.....	Transformátor
U.....	Jednosměrný (Unidirectional)
V.....	Vinutí

1 Druhy nevyvážeností článků

Než si rozebereme jednotlivé nevyváženosti Li-on článků, tak si popíšeme jejich základní parametry. Prvním údajem je jmenovitá kapacita Q_j , která je udávaná výrobcem. Je to teoretická hodnota. Z tohoto parametru vychází celková kapacita Q_c . Ta označuje skutečnou kapacitu článku, která odpovídá kapacitě naměřené mezi limitními body OVC charakteristiky zobrazené na Obr. 1.1. Z celkové kapacity vychází parametr s názvem stav nabití (SOC – State of Charge), který je popsán vztahem (1.1), kde Q_c je celková kapacita, q_s odebraná kapacita z článku a DOD (Depth Od Discharge) míra vybití akumulátoru a je opakem SOC.

$$SOC = \frac{Q_c - q_s}{Q_c} * 100 = 100 - DOD [\%] \quad (1.1)$$

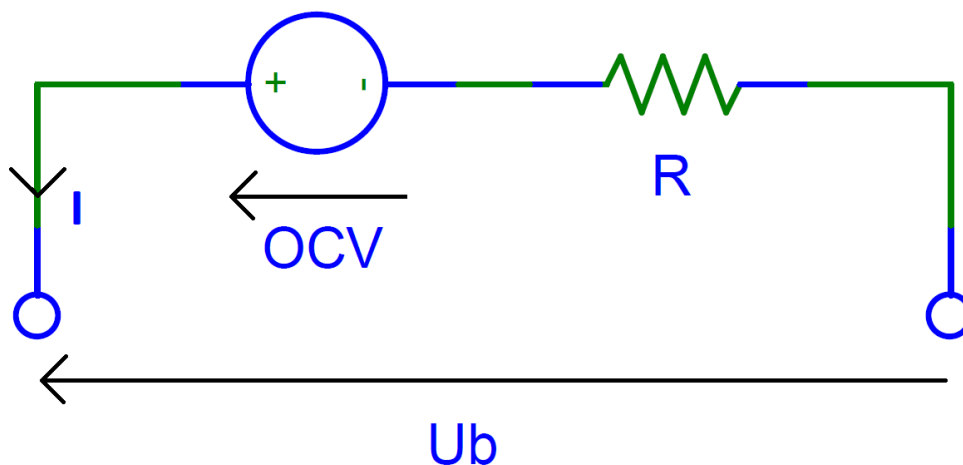
Dalším parametrem je bezproudé napětí (napětí v otevřené smyčce, anglicky OCV – Open Circuit Voltage). OCV lze vyjádřit vztahem (1.2) nebo OCV charakteristikou (Obr. 1.1). Tvar OCV charakteristiky závisí na elektrochemickém systému článku, ale není závislý na výrobních postupech výrobců[1]. OVC nezávisí jenom na chemii článku a SOC, ale také na teplotě a to tak, že s klesající teplotou hodnota OCV klesá.



Obr. 1.1 OCV charakteristiky Li-on článku 5 různých výrobcu [1]

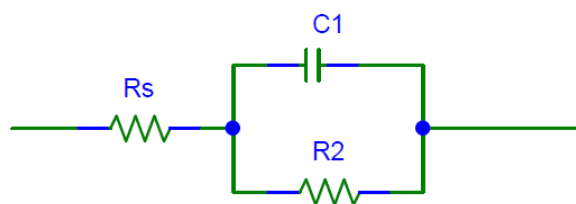
$$OCV = f(SOC, T) [V] \quad (1.2)$$

$$U_b = f(SOC, T) + IR(SOC, T) [V] \quad (1.3)$$



Obr. 1.2 Náhradní schéma akumulátoru

Po aplikaci nabíjecího, resp. vyvíjecího proudu na článek se změní závislost napětí článku na SOC dle vztahu (1.3), kde U_b je napětí článku, I proud a R vnitřní odpor článku. Náhradní schéma článku je zobrazeno na Obr.1.2. Při aplikaci proudu se napětí U_b nemění skokově, ale plynule. Náboj musí projít několika vrstvami článku, nejprve ve formě elektronů a poté po dosažení elektrolytu ve formě iontů. Jednotlivé chemické procesy mají různé časové konstanty a ovlivňují napěťovou odezvu článku. Z toho je patrné, že se nejedná pouze o vnitřní odpor, ale o impedanci akumulátoru, která obsahuje kapacitní i induktivní složku. Náhradní schéma impedance akumulátoru je zobrazené na Obr.1.3. Induktivní složka se zanedbává, a to převážně z malého vlivu na nízkých frekvencích [1].



Obr. 1.3 Náhradní schéma vnitřní impedance článku

Málokdy nám stačí napětí a kapacita jednoho článku, proto se skládají do akumulátorových sestav, sériově pro zvýšení napětí a paralelně pro zvýšení kapacity. V případě, že je zapotřebí obojí, se články spojují sérioparalelně. Napětí akumulátoru se rovná součtu sériově zařazených článků, dle vztahu (1.4).

$$U_s = \sum_{i=1}^n U_{b(i)} [V] \quad (1.4)$$

Kde U_s je napětí sestavy, U_b napětí článku, (i) index článku v sestavě a n celkový počet sériově řazených článků.

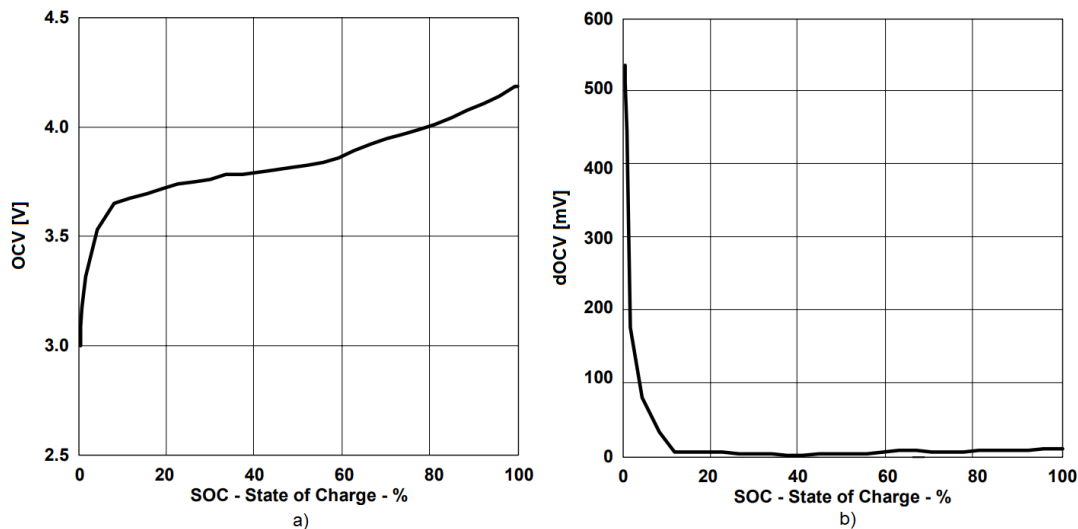
Rozdíl v napětí je nejčastějším projevem nevyváženosti článků a může být způsoben nevyváženostmi, které si dále popíšeme.

1.1 Nevyváženost stavu nabití

SOC nevyváženost je způsobena tím, že články byly vybity/nabity na jinou úroveň SOC. Mějme např. tři plně nabité články s kapacitou $Q_c = 2200\text{mAh}$ a první dva vybijeme o 100mAh a třetí 200mAh . První dva se vybili na hodnotu $\text{SOC} = 95,4\%$, ale třetí na hodnotu 91% , vznikla nám tedy nevyváženost SOC $4,4\%$. Vznikne zároveň i nevyváženost napětí v otevřené smyčce, protože OCV je funkcí SOC, jak je uvedeno ve vztahu (1.2). Závislost OCV na SOC je znázorněná na *Obr. 1.4 a)*. Charakteristika je nejvíce strmá v konečné fázi vybíjení. Budeme-li vybijet články s konstantní diferencí OSC ($d\text{SOC}$), difference napětí v otevřené smyčce ($d\text{OCV}$) už konstantní nebude. *Obr. 1.4 b)* znázorňuje $d\text{OCV}$ na SOC dvou článků s konstantní 1% nevyváženosti SOC. Jak je z grafu patrné, $d\text{OCV}$ dosahuje až stovek 100mV . Difference napětí U_b je vlivem úbytku na vnitřní impedanci článku (dále jen vliv $R.I$) ještě větší.

Jednou z možných příčin rozdílných vybíjecích proudů jednotlivých článků může být špatně navržený bateriový management (BMS), kdy celý BMS nebo jeho část není napájen z celé sestavy, ale pouze z její části. Může se zdát, že např. odběr jednotek mA je zanedbatelný, ale z dlouhodobého hlediska se tento odběr projeví na nevyváženosti SOC.

Další příčinou nevyváženosti SOC může být tzv. Soft Short [2]. Díky malým nedokonalostem ve struktuře článků můžou vzniknout vysoko-ohmické ztráty s hodnotou $40\text{k}\Omega$ a více [2]. Vlivem samovybíjecího proudu o hodnotě $0,1\text{mA}$ dojde za měsíc přibližně ke ztrátě 3% kapacity. Většina článků ale tímto jevem netrpí a dokáže udržet většinu své kapacity roky. V případě, že některý článek v sestavě trpí tímto samovybíjením, tak dochází k SOC nevyváženosti.



Obr. 1.4 a) Závislost OCV na SOC b) Závislost difference OCV (dOCV) na SOC mezi dvěma články s 1% nevyvážeností SOC [3]

1.2 Nevyváženost stavu celkových kapacit

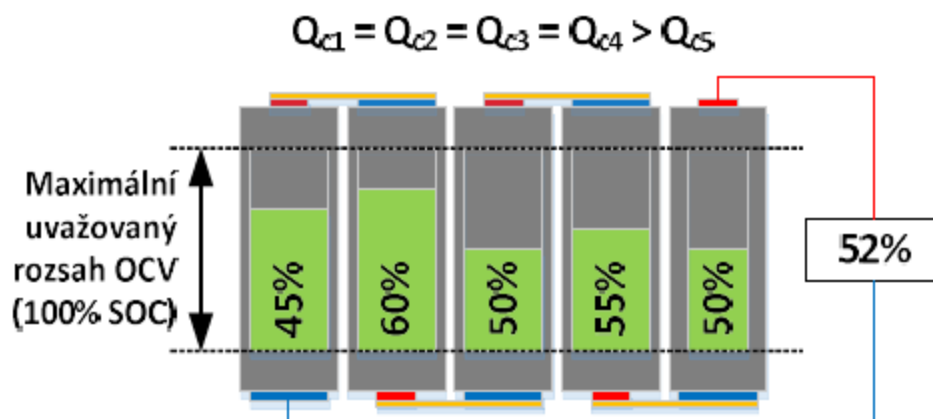
Všechny články nabijeme na 100 % SOC a tím pádem i stejné OCV. Články budeme vybíjet stejným proudem, a přesto dojde k nevyváženosti SOC. Je to způsobeno tím, že články nemají stejnou kapacitu Q_c . Mějme 3 plně nabitých článků, které vybijeme o 100mAh s tím, že první dva měly kapacitu 2200 mAh a třetí 2000 mAh. Dle vztahu (1.1) vypočítáme SOC a zjistíme, že první dva mají SOC 95,4 a třetí 95% [3]. Pro vyvážení je potřeba aplikovat rozdílné nabíjecí, resp. vybíjecí proudy na jednotlivé články.

1.3 Nevyváženost vnitřní impedance

Nevyváženost vnitřní impedance se neprojevuje v napětí OCV v relaxačním stavu, ale nýbrž v napětí U_b při vybíjení, resp. nabíjení. Napětí U_b je dáno vztahem (1.3). Pokud je proud záporný (vybíjecí), napětí U_b bude vlivem R_i menší u článku s vyšší impedancí. Obdobně tomu bude u nabíjení, kde je proud kladný a napětí U_b bude větší u článku s vyšší impedancí. Články se ve výrobě řadí do skupin podle impedance, přesto rozdíl v impedancích v jedné skupině může být až 15% [3]. Tato nevyváženost se nedá kompenzovat žádným balančním algoritmem [3], nicméně může zkreslit měřené napětí při vyvažování podle U_b . Mějme dva články, které se nabíjí stejným proudem a mají nulovou diferencí SOC, ale druhý článek bude mít větší impedanci. Při balancování podle napětí U_b dojde k chybnému vyhodnocení, že druhý článek má větší hodnotu SOC a k vyvažování napětí. Po odpojení nabíjecího proudu a uvedení článku do relaxačního stavu se projeví nevyváženost v OCV, a tedy i v SOC, která byla způsobena samotným vyvažovacím obvodem.

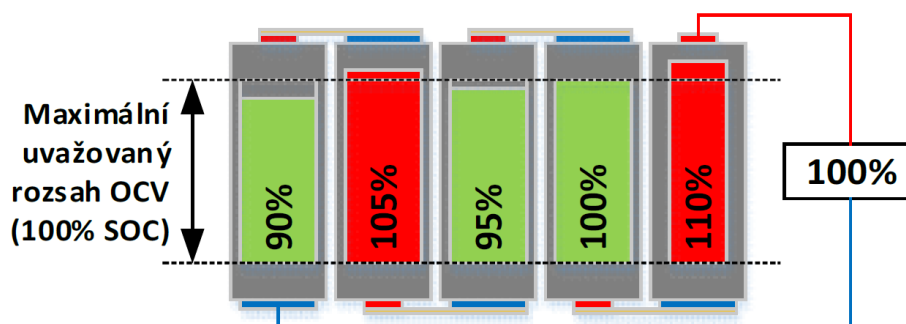
1.4 Důsledky nevyváženost článků

Nevyváženost v podobě napětí se projevuje především u konce vybíjení, resp. nabíjení. Na Obr. 1.5 je znázorněna sestava o pěti článcích, která má rozdílné SOC a poslední článek má menší kapacitu (znázorněno užším ukazatelem SOC). Na následujících čtyřech případech si popíšeme, k čemu při nevyváženosti může dojít.



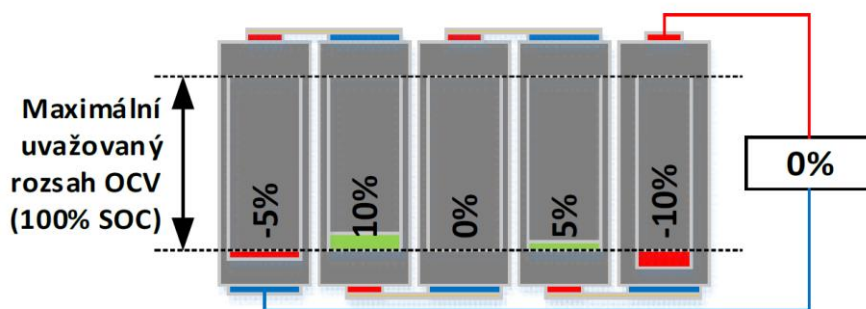
Obr. 1.5 Výchozí stav akumulátorové sestavy [4]

V případě nabíjení sestavy z Obr. 1.5 a monitorování celého napětí sestavy dojde k tomu, že v momentě, kdy se celá sestava bude zdát plně nabitá, tak už bude docházet k přebíjení článků 2 a 3, jak můžeme vidět na Obr. 1.6. Li-ion článek je plně nabit při napětí 4,2 V. Při překročení tohoto napětí o pouhých 50mV může docházet k degradaci článku [4]. pokud dojde k překročení napětí 4,3 V, tak dokonce může dojít k výbuchu nebo vzplanutí.



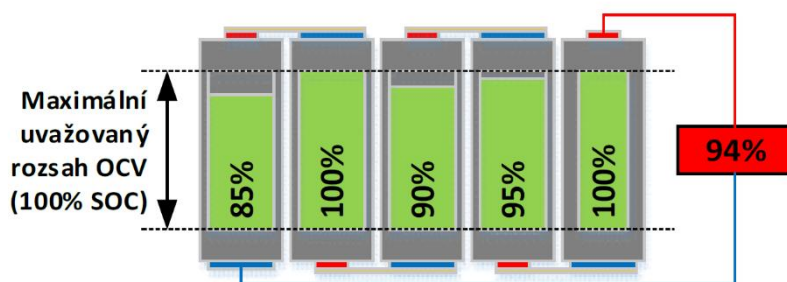
Obr. 1.6 Přepětí [4]

Druhý případ nastane při vybíjení sestavy z Obr. 1.5 a také monitorování pouze napětí celé sestavy. V době kdy bude napětí sestavy na 0 % SOC, už bude docházet k podpětí článků 1 a 5, jak můžeme vidět na Obr. 1.7. Při podpětí nedochází hned k degradaci článků, jako tomu bylo u přepětí. Až při vybití pod 2 V dochází k trvalé degradaci a článek ztrácí schopnost vést proud.



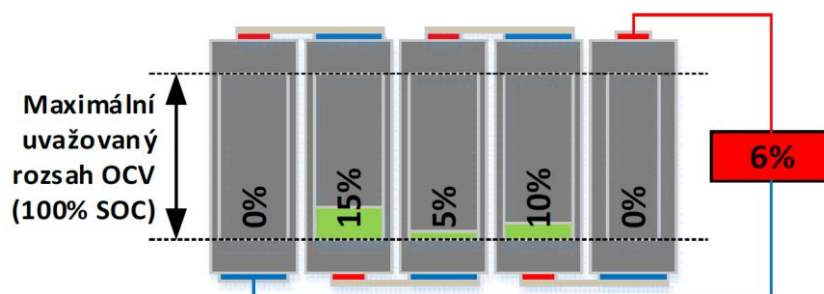
Obr. 1.7 Podpětí [4]

K situacím zobrazených na Obr. 1.6 a Obr. 1.7 by nemělo docházet a Li-ion sestava by měla mít ochranné obvody, který měří napětí na jednotlivých článcích a nejenom celé sestavy. Díky tomu by nemělo docházet k přepětí ani podpětí. Zvýší se tak bezpečnost a životnost celé sestavy.



Obr. 1.8 Ochrana proti přepětí [4]

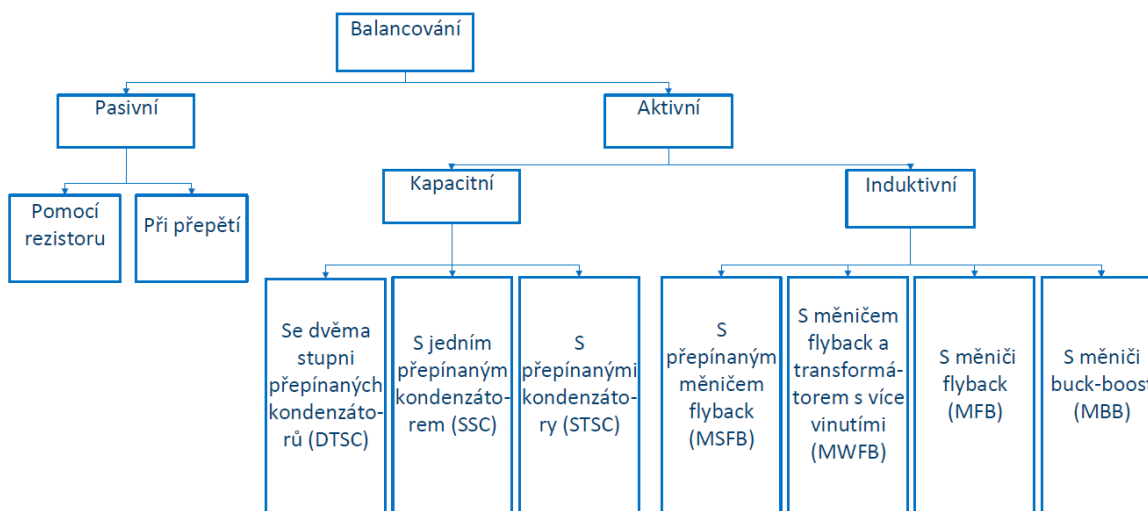
Na Obr. 1.8 je znázorněno nabíjení s měřením napětí na jednotlivých článcích. Došlo k odpojení nabíjecího proudu, když články 2 a 5 dosáhli 100 %, ale celá sestava se nabila pouze na 94 %. Obdobně je tomu i u vybíjení, které je zobrazeno na Obr. 1.9. Články 1 a 6 už jsou zcela vybité, ale v ostatních ještě kapacita zůstala. Tím dochází k tomu, že není využita celá kapacita akumulátoru. K vyvážení této nesymetrie slouží vyvažovací obvody, které si popíšeme v následující kapitole.



Obr. 1.9 Ochrana proti podpětí [4]

2 Vyvažovací obvody

Vyvažovací obvody se dělí na pasivní a aktivní. Jiné rozdělení, které je méně používané, ale lépe označuje jejich funkci, je disipativní (ztrátové) a nedisipativní (bezztrátové). Rozdělení vyvažujících obvodů je zobrazeno na Obr. 2.1. Existují i další obvody, ale v této práci si popíšeme tyto základní.



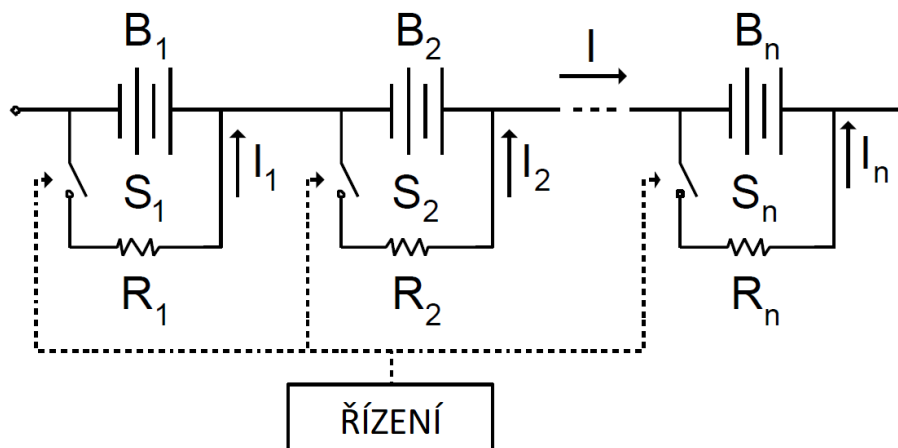
Obr. 2.1 Rozdělení balancovacích obvodů

2.1 Pasivní balancéry

Pasivní balancovací metody odebírají přebytečnou energii z článků, které mají větší SOC, případně napětí, dokud se neshodují s nejslabším článkem. Odebraná energie je vyzářena v podobě tepla. Pokud je vyvažovací obvod umístěn v jednom pouzdře se články, tak vyzářená energie v podobě tepla může způsobit nadměrné oteplení článků. Pasivní balancování se používá při nabíjení, protože při vybíjení by docházelo ke zkracování provozní doby baterie [5].

2.1.1 Pasivní balancér s rezistorem Charge Shunting

Zapojení [3], [5]–[11] měří napětí na každém článku. V případě nevyváženosti je pomocí řídicího signálu k článku S_n připnut rezistor R_n . Princip je zobrazen na Obr. 2.2. Vyvažovací proud závisí na hodnotě rezistoru v Ω , fyzické velikosti rezistoru a teplotním managementu baterie [12].

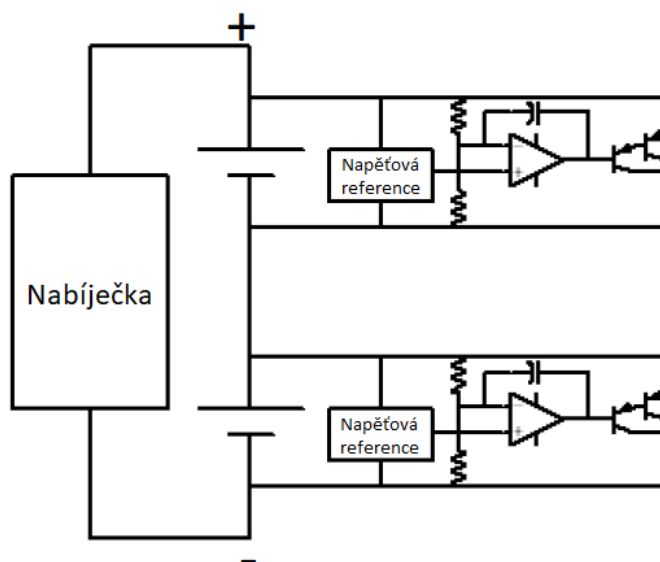


Obr. 2.2 Pasivní balancér s rezistorem [6]

2.1.2 Pasivní balancér při přepětí

Analog Dissipative shunting

Zapojení [7], [12] funguje na stejném principu jako pasivní vyvazování s rezistorem, ale místo rezistoru se vybíjí přes tranzistor. Zapojení je zobrazeno na Obr. 2.3. Jakmile je článek nabit na určitou hodnotu napětí, která je dána napěťovou referencí a napěťovým děličem, tak je článek vybíjen přes tranzistor. V porovnání s první metodou k balancování dochází pouze na konci nabíjení a je neustále odebrán statický proud připojených součástek. Naproti tomu balancér nepotřebuje žádnou řídicí logiku a je snadno modulovatelný.



Obr. 2.3 Pasivní balancér při přepětí [12]

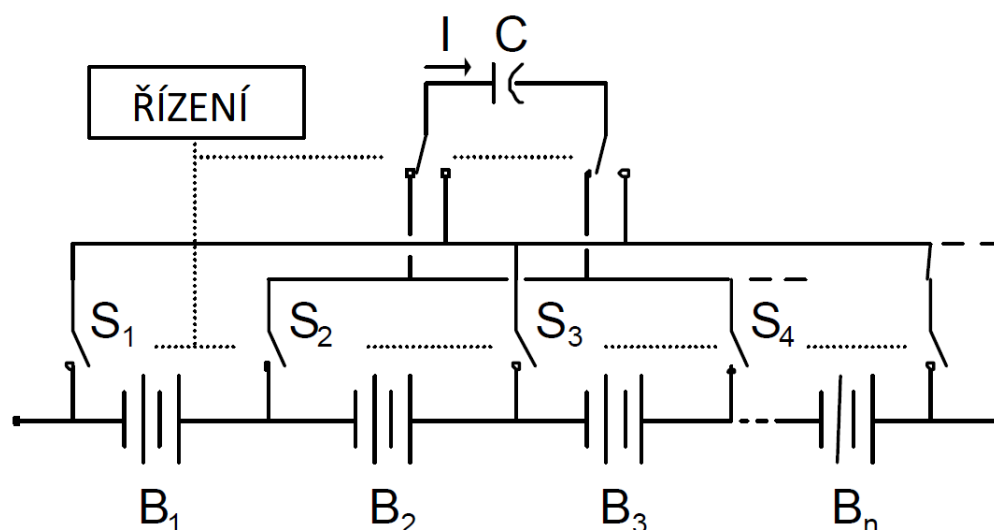
2.2 Aktivní balancéry

Hlavní nevýhodou pasivního balancování je, že odebraná energie je vyzářena v podobě tepla. U aktivních vyvažovačů je přebytečná energie (náboj) uložena do akumulčního prvku (kondenzátoru nebo indukčnosti) a přesunuta do článku, kde je jí nedostatek. Nevýhodou oproti pasivní metodě může být to, že je potřeba více spínacích prvků a aktivních součástek. To má vliv na rozměry a cenu obvodu.

2.2.1 Kapacitní

V anglické literatuře se často označují jako "Charge Shuttling", protože přelévají náboj mezi články. Kondenzátor se paralelně připojí k článku s vyšším napětím, nabije se na napětí článku, následně se připojí k článku s nižším napětím a do článku teče proud, dokud se nevyrovnají napětí. Velikost protékajícího proudu závisí na velikosti difference napětí. Mezi 40 % až 80 % SOC je napěťová křivka poměrně plochá, viz. Obr 1.1. Napěťová difference v tomto rozmezí bude minimální a vyvažovací proud bude malý. Nejvíce náboje mezi články se přenesou na konci a začátku nabíjení. Odpor spínačů a ESR kondenzátoru omezuje špičkový proud a působí Jouleovy ztráty, které snižují účinnost kapacitního vyvažování.

2.2.1.1 S jedním přepínaným kondenzátorem (SSC) Single Switched Capacitor



Obr. 2.4 S jedním přepínaným kondenzátorem (SSC) [6]

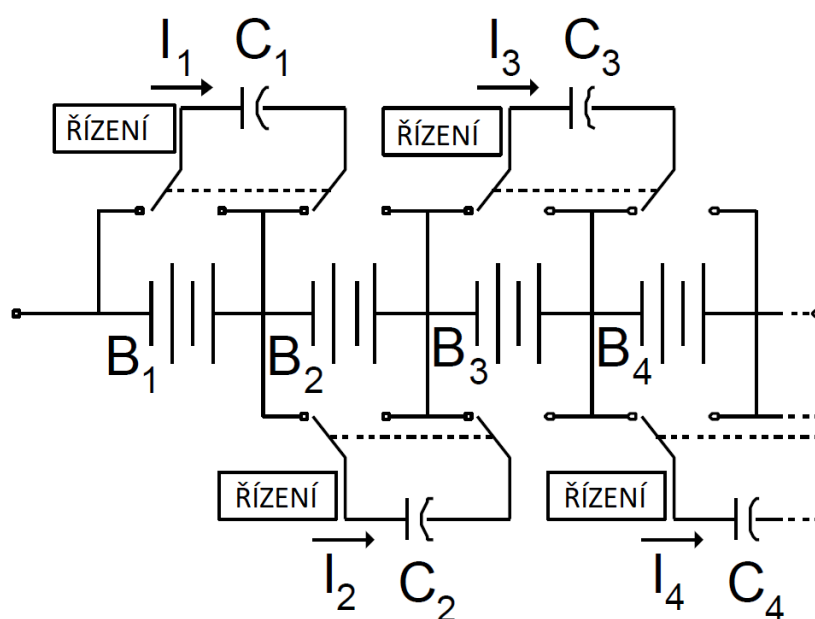
První metoda [5]–[7], [12] je označována jako létající kondenzátor (ang. flying capacitor) [6]. Jeden kondenzátor je pomocí přepínačů propojen se všemi články, viz Obr. 2.4. Existují dvě metody řízení. První metoda spočívá v tom, že je kondenzátor cyklicky přepínán mezi články. Nejvíce energie se odebere z článku s největším napětím a nejvíce se dodá do článku

s nejmenším napětím. Metoda je nejméně účinná, pokud jsou články s největší diferencí napětí na opačných stranách sestavy. Pokud je zajištěno cyklické přepínání kondenzátoru, tak je metoda plně automatická. Druhá metoda už je poněkud sofistikovanější a vyžaduje měření napětí na jednotlivých člancích. Náboj je ale potom přeléván rovnou z článku s největším napětím do toho s nejmenším. Pro n -člávkovou sestavu je potřeba $n+5$ spínačů a jeden kondenzátor.

2.2.1.2 S přepínanými kondenzátory (STSC)

Single-Tiered Switched Capacitors

V této metodě [5]–[7], [12] je kondenzátor pomocí přepínačů připojen vždy mezi 2 články, viz Obr.2.5 Kondenzátory jsou přepínány mezi těmito články a dochází k přelévání náboje z článku s vyšším napětím do článku s nižším napětím. Díky tomu, že je kondenzátor sdílen mezi sousedními články, dochází k přelévání náboje v celé sestavě. Řízení je plně automatické, stačí k němu pouze signály pro dva stavy přepínače. Metoda je opět nejméně účinná, pokud jsou články s největší diferencí napětí na opačných stranách sestavy. Pro n -člávkovou sestavu je potřeba $n-1$ kondenzátorů a $2n$ spínačů.



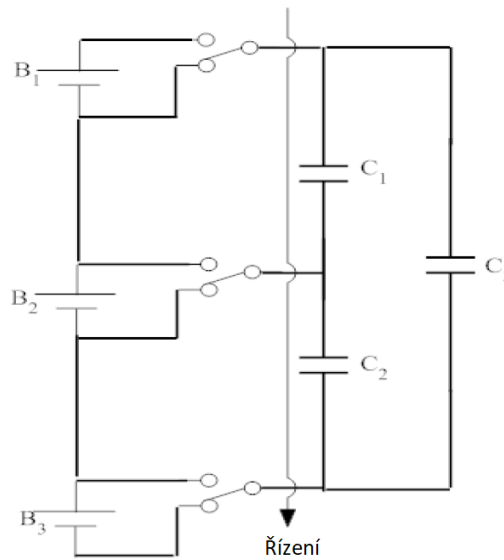
Obr. 2.5 S přepínanými kondenzátory (STSC) [6]

2.2.1.3 Se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (DTSC)

Double-Tiered Switched Capacitors

Tato metoda [5], [7] vychází z té předešlé (STSC), jen s tím rozdílem, že na každé 3 články je přidán jeden kondenzátor v podobě druhého stupně, jako je na Obr. 2.6. V jednom stavu přepínače je přelévána energie mezi články B_1 a B_2 , ale zároveň i mezi články B_1 a B_3 . Tím se

zkrátí vyvažovací doba, ale za cenu, že na n článkovou sestavu je třeba $2n$ spínačů a $2n-3$ kondenzátorů.



Obr. 2.6 Se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (DTSC) [5]

2.2.2 Induktivní

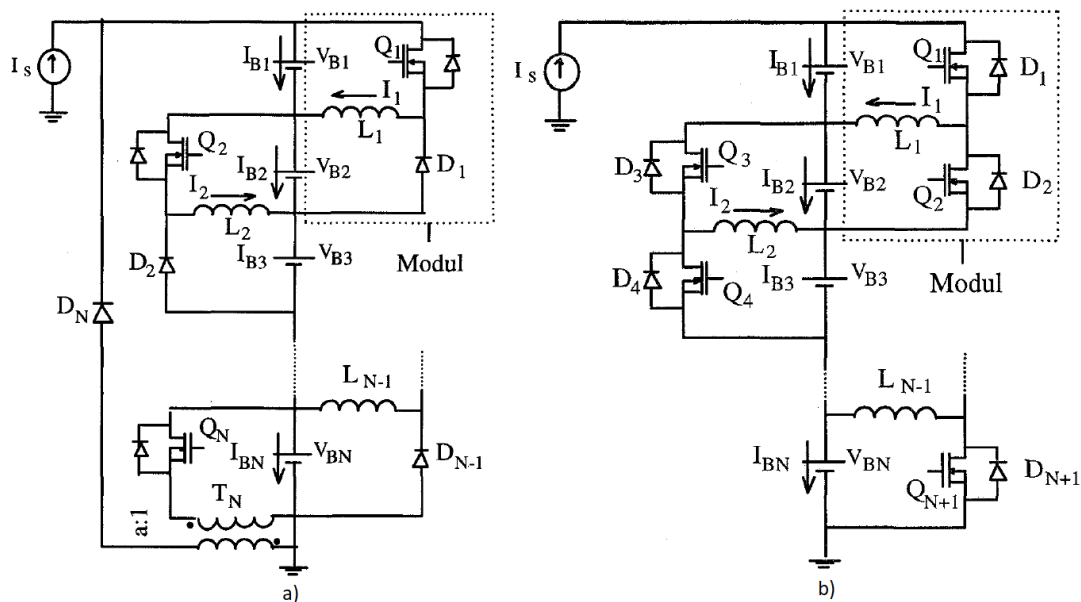
Induktivní metody využívají pro akumulaci energie indukčnost nebo transformátor. Podle druhu zapojení může být přenos energie mezi články, ale může být i mezi článkem a sestavou. Výhodou oproti kapacitním metodám je, že fungují i při malé diferenci napětí. Dokonce mohou přelévat energii z článku s nižším napětím do článku s vyšším napětím. Toho se využívá při kompenzaci nesymetrie celkových kapacit článků, kde je energie přelévána z článku s vyšší kapacitou do článku s nižší, tak aby se snížila odchylka kapacit mezi nimi. Při tomto vyvažování může nastat, že bude předávána energie i ze článku, který má nižší napětí U_b , ale větší celkovou kapacitu Q_c .

2.2.2.1 S měniči buck-boost (MBB)

Multiple Buck-Boost

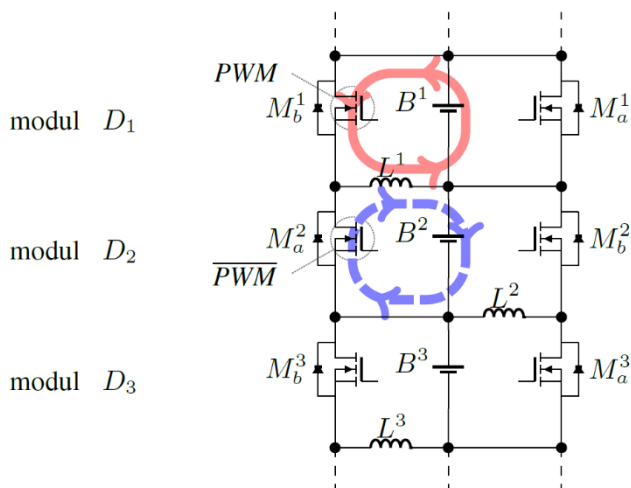
Tento typ vyvažovacího obvodu [5]–[13] přelévá energii mezi sousedními články pomocí indukčnosti na principu buck-boost konvertoru (může napětí snižovat i zvyšovat). Jedná se o nejčastěji publikované zapojení [7]. Zapojení je na Obr. 2.7 a). Skládá se z modulů. Každý modul se skládá ze spínače (tranzistoru), diody a indukčnosti. Takovéto zapojení umožňuje přenos energie v jednom směru a to podle Obr. 2.7 a) z článku $B_{(i)}$ do $B_{(i+1)}$. Aby bylo zajištěno přenosu energii mezi všemi články, je k poslednímu článku připojen flyback transformátor, který převádí

energii z posledního článku do celé sestavy. Poměr transformátoru odpovídá počtu článků sestavy.



Obr. 2.7 Balancér S měničů buck-boost a) jednosměrný MBB-U b) obousměrný MBB-B [11]

Flexibilnější je zapojení na Obr. 2.7 b), které umožňuje konverzi v obou směrech. Tím není zapotřebí transformátoru pro přenos energie z posledního článku. Modul se skládá z páru spínačů (tranzistorů) a cívky. Pro n článků je potřeba $2n-2$ spínačů a $n-1$ cívek. Na Obr. 2.8 je zobrazen princip balancování. Sepnutím tranzistoru M_b^1 je nabíjena indukčnost L^1 a část energie z článku B^1 je uložena v indukčnosti, poté je tranzistor M_b^1 rozepnut a sepnut tranzistor M_a^2 , proud teče opačným směrem do článku B^2 a je do něho dodávána energie. Na stejném principu funguje i jednosměrná varianta s tím rozdílem, že po nabití indukčnosti a rozepnutí tranzistoru se proud uzavírá jedinou možnou cestou, a to přes diodu do druhého článku.

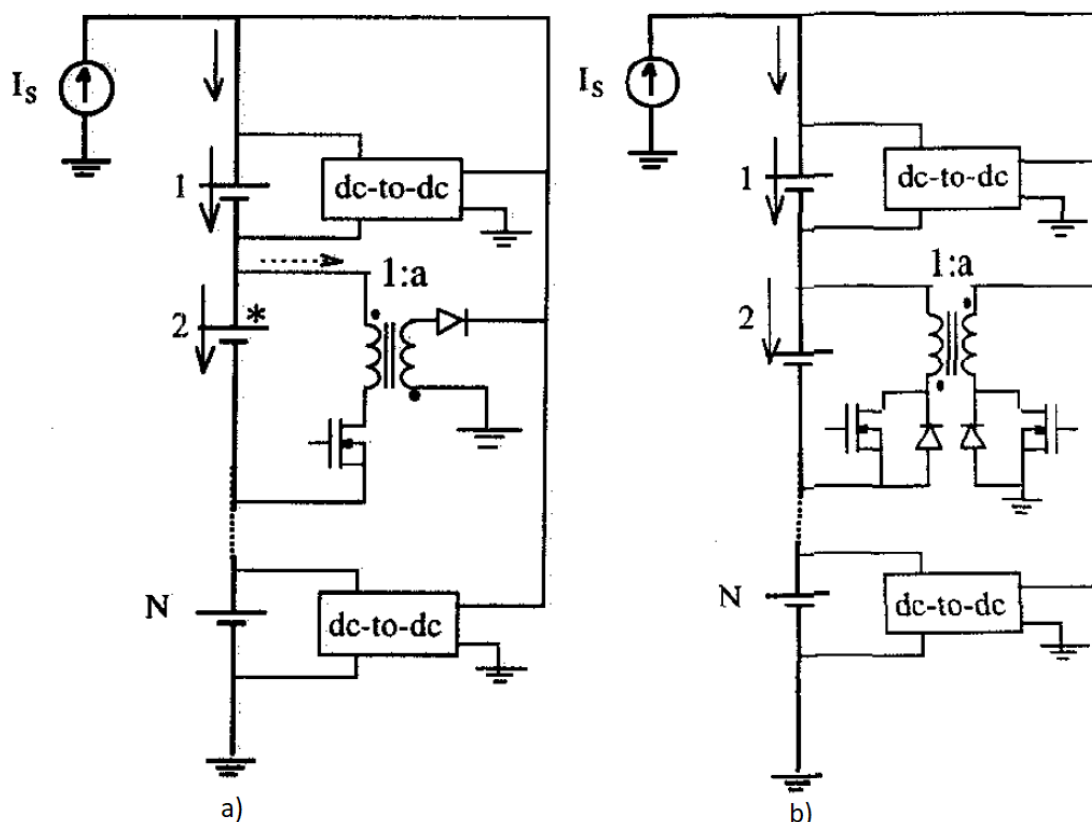


Obr. 2.8 Princip činnosti obousměrného buck-boost balancéru [10]

2.2.2.2 S měniči flyback (MFB)

Multiple FlyBack

Zapojení [5]–[9], [12] jsou zobrazeny na Obr. 2.9. Ke každému článku je připojen flyback transformátor. Díky tomu, že je transformátor izolovaný, umožňuje přenos mezi článkem a sestavou, kde je jinak velký napěťový offset. Na Obr. 2.9 a), je zobrazen MFB-D (discharge), který umožňuje vybíjení náboje z jednoho článku do celé sestavy. Pro n článků je potřeba n tranzistorů, diod a transformátorů.



Obr. 2.9 Balancér s měniči flyback MFB a) MFB-D jednosměrný (umožňuje vybíjení) b) MFB-B obousměrný [8]

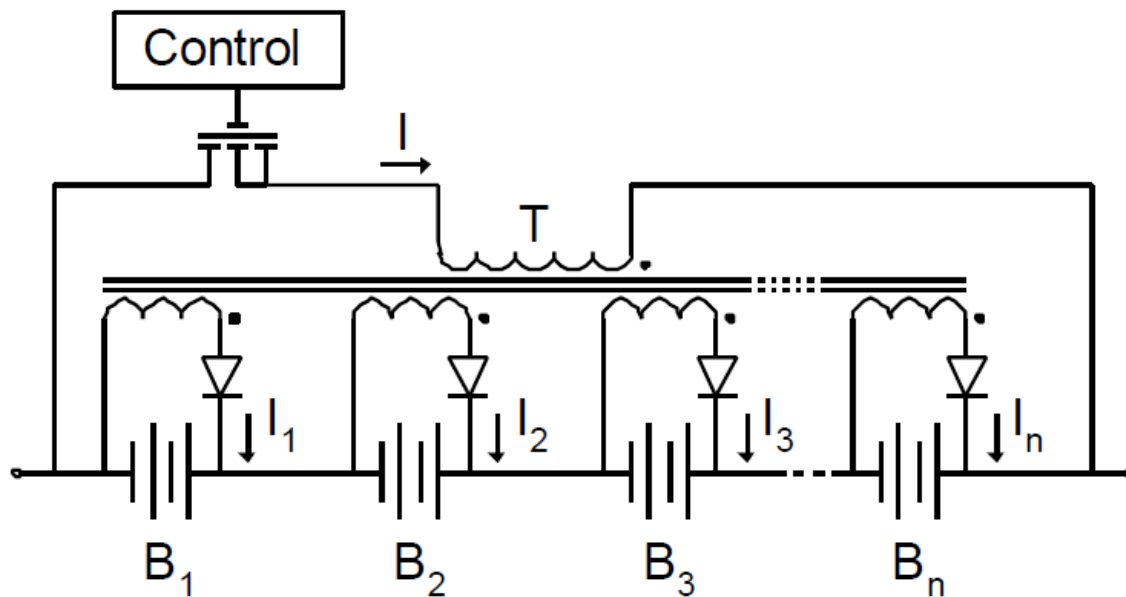
Druhou variantou je MFB-B (bidirectional), který je zobrazen na Obr. 2.9 b). Ten umožňuje přenos energie v obou směrech. To je výhodnou při vybíjení. Pokud má jeden článek nižší SOC než ostatní, tak je do něj dodána energie a tím je prodlouženo vybíjení. Pro n článků je u MFB-B potřeba n transformátorů a $2n$ tranzistorů.

2.2.2.3 S měničem flyback a transformátorem s více vinutími (MWFB)

Multi-Winding FlyBack

U předešlého zapojení byl u každého článku vlastní transformátor. V tomto případě [5]–[10], [12] je transformátor jenom jeden. Má jedno primární vinutí připojené k celé sestavě a n

sekundárních vynutí připojených k n článkům. Na Obr. 2.10 je zobrazeno zapojení MWFB-C (charge), které umožňuje přelévání energie z celé sestavy do jednoho článku. Výhodou MWFB-C je, že balancování podle napětí probíhá automaticky. Princip je následující: do transformátoru se přes sepnutý tranzistor naakumuluje energie a tranzistor se rozepne, sekundární vinutí jsou všechna stejná, tudíž na nich budou stejná napětí. Nejvíce proudu, případně všechny, poteče do článku s nejnižším napětím, protože dioda u tohoto článku se otevře jako první (bude na ní největší úbytek napětí). K zapojení s n články je potřeba jeden transformátor s $n+1$ vinutími, n diod a 1 tranzistor.

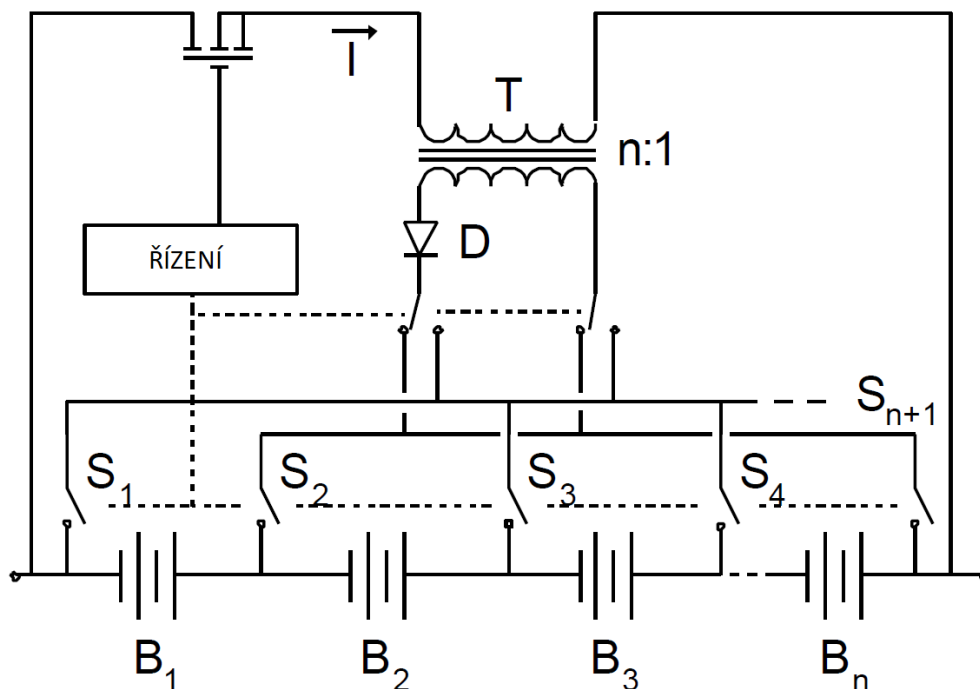


Obr. 2.10 Balancér s měničem flyback a transformátorem s více vinutími (MWFB-C) [6]

Existuje i obousměrné zapojení MWFB-B, které není na obrázku. To umožňuje přenos energie ze sestavy do článku i obráceně. Zapojení se skládá z jednoho transformátoru s $n+1$ vinutími a $n+1$ tranzistorů.

2.2.2.4 S přepínaným měničem flyback (MSFB) Multi-Switch FlyBack

Zapojení [5]–[7], [9], [12] sdílí jeden transformátor se dvěma vinutími. Proud je odebrán z celé sestavy přes tranzistor do transformátoru. Na sekundárním vinutí je usměrněn a pomocí série přepínačů přiveden ke konkrétnímu článku. Zapojení vyžaduje velké množství přepínačů pro n článkovou sestavu je potřeba $n+6$ spínačů. Na Obr. 2.11 je zapojení MSFB-C, které umožňuje nabíjení článků z celé sestavy. Existuje ale i zapojení MSFB-B, které je obousměrné.



Obr. 2.11 balancér s přepínaným měničem flyback (MSFB-C) [6]

2.2.3 Porovnání jednotlivých aktivních metod

V následující tabulce je uvedeno souhrnné porovnání jednotlivých metod, které byly popsány v předešlých kapitolách. Ke každé metodě jsou uvedeny parametry. Prvním je počet cívek (L), kondenzátorů (C), tranzistorů (Tr), vinutí (V), diod (D), spínačů (S) a tranzistorů (T). Dalším parametrem je prediktivní balancování, tedy balancování bez ohledu na napětí (i z článku s nižším napětím do článku s vyšším napětím). Posledním parametrem je simultánní vyvažování. U simultánního vyvažování lze vyvažovat všechny články současně. U metody, která simultánní vyvažování neumožňuje, dochází k vyvažování článků jeden po druhém, a to vede k prodloužení vyvažovacího času. Pro zkrácení vyvažovacího času je potřeba vyššího vyvažovacího proudu.

Tab. 2.1 Porovnání aktivních metod vyvažování

	Typ	L	C	Tr	V	D	S	T	Pred. bal.	Sim.
Kap.	SSC	0	1	0	0	-	n+5	-	N	N
	STSC	0	n-1	0	0	-	2n	-	N	A
	DTSC	0	2n-3	0	0	-	2n	-	N	A
Induktivní	MBB-B	n-1	0	0	n-1	-	-	2n-2	A	A
	MBB-U	n-1	0	1	n+1	n	-	n	A	A
	MFB-B	0	0	n	2n	-	-	2n	A	A
	MFB-D	0	0	n	2n	n	-	n	A	A
	MWFB-B	0	0	1	n+1	-	-	n+1	A	N
	MWFB-C	0	0	1	n+1	n	-	1	N	N
	MSFB	0	0	1	2	-	n+6	-	A	N

U – jednosměrný, B – obousměrný, C – nabíjecí, D – vybíjecí

3 Návrh aktivního balancéru

V předešlých kapitolách byly popsány vybrané vyvažovací metody a na základě získaných poznatků navrhne vlastní balancér tak, aby vyhovoval následujícím požadavkům.

Požadavky

1. Li-Ion akumulátorová sestava s minimálně 4 články řazenými sériově.
2. Schopnost kompenzace 5 % neshody kapacity.
3. Účinnost balancéru minimálně 50 %.

Pro návrh balancéru byla vybrána akumulátorová sestava 6S1P s kapacitou 2500mAh, která má pracovní cyklus (dobu vybíjení) dlouhý jednu hodinu. Baterie je při pracovních cyklu (dobu vybíjení) vybíjena konstantním proudem 3 A.

3.1 Výpočet vyvažovacího proudu

Jedním z hlavních parametrů pro volbu zapojení je vyvažovací proud. Ten se vypočítá z jmenovité kapacity Q_j , vybíjecího času t_{vyb} a maximální kompenzované neshody kapacit ΔQ_k . Vyvažovač musí být schopen kompenzovat 5% neshody celkové kapacity. Tu lze vypočítat z jmenovité kapacity Q_j pomocí vztahu (3.1). Z jmenovitého vybíjecího proudu I_j a jmenovité kapacity lze vypočítat dobu vybíjení t_{vyb} pomocí vztahu (3.2). Vybíjecí proud bývá výrazně větší než nabíjecí, proto můžeme předpokládat, že když balancér vyrovná nesymetrii při vybíjení, vyrovná ji i při nabíjení.

$$\Delta Q_k = 0,05 \cdot Q_j = 2500 \cdot 0,05 = 125 [mAh] \quad (3.1)$$

$$t_{vyb} = \frac{Q_j}{I_j} = \frac{2500}{3000} = 0,833h = 50 [min] \quad (3.2)$$

Vyvažování probíhá po celou dobu vybíjení, proto $t_v = t_{vyb}$, lze tedy stanovit vyvažovací proud dle vztahu (3.3).

$$I_v = \frac{\Delta Q_k}{t_v} = \frac{\Delta Q_k}{t_{vyb}} = \frac{125}{0.833} = 150 \text{ [mA]} \quad (3.3)$$

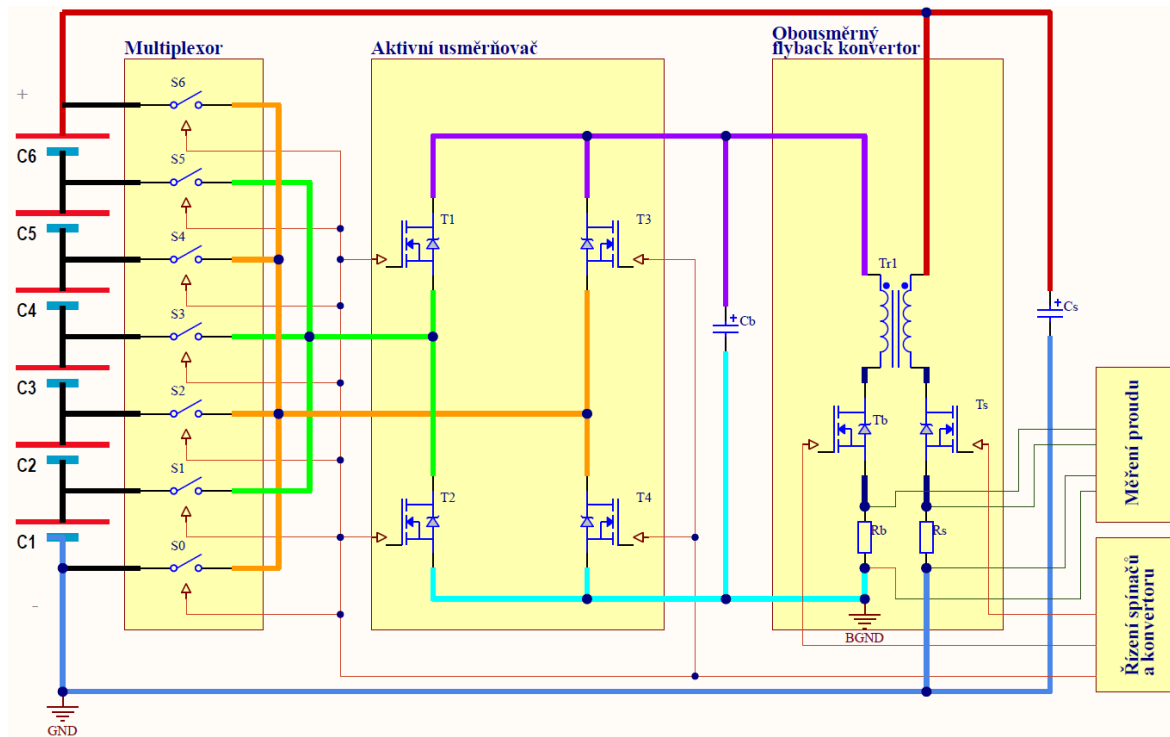
3.2 Volba zapojení

Z výše uvedených požadavků lze zvolit vhodné zapojení balancéru. Jedním z požadavků byla minimálně 50% účinnost. Kapacitní metody mají nižší účinnost než indukční, proto se lze zaměřit pouze na indukční metody. Druhým důvodem k volbě indukční metody je, že kapacitní metody neumožňují prediktivní vyvažování. To sice nebylo v požadavcích, ale pro co nejefektivnější přenos energie by bylo vhodné, aby zapojení prediktivní vyvažování umožňovalo. Pro dosažení co největší účinnosti se dále omezíme pouze na metody, které umožňují obousměrný přenos energie a vyřadíme metody mezi sousedními články. Zbyly pouze dvě metody, a to metoda s měniči flyback (MFB-B) a přepínaným měničem flyback (MSFB). U MFB-B má každý článek vlastní konvertor, který umožňuje konverzi energie v obou směrech, to by znamenalo pro n článkovou sestavu $2n$ řídicích signálů ke spínačům u konvertoru. Z toho důvodu byla zvolena metoda s jedním měničem a sítí přepínačů MSFB, který může být komplikovanější a dosahovat větší účinnosti.

Vypočtený proud I_v odpovídá střední hodnotě vyvažovacího proudu. Ten se rovná maximálnímu proudu konvertoru I_{vmax} pouze u simultánního balancování, kde jsou články vyvažovány všechny najednou. MSFB sdílí jeden konvertor mezi články, proto jeho vyvažovací proud I_{vmax} musí být vyšší. Dle [7] lze nesimultánní proud I_{vmax} vypočítat dle vztahu (3.4), kde t_{vc} je celková doba vyvažování a ta je stejná jako doba vybíjení.

$$I_{vmax} = \frac{n \cdot \Delta Q_k}{4 \cdot t_{vc}} = \frac{n \cdot I_v}{4} = \frac{6 \cdot 150}{4} = 225 \text{ [mA]} \quad (3.4)$$

3.3 Schéma balancéru

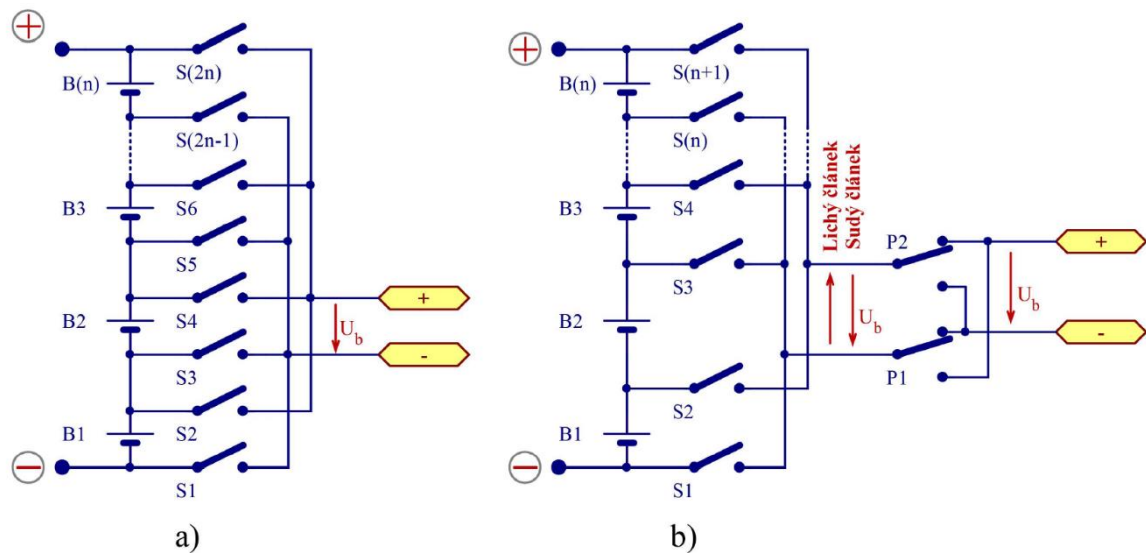


Obr. 3.1 Blokové schéma navrhovaného aktivního balancéru

Na Obr. 3.1 je schéma navrhovaného balancéru. Skládá se z akumulátorové sestavy, multiplexoru, který připíná články ke konvertoru, usměrňovači a samotného konvertoru. Neméně důležité je také řízení konvertoru a měření vyvažovacího proudu. Všechny části budou podrobně popsány v následujících kapitolách.

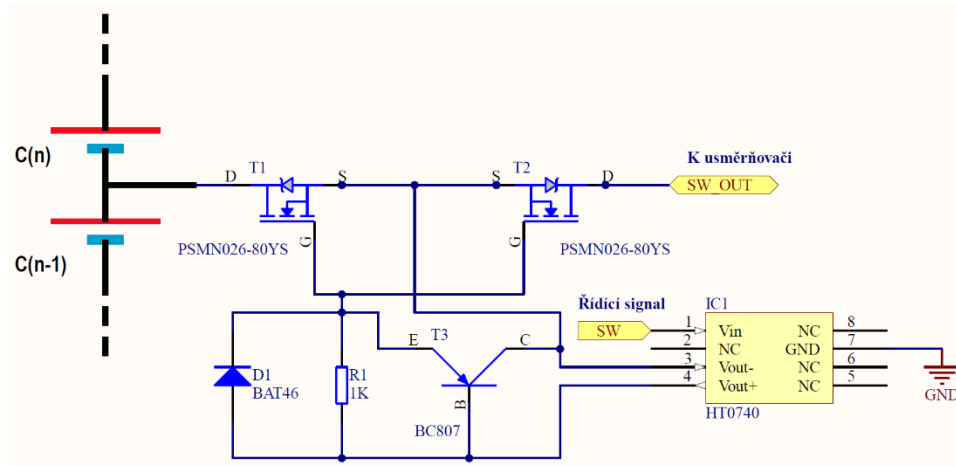
3.4 Multiplexor

Multiplexor lze zapojit dvěma způsoby. První způsob je na Obr. 3.2 a). V zapojení a) jsou použity vždy dva spínače na jeden článek. Po sepnutí spínačů ke článku je na výstupu spínačů vždy stejná polarita napětí. Pro n článkovou sestavu je potřeba $2n$ spínačů. V zapojení b) je ke každému vývodu článku připojen jeden článek ($n + 1$ spínačů). Polarita napětí na výstupu spínačů se tedy mění v závislosti na tom, jestli je připojen sudý nebo lichý článek, viz napětí U_b na Obr. 3.2 b). K tomu, aby bylo docíleno jedné polarity, jsou připojeny ještě spínače P1 a P2, který slouží jako usměrňovač a za nimi už je stejná polarita napětí. Pro zapojení b) je potřeba $n + 5$ spínačů. Z pohledu počtu spínačů začíná být výhodnější zapojení b) od 6 článků a víc ($n \geq 6$). Je ale nutné podotknout, že u zapojení b) jsou v cestě vždy čtyři spínače místo dvou. Na čtyřech spínačích bude větší úbytek napětí. Navrhovaná sestava má právě 6 článků, proto byla vybrána metoda b).



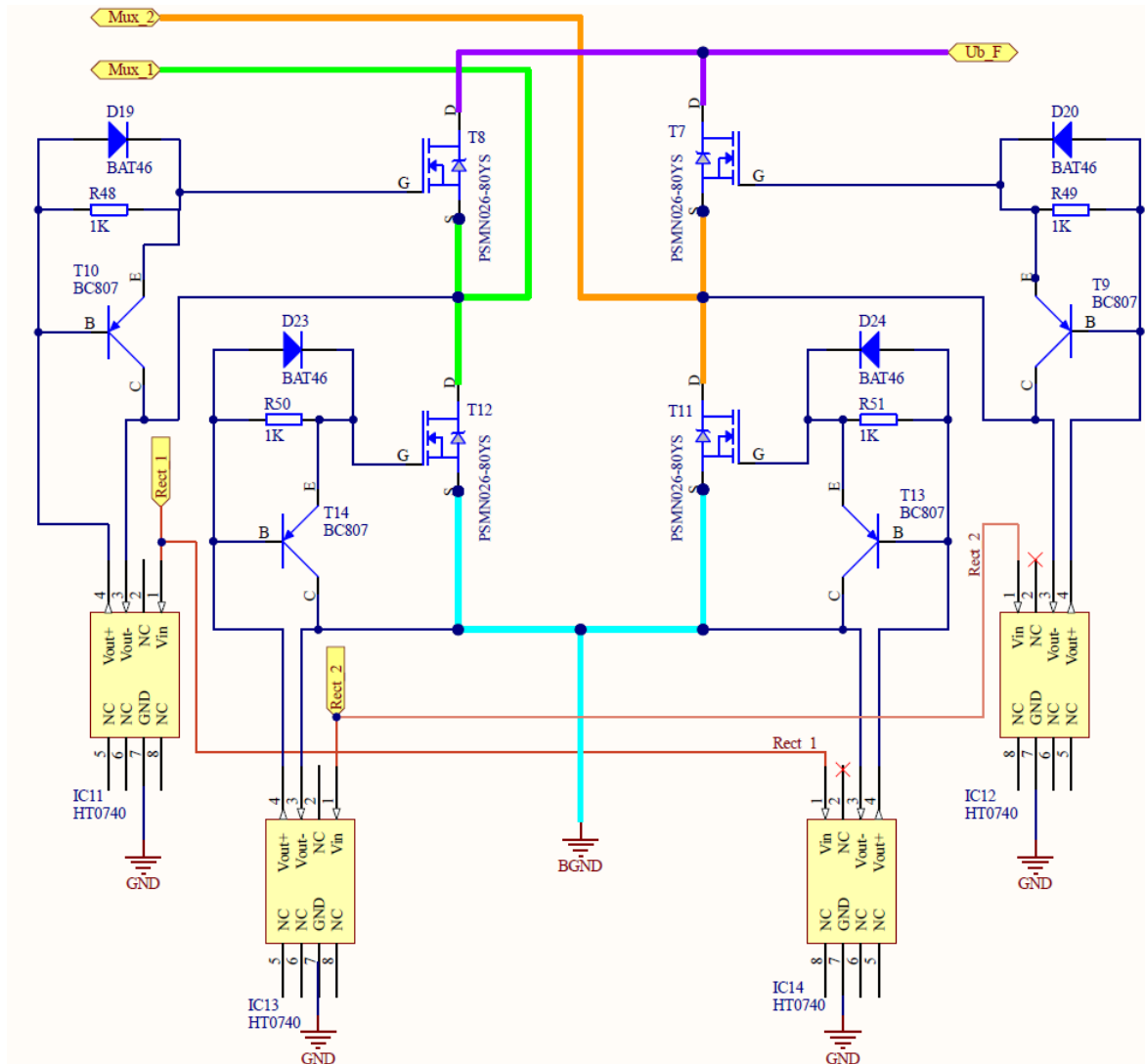
Obr. 3.2 Možnosti zapojení multiplexoru [7]

Každý ze spínačů pracuje s rozdílným napěťovým offsetem a je potřeba zajistit správné sepnutí spínačů. Z tohoto důvodu je vhodné řídicí signály ke spínačům galvanicky oddělit. Zvolena byla metoda pomocí MOSFET tranzistorů a galvanicky odděleného budiče. Zapojení spínače je vidět na Obr. 3.3. Tvoří ho dvojice N-MOS tranzistorů, tak aby byl spínač obousměrný. Použity byly tranzistory PSMN013-100YSE [14] od výrobce Nexperia, protože jsem je měl k dispozici. Mají dostatečné napětí $U_{DS} = 100 \text{ V}$ a odpor $R_{DSon} = 13 \text{ m}\Omega$ při $U_{GS} = 10 \text{ V}$. Pro ušetření místa by bylo vhodnější použít např. SQJB80EP [15], který má obdobné parametry a v jednom pouzdře jsou umístěny dva N-MOS tranzistory. Dostatečné hradlové napětí pro tranzistory zajišťuje galvanicky oddělený budič HT0740 [16] od firmy Microchip. Izolační napětí dosahuje 400 V. Vyznačuje se nízkou spotřebou a je napájen přímo z logického vstupu. Díky tomu má ale dlouhou prodlevu při sepnutí (přibližně $50 \mu\text{s}$) a třikrát větší při vypnutí, proto je obvod doplněn o tzv. proudový posilovač (current-booster), který slouží k urychlení vypnutí tranzistorů. Skládá se z bipolárního tranzistoru T3 a rezistoru R1. Při spínání se obvod uzavírá před diodu D1. Existuje ještě driver HT0440, který je stejný jako HT0740, jen jsou zde umístěny ve stejném pouzdře dva budiče. Ten by se dal využít pro zmenšení místa tak, že by budiče pro dva sousední články byli v jenom pouzdře. V době realizace obvodu (2020) ale nebyl na trhu k dostání.



Obr. 3.3 Spínač multiplexoru

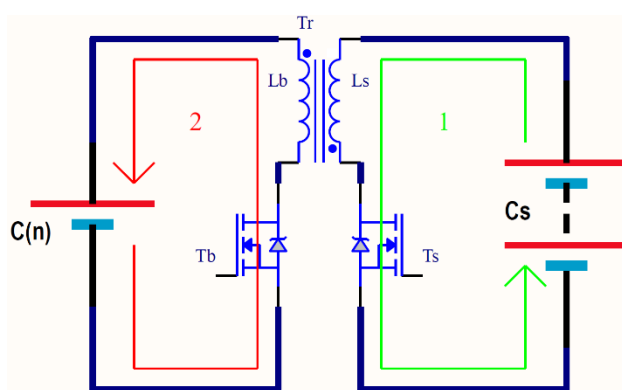
3.5 Aktivní usměrňovač



Obr. 3.4 Zapojení aktivního usměrňovače

Pro usměrnění nejsou použity diody, na který je velký úbytek napětí. Místo toho je použit aktivní usměrňovač s MOSFET tranzistory, který má větší účinnost než pomocí diod. Zapojení je na Obr. 3.4. Tranzistory byly použité stejně jako u spínače. Tranzistory v usměrňovači pracují pouze s napětím jednoho článku, proto by se dali použít i vhodnější tranzistory, hlavně z pohledu ceny. Použít by se dali např. N-MOS tranzistory IRF7907TRPBF [17], které mají napětí $U_{DS} = 30V$ a odpor $R_{DSon} = 16.4m\Omega$ při $U_{GS} = 10V$ a jsou opět umístěny dva v jenom pouzdře. Na dobu sepnutí a vypnutí nejsou kladeny žádné zvláštní nároky, proto je ovládání stejné jako u spínače, a to pomocí galvanicky oddělovacího budiče HT0740 ve stejném zapojení, jen s tím rozdílem, že každý tranzistor má vlastní budič.

3.6 Obousměrný synchronní flyback konvertor



Obr. 3.5 Princip obousměrného synchronního flyback konvertoru

Konvertor umožňuje převádění energie mezi sestavou a jedním článkem. Konvertor je obousměrný, takže umožňuje i obrácený přenos (z článku do sestavy). Díky tomu se může zkrátit doba vyvažování. Princip konvertoru při přenosu ze sestavy do článku je na Obr. 3.5. Nejprve se sepne tranzistor T_s a v okruhu (1) roste hodnota proudu. V okruhu (2) zatím neteče žádný proud. Po rozeptnutí tranzistoru T_s a současně se sepnutím tranzistoru T_b se napětí na vnutích L_s a L_b otočí. Proud se uzavírá okruhem (2) do článku $C_{(n)}$. Obdobný princip je i při konverzi z jednoho článku do sestavy. Vždy je sepnut pouze jeden tranzistor. Na straně vinutí, kde je tranzistor rozeptnut, dochází k reflexi napětí, které se sčítá s napájecím. Napětí vypnutých tranzistorů jsou dány vztahy (3.5) a (3.6), kde U_{Tbvyp} je napětí tranzistoru na straně článku a U_{Tsvyp} na straně sestavy, U_s je napětí sestavy, U_b napětí článku $C_{(n)}$, N_b a N_s jsou poměry vnutí. Při výběru tranzistorů je potřeba brát reflektované napětí v potaz a zvolit dostatečné napětí U_{DS} , tak aby nedošlo k jejich zničení. Další negativní vlastností tohoto typu měniče je způsobena vzduchovou mezerou v jádře transformátoru, která způsobuje zákmity při rozeptinání tranzistorů. Ty se dají omezit tlumičem zákmitů. Tlumiče jsou např. typu RC (RC Snubber) nebo s transilem. Tlumič ovšem snižuje účinnost a při jeho návrhu se tento fakt musí brát v potaz. V tomto řešení není tlumič zákmitů použit. Kdyby to konkrétní aplikace vyžadovala, může být do zapojení doplněn.

$$U_{Tbvyp} = U_b + \frac{N_b}{N_s} U_s [V] \quad (3.5)$$

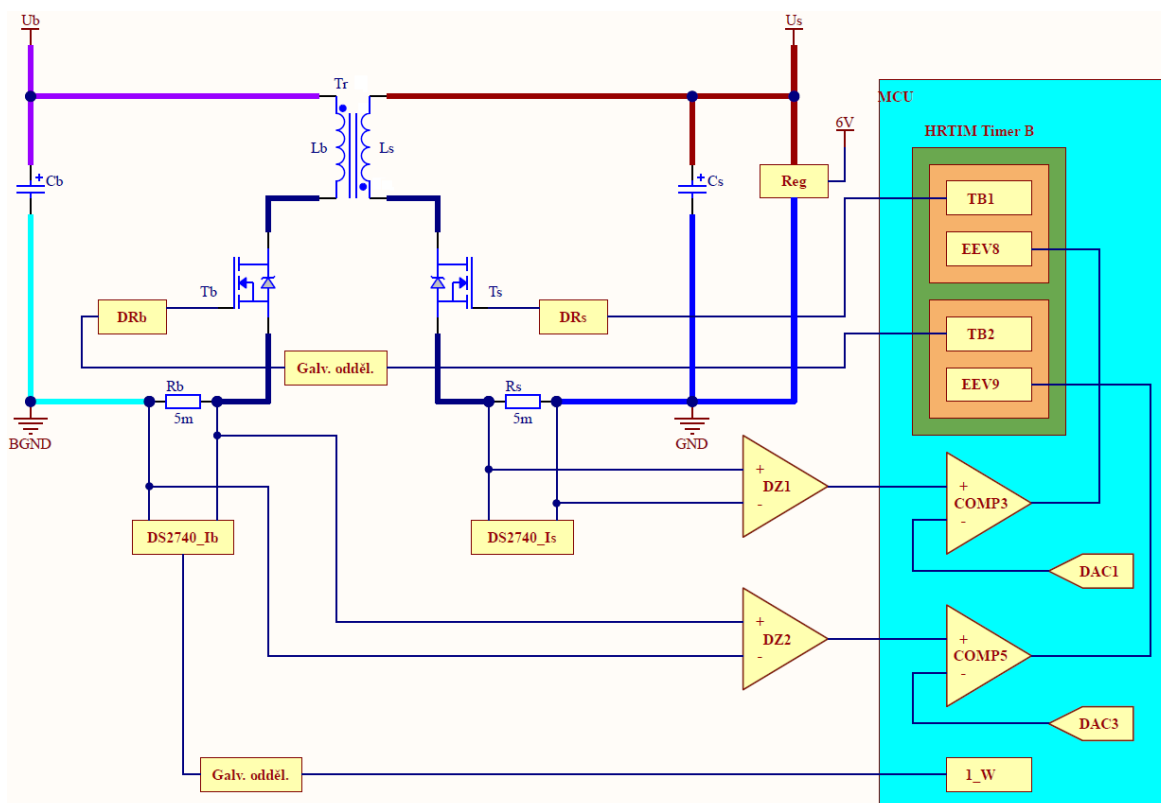
$$U_{Tsvyp} = U_s + \frac{N_s}{N_b} U_b [V] \quad (3.6)$$

Vhodné integrované řešení pro řízení obousměrného flyback konvertoru nebylo na trhu nalezeno, proto byla zvolena vlastní metoda řízení pomocí mikrokontroleru (MCU). Pro řízení měniče se nejčastěji používá PI nebo PID regulace s PWM řízeným signálem. Protože pro přenos energie mezi články není potřeba přesné regulace, je možné využít jednodušší metodu, která nepotřebuje neustálý dohled MCU. Touto metodou je hysterezní proudové řízení. Hodnota proudu se pohybuje mezi dvěma limitními stavy I_{maxb} a I_{minb} u vinutí pro článek $C_{(n)}$ a I_{maxs} a I_{mins} pro vinutí k sestavě. Proud u obou vinutí prochází přes proudové bočníky. Úbytky napětí z bočniců jsou zesíleny a přivedeny na vstup komparátorů. Pomocí druhého vsutupu se nastavují limitní hodnoty proudu. Výstup komparátoru je přiveden do MCU, ze kterého se vysílají řídicí signály k tranzistorům. Podrobnější popis bude uveden dále.

Při výběru MCU je potřeba zajistit dostatečně rychlou odezvu na řídicí signály z komparátorů. Rychlost univerzální vstupně/výstupní brány (GPIO) a softvérového přerušování se pohybuje v jednotkách μs , a to není dostačující. Výrobci MCU jsou si toho vědomi a vyrábí MCU, ve kterých je zabudována periferie pro řízení motorů a konvertorů. U firmy ST jsou to např. řady procesorů STM32F334xx a nově STM32G47xx STM32G48xx. Řady disponují jádrem ARM Cortex-M4. Pro toto řešení byl zvolen MCU STM32G474RB [18], který disponuje periferií zvanou časovač s vysokým rozlišením (HRTIM - High Resolution Timer). Ten může u zvoleného MCU dosahovat rozlišení až 184 ps.

Na Obr. 3.6 je znázorněno zjednodušené schéma konvertoru. Proud konvertoru je snímán proudovými bočníky R_b a R_s a slouží k měření proudu mezi vyvažovaným článkem a sestavou, a také slouží k řízení konvertoru. Hodnoty bočniců jsou 5 m Ω proto, aby nedocházelo k velkým ztrátám. Diferenční zesilovače DZ1 a DZ2 zesilují malý úbytek vzniklý průchodem proudu na proudových bočnicích. Výstupy diferenčních zesilovačů jsou přivedeny do komparátorů COMP3 a COMP5 a slouží k řízení konvertoru, protože musí být velmi rychlé. DZ2 měří proud sériově řazených článků v bateriové sestavě a pracuje tedy s velkým napěťovým offsetem. Pro toto

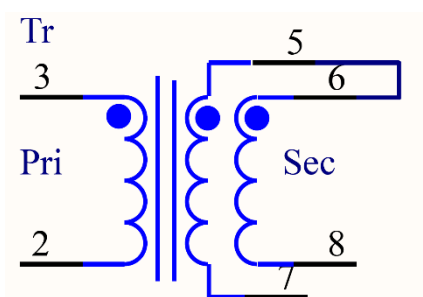
měření byl zvolen operační zesilovač (OZ) MC33272A [19]. OZ má rychlost přeběhu (Slew Rate) $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ a je napájen z celé sestavy. Na vstup OZ lze připojit napětí maximálně do výše napájecího napětí. Díky tomu, že je napájen z celé sestavy, tak bude měření fungovat při jakémkoliv připojeném článku. DZ2 pracuje s nízkým offsetem, díky tomu lze použít obvyčejnější (levnější) OZ, který je napájen ze stabilizátoru napětí. Vybrán byl OZ MCP62912 [20] od firmy Microchip, který má rychlost přeběhu $7 \text{ V}/\mu\text{s}$. Pro přesné měření z/do článku a sestavy odebrané/dodané kapacity slouží počítadlo náboje (Coulomb Counter) DS2740 od firmy Maxim. Zapojení OZ a IC DS2740 budou popsána v následující kapitole (3.7). Komparátory COMP3 a COMP5 porovnávají aktuální hodnotu proudu s nastavenými limity I_{\min} a I_{\max} . Ty se nastavují pomocí dvojice DA převodníků DAC1 a DAC3. Výstupy obou komparátorů tvoří tzv. události (Events) EVp a EVs, které jsou zavedeny na vstupy EEV8 a EEV9 (External Event) do čítače s vysokým rozlišením HRTIM v MCU. Ten na základě stavu čítače a hodnot událostních vstupů generuje příslušné řídicí signály pro drivery DRb a DRs výkonových tranzistorů Tb a Ts. Uvedené komparátory a DA převodníky jsou periferie použitého MCU a jsou tak zabudované v jednom pouzdře spolu s procesorem. Jejich označení se shoduje s označením použitých periférií MCU. Propojení mezi perifériemi je realizováno uvnitř pouzdra, díky tomu nemusí být součástky a propojovací cesty na plošném spoji (PCB) a dojde tím k ušetření rozměrů a nákladů.



Obr. 3.6 Schématické zobrazení navrhovaného vyvažovače

Tranzistory T_s a T_b jsou používány pro spínací účely se spínací frekvencí v desítkách kHz, proto už je nutné uvažovat i dynamické ztráty na tranzistoru. Ztráty jsou tedy dvoje jouleovy a dynamické. Jouleovy ztráty jsou dány odporem R_{DSon} . Dynamické ztráty lze omezit výběrem tranzistoru s nízkými parazitními kapacitami. Vybrány byly tranzistory NTD32N06L [21], které mají napětí U_{DS} do 60V a $R_{DSon} = 28 \text{ m}\Omega$ při $U_{GS} = 5V$, zároveň mají poměrně nízké parazitní kapacity $C_{iss} = 1700\text{pF}$ a $C_{oss} = 480\text{pF}$.

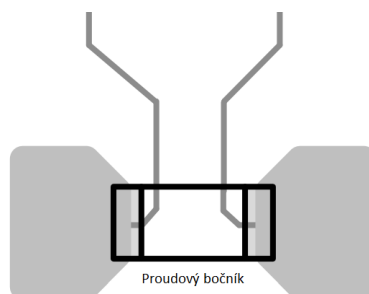
Transformátor byl využit od firmy Coilcraft s označením FA2672 [22] v SMD provedení. Transformační poměr je 1:1. Na jádře jsou navinuty dvě sekundární vinutí. Propojením vývodů 5 a 6 na PCB byli sekundární vinutí zapojeny do série a výsledný transformační poměr je tedy 1:2.



Obr. 3.7 Zapojení transformátoru

3.7 Měření proudu

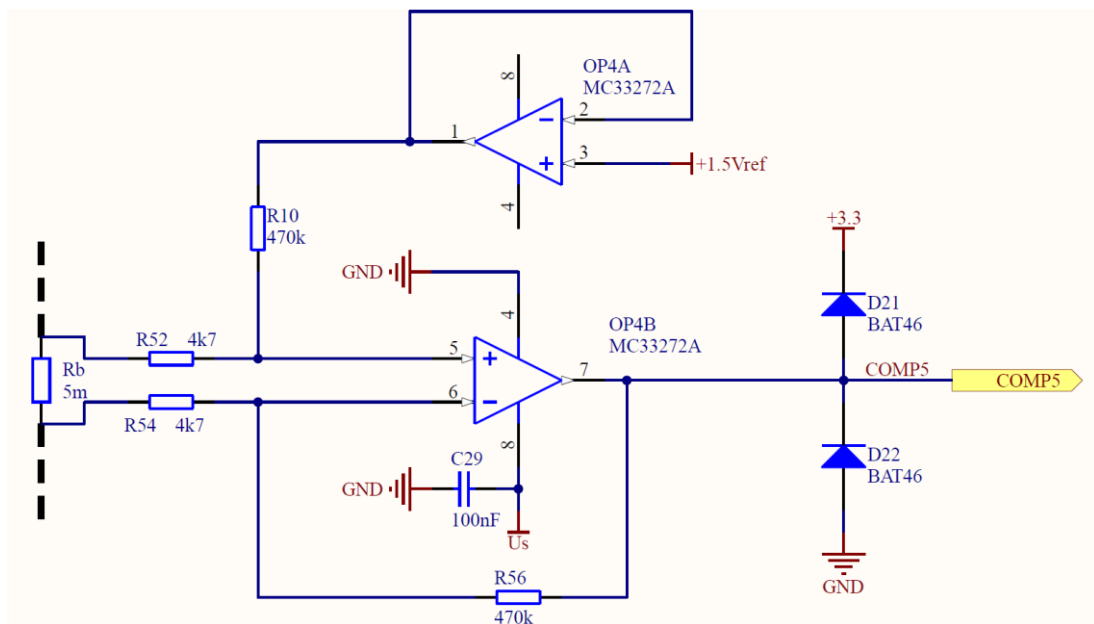
Jak bylo zmíněné v předešlé kapitole, měření proudu je zdvojené. V prvním případě je kladen velký důraz na rychlost pro řízení konvertoru. V druhém případě zase na přesnost měření tak, aby byl co nej přesněji změřen náboj převáděný mezi články. V obou případech se jedná o nepřímé měření proudu pomocí bočníku. Spoje ke vstupu zesilovače by měli být vedeny přímo z vodivých plošek bočníku a měli by mít stejnou délku. Při špatném vedení spojů by docházelo k měření úbytku i na části spoje a tím k nepřesnosti měření. Možné vedení spojů od bočníků lze vidět na Obr. 3.8.



Obr. 3.8 Vedení spojů od bočníku

3.7.1 Měření proudu pro řízení konvertoru

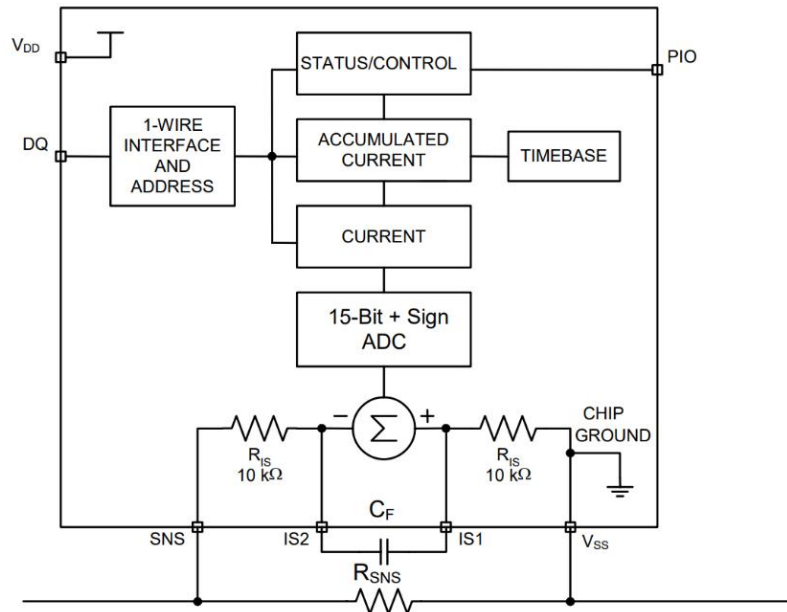
Zapojení je stejné pro měření proudu I_s i I_b . Rozdíl je akorát v použitém OZ. Jak bylo popsáno výše, tak OZ pro měření proudu I_b musí umět pracovat s napěťovým offsetem článků. Zapojení OZ je zobrazeno na Obr. 3.9. Jedná se o zapojení OZ jako diferenční zesilovač se zesílením 100. Do kladného vstupu OZ je přivedeno předpětí z napěťové reference ISL21010 [23] a díky tomu lze měřit proud oběma směry (z i do článku, resp. z i do sestavy). Referenční napětí má hodnotu 1,5V. Tato hodnota byla zvolena, protože OZ a MCU jsou napájeny 3,3V. Hodnota 1,5V je skoro uprostřed napájecího napětí a díky tomu je zajištěn přibližně stejný rozsah měření pro oba směry proudu. Výstup OZ u měření proudu I_b je ještě doplněn o ochranné diody. Komparátor uvnitř MCU, ke kterému je výstup OZ připojen, je napájen 3,3V a OZ pro měření I_b je napájen z celé sestavy. Diody tedy omezují napětí na výstupu OZ tak, aby nedošlo k poškození komparátoru.



Obr. 3.9 Diferenční zesilovač pro obousměrné měření proudu

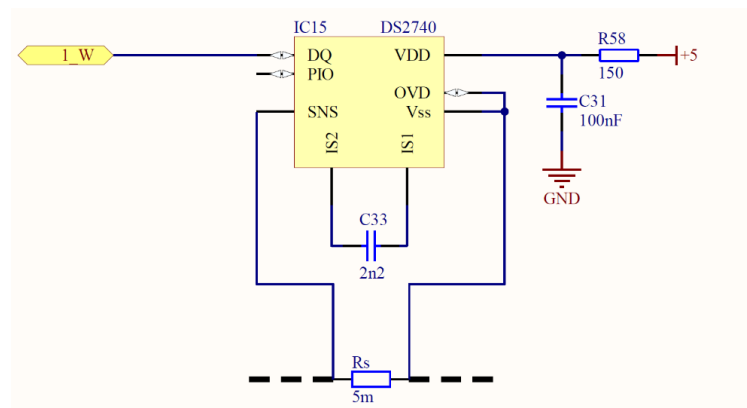
3.7.2 Přesné měření proudu pro počítání náboje

Pro přesné měření proudu bylo zvoleno integrované řešení v podobě DS2740 [24]. Výhodou je, že měří jak aktuální hodnotu proudu, tak i hodnotu odebraného, resp. dodaného náboje. Hodnota proudu i náboje je uložena do vlastního registrů o velikosti 16 bitů. DS2740BU umožňuje měření proudu v obou směrech s rozlišením 13 bitů. Blokový diagram je zobrazen na Obr. 3.10.



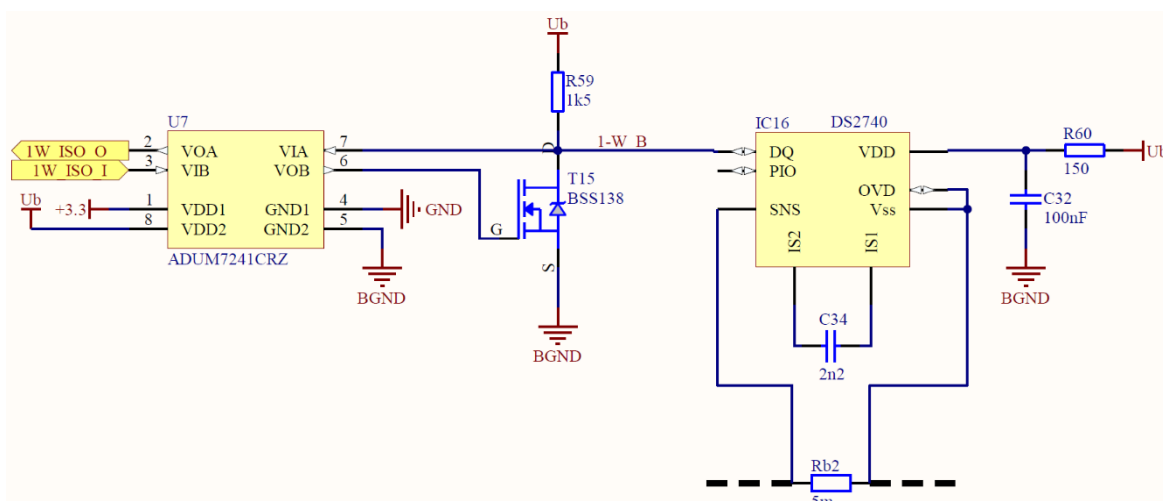
Obr. 3.10 Blokový diagram DS2740

DS2740 kontinuálně měří úbytek napětí na proudovém bočníku. Na vstupu jsou umístěny 10kΩ rezistory. Přidáním externího kondenzátoru lze vytvořit filtr dolní propust. Proud na obou stranách transformátoru je pulzního charakteru, proto byl tento filtr využit a k DS2740 byl připojen kondenzátor o 2,2 nF. Spolu s rezistory tvoří filtr dolní propust se zlomovou frekvencí 7,23 kHz. ADC měří napětí na bočníku s frekvencí 18,6kHz a každých 0,875s ukládá hodnotu do registru. V ten samý čas také přičítá naakumulovaný náboj do druhého registru. Hodnoty z registrů lze vyčíst pomocí komunikace po 1 – Wire sběrnici. Každý DS2740 má z výroby unikátní 64bitovou adresu.



Obr. 3.11 Zapojení DS2740

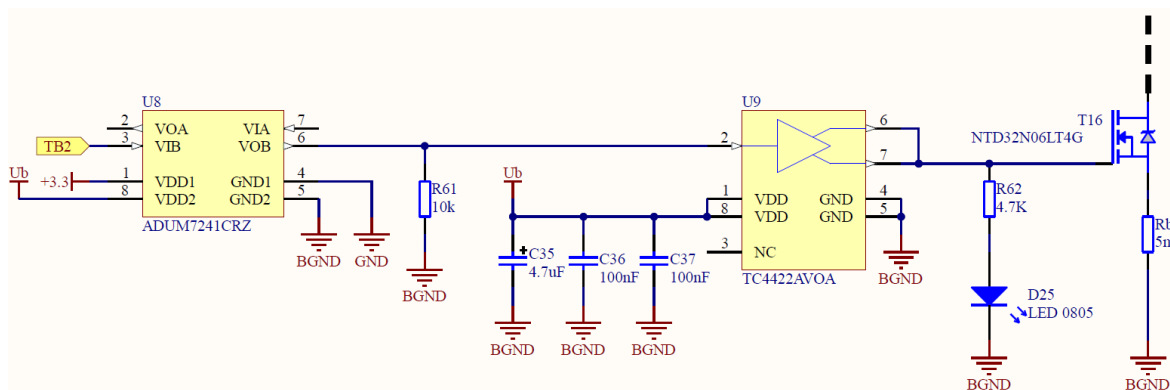
Zapojení DS2740 pro měření I_s je na Obr. 3.11. Kvůli napěťovému offsetu ale takto zapojený DS2740 nelze využít i pro měření proudu I_b . Součástka je napájena z připojeného článku pomocí multiplexoru. Aby bylo možné komunikovat po 1 – Wire sběrnici, bylo nutné přidat galvanické oddělení. Implementace izolované 1-Wire sběrnice je popsána v aplikačním postupu (Application Notes) AN5134 [25] od Maxim Integrated. Zapojení s galvanickým oddělením je na Obr. 3.12. Jako digitální izolátor byl využit ADUM7241 [26] s izolační pevností do 1kV. Nevýhodou je, že vysílání a příjem na straně MCU jsou odděleny. Vysílací signály od MCU jsou invertované. Log '1' od MCU je přivedena na hradlo (Gate) tranzistoru T15 z Obr. 3.12, ten uzemní sběrnici na straně článku a na sběrnici je log '0'.



Obr. 3.12 DS2740 s galvanicky oddělenou sběrnici

3.8 Driver pro tranzistory konvertoru

Jak bylo zmíněno v předešlé kapitole, tranzistory mají parazitní kapacity, které se musí při sepnutí nabít a při vypnutí zase vybit. Výstup z MCU dokáže dodat proud v desítkách mA. To pro spínání tranzistorů není dostačující, a tak musí být výstup z MCU posílen driverem. Vybrán byl driver TC4422[27] od firmy Microchip. Driver dokáže dodat proud až 9 A a kapacita vstupu je pouhých 25 pF.

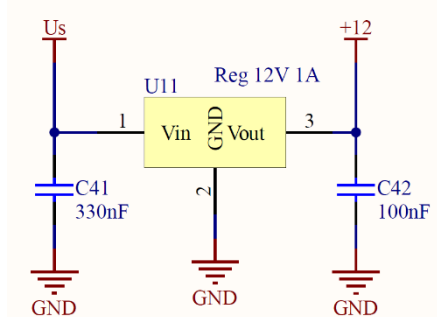


Obr. 3.13 zapojení driveru TC4422 s galvanicky odděleným řídicím signálem

Vzniká zde problém, jak sepnout tranzistor T_b , který spíná článek $C_{(n)}$ připojený pomocí multiplexoru. Source tranzistor T_b je připojen k zápornému pólu článku $C_{(n)}$. Jedna možnost je využití High-Side driveru. Zde ovšem byla zvolena jiná možnost, a to podobná jako u DS2740. Jako driver je použit také TC4422 s tím, že je napájen z připojeného článku $C_{(n)}$. Řídící signály jsou galvanicky odděleny opět pomocí ADUM7241 [26]. ADUM7241 je obousměrný a zpětný kanál je nevyužit. Vhodnější by tedy bylo použít jednosměrný izolátor. Zapojení driveru s galvanickým oddělením řídicích signálů je na Obr. 3.13.

3.9 Napájení MCU a ostatních součástí balancéru

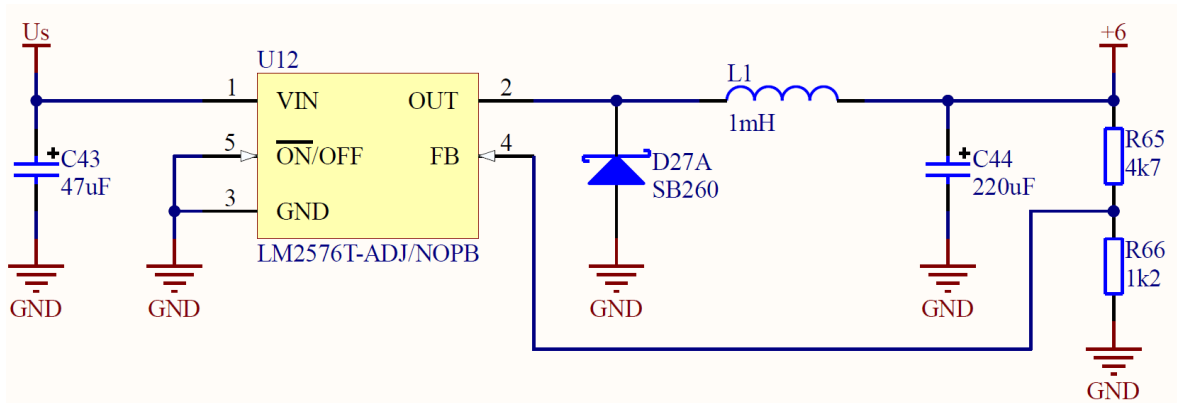
Nejjednodušší možností by se zdálo použít např. 2 články z akumulátorové sestavy a s pomocí stabilizátoru napájet součásti balancéru. Této možnosti bychom se měli vyvarovat, protože by docházelo ke zvýšení nevyváženosti baterie už samotným obvodem. Odebíraný proud by byl sice malý, ale i malý proud by měl z dlouhodobého hlediska vliv na vyváženost sestavy. Proto je nutné napájet obvody z celé sestavy článků.



Obr. 3.14 Lineární stabilizátor napětí KA7812E

Pro stabilizaci napětí na 12V byl nejprve použit lineární stabilizátor KA7812E [28] zobrazený na Obr. 3.14. Ten však při použití vykazoval velké tepelné ztráty a docházelo by tak ke zbytečnému vybíjení baterie. Namísto toho byl tedy použit napěťový regulátor typu step-down LM2576T-ADJ [29], který dosahuje větší účinnosti a nedochází k tak velkým ztrátám. Výstupní napětí lze nastavit pomocí rezistorů R_{65} a R_{66} . Výstupní napětí je potom dáno vztahem (3.7), kde U_{OUT} je výstupní napětí, a U_{REF} je vnitřní referenční napětí, které má hodnotu 1,23 V. Napětí je nastaveno na 6 V. Pomocí další stabilizátorů je pak napětí sníženo na 5 V a 3,3V podle potřeby jednotlivých součástí.

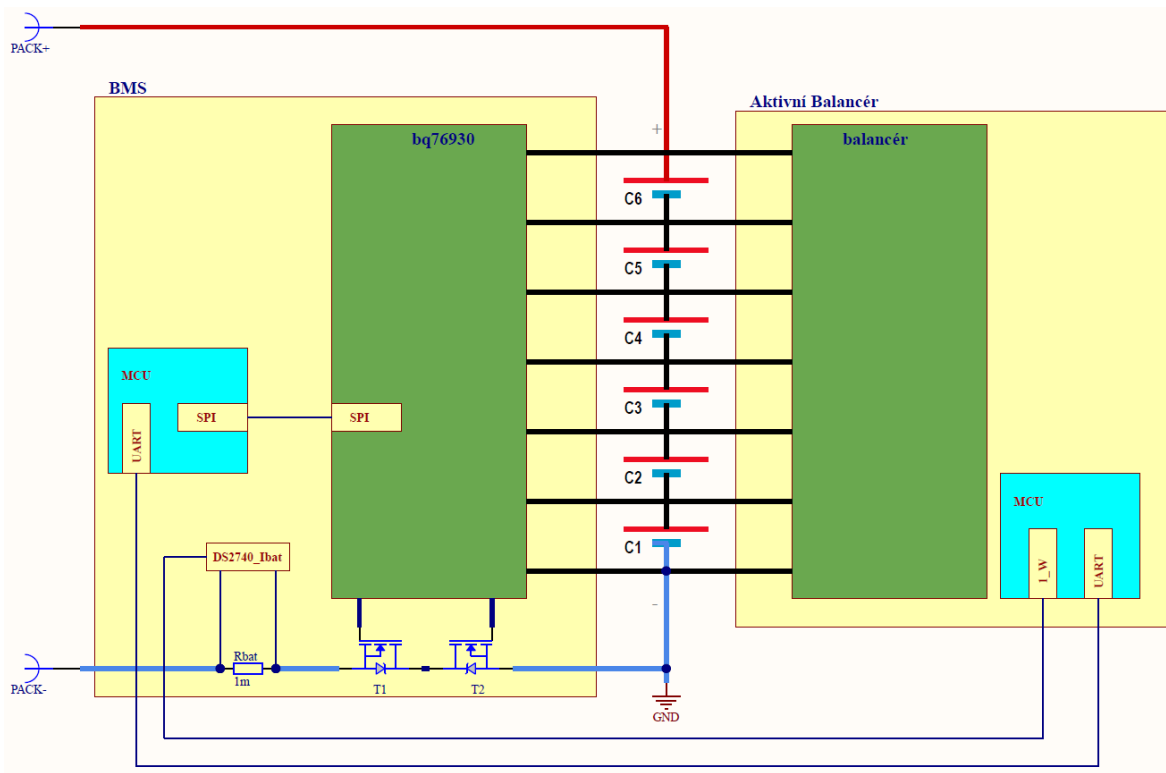
$$U_{OUT} = U_{REF} \left(1 + \frac{R_{65}}{R_{66}} \right) [V] \quad (3.7)$$



Obr. 3.15 Step- Down napěťový regulátor LM2576-T-ADJ

3.10 Měření napětí jednotlivých článků

Informace o napětí všech článků sestavy je získána pomocí komunikace s externí deskou BMS. Na té je umístěno analogové měřící zařízení (AFE - Analog front-end) od Texas Instruments s označením bq76930 [30]. AFE měří napětí na všech článcích. V případě, že dojde k přepětí nebo podpětí jednoho z článků, dojde k reakci ochrany a odpojení sestavy od nabíječky nebo zátěže. Hodnoty napětí jsou také ukládány do registru. Pomocí komunikace po UART sběrnici s procesorem na desce BMS lze hodnoty napětí získat i pro účely vyvažování. BMS deska byla ještě doplněna o měření z/do sestavy odebrané/dodané kapacity pomocí DS2740.



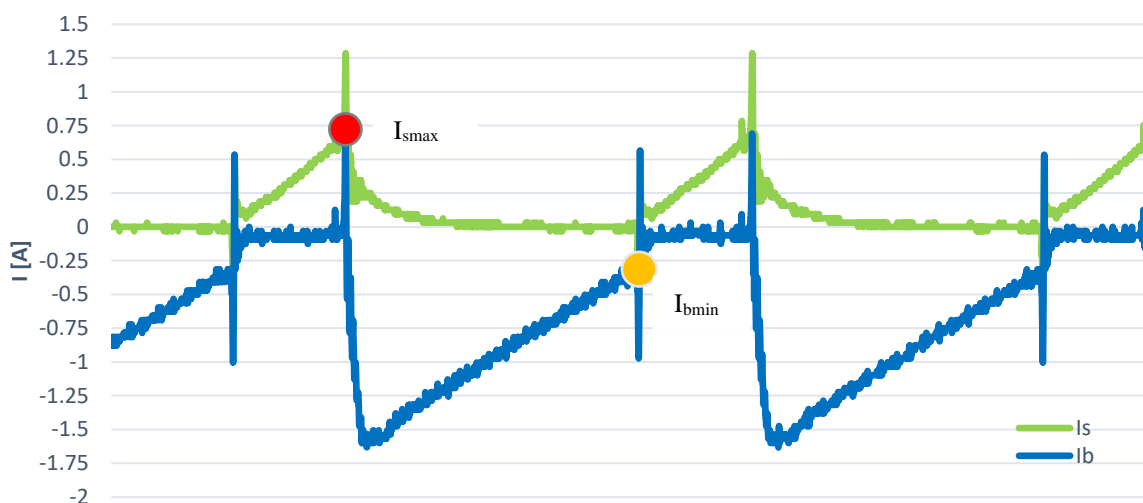
Obr. 3.16 Blokové schéma BMS

3.11 Řízení měniče balancéru

Flyback konvertor může pracovat ve třech režimech: s přerušovaným proudem (DCM – Discontinuous Conduction Mode), s nepřerušovaným proudem (CCM – Continuous Conduction Mode) a na hranici přerušovaného proudu (BCM – Boundary Conduction Mode). Pro toto řešení byl zvolen režim na hranici přerušovaného proudu (BCM).

Reálný průběh proudů při konverzi ze sestavy do článku (nabíjení článku) je zobrazen na Obr. 3.17. Na Obrázku si popíšeme princip řízení. Nejprve je sepnut tranzistor T_s a vzrůstá proud I_s (zelený průběh) a dochází k sycení transformátoru. Tranzistor T_s je sepnut, dokud hodnota proudu nedosáhne hodnoty I_{smax} označené červeným markerem. Hodnota I_{smax} se nastavuje DA převodním s označením DAC1, který je na Obr. 3.6. Po dosažení hodnoty I_{smax} je rozepnut tranzistor T_s . Po uplynutí intervalu dead-time je sepnut tranzistor T_b . Spínání a rozpínání trvá určitý čas, interval dead-time slouží k tomu, aby oba tranzistory nebyly sepnuté ve stejný moment. Transformační poměr je 2:1, proto je hodnota I_{bmax} (modrý průběh) dvojnásobná. Proud vinutím L_b klesá a naakumulovaná energie v jádře se předává do článku. V ideálním případě až do té doby, než bude proud I_b nulový tak, aby byla předána veškerá energie v jádře. Ve skutečnosti je tranzistor T_b rozepnut o něco dříve (žlutý marker), aby nedošlo k otočení proudu. Hodnota I_{bmin} se nastavuje pomocí DAC3. Po rozepnutí tranzistoru T_b a uplynutí doby dead-time je sepnut tranzistor T_s a celý cyklus se opakuje. Obdobný princip je i při vybíjení článku (převádění energie z článku do sestavy). Výhodou této metody je, že probíhá automaticky pomocí časovače HRTIM, a to bez dohledu procesoru. Výpočetní výkon procesoru může být použit pro jiné účely.

Proud při konverzi ze sestavy do článku

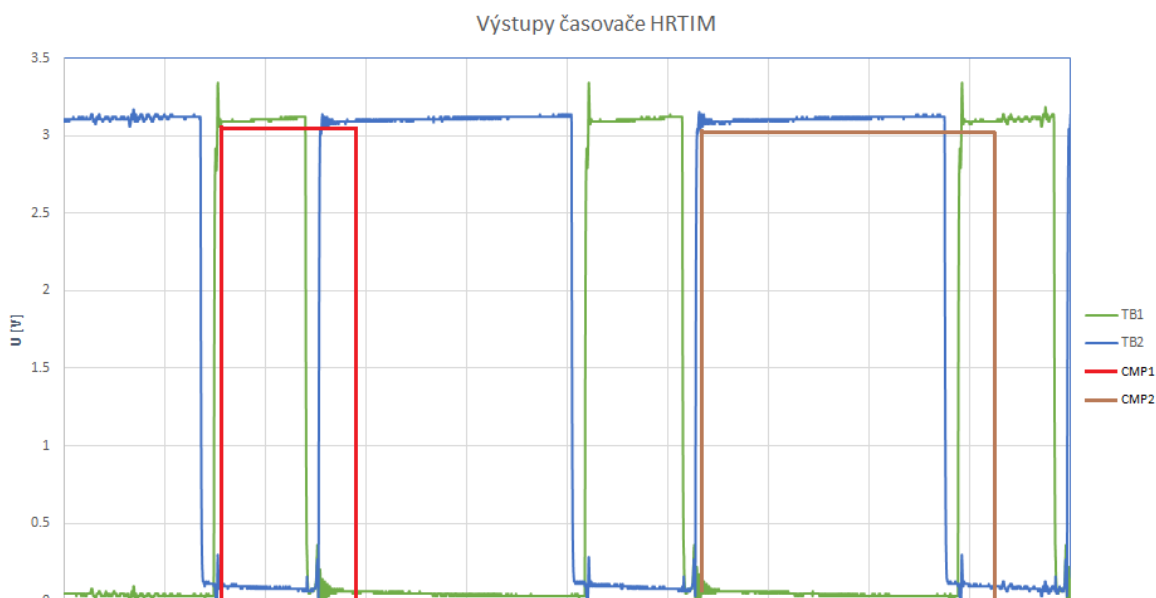


Obr. 3.17 Reálný průběh proudu při nabíjení článku ze sestavy

3.11.1 Časovač HRTIM

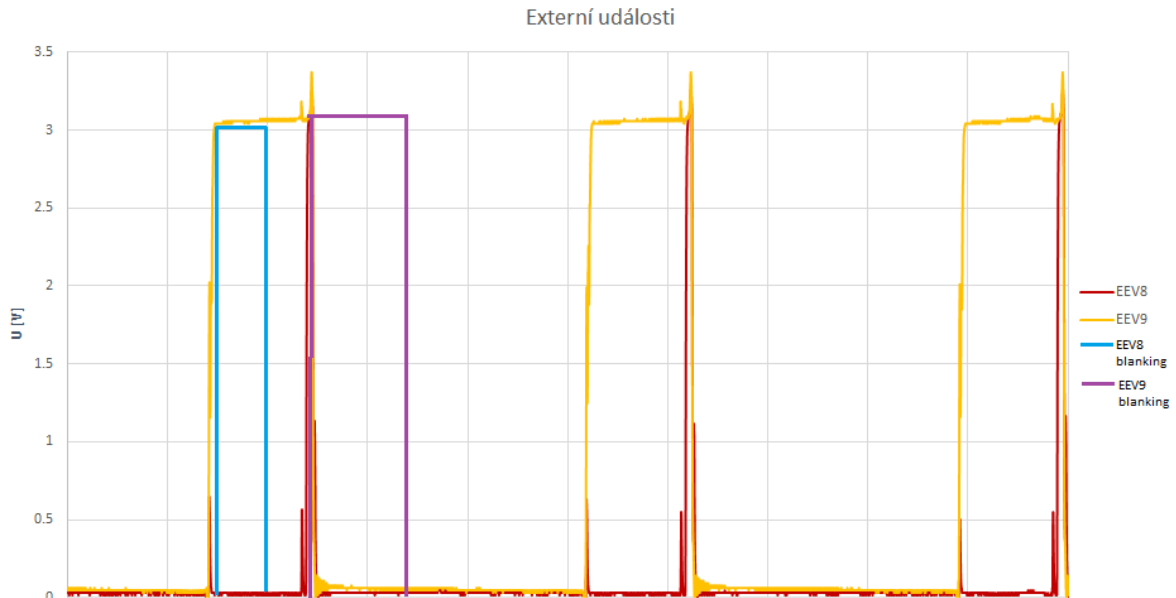
Časovač s vysokým rozlišením (HRTIM) slouží ke generování řídicích signálů pro tranzistory T_s a T_b na základě výstupu komparátorů COMP3 a COMP5. Aby byla zajištěna rychlá odezva na výstupy komparátorů, disponuje HRTIM rozlišením až 184ps. HRTIM je detailně popsán v datasheetu použitého procesoru [31] nebo v aplikačním postupu [32]. HRTIM disponuje jedním master časovačem a pěti časovacími jednotkami TIM A – E. Hodinový kmitočet pro časovače je vytvořen násobením systémového hodinového kmitočtu. U použitého MCU je možný maximální hodinový kmitočet 170 MHz a ten je násoben 32x. Výsledkem je 5,44Ghz se zmíněným rozlišením 184ps.

Každý časovač má dva výstupy. Např. TIMB disponuje výstupy TB1 a TB2. Ty mohou být řízeny nezávisle nebo komplementárně. Výstupy mohou být nastavovány nebo nulovány interními událostmi, externími událostmi, nebo softwarově. Interní událost je shoda časovače s porovnávacím registrem (Compare Unit-COMPx). Každý časovač disponuje čtyřmi porovnávacími registry. Externí události (EEVx) mohou být od jiných periférií, včetně brány GPIO. Externích událostí je 10 pro celou periférii HRTIM. Každý časovač ještě obsahuje dva záchytné registry (Capture Unit-CPTx). V případě, že jsou použity výstupy časovače v komplementárním režimu, lze u nich nastavit interval dead-time. Zpoždění lze nastavit individuálně u náběžné i doběžné hrany. Další věc, kterou HRTIM umožňuje je maskování (blanking) vstupů externích událostí EEVx. U flyback konvertoru vznikají na náběžných hranách rušivé zákmity. Ty lze maskovat, aby nedocházelo k chybnému vyhodnocení události.



Obr. 3.18 Výstup TB1 A TB2

Na Obr. 3.18 a Obr. 3.19 je zobrazen princip řízení konvertoru pomocí časovače HRTIM při nabíjení článku. Využit je časovač TIMB s výstupy TB1 a TB2, které pracují v komplementárním režimu. Časovač kontinuálně počítá směrem nahoru s frekvencí, která je rovna osminásobku hodinového kmitočtu. Vstupy externích událostí EEV8 a EEV9 jsou výstupy komparátoru COMP3 a COMP5, viz obr 3.6. Výstupy komparátorů jsou brány jako kladné, pokud je proud vyšší než referenční hodnota a naopak nulové, pokud je proud nižší než



Obr. 3.19 Vstupy EEV8 a EE9 a jejich maskování

Při nabíjení je nejprve sepnut tranzistor T_s a tranzistor T_b je vypnutý (první část cyklu), tedy $TB1 = 1$ (Obr. 3.18 zelený průběh) a $TB2 = 0$ (Obr. 3.18 modrý průběh). Výstup komparátoru COMP3 (vstup EEV8) je nulový, dokud hodnota proudu ze sestavy nedosáhne referenční úrovně. Po dosažení této úrovně dojde k překlopení komparátoru a vstup EEV8 = 1 (Obr. 3.19 červený průběh). Dojde k vynulování $TB1$ ($TB1 = 0$) a nastavení $TB2$ ($TB2 = 1$), a tedy k druhé části cyklu. Proud teče opačným směrem (do článku) a jeho hodnota je nižší než referenční úroveň COMP5 a vstup EEV9 = 0. Hodnota proudu se snižuje až k referenční hodnotě, až dojde k překlopení komparátoru a vstup EEV9 = 1 (Obr. 3.19 žlutý průběh). Dojde ke změně úrovní na $TB1=1$ a $TB2 = 0$ a cyklus se opakuje.

Po resetu čítače probíhá první část cyklu měniče. Maximální dobu prvního cyklu lze kontrolovat pomocí porovnávacího registru CMP1 (Obr. 3.19 červený průběh). Pokud nenastane externí událost EEV8, tak po dosažení hodnoty čítače, která je stejná jako CMP1, dojde k ukončení prvního cyklu. Počátek druhého cyklu začíná událostí EEV8 nebo CMP1. Tato událost je rovněž zaznamenána do záchytných registrů CPTR1. Hodnota CPTR1 je sečtena s porovnávacím registrem CMP2 ($CPTR1 + CMP2$) a teprve od jedné z událostí (EEV8 nebo CMP1) je umožněna komparace s CMP2. Tento režim je označován jako auto-delay mode.

Pokud nenastane EEV9 a hodnota čítače dosáhne hodnoty (CPTR1 + CMP2) uložené v registru CMP2 (Obr. 3.19 hnědý průběh), dojde k překlopení výstupu TB1 a TB2, k ukončení druhého cyklu a k resetu čítače. Registry CMP1 a CMP2 omezují maximální trvání cyklu. Zvyšují tím bezpečnost pro případ, kdy by nenastaly události EEV8 a EEV9.

Jak lze pozorovat na Obr. 3.17, během přepínání tranzistoru vznikají rušivé zákmity, které mohou způsobit chybné vyhodnocení na vstupech EEVx. Tomu lze zabránit pomocí (blanking) maskování externích událostí. Maskování EEV8 začíná resetem čítače TIM B a končí shodou s porovnávacím registrem CMP3. Po tuto dobu (Obr. 3.19 modrý průběh) nemůže dojít k externí události EEV8, i když bude na vstupu kladná hodnota. EEV9 je maskován s použitím CMP4 a CPTR2. Po ukončení prvního cyklu (událostí EEV8 nebo CMP1) je zaznamenána hodnota čítače do záchytného registru CPTR2. Po dobu (Obr. 3.19 fialový průběh) CPTR2 + CMP4 nemůže dojít k externí události od EEV9.

4 Algoritmus balancování

Ve většině případů probíhá vyvažování podle nevyváženosti napětí. V tomto případě ale byla zvolena metoda vyvažování podle nevyváženosti SOC a kapacit. Předpokladem je znalost celkových kapacit Q_c . Metoda je také označována jako prediktivní, protože vyvažování probíhá po celou dobu vybíjení, resp. nabíjení, a nemusí se čekat na projevení nevyváženosti v podobě napětí. Nehledě na to, že nevyváženost napětí při vybíjení, resp. nabíjení může být způsobena pouze rozdílnou impedancí článku a SOC článků mohou mít stejné.

4.1 Při vybíjení

Prvním krokem je stanovení odchylek celkových kapacit podle vztahu (4.1).

$$\Delta Q_c = Q_c - \bar{Q}_c = Q_c - \frac{\sum_{i=1}^n Q_{c(i)}}{n} [mAh] \quad (4.1)$$

Kde ΔQ_c je n-prvkový vektor odchylek celkových kapacit s prvky $\Delta Q_{c(i)}$, Q_c je vektor celkových kapacit v prvky $Q_{c(i)}$ a \bar{Q}_c je střední hodnota celkových kapacit. Ze známých odchylek kapacit ΔQ_c lze rozřadit články ve vektoru na zdrojové (kladné znamínko) a cílové (záporné znaménko). Ze známých odchylek kapacit ΔQ_c lze určit maximální hodnotu ve vektoru $\Delta Q_{c_{max}}$ a minimální hodnotu $\Delta Q_{c_{min}}$.

Pokud je $\Delta Q_{C_{\max}} > |\Delta Q_{C_{\min}}|$ bude probíhat vybíjení jednoho článku do celé sestavy. Články lze rozřadit na zdrojové a cílové dle vztahu (4.2).

$$\forall i \in \{1; n\}, i \in N$$

$$Z_{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{pro } \Delta Q_{C_{(i)}} = \Delta Q_{C_{\max}}, \text{ zdrojový článek} \\ 0 & \text{pro ostatní, není zdrojový článek} \end{cases}$$

$$C_{(i)} = 1, \text{ všechny články jsou cílové} \quad (4.2)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{C} = 0, \text{ pokud } \|\mathbf{C}\| = 0 \text{ nebo } \|\mathbf{Z}\| = 0$$

Kde \mathbf{Z} je binární n-prvkový vektor zdrojových článků s prvky $Z_{(i)}$ a \mathbf{C} je binární n-prvkový vektor cílových článků s prvky $C_{(i)}$

Pokud je $\Delta Q_{C_{\max}} < |\Delta Q_{C_{\min}}|$ bude probíhat nabíjení jednoho článku z celé sestavy. Články lze rozřadit na zdrojové a cílové dle vztahu (4.3).

$$\forall i \in \{1; n\}, i \in N$$

$$Z_{(i)} = 1, \text{ všechny články jsou zdrojové} \quad (4.3)$$

$$C_{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{pro } \Delta Q_{C_{(i)}} = \Delta Q_{C_{\min}}, \text{ cílový článek} \\ 0 & \text{pro ostatní, není cílový článek} \end{cases}$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{C} = 0, \text{ pokud } \|\mathbf{C}\| = 0 \text{ nebo } \|\mathbf{Z}\| = 0$$

Po rozřazení lze na články aplikovat vyvažovací proud. Ze zdrojových článků je proud odebírán a do cílových dodáván. Odchytky kapacit se snižují dle vztahu (4.4).

$$\Delta Q_C(k) = \Delta Q_C(k-1) + t_{vz}(I_{vn} \cdot Z(k) - I_{vv} \cdot C(k)) [mAh] \quad (4.4)$$

Kde k je aktuální hodnota časové posloupnosti, $(k-1)$ je předcházející hodnota posloupnosti, I_{vn} je nabíjecí vyvažovací proud (pro cílový, nebo cílové články), I_{vv} je vybíjecí vyvažovací proud (pro zdrojový, nebo zdrojové články) a t_{vz} je perioda výpočtu. V programu Matlab byl vytvořen skript, který simuluje zjednodušený princip balancéru s multiplexorem. Proud I_{vn} a I_{vv} jsou při simulaci konstantní, ve skutečnosti se však mění s napětím článků. Napětí článků U_b jsou dána napětím OCV a úbytkem RI dle vztahu (4.5), kde R_b je vnitřní odpor článku, I_z je zatěžovací proud sestavy a **OCV** vektor napětí článků v otevřené smyčce. OCV je stanoveno z OCV charakteristiky dle vztahu (4.6), kde \mathbf{q}_s je vektor spotřebovaných kapacit a je dán vztahem (4.7).

$$\Delta U_b(k) = \mathbf{OCV}(k) - R_b(I_z - I_{vn} \cdot Z(k) + I_{vv} \cdot C(k)) [V] \quad (4.5)$$

$$\mathbf{OCV}(k) = f(\mathbf{SOC}(k)) = f\left(\frac{Q_{c(i)} - q_{s(i)}(k)}{Q_{c(i)}}\right) [V] \quad (4.6)$$

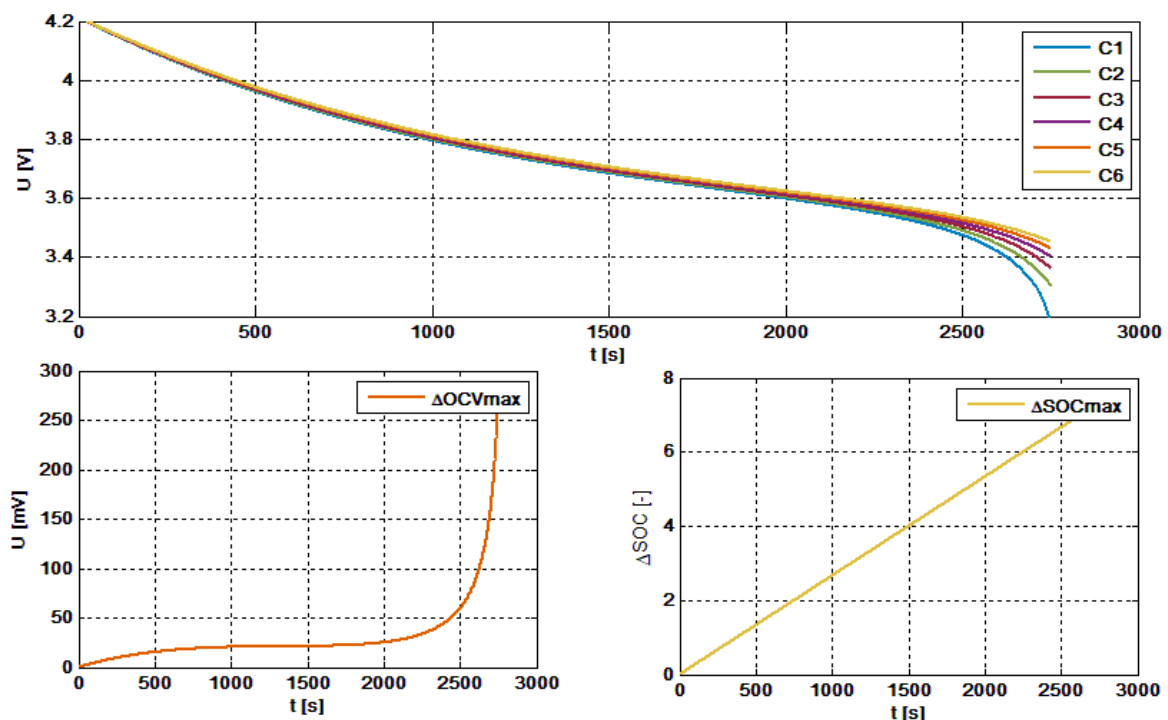
$$\mathbf{q}_s(k) = \mathbf{q}_s(k-1) + t_{vz}(I_z + I_{vn} \cdot Z(k) - I_{vv} \cdot C(k)) [mAh] \quad (4.7)$$

Během vyvažování jsou ještě odchylky ΔQ_C znovu přepočítávány dle vztahu (4.8). V simulaci jsou odchylky přepočítávány v každém kroku, v reálném balancéru je to přibližně každou minutu. Po každém přepočítání dle vztahu (4.8) jsou znovu určeny cílové a zdrojové články. Dle vztahů (4.2), (4.3) by bylo vyvažování ukončeno, pokud by byly všechny odchylky ve vektoru ΔQ_C nulové. Toho lze v reálném použití těžko dosáhnout, obzvláště pokud dochází k aktualizaci v intervalu po minutách. Docházelo by k nestabilitě a energie by se přelévala sem a tam. Kolem nuly je tedy stanoveno hysterezní pásmo ΔQ_{C0} . Pokud je $\Delta Q_{Cmax} \leq$

ΔQ_{C0} nebo $\Delta Q_{Cmin} \geq \Delta Q_{C0}$ je vyvažování ukončeno. Pokud není ani jedna ze dvou podmínek splněna, dojde k určení zdrojových a cílových článků a k vyvažování.

$$\Delta Q_c(k) = \Delta Q_c(k) - \overline{Q}_c(k) = \Delta Q_c(k) - \frac{\sum_{i=1}^n \Delta Q_{c(i)}(k)}{n} \text{ [mAh]} \quad (4.8)$$

Metoda vyvažování byla otestována na simulované kapacitě sestavy o šesti článcích, které mají rovnoměrně rozloženou kapacitu od 2500mAh do 2700mAh s krokem po 40mAh. Sestava je vybíjena proudem 3 A. Vyvažovací proud z článku, resp. do článku je 1 A a proud ze sestavy, resp. do sestavy je 0,5 A. Vnitřní odpor článků $R_b = 4 \text{ m}\Omega$. Sestava je vybíjena, dokud jeden ze článků nedosáhne napětí 3,2 V. Na Obr. 4.1 je vidět průběh vybíjení simulované sestavy bez vyvažování. V horní části grafu jsou zobrazeny OCV charakteristiky všech článků. Část vlevo dole zobrazuje diferenci OCV v závislosti na vybíjecím čase a poslední diferenci SOC, která lineárně roste.

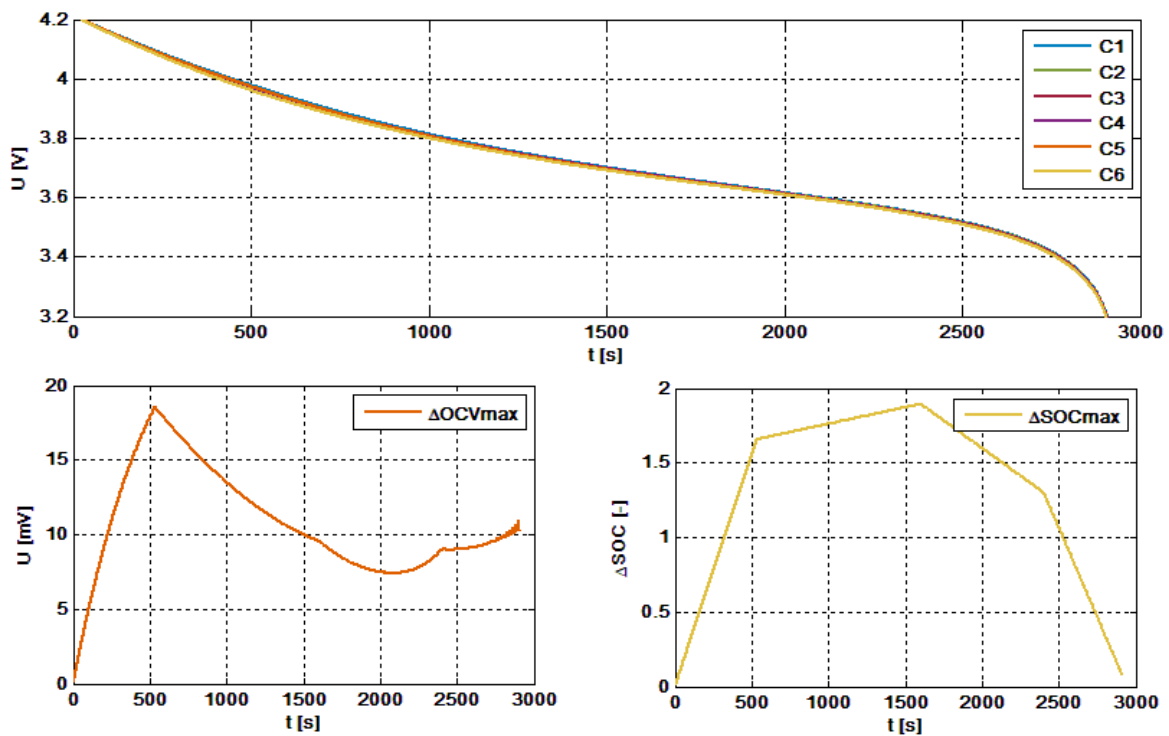


Obr. 4.1 Simulace vybíjení bez vyvažování

Na Obr. 4.2 jsou průběhy při vybíjení s již aktivním vyvažováním. Napětí na konci vybíjení jsou vyrovnána (rozdíl 10mV) a difference SOC už se lineárně nezvětšuje, ale ke konci vybíjení

klesá

k nule.

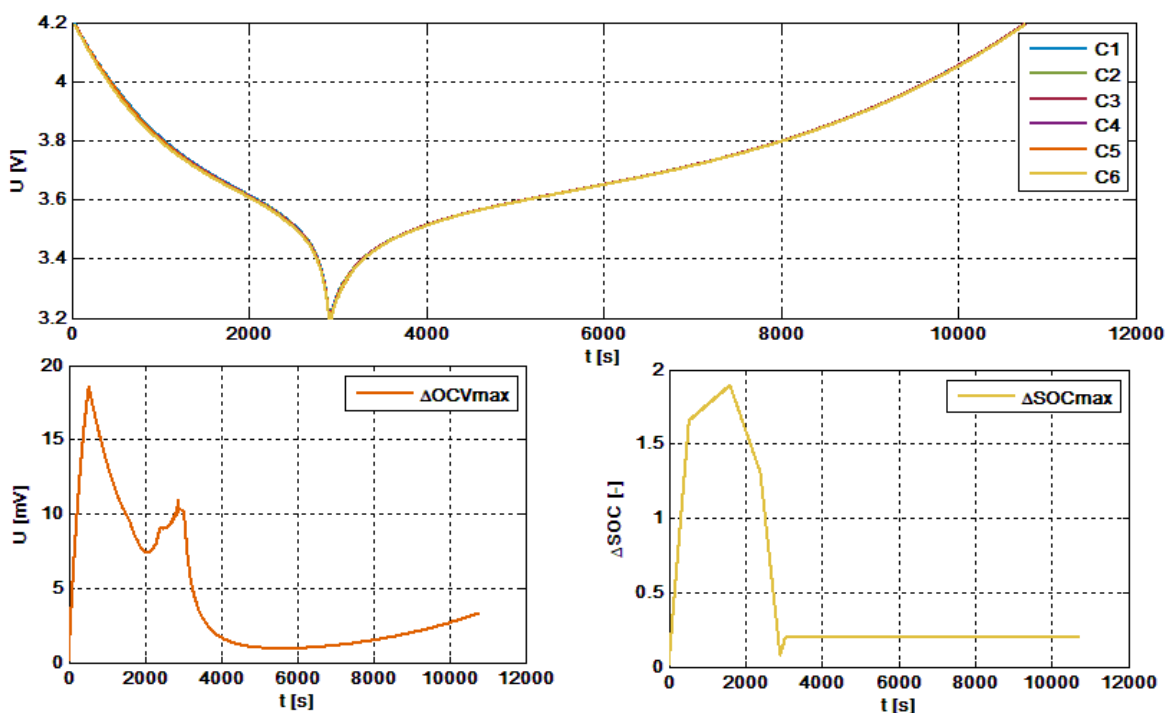


Obr. 4.2 Vybíjení s vyvažováním

4.2 Při nabíjení

Při nabíjení neprobíhá vyvažování pomocí diferencí kapacit, ale pomocí diferencí SOC. Postup výběru zdrojových a cílových článků je stejný, ale místo ΔQ_c je využito ΔSOC . Vyvažování při vybíjení ($I_z = 3 \text{ A}$) i nabíjení ($I_z = -1 \text{ A}$) jsou zobrazena na Obr. 4.3. Články byly nabity zpět na původní hodnotu. Diference SOC je udržována na konstantní hodnotě, která je dána hysterezním pásmem ΔSOC_0 , tak aby nedocházelo k přelévání energie sem a tam.

$$\Delta SOC = SOC - \overline{SOC} = SOC - \frac{\sum_{i=1}^n SOC_{(i)}}{n} \quad [mAh] \quad (4.9)$$



Obr. 4.3 Vybíjení i nabíjení s vyvažováním

5 Naměřené hodnoty

Navržený balancér byl zkonstruován na desce plošného spoje (DPS). V následujících podkapitolách jsou zobrazeny změřené průběhy a vypočítané parametry.

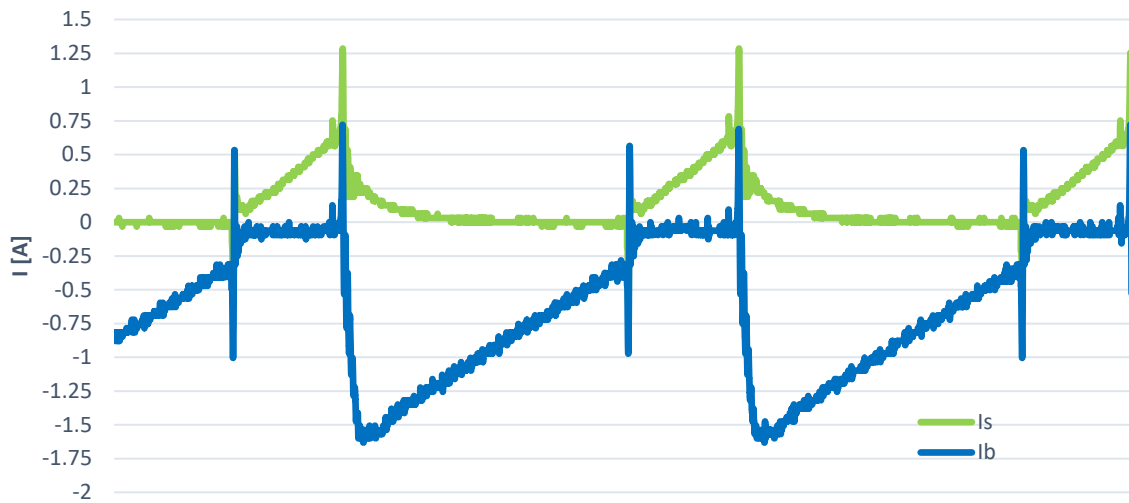
5.1 Průběhy konvertoru.

Konvertor byl zrealizován podle návrhu v kapitole 3.6 a bylo také implementováno řízení z kapitoly 3.11.

5.1.1 Při vyvažování ze sestavy do článku

Na Obr. 5.1 jsou zobrazeny průběhy proudu na obou stranách vinutí transformátoru. Zelený průběh je proud I_s z celé sestavy a modrý je proud I_b do článku C5. Polarita proudu je dána směrem toku proudu. Proud I_s teče ze sestavy (vybíjení) do vinutí transformátoru, proto má kladnou hodnotu. Naopak proud I_b teče z vinutí do článku (nabíjení), proto má zápornou hodnotu. Při měření bylo napětí sestavy U_s rovno 24,567V a napětí článku C5 bylo rovno 4,113V. Frekvence konvertoru byla 54kHz. To je nad 20kHz proto, aby nebyl konvertor slyšet a zároveň ne moc vysoko (stovky kHz), takže nedochází k velkým dynamickým ztrátám.

Proud při konverzi ze sestavy do článku



Obr. 5.1 Průběh proudu při konverzi ze sestavy do článku (nabíjení článku)

Z navzorkovaného průběhu proudu lze vypočítat střední hodnotu proudu (průměrnou hodnotu) za jednu periodu, jako součet všech vzorků děleno počtem vzorků. Hodnota je tedy dána vztahem (5.1) pro střední hodnotu proudu I_s (I_{avgs}) a vztahem (5.2) pro střední hodnotu proudu I_b (I_{avgb}), kde i je index vzorku proudu a n je celkový počet vzorků.

$$I_{avgs} = \frac{\sum_{i=1}^n I_s(i)}{n} = \frac{540}{4050} = 0,133 \text{ [A]} \quad (5.1)$$

$$I_{avgb} = \frac{\sum_{i=1}^n I_b(i)}{n} = \frac{-2800}{4050} = -0,691 \text{ [A]} \quad (5.2)$$

Z vypočítaných středních hodnot proudů lze vypočítat účinnost přenosu energie při konverzi ze sestavy do článku η_{s-b} vztahem (5.3).

$$\eta_{s-b} = \left| \frac{U_b \cdot I_{avgb}}{U_s \cdot I_{avgs}} \right| = \left| \frac{4,113 \cdot -0,691}{24,567 \cdot 0,133} \right| = 0,87 \text{ [-]} \quad (5.3)$$

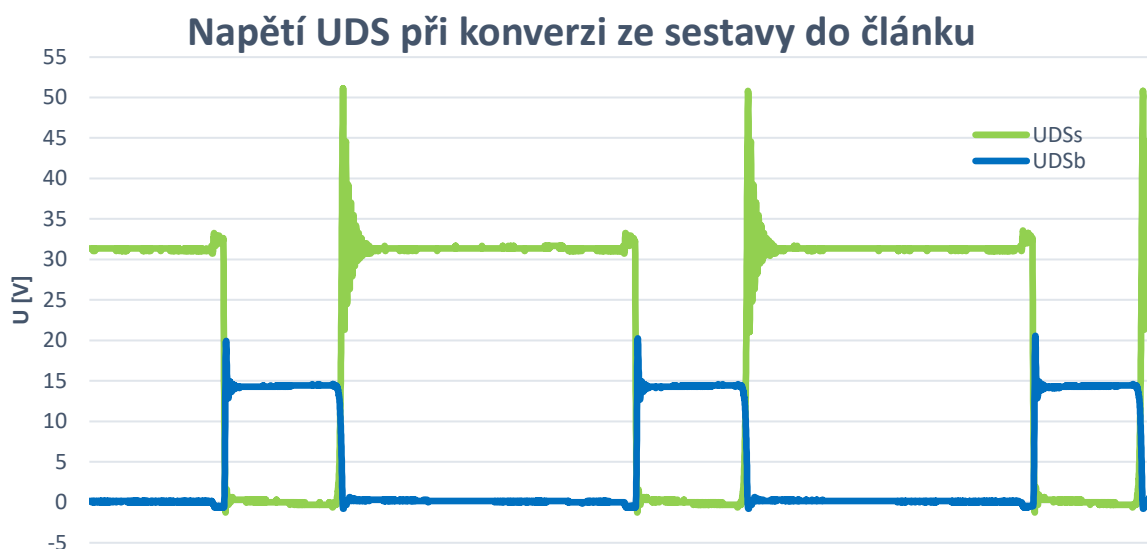
Vypočítaná účinnost ve vztahu (5.3) je pouze účinnost přenosu energie. Účinnost balancování ze sestavy do článku lze vypočítat dle vztahu (5.4) [7]. Požadavek na 50 % účinnost byl s rezervou splněn.

$$\eta_v = \frac{U_s \cdot \eta_{s-b} - U_b}{U_s - U_b} = \frac{24,567 \cdot 0,87 - 4,113}{24,567 - 4,113} = 0,844[-] \quad (5.4)$$

Dále lze vypočítat střední hodnotu vyvažovacího proudu I_v . Hodnota proudu I_v je dána vztahem (5.5). Hodnota I_v vyplývá z principu konvertoru. Při vyvažování ze sestavy do článku (nabíjení článku), je zároveň i z toho samého článku proud I_{avgs} odebírán.

Požadavkem byla kompenzace minimálně 5% neshody kapacit. V kapitole 3.2 byl vypočítán potřebný vyvažovací proud I_{vmax} (vztah 3.4) tak, aby byl tento požadavek splněn. Požadovaný proud I_v byl 225 mA. Vyvažovací proud je tedy dostačující.

$$I_v = |I_{avgb}| - |I_{avgs}| = 0,691 - 0,133 = 0,558 A \quad (5.5)$$



Obr.5.2 Průběh napětí U_{GS} na tranzistorech

Na Obr. 5.2 jsou zobrazeny průběhy napětí U_{GS} na tranzistorech T_s (modrý průběh) a T_b (zelený průběh). Na průbězích lze pozorovat dvě věci. Prvním je, že není použit tlumič zákmitů a při rozepnutí tranzistoru T_s dochází k velkému zvlnění napětí. Druhou je, že tranzistory jsou namáhány větším napětím než je U_s a U_b . Platí vzorce (3.5) a (3.6) popsané v kapitole 3.6. Po dosažení napětí U_s , U_b a transformačního poměru 1:2 do vzorců, vyjdou přibližně stejné hodnoty napětí $U_{T_{vyp}}$, jako jsou na Obr. 5.2.

5.1.2 Při vyvažování z článku do sestavy.

Na Obr. 5.3 jsou zobrazeny průběhy proudu na obou stranách vinutí transformátoru. Zelený průběh je proud I_s do sestavy a modrý je proud I_b do článku C5. Polarita proudu je dána směrem toku proudu. Proud I_b (modrý průběh) teče z článku (vybíjení článku) do vinutí transformátoru, naopak proud I_s (zelený průběh) teče z vinutí do sestavy (nabíjení sestavy). Při měření bylo napětí sestavy U_s rovno 24,443V a napětí článku C5 bylo rovno 4,050V. Frekvence konvertoru byla 42kHz. Lze si všimnout, že frekvence je jiná než při vyvažování ze sestavy do článku. Je to dáno typem řízení. Při vybíjení sestavy se všem článkům snižuje napětí a zvyšuje se vyvažovací proud, zároveň se také snižuje i frekvence.



Obr. 5.3 Průběh proudu při konverzi z článku do sestavy (vybíjení článku)

Z na vzorkovaného průběhu proudu byly opět vypočítány střední hodnoty proudu za jednu periodu. Hodnota je tedy dána vztahem (5.6) pro střední hodnotu proudu I_s (I_{avg_s}) a vztahem (5.7) pro střední hodnotu proudu I_b (I_{avg_b}), kde i je index vzorku proudu, n celkový počet vzorků.

$$I_{avgs} = \frac{\sum_{i=1}^n I_{s(i)}}{n} = \frac{-392}{4776} = -0,082 \text{ [A]} \quad (5.6)$$

$$I_{avgb} = \frac{\sum_{i=1}^n I_{b(i)}}{n} = \frac{2438}{4776} = 0,510 \text{ [A]} \quad (5.7)$$

Z vypočítaných proudů lze vypočítat účinnost konvertoru při konverzi z článku do sestavy η_{b-s} vztahem (5.8).

$$\eta_{b-s} = \left| \frac{U_b \cdot I_{avgb}}{U_s \cdot I_{avg}} \right| = \left| \frac{24,434 \cdot 0,082}{4,050 \cdot -0,510} \right| = 0,97 \text{ [-]} \quad (5.8)$$

Vypočítaná účinnost ve vztahu (5.8) je pouze účinnost přenosu energie. Účinnost balancování z článku do sestavy lze vypočítat dle vztahu (5.9) [7].

$$\eta_v = \frac{(U_s - U_b) \cdot \eta_{b-s}}{U_s - U_b \cdot \eta_{b-s}} = \frac{(24,434 - 4,050) \cdot 0,97}{24,434 - 4,050 \cdot 0,97} = 0,964 \text{ [-]} \quad (5.9)$$

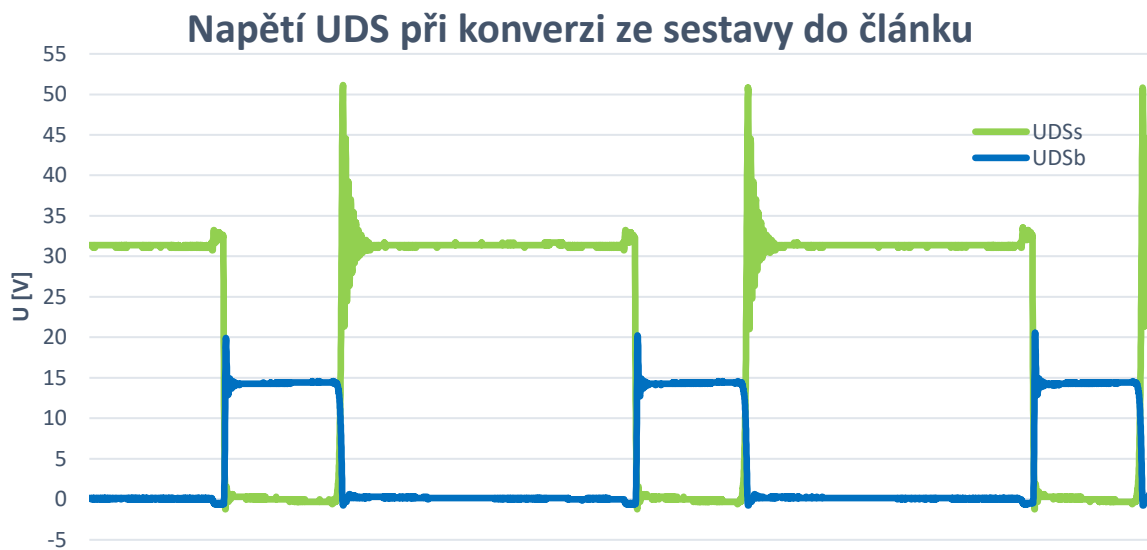
Ve vypočítaných účinnostech (5.4) a (5.9) nicméně nejsou započítané dynamické ztráty konvertoru. V potaz je nutné vzít také spotřebu obvodů pro měření proudu. Skutečná účinnost bude o něco nižší.

Dále lze vypočítat střední hodnotu vyvažovacího proudu I_v . Hodnota proudu I_v je dána vztahem (5.10). Hodnota I_v vyplývá z principu konvertoru. Při vyvažování z článku do sestavy (vybíjení článku), je zároveň i do toho samého článku proud I_{avgs} dodávám.

Vyvažovací proud I_v je dostačující i při konverzi z článku do sestavy.

$$I_v = |I_{avgb}| - |I_{avgS}| = 0,510 - 0,082 = 0,428 \text{ A} \quad (5.10)$$

Na Obr. 5.5 jsou zobrazeny průběhy napětí U_{GS} na tranzistorech T_s (modrý průběh) a T_b (zelený průběh). Opět lze pozorovat zvlnění a zatěžování tranzistorů větším napětím.

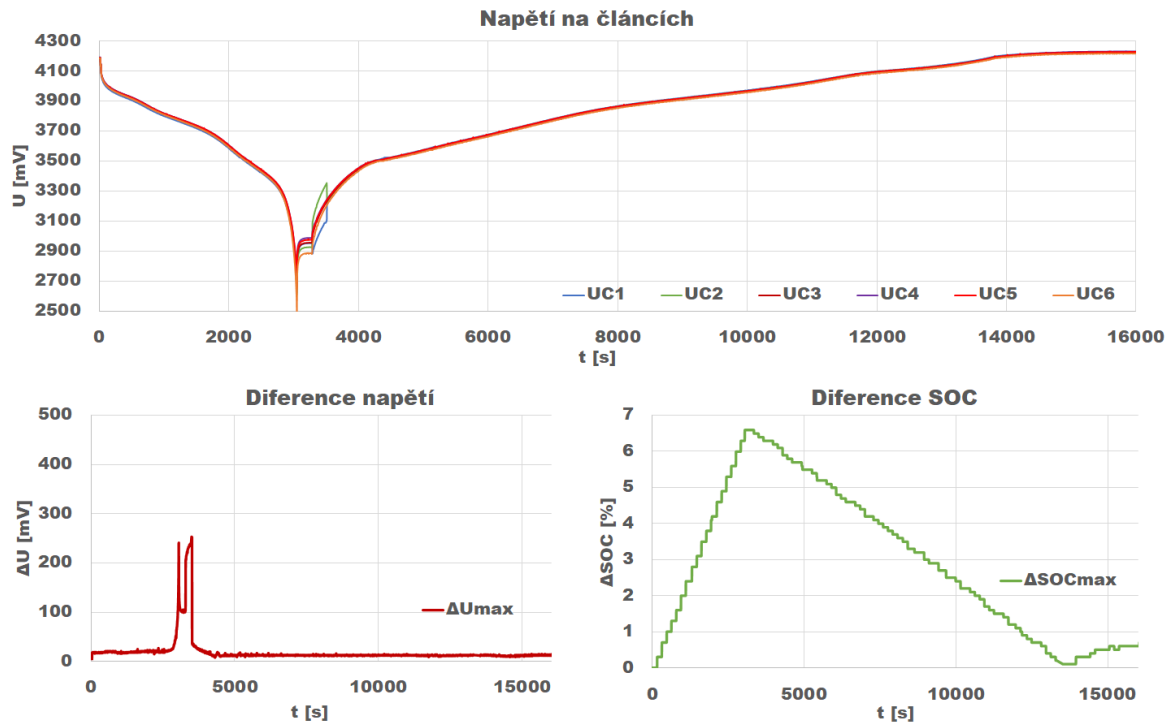


Obr.5.4 Průběh napětí U_{GS} na tranzistorech

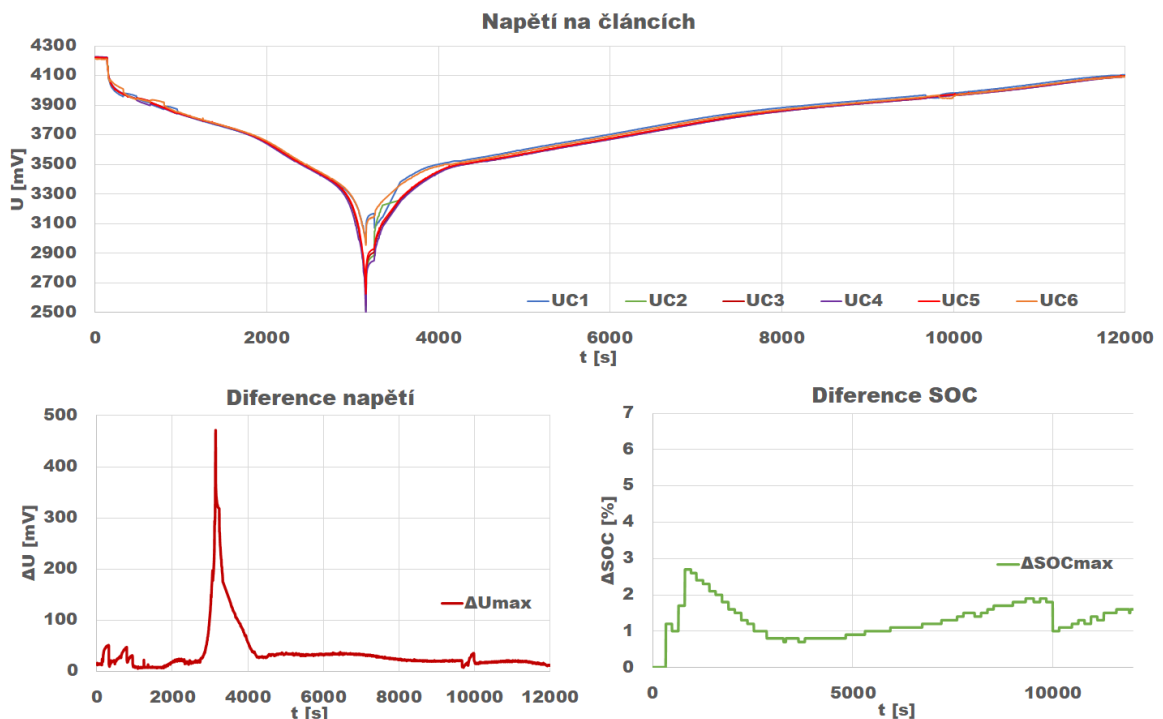
5.2 Algoritmus vyvažování

Algoritmus vyvažování, který byl popsán a simulován v programu Matlab v kapitole 4, byl implementován do použitého MCU (STM32G474RB). Vyvažování bylo aplikováno na sestavu z kapitoly 3 (sestava 6S1P s kapacitou 2500mAh). Nejprve však byly u sestavy zjištěny jednotlivé celkové kapacity $Q_{c(i)}$. U každého článku byla zjištěna kapacita vybíjením malým proudem mezi hraničními body (SOC = 0 a SOC = 100 %). Při reálném použití by metoda zjišťování kapacit malým proudem asi nebyla plně vhodná. Balancér by tedy musel být ještě doplněn o algoritmus určování celkových kapacit Q_c , to však nebylo cílem této práce a využijeme tedy kapacity změřené malým proudem. Změřený vektor Q_c kapacit je {2500, 2556.25, 2543.75, 2562.5, 2496.75}. Sestava byla nejdříve vybita konstantním proudem 3 A a poté nabita konstantním proudem 1 A (na konci nabíjení, kde se nabíjí podle napětí, byl už proud samozřejmě nižší.). Nabíjení i vybíjení bez vyvažování jsou zaznamenány do jednoho průběhu

na Obr. 5.5. Vybíjení probíhá až do zareagování ochrany BMS, kde $UC6 < 2,5V$. Diference SOC se po celou dobu vybíjení zvětšuje.



Obr.5.5 Vybíjení a nabíjení sestavy bez vyvažování

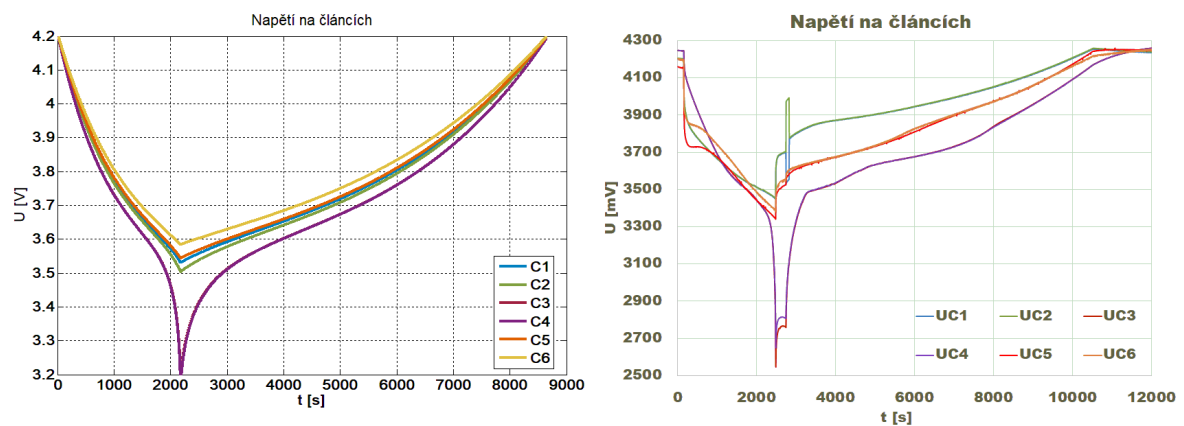


Obr.5.6 Vybíjení a nabíjení sestavy bez vyvažování

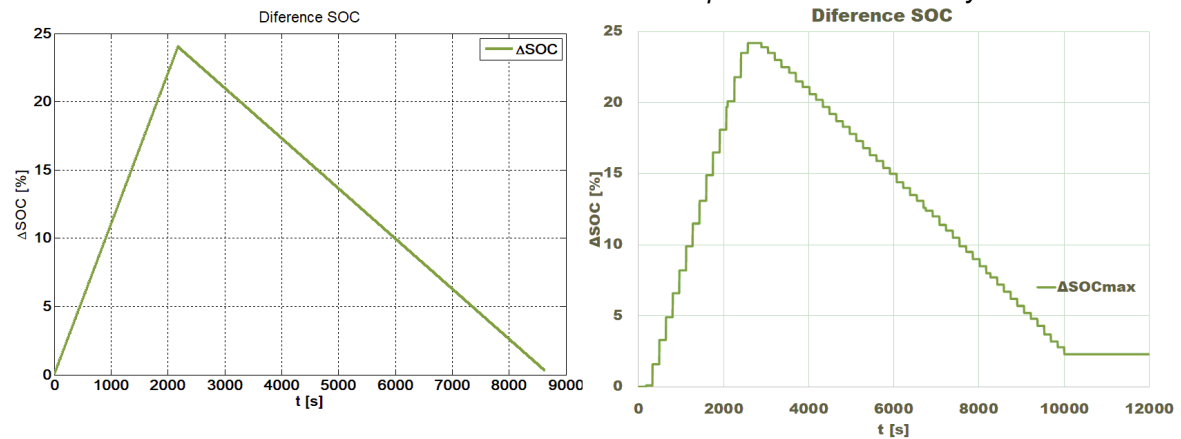
Na Obr. 5.6 jsou už zobrazeny průběhy při aplikaci vyvažování. Při vybíjení probíhá vyvažování podle diference Q_c až do dosažení hodnoty ΔQ_{C0} (hysterezní pásmo). Při nabíjení probíhá vyvažování dle diferencí SOC. ΔSOC_0 zde bylo nastaveno na hodnotu 1 %. ΔSOC_0 je

počítána od střední hodnoty SOC (\overline{SOC}), v grafu difference SOC je zobrazen rozdíl maximální a minimální hodnoty, proto vyvažování při navíjení začíná probíhat až po dožení 2 % na grafu vpravo dole (zelený průběh).

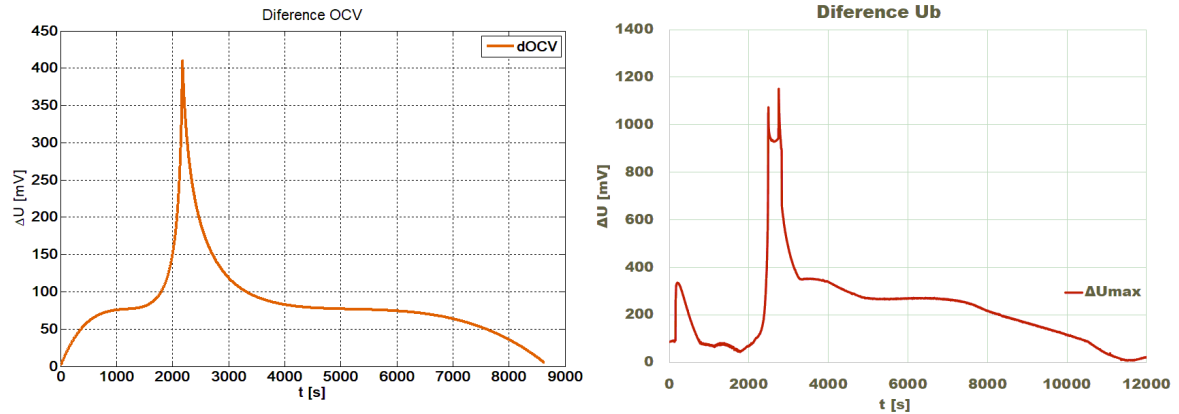
Dle naměřených dat lze usoudit, že vyvažování pro navrhovanou sestavu bylo úspěšné, nicméně byla sestavena speciální baterie pro lepší ověření vyvažování. Baterie byla složena po dvojicích článků stejného typu do sestavy 6S1P. Jsou tam tedy tři typy článků, které mají různé parametry (kapacitu, impedanci). U sestavy se opět zjistila kapacita každého článku. Do skriptu v programu Matlab byly zadány naměřené hodnoty kapacit, hodnoty vyvažovací proudy ze vztahu (5.1), (5.2), (5.6), (5.7) a stejný nabíjecí (1 A) a vybíjecí proud (3 A). Na Obr.5.7, Obr.5.8, Obr.5.10 je vždy porovnání simulovaného(vlevo) a naměřeného(vpravo) průběhu.



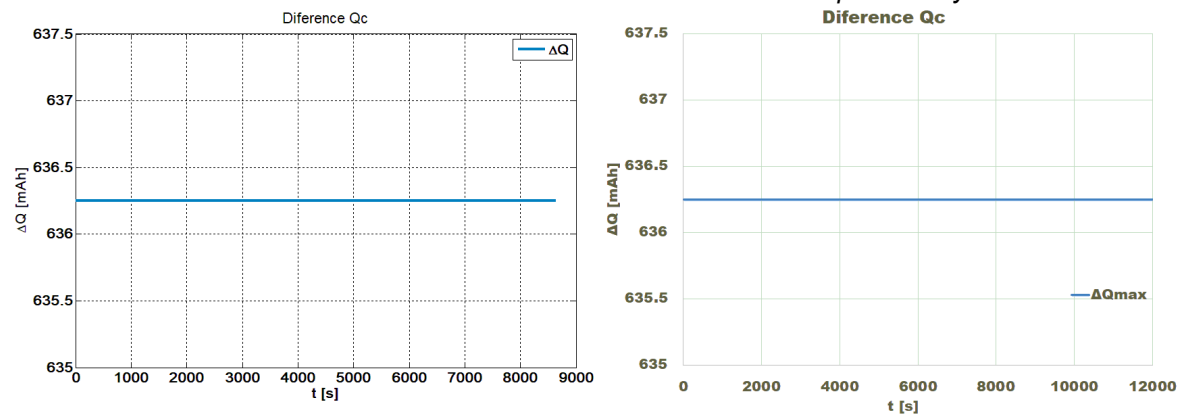
Obr.5.7 Porovnání simulace a měření u napětí na člancích bez vyvažování



Obr.5.8 Porovnání simulace a měření u difference SOC bez vyvažování



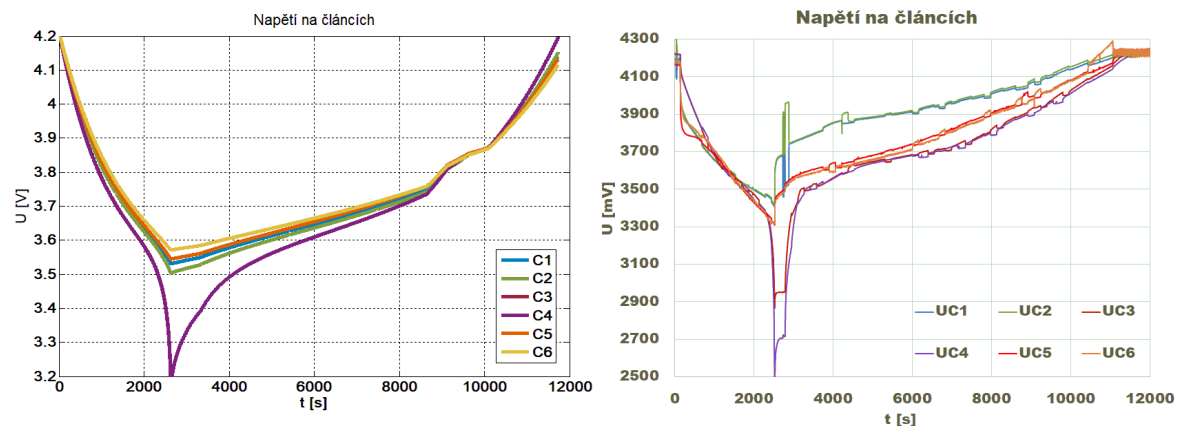
Obr.5.9 Porovnání simulace a měření u difference napětí bez vyvažování



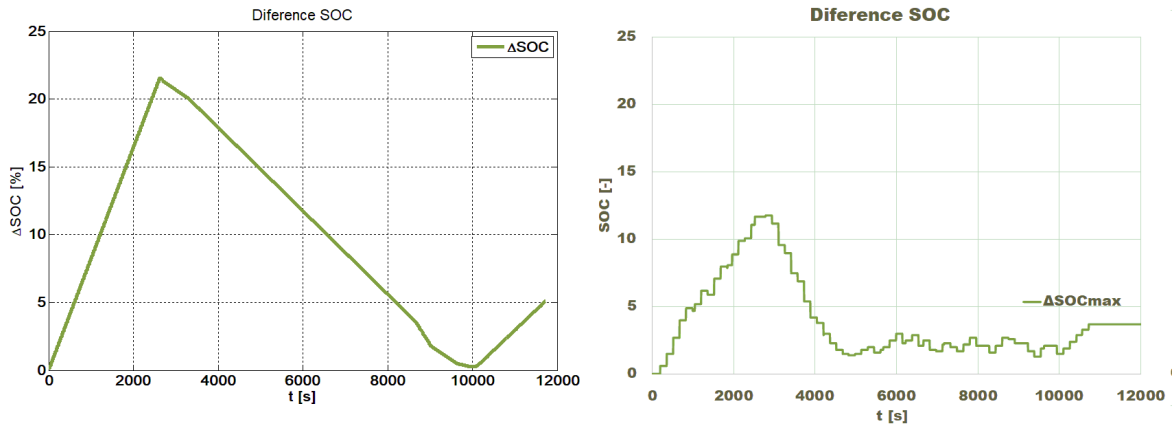
Obr.5.10 Porovnání simulace a měření u difference kapacit bez vyvažování

Lze pozorovat, že simulace se shoduje s naměřenými daty z reálného vyvažování. Rozdíl je akorát u Obr.5.9. U simulace je totiž graf napětí v otevřené smyčce a u naměřených dat je to reálné napětí, u kterého se projevuje u nabíjení, resp. vybíjení vliv R.I. Druhá věc, která to ovlivnila je, odpojení zátěže a připojení nabíječky. Tyto dva děje jsou reprezentovány špičkami na grafu.

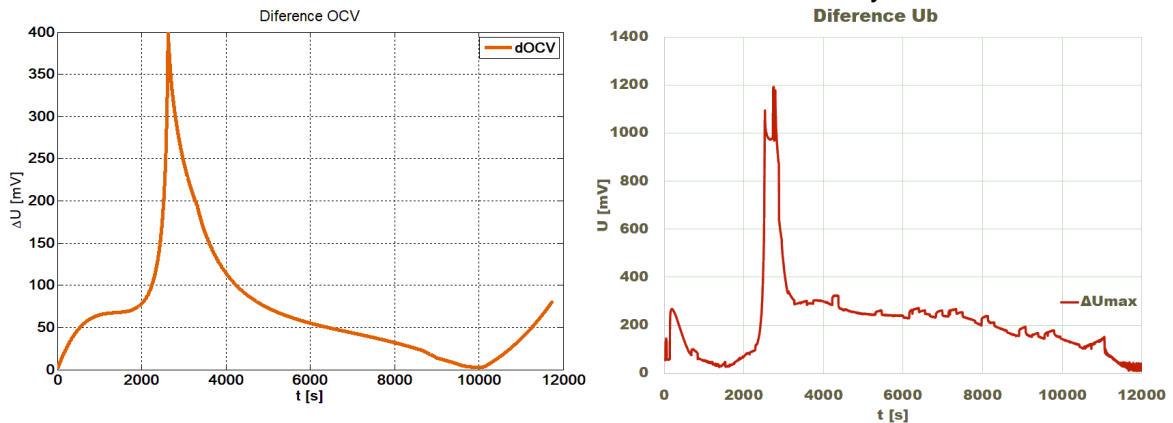
Na Obr.5.11, Obr.5.12, Obr.5.13, Obr.5.14 je porovnává simulace (vlevo) a naměřených dat (vpravo) při aplikovaném vyvažování.



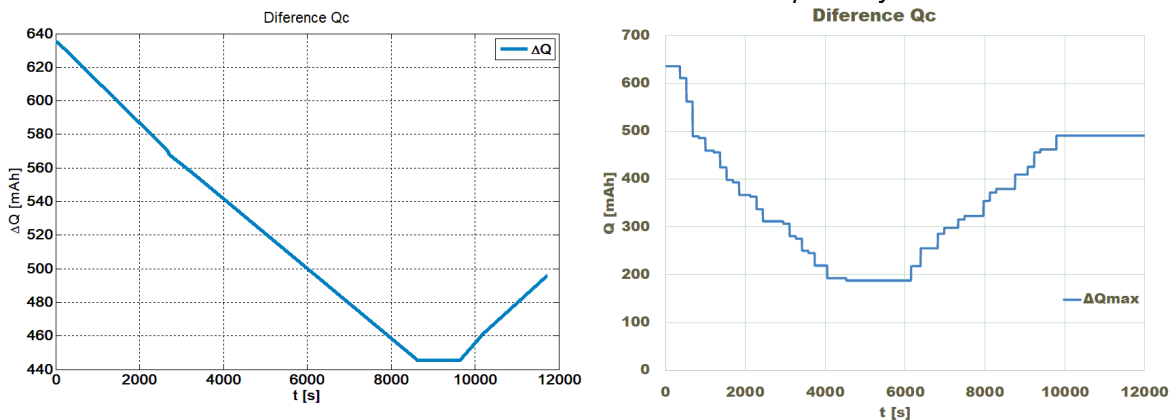
Obr.5.11 Porovnání simulace a měření u napětí na člancích s vyvažováním



Obr.5.12 Porovnání simulace a měření u difference SOC s vyvažováním



Obr.5.13 Porovnání simulace a měření u difference napětí s vyvažováním



Obr.5.14 Porovnání simulace a měření u difference kapacit s vyvažováním

Z grafů je patrné, že nedošlo k vyvážení u simulace, ani u reálného balancéru. Nevyváženost je v tomto případě moc velká a bylo by zapotřebí vyvažovacího proudu $I_v > 1$ A. I v tomto se shoduje simulace s naměřenými daty. Z grafů je také dobře patrné, že vyvažování funguje dle předpokladů. Při vybíjení je snižována difference celkových kapacit (Obr.5.14) a při nabíjení zase difference SOC (Obr.5.12). K vyvážení sestavy sice nedošlo, ale byla prodloužena doba vybíjení (pracovní cyklus) přibližně o minutu.

6 Závěr

Práce je rozdělena na teoretickou a praktickou část. V teoretické části je popsáno, jak mohou vznikat nevyváženosti u sériově řazených článků a jaké mohou mít důsledky v případě monitorování celé sestavy, nebo každého článku samostatně. Následně jsou popsány obvody pro potlačení nevyváženosti, u kterých je uveden princip a porovnání s ostatními.

Praktická část práce se zabývá návrhem aktivního balancéru tak, aby splňoval požadavky uvedené v zadání. Balancér byl navrhován pro akumulátorovou sestavu 6S1P s kapacitou 2500mAh. Požadavkem bylo vyvážit 5 % neshody kapacit a podle toho byl vypočítán potřebný vyvažovací proud. Ze získaných poznatků z teoretické části o vyvažovacích obvodech a požadavku na vyvažovací proud bylo vybráno zapojení s přepínaným měničem flyback (MSFB), který umožňuje přenos energie jak ze sestavy do článku, tak i z článku do sestavy. Jedná se tedy o obousměrný synchronní flyback konvertor. Následně je uvedeno blokové schéma balancéru, které se skládá z multiplexoru, aktivního usměrňovače, obousměrného synchronního flyback konvertoru, řízení a měření proudu, resp. náboje. Uvedené části jsou podrobně popsány a vždy je uvedeno i použité zapojení. Další část práce je věnována řízení konvertoru s použitím časovače HRTIM použitého MCU STM32G476RB. Časovač zajišťuje hysterezní proudové řízení na hranici přerušovaného proudu (BCM). Dále bylo detailně popsáno generování řídicích signálů od tohoto časovače na reálných průbězích signálů, využití maskování (blanking) externích vstupů proti chybnému vyhodnocení řídicích signálů a použití porovnávacích registrů pro zvýšení bezpečnosti měniče.

Další část práce se věnuje algoritmu prediktivního vyvažování, který umožňuje balancování po celou dobu vybíjení i nabíjení. Ze známých celkových kapacit Q_c jsou určeny odchylky kapacit ΔQ_c , podle kterých probíhá vyvažování při vybíjení, a odchylky stavu nabití ΔSOC , podle kterých probíhá nabíjení. V programu Matlab byl napsán jednoduchý skript, kterým byla ověřena správná funkce algoritmu. V algoritmu není obsaženo odhadování celkové kapacity Q_c . Tam by se mohl ubírat budoucí vývoj a doplnit tak algoritmus vyvažování ještě o algoritmus odhadování Q_c .

Navržené zapojení bylo zrealizováno na desku plošného spoje a algoritmus naprogramován do použitého MCU. V kapitole o měření jsou z navzorkovaných průběhů proudu vypočteny střední hodnoty vyvažovacích proudů, které jsou dostatečné pro kompenzaci požadované nesymetrie kapacit. Vypočítané jsou i účinnosti v obou směrech konverze, které jsou větší než 80 %. Dále jsou v kapitole uvedeny průběhy z nabíjení a vybíjení akumulátorové sestavy (6S1P s kapacitou 2500mAh) bez vyvažování a s vyvažováním. Z grafů je patrné, že v průběhu vybíjení s vyvažováním došlo k redistribuci energie mezi články a k vyvážení sestavy.

Tím se docílilo lepšího využití energie v sestavě. To by mělo mít z dlouhodobého hlediska příznivé vlastnosti na živostnost sestavy. Vyvažování bylo použito ještě na jednu akumulátorovou sestavu, která měla nevyváženost větší, než bylo uvedeno v požadavcích a tady nedošlo k úplnému vyvážení před ukončením vybíjení, nicméně z průběhů je patrné, že naměřená data se shodují s daty simulovanými v programu Matlab. Lze díky nim ověřit správnou funkci balancéru. I když se sestavu nepodařilo zcela vyvážit, tak došlo k prodloužení vybíjecího času (pracovního času akumulátorové sestavy).

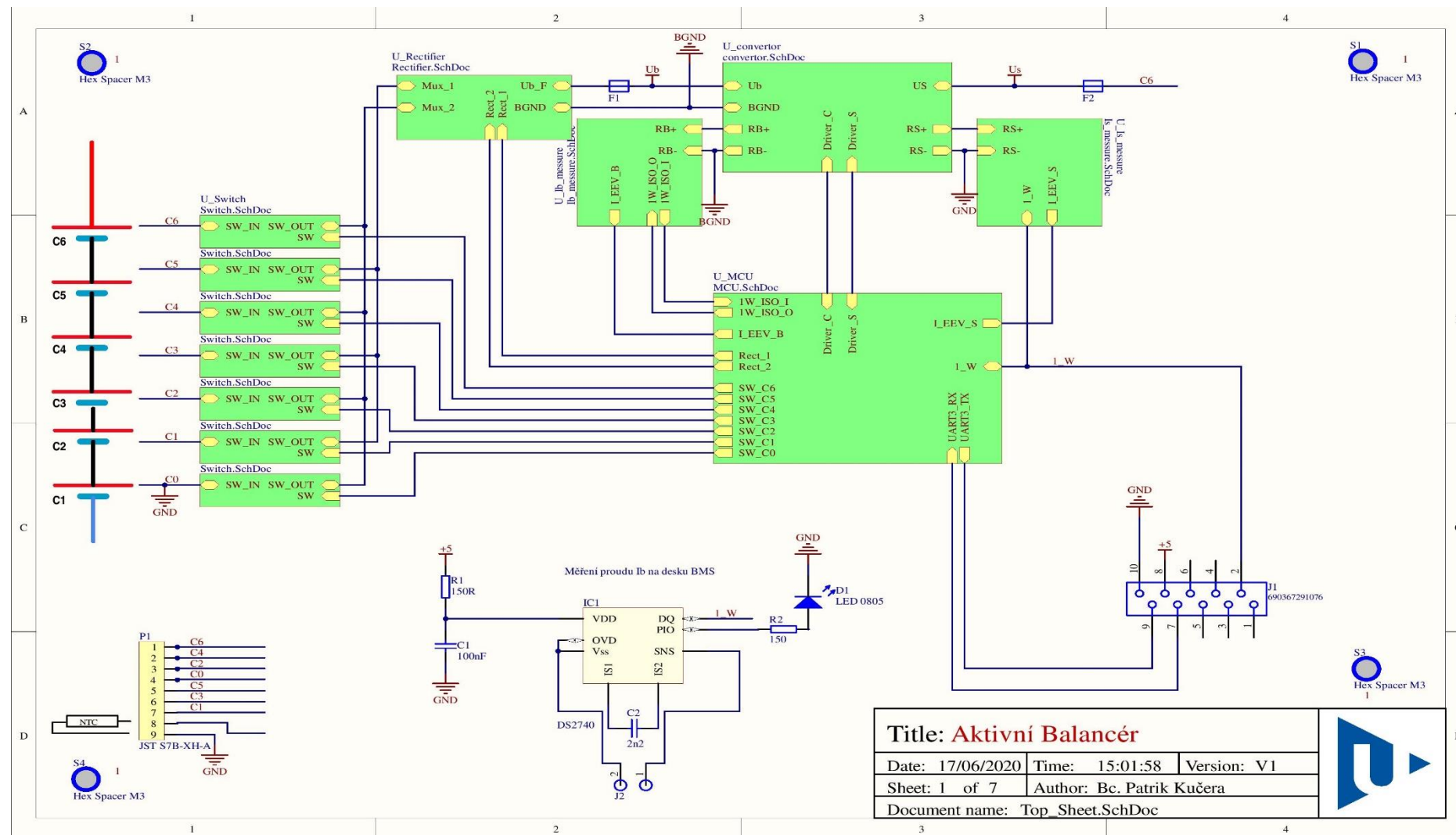
Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] Y. Barsukov, "Challenges and Solutions in Battery Fuel Gauging," *Unpublished* [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/slyp086/slyp086.pdf>
- [2] C. Martinez, D. Sorlien, R. Goodrich, L. Chandler, and D. Magnuson, "Using Cell Balancing to Maximize the Capacity of Multi-cell Li-Ion Battery Packs," pp. 1–8, 2005.
- [3] Y. Barsukov, "Battery cell balancing: what to balance and how," *Texas Instruments*, pp. 1–8, 2005 [Online]. Available: <http://focus.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic 2 - Battery Cell Balancing - What to Balance and How.pdf>
- [4] M. Manninger, "Power management for portable devices," *ESSCIRC 2007 - Proc. 33rd Eur. Solid-State Circuits Conf.*, pp. 167–173, 2007.
- [5] M. Daowd, N. Omar, P. van den Bossche, and J. van Mierlo, "A review of passive and active battery balancing based on MATLAB/Simulink," *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 7, pp. 2974–2989, 2011.
- [6] S. W. Moore and P. J. Schneider, "A review of cell equalization methods for lithium ion and lithium polymer battery systems," *SAE Tech. Pap.*, 2001.
- [7] L. Valda, "Metody a algoritmy vyvažování sériově řazených lithiových článků," ZČU, 2016 [Online]. Available: https://fel.zcu.cz/export/sites/fel/cz/documents/studium_dr_autoreferaty/201617/160930_autoreferat_Valda_Lukas.pdf
- [8] D. M. Divan and N. H. Kutkut, "DYNAMIC EQUALIZATION TECHNIQUES FOR SERIES BATTERY STACKS," pp. 514–521, 1996.
- [9] D. V. Cadar, D. M. Petreus, and T. M. Patarau, "An energy converter method for battery cell balancing," *ISSE 2010 - 33rd Int. Spring Semin. Electron. Technol. Polym. Electron. Nanotechnologies Towar. Syst. Integr. - Conf. Proc.*, pp. 290–293, 2010.
- [10] K. Nishijima, H. Sakamoto, and K. Harada, "PWM controlled simple and high performance battery balancing system," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, no. c, pp. 517–520, 2000.
- [11] N. H. Kutkut, "A MODULAR NON DISSIPATIVE CURRENT DIVERTER FOR EV BATTERY CHARGE EQUALIZATION," pp. 686–690, 1998.
- [12] J. Cao, N. Schofield, and A. Emadi, "Battery balancing methods: A comprehensive review," *2008 IEEE Veh. Power Propuls. Conf. VPPC 2008*, pp. 3–8, 2008.
- [13] S. Narayanaswamy, S. Steinhorst, M. Lukasiewicz, M. Kauer, and S. Chakraborty,

- “Optimal Dimensioning and Control of Active Cell Balancing Architectures,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 68, no. 10, pp. 9632–9646, 2019.
- [14] Nexperia, “PSMN013-100YSE,” no. December, pp. 1–13, 2012 [Online]. Available: <https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/PSMN013-100YSE.pdf>
- [15] Vishay, “SQJB80EP Vishay Siliconix Automotive Dual N-Channel 80 V (D-S) 175 ° C MOSFET SQJB80EP,” 1948 [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/76245/sqjb80ep.pdf>
- [16] Microchip, “High-Voltage Isolated MOSFET Driver,” pp. 1–12, 2016 [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005628A.pdf>
- [17] INFINEON, “IRF7907TRPbF-1 g Junction-to-Ambient fg IRF7907TRPbF-1,” vol. 1, pp. 1–11, 2014 [Online]. Available: <https://www.infineon.com/dgdl/irf7907pbf-1.pdf?fileId=5546d462533600a40153560ca1b41d3b>
- [18] A. Cortex, M. C. U. Fpu, K. B. Flash, and M. Dmips, “STM32G474xB STM32G474xC,” no. October, 2019.
- [19] On_Semiconductor, “MC33272A,” pp. 1–16, 2002 [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP6291-Family-Data-Sheet-DS20001812G.pdf>
- [20] Microchip, “MCP6291/1R/2/3/4/5,” 2007 [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/MCP6291-Family-Data-Sheet-DS20001812G.pdf>
- [21] On_Semiconductor, “NTD32N06L Power MOSFET 32 Amps , 60 Volts,” pp. 1–7, 2007.
- [22] Coilcraft, “Flyback Transformers,” pp. 1–2, 2013 [Online]. Available: <https://www.coilcraft.com/pdfs/fa2671.pdf>
- [23] Renesas, “ISL21010,” *Math. Sci. Eng.*, vol. 15, no. C, pp. 329–331, 1965 [Online]. Available: <https://www.renesas.com/eu/en/www/doc/datasheet/isl21010.pdf>
- [24] Maxim, “DS2740 High-Precision Coulomb Counter” [Online]. Available: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS2740.pdf>
- [25] B. Linke, “Implementing an Isolated 1-Wire Bus,” pp. 1–11, 2012 [Online]. Available: <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN5134.pdf>
- [26] Analog_Device, “ADUM7241,” 2015 [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM7240_7241.pdf
- [27] Microchip, “TC4421/TC4422,” 2013 [Online]. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20001420F.pdf>
- [28] F. Semiconductor, “3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator,” pp. 1–28, 2011 [Online]. Available: <https://www.soemtron.org/downloads/disposals/ka7812.pdf>

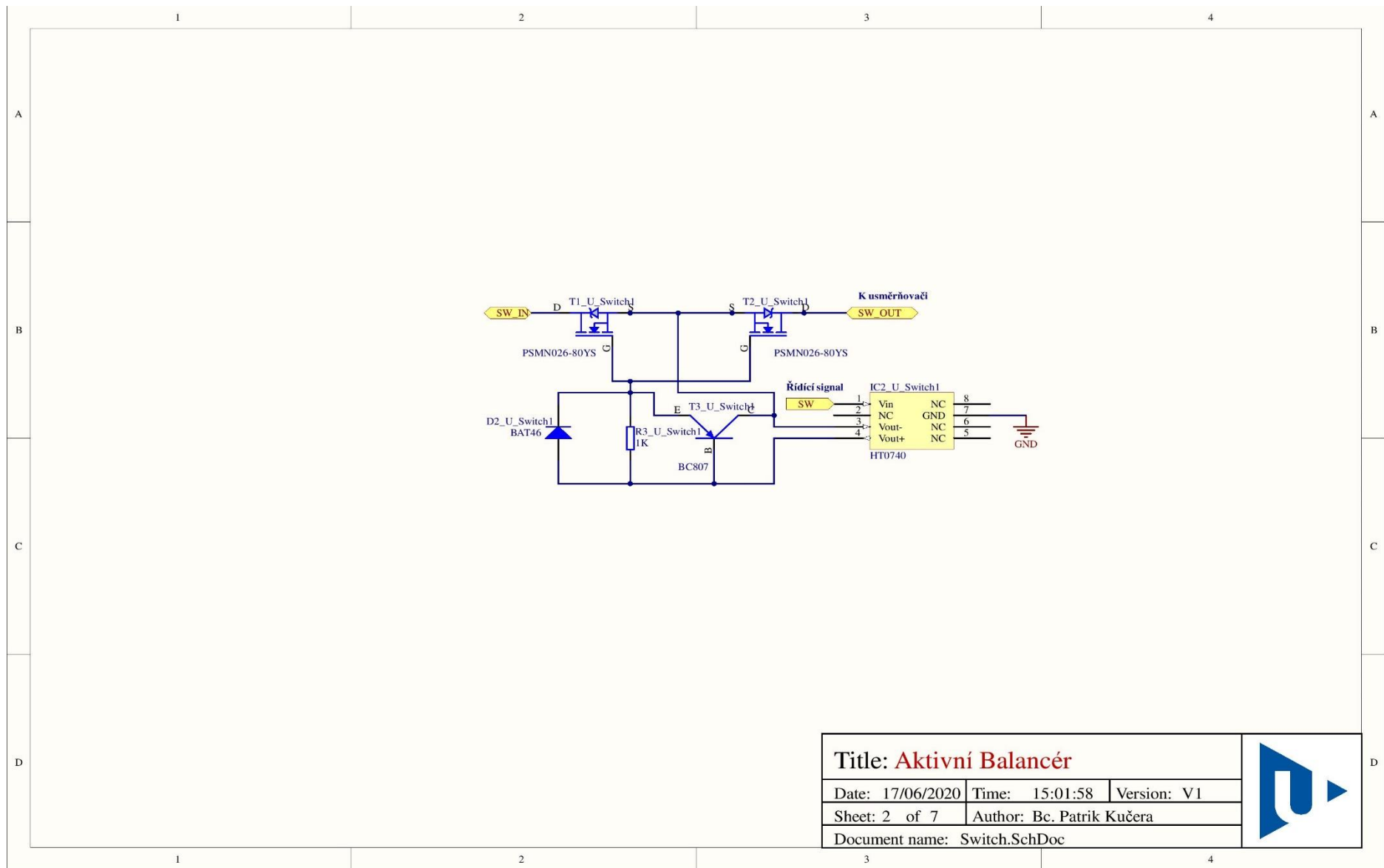
- [29] T. Instrument, “LM2576xx Series SIMPLE SWITCHER[®] 3-A Step-Down Voltage Regulator,” no. 1, pp. 1–42, 2016 [Online]. Available: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2576.pdf?ts=1591400407076&ref_url=https://www.google.com/
- [30] Texas Instruments, “Bq769x0 3-Series to 15-Series Cell Battery Monitor Family for Li-Ion and Phosphate Applications,” 2016 [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slusbk2g/slusbk2g.pdf>
- [31] STM32, “STM32G474xB STM32G474xC,” no. October, 2019 [Online]. Available: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32g474rb.pdf>
- [32] STM32, “Application note AN4539 HRTIM cookbook,” no. June, pp. 1–33, 2014 [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00121475-hrtim-cookbook-stmicroelectronics.pdf

Přílohy



Title: Aktivní Balancér		
Date: 17/06/2020	Time: 15:01:58	Version: V1
Sheet: 1 of 7	Author: Bc. Patrik Kučera	
Document name: Top_Sheet.SchDoc		

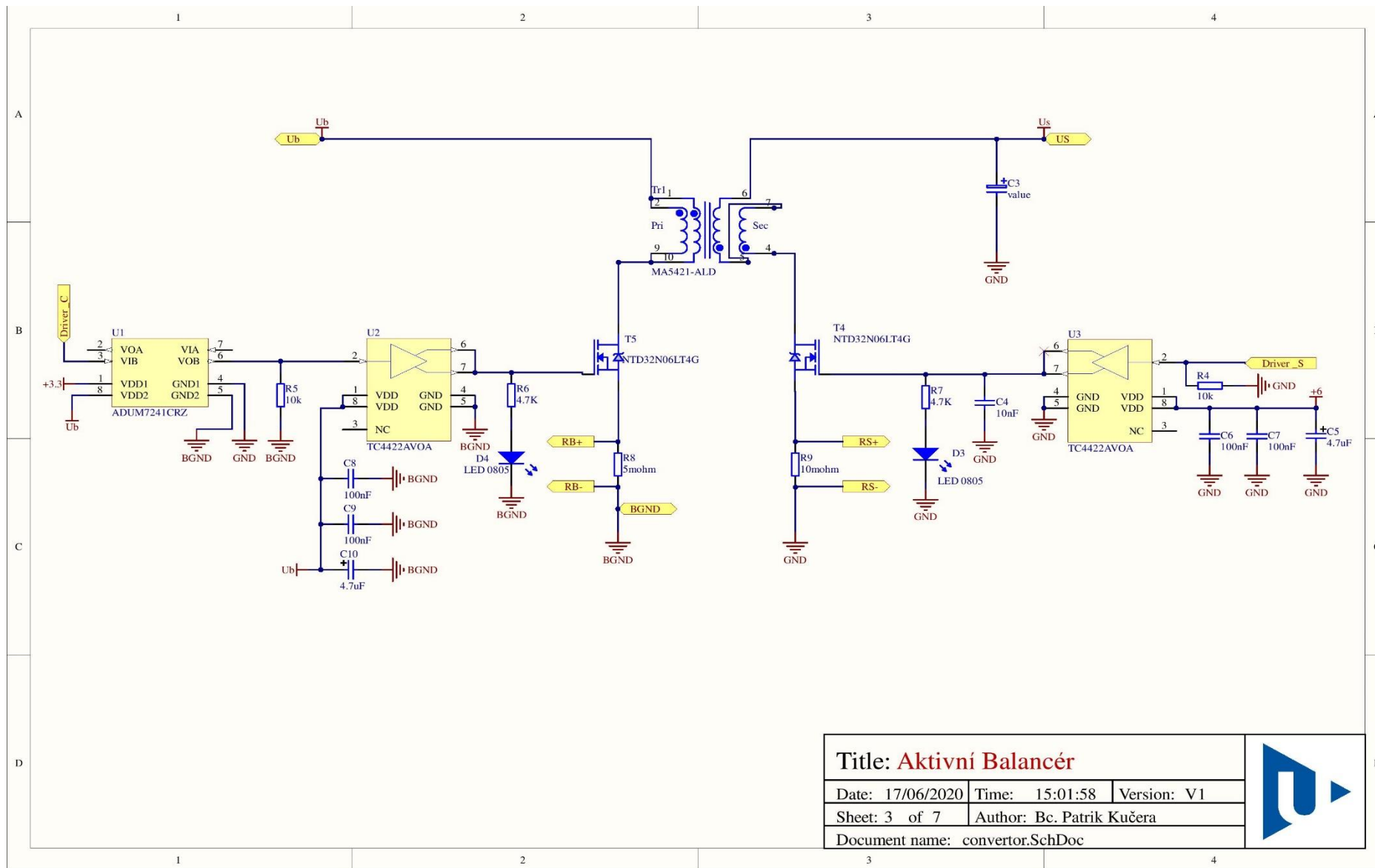
Obr. A.1 Úvodní schéma



Title: Aktivní Balancér		
Date: 17/06/2020	Time: 15:01:58	Version: V1
Sheet: 2 of 7	Author: Bc. Patrik Kučera	
Document name: Switch.SchDoc		



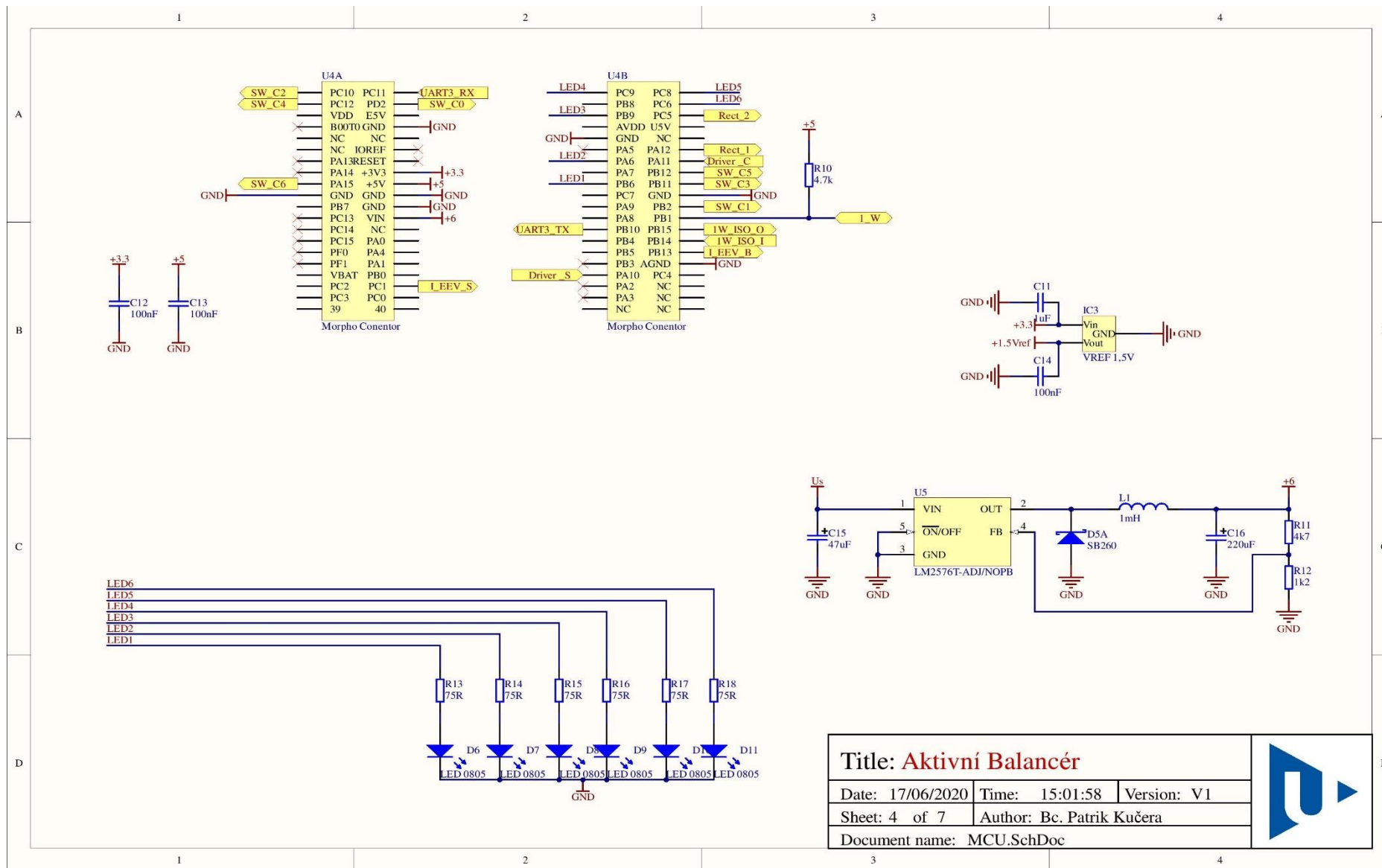
Obr. A.2 Spínač multiplexoru



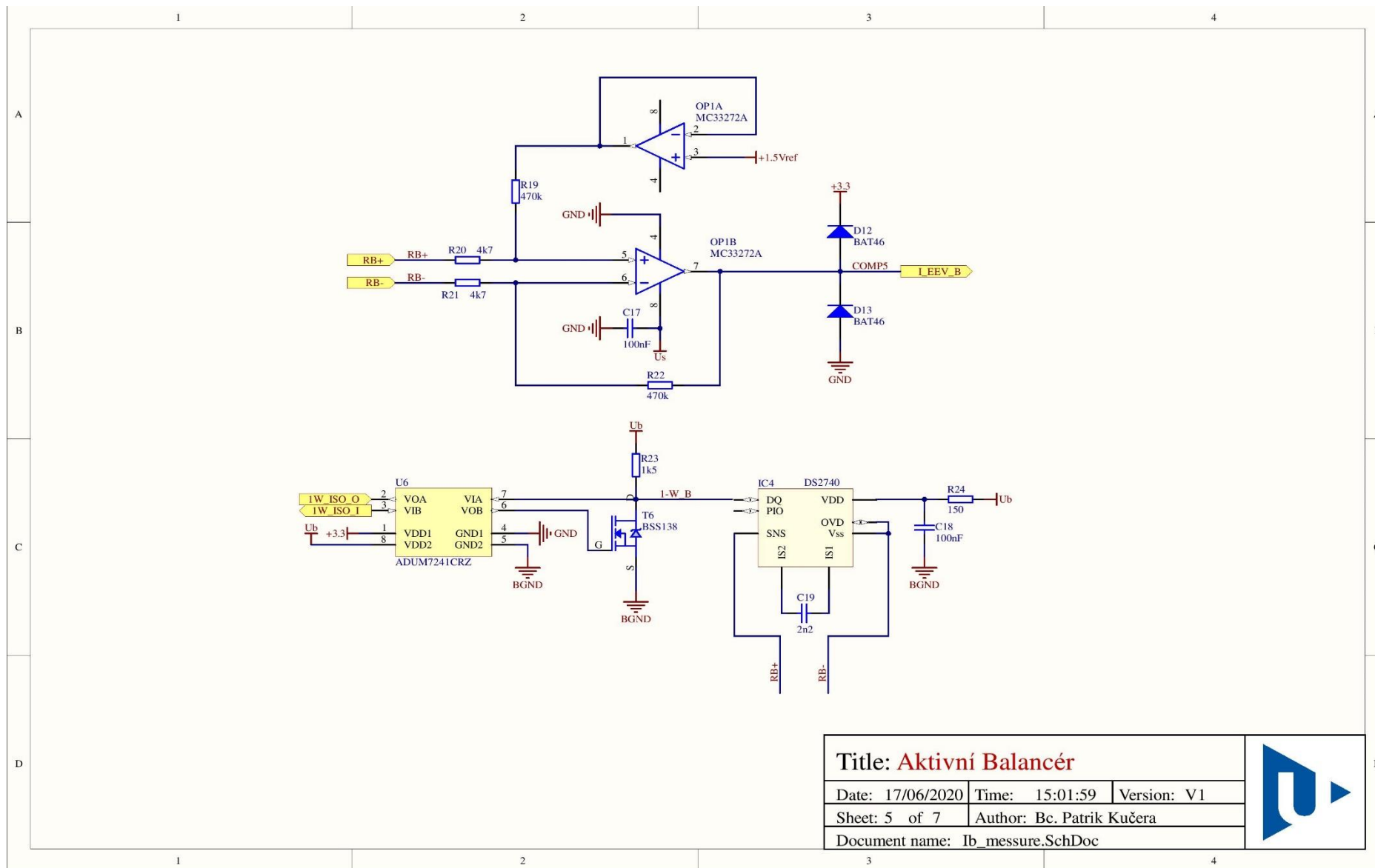
Title: Aktivní Balancér		
Date: 17/06/2020	Time: 15:01:58	Version: V1
Sheet: 3 of 7	Author: Bc. Patrik Kučera	
Document name: convertor.SchDoc		



Obr. A.3 Konvertor

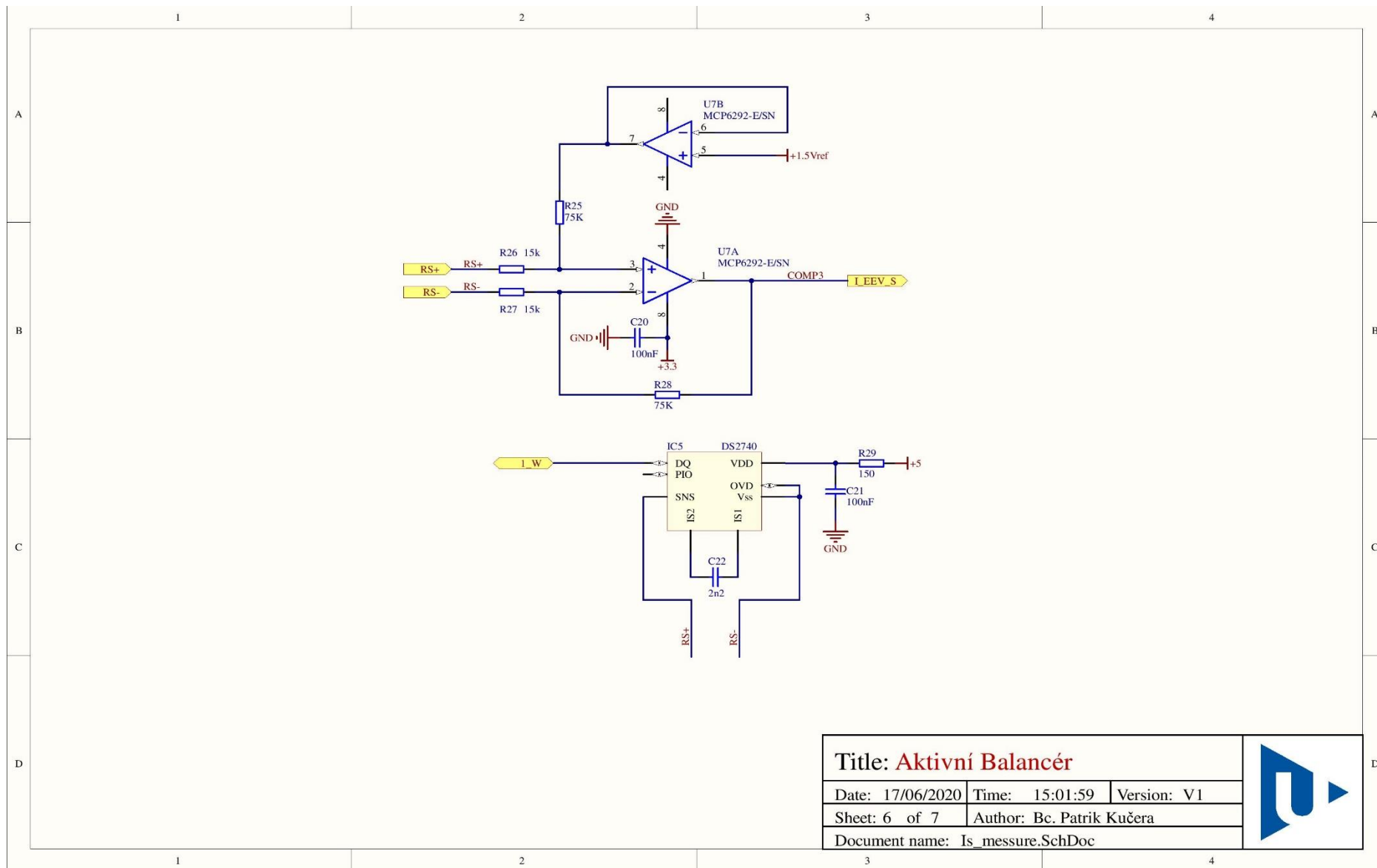


Obr. A.4 Konektor od nucleo desky, step-down konvertor, napěťová reference a LED indikace



Title: Aktivní Balancér			
Date: 17/06/2020	Time: 15:01:59	Version: V1	
Sheet: 5 of 7	Author: Bc. Patrik Kučera		
Document name: Ib_mesure.SchDoc			

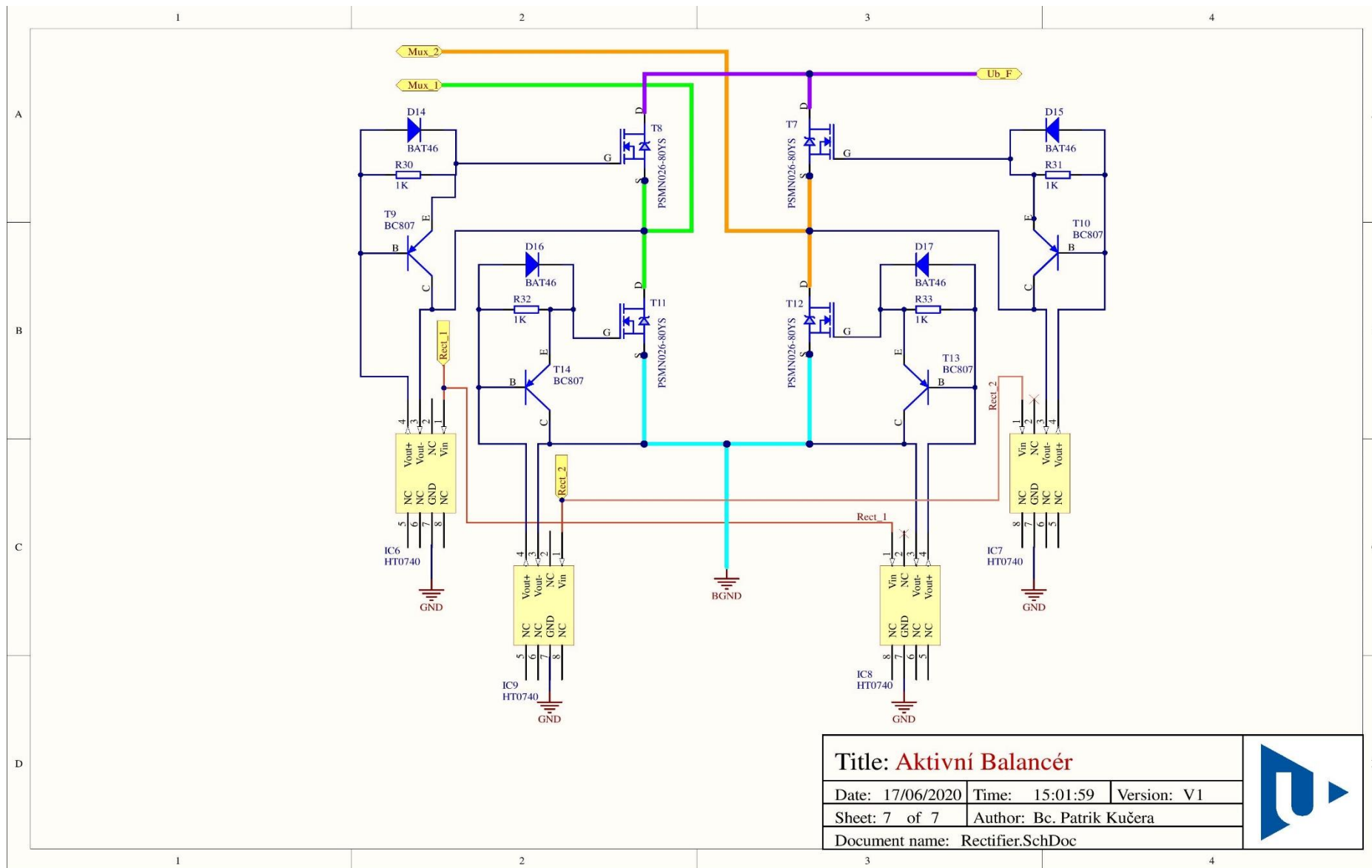
Obr. A.5 Měření proudu I_b



Title: Aktivní Balancér		
Date: 17/06/2020	Time: 15:01:59	Version: V1
Sheet: 6 of 7		Author: Bc. Patrik Kučera
Document name: Is_messure.SchDoc		



Obr. A.6 Měření proudu I_s



Obr. A.7 Aktivní usměrňovač