

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ**

DISERTAČNÍ PRÁCE

Ing. Lukáš Valda

Plzeň 2016

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor v oboru Elektronika

Ing. Lukáš Valda

**Metody a algoritmy vyvažování sériově řazených
lithiových článků**

Školitel: doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

Konzultant specialista: Ing. Kamil Kosturik, Ph.D.

Datum státní doktorské zkoušky: 26.11.2012

Datum odevzdání práce: _____

Plzeň 2016

Název

Metody a algoritmy vyvažování sériově řazených lithiových článků

Anotace

Tato práce se zabývá problematikou vyvažování sériově řazených lithiových článků v akumulátorových sestavách, přičemž se zaměřuje především na články typu Li-ion. První část práce obsahuje popis jednotlivých typů nevyvážeností, jejich příčin, projevů a důsledků a diskutuje možnosti jejich potlačení či eliminace s využitím aktivních a pasivních metod vyvažování s ohledem na efektivitu. Dále jsou uvedeny nejpoužívanější zapojení aktivních a pasivních balancérů, jejich principy, vlastnosti, řízení, výhody a nevýhody. Druhá část práce se zabývá návrhem aktivního balancéru pro konkrétní aplikaci s využitím získaných teoretický poznatků, přičemž je kladen důraz na vysokou účinnost, nízkou cenu a malé rozměry. Poslední část práce je věnována návrhu algoritmu prediktivního řízení balancéru s cílem maximalizovat použitelnou kapacitu akumulátoru s co nejvyšší efektivitou. V závěru jsou pak diskutovány výsledky práce a nastíněny otázky pro budoucí výzkum dané problematiky.

Klíčová slova

Vyvažování, balancování, balancér, Li-ion, Li-pol, LiFePO₄, LiCoO₂, SOC, OCV, BMS, mikrokontrolér, kapacita, impedance, nabíjení, vybíjení, prediktivní, akumulátor

Title

Balancing methods and algorithms for series connected lithium cells

Abstract

This thesis deals with the issue of balancing series-connected lithium cells in battery-packs, primarily focusing on Li-ion. The first part contains the description of the types of imbalances and their causes, manifestations and consequences, and discusses options for their suppression or elimination using active and passive methods of balancing with respect to efficiency. The following are the most widely used active and passive balancer circuits, their principles, characteristics, control, advantages and disadvantages. The second part deals with the design of active balancer for a particular application using the theoretic knowledge acquired, with an emphasis on high efficiency, low cost and small size. The last part is devoted to the design of a predictive balancing control algorithm to maximize the usable capacity of the battery-pack with the highest possible efficiency. In conclusion, results of the work are discussed and questions concerning the future research on the topic are outlined.

Key words

Balancing, balancer, Li-ion, Li-pol, LiFePO₄, LiCoO₂, SOC, OCV, BMS, Microcontroller, capacity, impedance, charging, discharging, predictive, accumulator

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě disertační práci zpracovanou v rámci doktorského studia na Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací Fakulty elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto disertační práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu.

V Plzni dne 15.8.2016

Ing. Lukáš Valda

Poděkování

Děkuji touto cestou všem pedagogům a pracovníkům Západočeské univerzity, se kterými jsem se během uplynulých let setkal, za vědomosti a dovednosti, které jsem díky nim získal, především pak svému školiteli doc. Ing. Jiřímu Hammerbauerovi, Ph.D a konzultantu specialistovi Ing. Kamilu Kosturikovi, Ph.D. za podnětné rady a připomínky při zpracování této práce a všem spolupracovníkům a svým blízkým za vytvoření pracovních podmínek, které umožnily její dokončení.

Obsah

1	ÚVOD	12
2	CÍLE PRÁCE	14
3	NAPĚTÍ AKUMULÁTORU A JEHO ZÁVISLOST	15
4	DRUHY NEVYVÁŽENOSTÍ ČLÁNKŮ A JEJICH VYVAŽOVÁNÍ	20
4.1	NEVYVÁŽENOST STAVŮ NABÍTÍ.....	22
4.2	NEVYVÁŽENOST CELKOVÝCH KAPACIT	25
4.3	NEVYVÁŽENOST VNITŘNÍCH IMPEDANCÍ.....	28
5	DŮSLEDKY NAPĚŤOVÉ NEVYVÁŽENOSTI ČLÁNKŮ	30
5.1	NÍŽŠÍ ŽIVOTNOST	30
5.2	NÍŽŠÍ BEZPEČNOST	31
5.3	PŘEDČASNÉ UKONČENÍ NABÍJENÍ	32
5.4	PŘEDČASNÉ UKONČENÍ VYBÍJENÍ	32
6	VYVAŽOVACÍ ALGORITMY	34
6.1	DLE VÝKONU	34
6.2	DLE STANOVENÍ NEVYVÁŽENOSTI.....	34
7	VYVAŽOVACÍ OBVODY (BALANCÉRY, VYVAŽOVAČE)	39
7.1	PASIVNÍ BALANCÉRY.....	40
7.2	AKTIVNÍ BALANCÉRY.....	46
7.2.1	<i>Principy redistribuce energie</i>	48
7.2.2	<i>Vyvažovací proud balancéru</i>	57
7.2.3	<i>Řízení konvertorů</i>	63
7.2.4	<i>Kapacitní balancéry</i>	64
7.2.5	<i>Induktivní balancéry</i>	66
7.2.6	<i>Souhrnné porovnání vlastností aktivních balancérů</i>	77
7.3	VYVAŽOVÁNÍ ROZSÁHLÝCH SESTAV	78
7.4	ALTERNATIVNÍ VYUŽITÍ BALANCÉRŮ.....	79
8	NÁVRH VLASTNÍHO BALANCÉRU	80
8.1	POŽADAVKY	80
8.2	VYVAŽOVACÍ PROUD BALANCÉRU	80
8.3	VOLBA ZAPOJENÍ.....	82
8.4	ZAPOJENÍ BALANCÉRU	85
8.4.1	<i>Multiplexor</i>	85
8.4.2	<i>Aktivní usměrňovač</i>	88
8.4.3	<i>Obousměrný synchronní flyback konvertor (BSFB)</i>	88
8.5	ŘÍZENÍ MĚNIČE BALANCÉRU.....	94
8.5.1	<i>Časovač HRTIM použitého MCU</i>	103
8.6	OBVODOVÁ SIMULACE	107
8.7	CENOVÉ O ROZMĚROVÉ POROVNÁNÍ S KONKURENCÍ.....	111
9	NÁVRH ALGORITMU PREDIKTIVNÍHO VYVAŽOVÁNÍ	113
10	ZÁVĚR	123
10.1	SHRnutí DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	123
10.2	SMĚROVÁNÍ DALŠÍHO VÝVOJE	126
11	SEZNAM KLÍČOVÉ LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	128
12	SEZNAM AUTOREM PUBLIKOVANÝCH PRACÍ	133
13	SEZNAM FUNKČNÍCH VZORKŮ A PROTOTYPŮ	134

Seznam veličin

C	[F], [-]	Kapacita, Cílový článek
D	[%]	Střída
DOD	[%]	Stav vybití (Depth Of Discharge)
f	[Hz]	Frekvence
I, i	[A]	Proud
i, j	[-]	Index článku v sestavě
K	[-]	Počet konverzí
k	[-]	Index časové posloupnosti
L	[H]	Indukčnost
n	[-]	Počet článků sestavy
N	[-]	Počet vinutí
OCV	[V]	Napětí v otevřené smyčce (Open Circuit Voltage)
P	[W]	Výkon
Q, q	[Ah]	Kapacita akumulátoru
R	[Ω]	Odpor
SOC	[%]	Stav nabití (State Of Charge)
SOH	[%]	Kondice (State Of Health)
T	[$^{\circ}$ C]	Teplota
t	[s]	Čas
U, u	[V]	Napětí
Z	[Ω], [-]	Impedance, Zdrojový článek
η	[%]	Účinnost
τ	[s]	Časová konstanta

Seznam zkratek

A	Automatický (Automatic)
AAF	Anti-Aliasing Filtr (Anti-Aliasing Filter)
AC	Střídavý proud (Alternating Current)
ACLMFW	Balancér s propustnými měniči a AC napětovou sběrnici (AC Linked Multiple ForWard)
AD	Analogově-Digitální
AFE	Analogové měřicí rozhraní (Analog Front End)
ASIC	Zákaznický integrovaný obvod (Application Specific Integrated Circuit)
B	Článek (Battery), Obousměrný (Bidirectional)
BLDC	Bezkartáčový stejnosměrný motor (BrushLess DC motor)
BMS	Systém bateriového managementu (Battery Management System)
C	Kondenzátor, Nabíjecí (Charge)
CMP	Záchytný registr (COMpare)
CPTR	Porovnávací registr (CaPTuRe)
D	Dioda, Vybíjecí (Discharge)
DA	Digitálně-Analogový
DC	Stejnoseměrný proud (Direct Current)
DPS	Deska Plošného Spoje
DR	Budič (Driver)
DSP	Digitální Signálový Procesor (Digital Signal Processor)
DT	Blok generování intervalu dead-time
DTSC	Balancér se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (Double-Tiered Switched Capacitors)
DZ	Diferenční Zesilovač
EDR	Elektrochemická dynamická odezva (Electrochemical Dynamic Response)
EEV	Externí událost (External Event)
eFlexPWM	Flexibilní PWM modulátor (enhanced Flexible Pulse Width Modulator)
EIS	Elektrochemické impedanční spektrum (Electrochemical Impedance Spectrum)
FPGA	Programovatelné logické pole
GPIO	Univerzální vstup/výstup
HRTIM	Časovač s vysokým rozlišením (High Resolution Timer)
HSE	Rychlý externí oscilátor (High Speed External oscillator)
HSI	Rychlý interní oscilátor (High Speed Internal oscillator)
HW	HardWare
IO	Integrovaný obvod
KP	Komparátor
L	Cívka
LiCoO2	Lithium-oxid-kobalt
LiFePO4	Lithium-železo-fosfát
Li-ion	Lithium-iont
Li-pol	Lithium-polymer
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 (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
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)
nSmP	Označení počtu sériově a paralelně řazených článků v akumulátoru
O	Optočlen
OZ	Operační Zesilovač
P	Přepínač
PI	Proporcionálně-Integrační
PID	Proporcionálně-Integračně-Derivační
PPM	Pulzně-polohová modulace (Pulse-Position Modulation)
PWM	Pulzně-šířková modulace (Pulse-Width Modulation)
PZ	Proudové Zrcadlo
R	Rezistor
Reg	Regulátor
S	Spínač
SC	Balancér s přepínanými kondenzátory (Switched Capacitors)
SMT	Povrchová montáž (Surface-Mount Technology)
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)
ST	Balancér s přepínaným transformátorem (Switched Transformer)
STSC	Balancér s jedním stupněm přepínaných kondenzátorů (Sigle-Tiered Switched Capacitors)
T	Tranzistor
TA-TE	Výstupy časovacích jednotek TIM A-E
THT	Technologie s drátovými vývody (Through-Hole Technology)
TIM	Časovací jednotka
Tr	Transformátor
U	Jednosměrný (Unidirectional)
V	Vinutí
VNS	Vysoko-Napěťový Stres

Seznam obrázků

Obr. 3.1 OCV charakteristiky Li-ion článků pěti různých výrobců [1]	15
Obr. 3.2 OCV charakteristiky LiCoO ₂ vs LiFePO ₄	16
Obr. 3.3 Náhradní schéma akumulátoru.....	16
Obr. 3.4 Náhradní schéma vnitřní impedance akumulátoru.....	17
Obr. 3.5 Elektrochemické impedanční spektrum Li-ion akumulátoru a jeho aporximace pětiprvkovým modelem (náhradní schéma) [3]	18
Obr. 3.6 Závislost vnitřního odporu článku na DOD v rozsahu teplot 0 až 50°C [1]	19
Obr. 4.1 Závislost přepětí jediného článku sestavy na počtu článků a velikosti odchytky.....	21
Obr. 4.2 Závislost OCV na SOC při 25°C	22
Obr. 4.3 Závislost rozdílu OCV na SOC.....	23
Obr. 4.4 Porovnání aktivního a pasivního vyvažování článků s rozdílnými kapacitami během nabíjení a vybíjení	27
Obr. 5.1 Výchozí stav akumulátorové sestavy.....	31
Obr. 5.2 Přepětí	31
Obr. 5.3 Podpětí (hluboké vybití).....	31
Obr. 5.4 Limit přepětí	32
Obr. 5.5 Limit podpětí.....	33
Obr. 6.1 Jednoduché vyvažování dle napětí nemusí efektivně vyvažovat SOC článků	35
Obr. 6.2 Porovnání napětí s využitím komparátoru.....	37
Obr. 7.1 Typická zapojení integrovaných pasivních balancérů v IO.....	41
Obr. 7.2 Typická zapojení balancérů a vstupů AD převodníku v IO	42
Obr. 7.3 Zapojení externího posilovacího obvodu.....	42
Obr. 7.4 Problém současného vyvažování sousedních článků.....	43
Obr. 7.5 Budící stupeň s otevřeným kolektorem.....	44
Obr. 7.6 Pasivní balancování při přepětí.....	46
Obr. 7.7 Obecné ekvivalentní schéma zapojení aktivního balancéru	48
Obr. 7.8 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi článkem a akumulátorovou sestavou	49
Obr. 7.9 Princip konverze energie z článku do akumulátorové sestavy.....	49
Obr. 7.10 Princip konverze energie z akumulátorové sestavy do článku.....	50
Obr. 7.11 Závislost účinnosti balancéru na počtu článků a účinnosti konvertorů	52
Obr. 7.12 Závislost účinnosti balancéru na napětí článků	52
Obr. 7.13 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi sousedními články.....	53
Obr. 7.14 Přenos energie mezi články bez a s použitím přídavného konvertoru	54
Obr. 7.15 Závislost účinnosti balancéru na počtu konverzí a účinnosti konvertorů.....	55
Obr. 7.16 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi články s napěťovou sběrnici	56
Obr. 7.17 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi články s přepínací sítí.....	56
Obr. 7.18 Příklad nevyvážené sestavy.....	58
Obr. 7.19 Kompenzace neshody kapacity pro aktivní 1A balancér	60
Obr. 7.20 Kompenzace neshody kapacity pro aktivní 4A balancér	61
Obr. 7.21 Balancér s jedním přepínaným kondenzátorem (SSC)	65
Obr. 7.22 Balancér s přepínanými kondenzátory (SC, STSC)	65
Obr. 7.23 Balancér se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (DTSC)	66
Obr. 7.24 Balancér s obousměrnými konvertory typu buck-boost (MBB-B)	67
Obr. 7.25 Princip balancéru MBB-B.....	68
Obr. 7.26 MBB-U balancér z konverzí směrem nahoru a) a dolů b).....	68
Obr. 7.27 Balancér s magneticky vázanými měniči typu buck-boost (MCMBB).....	69
Obr. 7.28 Balancér s přepínanou indukčností (MSBB) a princip činnosti	71
Obr. 7.29 Náhradní zapojení balancéru MSBB	71
Obr. 7.30 Balancér s měniči typu obousměrný flyback (MFB-B).....	72
Obr. 7.31 Typy měničů používaných v MFB balancérech	73
Obr. 7.32 MFB auto-balancér (MFB-A).....	73

Obr. 7.33 Balancér s měničem typu obousměrný flyback a transformátorem s více vinutími (MWFB-B)	74
Obr. 7.34 Typy měničů používaných v MWFB balancérech	75
Obr. 7.35 Balancér s přepínaným měničem typu flyback (MSFB).....	76
Obr. 7.36 Balancér s propustnými měniči a AC napěťovou sběrnici (ACLMFW).....	77
Obr. 7.37 Princip překrytí balancérů u jednoho článku.....	79
Obr. 8.1 Kompenzace neshody kapacit pro aktivní balancér a vybíjecí proud 0.56C.....	81
Obr. 8.2 Náhrada synchronním obousměrným spínačem	84
Obr. 8.3 Blokové schéma balancéru pro 10S sestavu.....	85
Obr. 8.4 Varianty zapojení multiplexoru	86
Obr. 8.5 Schéma zapojení jednoho spínače multiplexoru.....	87
Obr. 8.6 Schéma zapojení aktivního usměrňovače	88
Obr. 8.7 Princip jednosměrného a obousměrného flyback konvertoru	90
Obr. 8.8 Schéma zapojení BSFB konvertoru	91
Obr. 8.9 Propojení vinutí transformátoru.....	94
Obr. 8.10 Princip řízení měniče během jednoho cyklu	94
Obr. 8.11 Náhradní schéma zapojení měniče balancéru	95
Obr. 8.12 Závislost okamžitých a středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při vybíjení článku.....	100
Obr. 8.13 Závislost okamžitých a středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při nabíjení článku	100
Obr. 8.14 Závislost středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při vybíjení článku.....	101
Obr. 8.15 Závislost středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při nabíjení článku	101
Obr. 8.16 Závislost f , t_p , t_s a D na napětí článku a sestavy při vybíjení článku	102
Obr. 8.17 Závislost f , t_p , t_s a D na napětí článku a sestavy při nabíjení článku.....	102
Obr. 8.18 Princip generování řídicích signálů časovačem HRTIM.....	107
Obr. 8.19 Model balancéru.....	108
Obr. 8.20 Model hysterezního regulátoru pro vybíjení (vlevo) a nabíjení (vpravo).....	109
Obr. 8.21 Model generátoru dead-time (vlevo) a budiče výkonových tranzistorů(vpravo).....	109
Obr. 8.22 Časové průběhy signálů měniče při vybíjení	110
Obr. 8.23 Časové průběhy signálů měniče při nabíjení.....	110
Obr. 9.1 Závislost OCV a difference OCV na SOC.....	114
Obr. 9.2 Vybíjení 10S sestavy bez vyvažování	118
Obr. 9.3 Vybíjení 10S sestavy s vyvažováním bez kompenzace.....	118
Obr. 9.4 Vybíjení 10S sestavy s vyvažováním a kompenzací	120
Obr. 9.5 Vyhodnocení zdrojových a cílových článků pro metodu vyvažování bez kompenzace	121
Obr. 9.6 Vyhodnocení zdrojových a cílových článků pro metodu vyvažování s kompenzací....	122
Obr. 9.7 Vybíjení 10S sestavy s extrémní nevyvážeností jednoho článku	122

Seznam tabulek

<i>Tab. 1 Porovnání doby vyvažování při simultánním a nesimultánním vyvažování.....</i>	<i>62</i>
<i>Tab. 2 Porovnání vlastností aktivních balancérů</i>	<i>78</i>
<i>Tab. 3 Porovnání hw nároků dostupných balancérů s IO pro 10S sestavu</i>	<i>83</i>
<i>Tab. 4 Řešení difereciálních rovnic přechodových jevů měniče během nabíjení a vybíjení článku</i>	<i>96</i>
<i>Tab. 5 Přehled dosažených limitních parametrů</i>	<i>99</i>
<i>Tab. 6 Porovnání údajů získaných výpočtem a simulací pro $U_b = 3,6V$ a $U_s = 36V$.....</i>	<i>109</i>
<i>Tab. 7 Přibližná cenová kalkulace naržného řešení.....</i>	<i>111</i>
<i>Tab. 8 Přibližná cenová kalkulace řešení s IO LTC3300</i>	<i>111</i>
<i>Tab. 9 Přibližná cenová kalkulace řešení s IO EMB14xx.....</i>	<i>112</i>
<i>Tab. 10 Porovnání údajů prediktivních metod vyvažování</i>	<i>121</i>
<i>Tab. 11 Porovnání údajů pro případ extrémní odchylky jediného článku sestavy</i>	<i>121</i>

1 Úvod

V posledních letech neustále sílí popularita lithiových článků (akumulátorů), už nejen proto, že výrazně vrostl zájem o bateriově napájená přenosná zařízení, jako jsou mobilní telefony, tablety nebo přenosné počítače, kde jsou tyto články odedávna používány. Lithiové akumulátory nabízejí v současné době nejen nejvyšší možné energetické hustoty (poměru energie k hmotnosti), ale i nízký vnitřní odpor a pomalé samovybití. Díky neustále postupujícímu vývoji a klesající ceně využívají jejich výhodné vlastnosti stále častěji i jiná, na spotřebu náročnější zařízení, jako jsou elektro-kola, příruční nářadí, zahradní technika, lékařské přístroje, aj. Kombinace světové potřeby zbavit se závislosti na neobnovitelných zdrojích energie a snahy o snížení emisí škodlivých látek způsobených především spalováním fosilních paliv otevřela nové, do nedávna těžko představitelné možnosti využití v automobilovém a energetickém průmyslu.

Ukazuje se, že napětí i kapacita samotného článku je pro většinu aplikací naprosto nedostačující, a je tedy nutné spojení článků do akumulátorové sestavy. Paralelním řazením více článků lze docílit zvýšení kapacity a nabíjecího a vybíjecího proudu. Sériovým řazením dojde ke zvýšení napětí. Nejčastěji se obě metody kombinují a dochází tak k sérioparalelnímu řazení, čímž se docílí potřebné kapacity, napětí, energie a nabíjecího i vybíjecího proudu. Akumulátorové sestavy pak mohou čítat jednotky až tisíce článků. U sérioparalelních kombinací článků bývá zvykem tuto kombinaci značit ve tvaru $nSmP$, kde je n počet sériově a m počet paralelně spojených článků (např. 14S5P). Toto značení bude používáno v této práci.

Pro zajištění správné funkce akumulátorové sestavy je nutné, aby dílčí články měly co možná neshodnější parametry, které jsou docíleny použitím článků jednoho výrobce ze stejné výrobní série, nejlépe vyrobených bezprostředně za sebou. Pečlivý výběr článků by měl zajistit dlouhou životnost a maximální možnou kapacitu akumulátorové sestavy i bez použití dodatečných prostředků pro vyrovnávání napětí článků (balancérů). Nicméně i tak nejsou žádné dva články naprosto identické. Již u nových článků jsou malé rozdíly způsobené výrobními tolerancemi a nepatrnými rozdíly v chemickém složení, které vedou k rozdílům především ve stavu nabití (SOC – State Of Charge), kapacitě, vnitřní impedanci, stárnutí (degradaci) a rozdílným tepelným závislostem. Tyto rozdíly mají navíc tendenci se během života akumulátoru dále prohlubovat, což vede k poklesu využitelné kapacity, životnosti a v neposlední řadě snížené bezpečnosti akumulátorové sestavy.

Ačkoli jsou lithiové články léta vyžívány, jejich cena je stále vysoká. Pokud baterie zaujímá pozici hlavního napájecího zdroje, je důležité zajistit nejen její dlouhou životnost, ale i dobrou kondici, což je důvod, proč vyžadují tyto, především velké, baterie pokročilé řízení. Bateriový management (BMS – Battery Management System) se tak stává nedílnou součástí každé akumulátorové baterie (dále jen baterie nebo akumulátor) využívající lithiové články spojené do již zmíněné akumulátorové sestavy. Úkolem BMS je chránit články proti poškození, vyhodnocovat a zvyšovat životnost článků, aj. Aby toto bylo možné, musí BMS zajišťovat řadu úloh jako je měření napětí jednotlivých článků, proudu, teplot, určování SOC, teplotní management, řízení a kontrolu nabíjecího a vybíjecího procesu, předávání dat, a může zajišťovat i vyvažování článků. To slouží k odstranění či potlačení negativního vlivu napěťové nevyváženosti článků, k čemuž se používají vyvažovací obvody s vhodným řízením neboli algoritmem. A právě tato problematika je klíčovou částí této práce.

Balancéry svojí činností výrazně přispívají nejen k lepším parametrům, ale i k vyšší životnosti a bezpečnosti lithiových akumulátorů a měly by tak být součástí každého BMS. Nicméně tomu tak často není a nejedná se jen o problém levných akumulátorových baterií, ale i dražších řešení, typicky ve spotřební elektronice. V některých případech je tato situace dána nepochopením podstaty jevu napěťové nevyváženosti, špatnou implementací a následnou nedůvěrou v tuto technologii. Jiným důvodem, který však může souviset s předchozím, jsou příliš vysoké náklady a větší rozměry dodatečného hardwaru, což je se týká především aktivních balancérů.

Popisovaná problematika a principy v této práci jsou zaměřeny především na Li-ion akumulátory typu LiCoO_2 , se kterými pracuji nejčastěji a mám s nimi tedy i nejvíce zkušeností. Nicméně vše zde zmíněné platí a je aplikovatelné na kterékoli jiné typy lithiových akumulátorů jako je LiFePO_4 nebo Li-pol, které spadají rovněž do skupiny Li-ion akumulátorů a mají tak mnoho shodných či podobných rysů. Souhrnně tak budou v textu označovány jako lithiové články bez ohledu na konkrétní typ a Li-ion článkem bude myšlen článek typu LiCoO_2 .

2 Cíle práce

Práce si klade za cíl přehledně a uceleně představit problematiku vyvažování sériově řazených lithiových článků v akumulátorových sestavách. V obecné části práce tak bude podrobně popsáno, co je nevyváženost, jak vzniká, jak se projevuje a jak ji lze potlačit či eliminovat s co nejmenším úsilím a nejvyšší efektivitou. Diskutované skutečnosti jsou úzce spjaty s příbuznými obory, jako je např. nabíjecí technika nebo mobilní a záložní napájecí systémy, kde je lze rovněž uplatnit.

Jedním z hlavních úkolů bude návrh aktivního vyvažovače s využitím diskutovaných poznatků a zásad tak, aby bylo dosaženo co nejvyšší účinnosti procesu redistribuce energie mezi libovolnými články v akumulátorové sestavě při současném nalezení možností úspor nákladů a rozměrů, jež jsou nejčastější překážkou bránící většímu rozšíření aktivních vyvažovačů v praxi.

Na předchozí úkol navazuje vytvoření algoritmu pro prediktivní řízení navrženého vyvažovače s cílem zajistit kontinuální redistribuci energie v průběhu celého nabíjecího, ale především vybíjecího cyklu a omezit tak požadavek maximálního vyvažovacího výkonu nutného pro vyvažování v reálném čase. To by se mělo opět pozitivně projevit na výsledné ceně a rozměrech navrženého řešení.

3 Napětí akumulátoru a jeho závislost

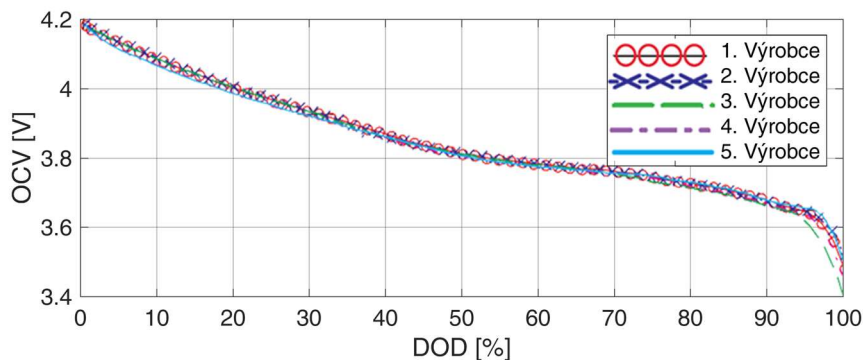
Jelikož je napěťová nevyváženost sériově řazených článků důsledkem či manifestací nevyváženosti či neshody jiných parametrů, je důležité znát, čím je napětí článků dáno a na čem a jak závisí.

V případě, že článkem neprochází žádný proud, existuje pro jakoukoli chemii článku mezi SOC a napětím článku na prázdko, též napětím v otevřené smyčce (OCV – Open Circuit Voltage) jednoduchá korelace (vzájemný vztah), již lze vyjádřit vztahem (3.1) neboli OCV charakteristikou.

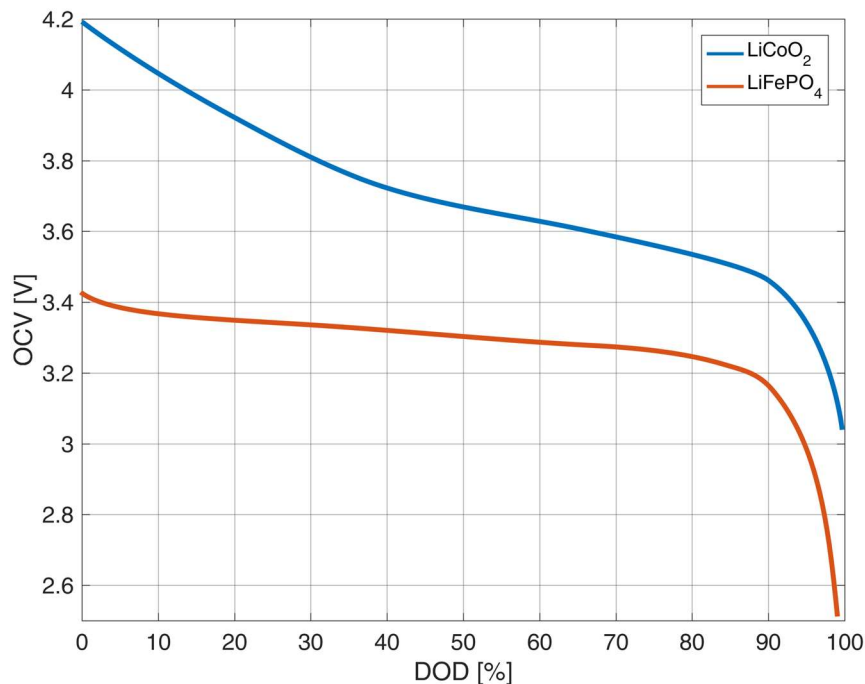
$$OCV = f(SOC, T) [V] \quad (3.1)$$

$$SOC = \frac{q}{Q_c} 100 = 100 - DOD [\%] \quad (3.2)$$

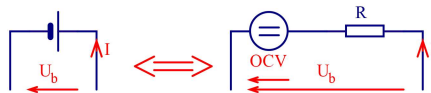
Kde je SOC stav nabití a T teplota. SOC pak lze stanovit dle vztahu (3.2), kde je q aktuální kapacita, Q_c celková (maximální) kapacita a DOD (Depth Of Discharge) míra (hloubka) vybití akumulátoru, která je opakem SOC. OCV tedy závisí nejen na SOC, ale i značně na teplotě a to tak, že s klesající teplotou klesá. Tvar průběhu funkce je závislý na chemii článku, resp. je definován chemickými vlastnostmi anody a katody článku. Naopak není dán jeho specifickým provedením, jako je elektrolyt, separátor, tloušťka aktivního materiálu, atd. Lze dokázat, že pro danou chemii je u různých výrobců závislost OCV na SOC téměř shodná [1]. Obr. 3.1 ukazuje OCV charakteristiky článků od pěti různých výrobců. Průběhy se k sobě skutečně velmi blíží. To dokazuje největší odchylka napětí pouhých 5mV, což odpovídá chybě SOC mezi články jen 1,5%. Na obr. 3.2 je pak porovnání tvaru OCV charakteristik pro Li-ion ($LiCoO_2$) a $LiFePO_4$ článek. Je patrné, že články mají rozdílná napětí, ale především článek $LiFePO_4$ má mnohem plošší charakteristiku.



Obr. 3.1 OCV charakteristiky Li-ion článků pěti různých výrobců [1]

Obr. 3.2 OCV charakteristiky LiCoO₂ vs LiFePO₄

V případě, že bude článek vystaven působení proudu, bude vzájemná závislost napětí článku a SOC odlišná, dána vybíjecí resp. nabíjecí charakteristikou. Napětí akumulátoru je dáno nejen napětím OCV, ale i úbytkem napětí na vnitřním odporu článku, způsobeným tokem nabíjecího či vybíjecího proudu, viz obr. 3.3. V ustáleném stavu lze napětí článku vyjádřit vztahem (3.3).



Obr. 3.3 Náhradní schéma akumulátoru

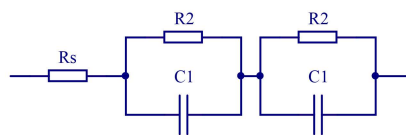
$$U_b = OCV(SOC, T) + IR(SOC, T) \text{ [V]} \quad (3.3)$$

Kde je U_b napětí článku, I proud a R vnitřní odpor článku. Proud I je uvažován v uvedeném směru, tj. kladný při nabíjení a ve směru opačném, tj. záporný při vybíjení. Při nabíjení tak bude protékající proud napětí článku zvyšovat a při vybíjení naopak snižovat. Tento jev bude nadále zkráceně označován vliv RI .

Pokud je článek vystaven působení proudu, nedojde k okamžité změně napětí vlivem RI , ale změna je pozvolná. Odpovídá RC přechodovému jevu. Důvodem je složitá chemie článku, kdy náboj musí projít mnoha vrstvami elektrochemicky aktivního materiálu, uchovávajícího energii (anoda, katoda) a to nejprve ve formě elektronů dokud není dosaženo povrchu částic

a poté ve formě iontů v elektrolytu. Každý z těchto chemických procesů odpovídá časové konstantě ovlivňující napěťovou odezvu akumulátoru při změně proudu. Tyto časové konstanty varíují v rozsahu milisekund až hodin [1]. Napětí článku vykazuje při zatížení postupný pokles z hodnoty OCV na hodnotu U_b danou vztahem (3.3) a při uvolnění postupný nárůst (relaxaci) zpět na hodnotu OCV. Průběhy a tedy i časy se mohou dosti lišit pro nabitý a vybitý článek. Tento jev určuje dynamické chování akumulátoru a nazývá se elektrochemická dynamická odezva (EDR – Electrochemical Dynamic Response).

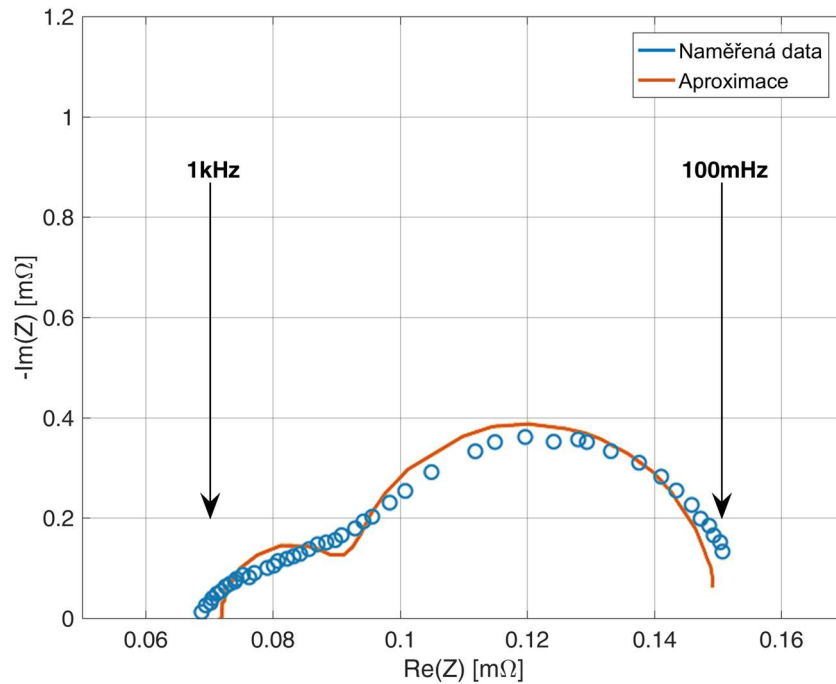
Ve skutečnosti se tedy nejedná o vnitřní odpor, ale o vnitřní impedanci akumulátoru, která mimo samotného odporu, jenž se projevuje při DC proudu, obsahuje i reaktance a to především kapacitního charakteru. I přesto, že se jedná o impedanci, bývá často v ustáleném stavu při působení DC proudu značena R namísto Z (DC impedance = R). Obr. 3.4 představuje RC náhradní schéma vnitřní impedance článku, indukčnost je zanedbána z důvodu malého vlivu, obzvláště na nízkých frekvencích [2].



Obr. 3.4 Náhradní schéma vnitřní impedance akumulátoru

Frekvenční závislost vnitřní impedance se znázorňuje v komplexní rovině pomocí Nyquistova diagramu a je nazývána elektrochemické impedanční spektrum (EIS – Electrochemical Impedance Spectrum), viz obr. 3.5. Náhradní schéma vnitřní impedance by mělo co nejpřesněji aproximovat změřenou EIS akumulátoru. To s ohledem na minimální počet prvků a předpokládaný frekvenční rozsah 10mHz až 1kHz zajistí nejlépe pěti-prvkový model (obr. 3.4). Jeho výhodou je, že eliminuje velký počet bodů EIS na pouhých pět prvků a umožňuje tak snazší implementaci v systémech za účelem stanovení kapacity, SOC, kondice (SOH – State Of Health), aj. V závislosti na zjišťovaných parametrech lze model dále redukovat na dva až tři prvky. Např. hodnota sériového odporu R_s je rozdílná pro každý článek, ale není nutná pro stanovení SOC [3].

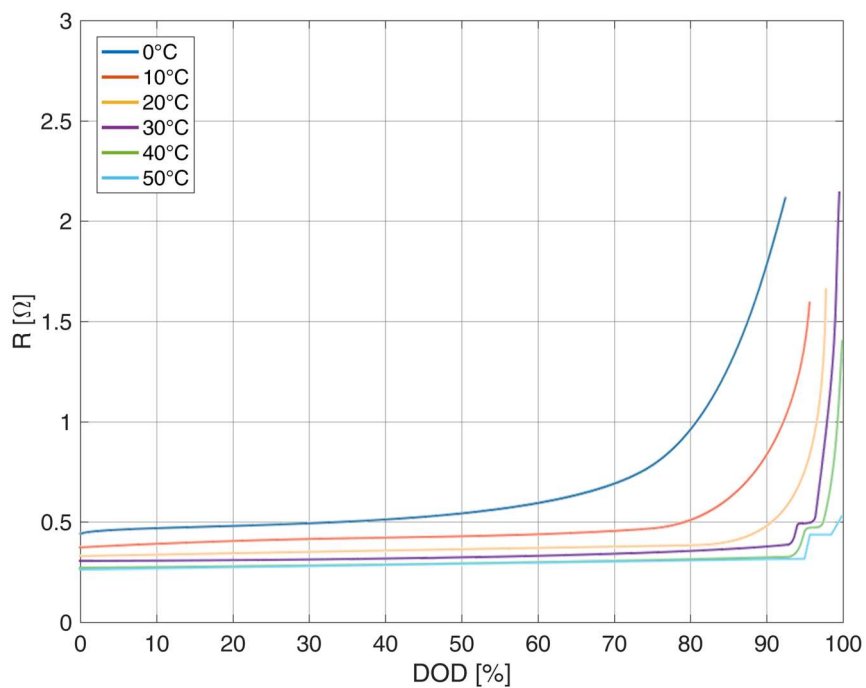
Měření impedančního spektra je dosti časově náročné (100mHz => 10s perioda, 50μHz => perioda 5,5h) a může trvat i celé hodiny. Během měření musí být zajištěna stálá teplota v rozsahu několika stupňů. Naměřené impedanční spektrum poskytuje cenné informace zahrnující mnoho funkčních parametrů akumulátoru jako je difúze elektrod a jiné rychlost limitující reakce, které určují výkonost akumulátoru pod zátěží [3] a je proto využíváno pro testování a třídění akumulátorů.



Obr. 3.5 Elektrochemické impedanční spektrum Li-ion akumulátoru a jeho aproximace pětivčvkovým modelem (náhradní schéma) [3]

Jak je uvedeno ve vztahu (3.3), je vnitřní odpor (impedance) závislý na SOC a teplotě. Závislost na SOC roste velmi strmě v oblasti nulového SOC (100% DOD), viz obr. 3.6. Teplotní závislost je poměrně značná. U Li-ion článku se uvádí, že při zvýšení teploty o každých 10°C dojde 1,5 krát ke snížení vnitřního odporu [1]. Na impedanci má rovněž vliv stárnutí a to mnohem výrazněji než na kapacitu článku. U běžného Li-ion článku dojde ke zdvojnásobení impedance přibližně po 100 cyklech, přičemž dojde k nevýraznému poklesu kapacity do 5% [1; 4].

Nyní, když byly vysvětleny některé důležité pojmy, lze vysvětlit rozdíl mezi jmenovitou kapacitou Q_j a celkovou kapacitou Q_c , které jsou v této práci často používány. Jmenovitou kapacitou je myšlena hodnota udávaná výrobcem článku. Celkovou kapacitou (total capacity) je pak myšlena skutečná hodnota kapacity odpovídající vybití článku mezi stanoveným horním a dolním limitem OCV a je tak obvykle nižší než Q_j . Skutečně použitelná kapacita odpovídající vybití článku mezi dvěma limity napětí článku U_b je tak ještě nižší, což je dáno vlivem RI.



Obr. 3.6 Závislost vnitřního odporu článku na DOD v rozsahu teplot 0 až 50°C [1]

4 Druhy nevyvážeností článků a jejich vyvažování

V úvodu bylo zmíněno spojování článků do akumulátorových sestav tj. sériově, paralelně nebo sérioparalelně tak, aby byla dosažena požadovaná kapacita a napětí. Za ideálních podmínek by pro celkové napětí platil vztah (4.1).

$$U_s = nU_b \text{ [V]} \quad (4.1)$$

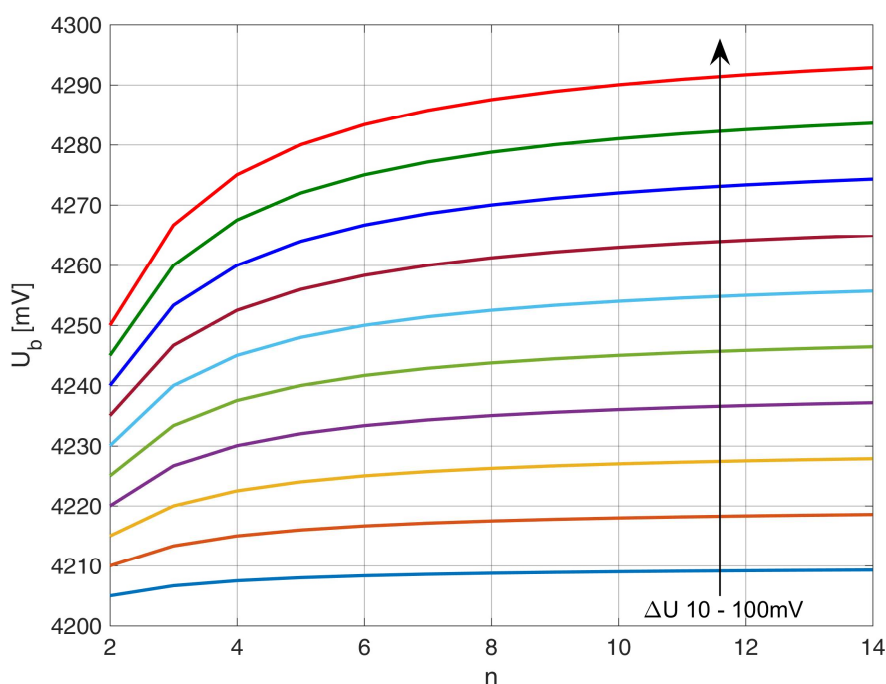
Kde je U_s celkové napětí akumulátorové sestavy, U_b je napětí článku a n je počet sériově spojených článků. Jinými slovy celkové napětí akumulátorové sestavy je dáno napětím článku vynásobeného počtem článků. Toto by však platilo pouze, pokud by napětí v sériové kombinaci článků byla naprosto stejná. Ve skutečnosti tomu tak není ani u nových článků, jak bude popsáno dále. Články tedy mají různě velká napětí, tzn. jsou mezi nimi různě velké napěťové rozdíly (diference). Tyto napěťové rozdíly neboli napěťová nevyváženost mají tendenci se postupem času měnit a zvětšovat. Pro celkové napětí akumulátorové sestavy tak platí vztah (4.2).

$$U_s = \sum_{i=1}^n U_{b(i)} \text{ [V]} \quad (4.2)$$

Kde je U_b napětí jednotlivých článků akumulátorové sestavy a (i) je index článku v sestavě. Jelikož jsou napětí všech článků v paralelní kombinaci vždy stejná a neprojevuje se tak mezi nimi napěťová nevyváženost, bude v dalším textu vždy u sestav a kombinací myšleno vždy jen sériové spojení více článků bez ohledu na počet paralelně spojených článků.

Projevem napěťové nevyváženosti je rychlejší překročení povolených limitů napětí článků, kdy články s vyšším napětím dosáhnou rychleji přepětí a naopak články s nižším napětím dosáhnou rychleji podpětí. Při dosažení limitu podpětí či přepětí některého z článků může být celkové napětí sestavy stále v pořádku. Pak i napětí článku, které by odpovídalo celkovému napětí vyděleného počtem článků, bude v pořádku. Takové použití může vést k těžkému porušení bezpečných napěťových limitů článků. Situace je tím horší, čím menší je počet článků s odchylkou napětí od ostatních a čím více je článků v sestavě. Přepětí resp. podpětí několika málo článků je tak maskováno velkým počtem článků s nižším resp. vyšším napětím. Na obr. 4.1 je znázorněna závislost přepětí jediného článku v sestavě na počtu článků sestavy a velikosti napěťové difference ΔU od ostatních článků, což je nejhorší možný případ. K ukončení nabíjení dojde, pokud je celkové napětí článků 4,2V krát počet článků sestavy. Z obrázku je patrná výše zmíněná závislost a např. pro 14S a 100mV odchylku se článek blíží k hodnotě 4,3V. Obdobná

situace je i u podpětí. Nejzávažnější je překročení maximálního povoleného napětí 4,35V (Li-ion), které vede k nekontrolovanému zahřívání a může způsobit požár či výbuch. Ale i nepatrné překročení maximálního nabíjecího napětí 4,20V způsobuje značné zrychlení degradace článků. K degradaci článků dochází i v případě velmi hlubokého vybití (podpětí). Toto je důvod, proč by měla každá akumulátorová baterie obsahovat ochranu proti přepětí i podpětí jednotlivých článků. Výsledkem je pak nižší kapacita akumulátorové sestavy, kdy bude docházet k předčasnému ukončení nabíjení z důvodu přepětí a k předčasnému ukončení vybíjení z důvodu podpětí.



Obr. 4.1 Závislost přepětí jediného článku sestavy na počtu článků a velikosti odchylky

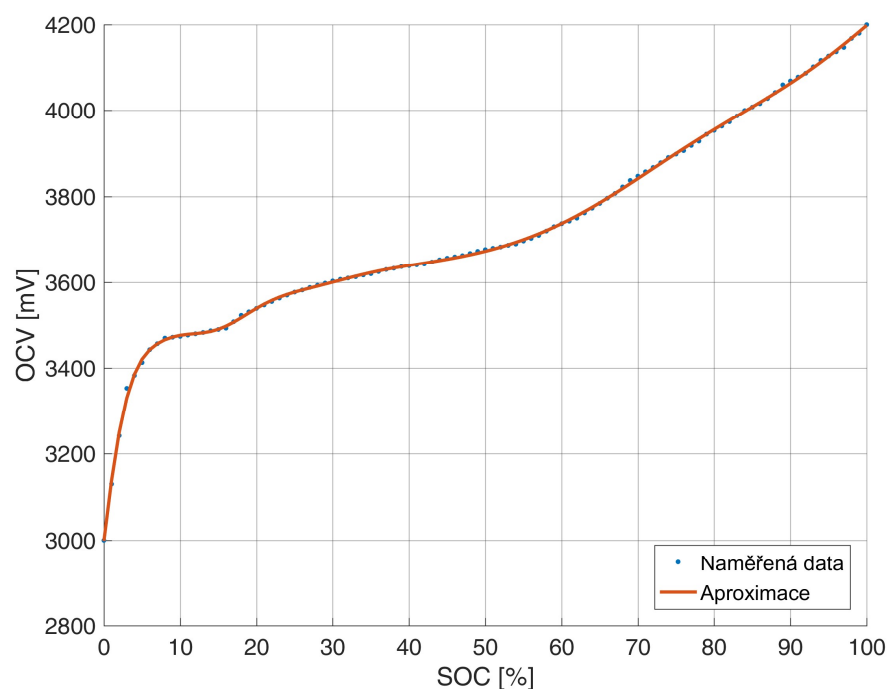
Lze tedy říci, že rozdíly napětí článků v sériovém spojení způsobují závažné problémy. V prvé řadě je nutné si uvědomit, že samotný problém není přímo v napěťových rozdílech, ale v rozdílech stavu nabití SOC jednotlivých článků když jimi neteče žádný proud, k nimž se přidává vliv rozdílných vnitřních impedancí, pokud jimi teče proud (vliv RI). Účelem vyvažování článků tak není vyvažování samotného napětí, jak by se mohlo na první pohled zdát, ale jejich stavu nabití neboli SOC. Snaha o vyvažování napětí při zanedbání vlivu RI tak může vést k ještě většímu rozvážení SOC a následným škodám.

Napěťová nevyváženost článků může mít interní nebo externí příčiny. Externí příčiny jsou způsobeny především připojeními ochrannými a měřicími obvody BMS, které zajišťují monitorování každého článku zvlášť, ale i samotným balancérem. Ty mohou způsobovat rozdílný tok proudů z jednotlivých článků a tím je rozvažovat. Externí příčiny lze tedy eliminovat

vhodným a pečlivým návrhem BMS. Interní příčiny nevyváženosti zahrnují výrobní tolerance a nepatrné rozdíly v chemickém složení, rozdíly v celkové kapacitě, SOC, vnitřní impedanci, samovybíjení atd. a jsou tak mnohem častější příčinou napětíové nevyváženosti.

4.1 Nevyváženost stavů nabití

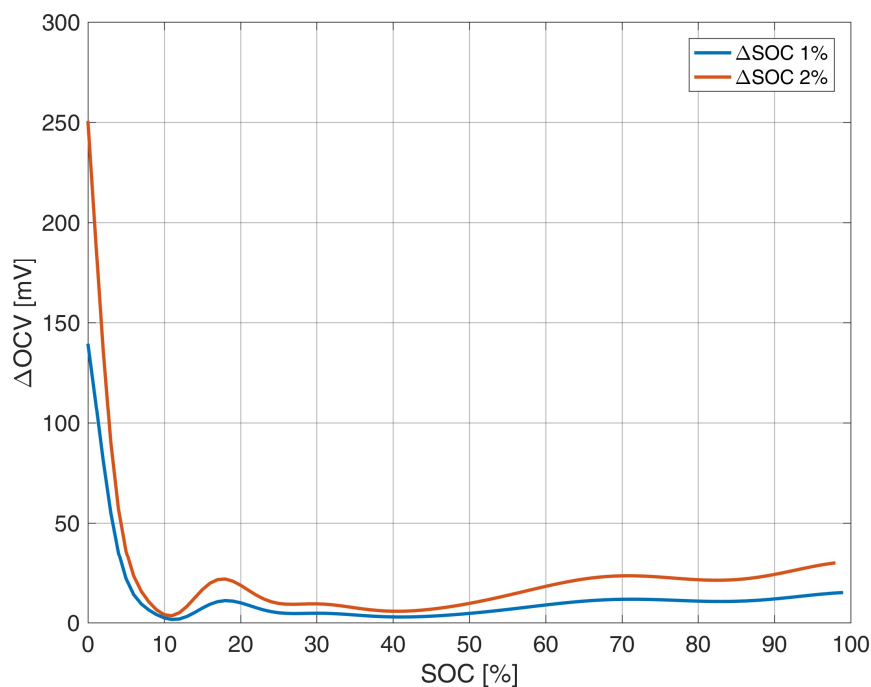
Nevyváženost SOC je jedinou příčinou vzniku rozdílů napětí článků v relaxovaném stavu, tj. pokud jimi neprotéká žádný proud. Napětí je tedy dáno samotným OCV. Na obr. 4.2 je naměřená OCV charakteristika a její aproximace odpovídající vybíjení Li-ion článku velmi malým proudem při teplotě 25°C. Spojitá křivka aproximace umožňuje mnohem snazší a přesnější výpočty a bude proto použita ve všech následných výpočtech a grafech.



Obr. 4.2 Závislost OCV na SOC při 25°C

V konečné fázi výroby jsou články obvykle tříděny podle shody napětí, typicky do 2mV. V této fázi se může zdát, že 2mV rozdíl napětí mezi články není moc. Je ale nutné vzít v úvahu SOC dodávaných a skladovaných článků, které je obvykle 40% (dle nejnovějších směrnic 30%). V této oblasti bývá OCV charakteristika nejplošší (obr. 4.2) a rozdíl napětí pouhé 2mV tak odpovídá téměř 1% rozdílu v SOC. Dále je nutné vzít v úvahu, že je zmíněná OCV charakteristika mnohem strmější v oblasti ukončení nabíjení a ještě strmější v oblasti ukončení vybíjení. Obr. 4.3 znázorňuje průběh rozdílu OCV (Δ OCV) mezi dvěma články při konstantní diferencí SOC (Δ SOC = 1 a 2%) v závislosti na SOC pro výše uvedenou OCV charakteristiku. Na té je velmi dobře patrné, že ačkoli je diference SOC mezi články konstantní, rozdíl napětí konstantní není.

Výsledkem tak může být napěťový rozdíl jednotky až desítky mV při dosažení konce nabíjení a až stovky mV při dosažení konce vybíjení.



Obr. 4.3 Závislost rozdílu OCV na SOC

Čím plošší bude OCV charakteristika ve středním pásmu, tím vzniká vyšší pravděpodobnost větší odchylky SOC a následně mnohem větší odchylky OCV mezi články v blízkosti konce vybíjení a nabíjení. Např. u článku typu LiFePO_4 , který má oproti článku Li-ion obvykle výrazně plošší charakteristiku (obr. 3.2) se může odchylka SOC mezi články pohybovat mnohem výše. To má za následek drastické odchylky v napětí článků v oblasti kolem konce nabíjení i vybíjení. Třídění takovýchto článků podle napětí je velice obtížné, ne-li nemožné (s ohledem na SOC), proto se u těchto článků stává obvod pro vyrovnávání napětí nedílnou součástí návrhu systému.

Další příčinou nevyváženosti SOC mezi články jsou rozdíly v samovybíjení článků tvořících sestavu. K samovybíjení, ač malému, dochází po celou dobu života článku. Článek ztrácí uloženou energii, i když je ponechán nepřipojen. Tento jev je velice závislý na teplotě, SOC článku a na velikosti nabíjecího či vybíjecího proudu. Vztah mezi velikostí samovybíjení a teplotou je dán Arrheniovo rovnicí (4.3) [5].

$$k = A^{-E_a/RT} [\text{s}^{-1}] \quad (4.3)$$

Kde je k rychlostní konstanta, A frekvenční faktor (konstanta, která vyjadřuje pravděpodobnost, s jakou dojde k účinné srážce reagujících molekul), E_a aktivační energie,

R molární plynová konstanta a T termodynamická teplota. Podle této rovnice s každým zvýšením teploty o 10°C dojde přibližně ke zdvojnásobení samovybíjení [6]. V průběhu nabíjení a vybíjení se vysoký počet lithných iontů podílí velkou měrou na reakcích s elektrolytem a tak dále umocňuje tento efekt. Samovybíjení lithiových článků vede ke třem závažným nežádoucím důsledkům: dekompozici neboli rozkladu elektrolytu, uvolňování lithných iontů z důvodu nestability katody a korozivním reakcím [5].

Z výše uvedeného vyplývá, že je nutné zajistit rovnoměrné zahřívání celé akumulátorové sestavy, tak aby byly rozdíly v samovybíjení jednotlivých článků co nejmenší. Je tedy nutné zohlednit provedení a tvar akumulátorové sestavy během návrhu designu akumulátorové baterie a zajistit vhodné rozmístění všech teplo vyzařujících komponent jako jsou napájecí zdroje, výkonové tranzistory, odpory a kontakty. Dále zajistit rovnoměrné rozprostření tepla po celém povrchu akumulátorové baterie a využít všech dostupných prostředků chlazení k zajištění co nejnižší teploty a tedy i samovybíjení. Tato opatření rovněž vedou ke zpomalení degradace článků, jež je rovněž silně závislá na teplotě. Bohužel tomu často tak není a komponenty bývají umístovány bezprostředně blízko, ve velmi malém a stísněném prostoru, aniž by byl brán zřetel na rovnoměrnou teplotu všech článků. Následkem toho teplejší články ztrácejí více energie než články chladnější a bude u nich postupně docházet k poklesu SOC. Tento proces je poměrně pomalý, např. u Li-ion článku dojde k poklesu SOC průměrně o 1 až 2% za měsíc [7].

S pojmem samovybíjení bývá někdy spojován jev zvaný „měkké zkraty“ (soft shorts) [8], který je primární příčinou nevyváženosti SOC některých článků. U takových článků existují vysoko-ohmické zkraty v hodnotách kolem 40k Ω a více v důsledku drobných konstrukčních nedokonalostí. Výsledkem je zvýšené samovybíjení kolem 0,1mA což odpovídá 3 – 4% ztrátě kapacity za měsíc pro průměrný 2Ah článek. Ačkoli se jedná čistě o elektromechanický problém, nemusí k němu dojít ihned při výrobě a může se objevit výrazně později. Většina článků však tímto jevem netrpí a dokáže udržet většinu své kapacity po celé roky, což vede k výrazné nevyváženosti SOC článků akumulátorové sestavy.

Jednou z příčin nevyváženosti SOC může být rovněž nerovnoměrné zatížení článků a prosakující proud způsobený připojenými obvody BMS, tedy externími příčinami. Může se jednat o obvody měření napětí jednotlivých článků, kde jsou především u levných řešení využívány odporové děliče připínané pomocí tranzistorových spínačů způsobujících tok značného proudu postupně v krocích za sebou z jednoho a více sériově řazených článků do země (nejnižšího potenciálu sestavy). U dražších řešení jsou využívány většinou specializované obvody, jejichž měřicí vstupy jsou vysoko-impedanční. Dále se lze setkat, a to především opět u levných řešení, s napájením celé BMS či některých jejích částí (např. zdroj budicího napětí

výkonových tranzistorů, obvykle 10 – 15V) z nižšího počtu článků namísto z celé akumulátorové sestavy. Důvodem je především nižší cena, jelikož je možné použít jednodušší obvodová řešení a především mnohem levnější integrované obvody a polovodiče pro nízké napětí. Vzhledem ke značné kapacitě článků, se může zdát spotřeba třeba jen několik stovek mikroampér vcelku zanedbatelná. V průběhu delšího času však množství náboje odebraného z více zatížených článků neustále roste. Jediným možným řešením tohoto problému je správný návrh BMS, který musí být napájen z celého napětí sestavy a maximální omezení všech nežádoucích měřících a prosakujících proudů, tj. použití vysoko-impedančních měřících vstupů. Tyto vstupy jsou tvořeny většinou řadou sériově spojených AD převodníků či předřazeným analogovým multiplexorem a jedním AD převodníkem. Typické hodnoty vstupní impedance jsou v řádech megaohmů, což odpovídá měřícím proudům v řádech jednotek mikroampér. Takové obvody nabízí ve svém portfoliu řada firem jako Texas Instruments, Intersil, Maxim nebo Atmel a u všech je napájení zajištěno z napětí celé akumulátorové sestavy.

Všechny výše zmíněné příčiny vedoucí k nevyváženosti SOC mají ze své podstaty akumulativní charakter a projevují se po celou dobu života baterie. Nevyváženost SOC tak vyžaduje neustálé korekce, ale jen malého výkonu.

4.2 Nevyváženost celkových kapacit

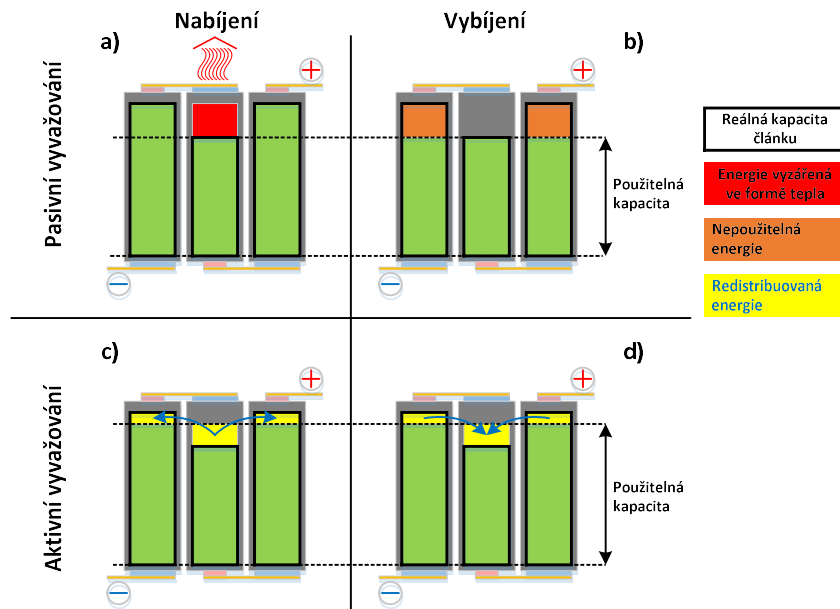
Někdy může nastat situace, že články v sestavě mají po ukončení nabíjení shodné napětí, což odpovídá i shodnému SOC, a tudíž se zdají být z obou pohledů naprosto vyrovnané. Během vybíjení však napěťové difference a tedy i difference SOC mezi články rostou a při dosažení konce vybíjení dosáhnou maxima. Tento jev platí i v opačném sledu, tzn. články mají shodné napětí ve vybitém stavu a jsou nabíjeny až do dosažení konce nabíjení, kde se ukáží velké difference OCV i SOC. V tomto případě je chyba způsobena rozdíly (nevyvážeností) celkových kapacit článků. V předešlém případě nevyváženosti SOC byla uvažována shodná celková kapacita všech článků a po jednom vyvážení by měly zůstat během nabíjení a vybíjení vyvážené, než se projeví např. vliv samovybíjení. V tomto případě bohužel nemůže být vyváženost článků během nabíjení a vybíjení zajištěna jediným vyvážením.

V souvislosti s vyvažováním článků jsou v anglické literatuře zmiňovány dva pojmy: „top balancing“ a „bottom balancing“. Jak název napovídá, jedná se o vyvažování nahoře (top), kdy jsou články vyváženy v nabitém stavu, a vyvažování dole (bottom), kdy jsou články vyváženy naopak ve vybitém stavu. Překlad těchto dvou metod by vypadal v textu asi trošku krkolomně, proto budou nadále používány anglické názvy. Metody lze použít samostatně nebo je kombinovat. Při samostatném použití metody top balancing jsou články vyváženy nahoře, zatímco dole

divergují. Výhodou je možnost zamezení překročení doporučeného nabíjecího napětí u článků s nižší kapacitou a předejít tak následné reakci přepětové ochrany při dosažení limitu přepětí (obvykle 4,25 – 4,3V u Li-ion), což má příznivý vliv na životnost článků a bezpečnost. V opačném případě by docházelo k trvalému, i když malému, přebíjení článků s nižší kapacitou v každém cyklu, což by mělo za následek jejich rychlejší degradaci, snižování kapacity, následné častější přebíjení, opět rychlejší degradaci, atd. V případě metody bottom balancing je tomu právě naopak, články jsou vyváženy dole a nechávají se divergovat nahore. V obou případech je toto chování opakovatelné, akumulátorovou sestavu tak stačí vyvážit jedinkrát nahore, nebo dole a v tomto stavu by měla setrvat bez jakéhokoli dalšího zásahu. Toto by však platilo pouze v případě, že by články degradovaly shodnou rychlostí. Jelikož ale degradují mírně odlišně, budou u článků s postupem času narůstat odchylky v kapacitě. Tyto postupně vznikající a z počátku malé odchylky mohou být s malým úsilím průběžně korigovány a nemělo by tak dojít k jejich nárůstu za únosnou mez. Shodně jako v případě samovybíjení a vzniku rozdílů SOC představuje rychlost degradace velice pomalý jev, kdy postačuje vyvažovací proud v řádu jednotek až desítek miliampér. Takto nízký proud, označovaný jako kondiční (maintenance balancing), může být snadno zajištěn pasivním balancérem, který je součástí většiny dnes dostupných integrovaných obvodů (IO) pro bateriový management, aniž by se to dotklo ceny či rozměrů DPS.

V případě kombinace obou metod, tj. top balancing při nabíjení a bottom balancing při vybíjení, mohou dle způsobu naložení s nadbytečnou energií některých článků nastat dvě situace. Během vybíjení vyzářit nadbytečnou energii článků s vyšší kapacitou ve formě tepla („spálit“) tak, aby při dosažení spodního napětového limitu byly všechny články vyvážené. Stejný princip musí být rovněž aplikován při nabíjení, jen s tím rozdílem, že bude vyzářena nadbytečná energie článku s nižší kapacitou. Jde tedy o kontinuální pasivní vyvažování článků v průběhu nabíjení a vybíjení. Při vybíjení všechny články dosáhnou nulového SOC ve stejný čas (dosažení konce vybíjení). Jedná se však o naprosto shodný čas, kterého dosáhne článek s nejnižší kapacitou bez zásahu balancéru. Ochrana akumulátoru vypne vybíjení vždy, jakmile jakýkoli z článků dosáhne limitu podpětí. Jinými slovy bylo za cenu dodatečných hardwarových nákladů dosaženo spálení energie článků s vyšší kapacitou, aniž by došlo k prodloužení doby vybíjení. Spálená energie musí být ve fázi nabíjení do těchto článků opět dodána. Dochází tak ke zbytečným energetickým ztrátám a prodloužení doby nabíjení. Navíc může energie vyzařovaná ve formě tepla působit problémy s nadměrným zahříváním baterie a z něj plynoucích problémů, jež byly zmíněny výše. Jak patrně, je tento přístup naprosto nevhodný a bottom balancing nemá v systémech využívajících disipativní vyvažování žádný význam. Naopak top balancing pomáhá předcházet rychlejší degradaci článků s nižší kapacitou a je tak u pasivních balancérů nejčastěji používanou variantou. Obr. 4.4 znázorňuje porovnání pasivní a aktivní metody vyvažování akumulátorové sestavy skládající se ze tří sériově spojených článků během nabíjení a vybíjení, z nichž druhý

(prostřední) má nižší kapacitu. Varianta a) znázorňuje pasivní vyvažování metodou top balancing a varianta b) pak vybíjení bez vyvažování. Použitelná kapacita je jednoznačně dána článkem s nejnižší kapacitou a ostatní články tak obsahují nadbytečnou a nepoužitelnou energii. Energie vyzářená ve formě tepla je vyzářena jen jedinkrát. Problém vyvažování rozdílných kapacit tak přechází k pouhému vyvažování SOC během nabíjení.



Obr. 4.4 Porovnání aktivního a pasivního vyvažování článků s rozdílnými kapacitami během nabíjení a vybíjení

Jinou možností, která je modifikací předchozí varianty, je zajistit, aby nadbytečná energie článků s vyšší kapacitou během vybíjení vyzářena ve formě tepla, nýbrž předána článkům s nižší kapacitou (obr. 4.4 d)). Naopak během nabíjení bude nadbytečná energie článků s nižší kapacitou předávána článkům s vyšší kapacitou (obr. 4.4 c)). Jinými slovy zajistit jakési „přelévání“ energie mezi články v průběhu nabíjení a vybíjení tak, aby byla zajištěna vyváženost celé sestavy. Metoda tak umožňuje využít veškerou v článcích uloženou energii/kapacitu. Tato metoda je proto označována jako vyvažování s redistribucí náboje, kapacity či energie (charge, capacity or energy redistribution), rebalancování baterie (battery rebalancing), metoda maximalizace energie/kapacity (energy/capacity maximization) či energetické vyvažování (energy balancing). Její realizace však není vůbec jednoduchá. Jde především o hardwarovou implementaci aktivního balancéru, který zajistí „přelévání“ či redistribuci energie mezi články. Ten musí obsahovat akumulační prvky (cívky nebo kondenzátory) a výkonové MOSFET tranzistory, jež se budou významnou měrou podílet na konečné ceně a rozměrech. Je tedy nutné předem pečlivě zvážit všechny přínosy, které tímto nákladným řešením získáme. Jmenujme některé z nich:

1. Pokud je rozdíl v celkových kapacitách malý, bude i přínos malý.
2. V některých případech je kapacita a tedy i cena akumulátorové sestavy tak vysoká, že se vyplatí investovat do balancéru, který umožní využít veškerou uloženou energii.
3. S rostoucím především vybíjecím ale i nabíjecím proudem by měl růst i proud vyvažovací. Při velmi vysokém proudu nestihne balancér vyvážit články před dosažením konce nabíjení nebo vybíjení a přínos bude tudíž opět malý.
4. S rostoucím výkonem rostou i ztráty a vyzařování tepla může být problém.

Ke změně kapacity některého z článků sestavy může také dojít jiným způsobem než jejich rozdílnou degradací. U velmi rozsáhlých sestav čítajících stovky, tisíce a více článků se pro jejich spojování často používají spojovače sloužící zároveň jako tavné pojistky. Ty zajišťují odpojení vadného článku od zbytku sestavy resp. paralelní kombinace článků při jeho poruše (poškození), čímž se zabrání poškození zbylých článků paralelní kombinace a tedy i sestavy. Takové odpojení jedno či více článků od dané paralelní kombinace zásadně ovlivní její celkovou kapacitu, která by měla být kompenzována aktivním balancérem.

4.3 Nevyváženost vnitřních impedancí

U SOC nevyváženosti bylo zmíněno, že je jedinou příčinou napět'ových rozdílů mezi články akumulátorové sestavy, pokud jí neprotéká žádný proud. V případě, že bude sestava nabíjena či vybíjena, vznikají průtokem proudu na vnitřních impedancích článků napět'ové úbytky. Jejich velikost je dána velikostí impedancí článků a velikostí proudu plynoucích z rovnice (3.3). Jelikož impedance článků nejsou shodné, vznikají mezi články napět'ové difference odlišné od SOC diferencí.

Pro kontinuální vybíjení DC proudem, což je nejčastější případ použití, není příliš důležitá impedance, ale stejnosměrný vnitřní odpor článku. Ten by měl být u všech článků sestavy co nejshodnější, a proto jsou články po kompletaci tříděny dle shody impedancí do skupin, které bývají na člancích obvykle označeny. I přes to se mohou rozdíly v DC impedancích u nových článků ze stejné výrobní série pohybovat v rozmezí až $\pm 15\%$ [1; 9]. Důvod spočívá v metodě měření impedancí. V konečné fázi výroby jsou články testovány pomocí spektroskopu s měřicí frekvencí obvykle 1kHz. Ten umožňuje rychlé měření a primárně slouží k odhalování závažných závad jako je zkrat nebo přerušený článek. Nicméně je používán i pro třídění článků dle impedancí [10]. Třídění dle DC impedance by bylo samozřejmě vhodnější, avšak časově mnohem náročnější, a tak je tento postup používán jen zřídka.

Jelikož je velikost vnitřní impedance článku jeho charakteristickou vlastností, kterou si nese po celou dobu svého života (obdobně jako vztah rezistor – odpor), neexistuje žádná metoda pro vyvážení rozdílů impedancí článků tvořících sestavu. Jediným možným způsobem je třídění článků sestavy dle DC impedance před jejich svařením. Obecně by napěťová nevyváženost způsobená nevyvážeností impedancí neměla působit žádné závažné problémy, jen články s vyšší impedancí budou dosahovat rychleji konce vybíjení, nabíjení a limitů ochrany. Tento jev se mnohem méně uplatňuje při nabíjení, jelikož při dosažení určitého napětí dochází ke snižování proudu a tedy k potlačení vlivu RI. K tomuto poklesu dojde jen dříve, což způsobí prodloužení doby nabíjení. Vliv rozdílných impedancí by měl být také zohledněn v návrhu balancéru, resp. v jeho použití. Toto se týká především typů, jež používají jako hodnotící kritérium vyváženosti pouze napětí, jak bude uvedeno v kapitole 6.2.

Další efekt je způsoben závislostí impedance článku na SOC a nikoli impedančními rozdíly. Vysvětlení vychází opět z rovnice (3.3), kde je jak OCV, tak R funkcí SOC. Závislost R na SOC roste velmi strmě v oblasti kolem nulového SOC (obr. 3.6), a tak i malé rozdíly v SOC (tedy i napětí) článků způsobují velké napěťové rozdíly v blízkosti konce vybíjení. Dochází tak k jakémusi zesílení efektu napěťových rozdílů způsobených SOC diferencí článků. To má za následek rychlejší reakci na podpětí u článků s nižším SOC, které jsou tímto chráněny proti příliš hlubokému vybití.

5 Důsledky napěťové nevyváženosti článků

Napěťová nevyváženost článků akumulátorové sestavy se projevuje především vyšším napětím jednoho nebo více článků v oblasti konce nabíjení a nižším napětím jednoho či více článků v oblasti konce vybíjení. Mnohem horší důsledky v podobě rychlejší degradace a nižší bezpečnosti má vysoké napětí článků, kde je rozmezí mezi maximálním povoleným nabíjecím napětím 4,2V (Li-ion) a maximálním bezpečným povoleným napětím 4,35V relativně úzké (150mV). V případě podpětí je toto rozmezí mnohem širší a na rozdíl od přepětí článku nemá vliv na bezpečnost.

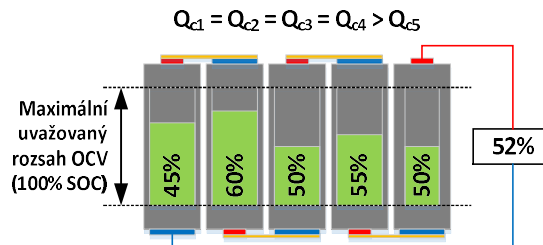
Jak bylo popsáno výše, je napětí článku dáno jeho SOC a velikostí napěťového úbytku na jeho vnitřním odporu (DC impedanci), tj. vlivem RI. Diference ve vnitřní impedanci způsobují vznik napěťových rozdílů mezi články sestavy během nabíjení a vybíjení. Pro DC proud v ustáleném stavu mají tyto napěťové rozdíly v podstatě čistě ohmický charakter, tzn. při zániku proudu rovněž zaniknou, a tak nemají vliv na životnost článku. Mnohem horší situace nastává v případě SOC nevyváženosti nebo nevyváženosti celkové kapacity článků. Jednotlivé důsledky plynoucí z napěťové nevyváženosti budou podrobně popsány v následujících kapitolách.

5.1 Nižší životnost

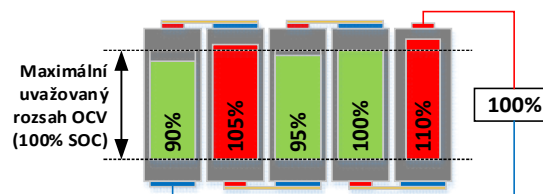
Na následujícím obr. 5.1 je uveden příklad pěti-člávkové akumulátorové sestavy, jejíž články mají rozdílné SOC. Poslední článek má nižší celkovou kapacitu (znázorněno užším ukazatelem SOC). Tento obrázek je výchozím stavem pro následující situace. Články s vyšším SOC jsou neustále vystavovány vyšším chemickým napětím OCV, což způsobuje jejich zrychlenou degradaci a tedy rychlejší pokles jejich celkové kapacity. Toto má za následek neustálé prohlubování tohoto jevu. I jen nepatrné překročení maximálního povoleného nabíjecího napětí má za následek okamžité zrychlení degradace. Např. u Li-ion článku dojde při překročení maximálního nabíjecího napětí 4,2V o pouhých 50mV ke zrychlení degradace o 30% [10]. Překročení napětí 4,35V pak vede k extrémní degradaci článku a v některých případech k bezpečnostním rizikům, viz následující kapitola 5.2. Tato situace je pak znázorněna na obr. 5.2, kde by nabití sestavy na 100% vedlo k výraznému přepětí článku dva a pět (červená barva).

Ačkoli je přepětí nejčastější příčinou degradace článků, má na jejich životnost vliv i hluboké vybití (podpětí). Pokud je článek vybit pod 2V, dochází k rozpouštění měděného kolektoru záporné elektrody [10]. Opakované či dlouhodobé podpětí tak může vést k trvalému poškození článku, kdy článek ztrácí schopnost vést proud. Někdy může dojít i ke zkratu vlivem usazování rozpuštěné mědi na separátoru a kladné elektrodě. Toto je hlavní důvod, proč by mělo mít každé

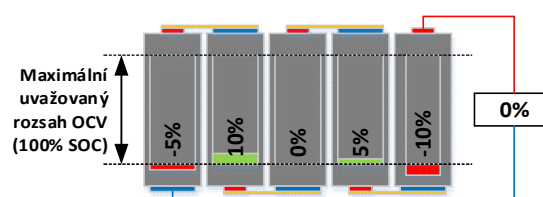
zařízení určené pro napájení pomocí Li-ion článků ochranu proti podpětí jednotlivých článků. Tato situace pro akumulátorovou sestavu z obr. 5.1 je znázorněna na obr. 5.3. Vybití sestavy na 0% by vedlo k výraznému podpětí článků jedna a pět (červená barva).



Obr. 5.1 Výchozí stav akumulátorové sestavy



Obr. 5.2 Přepětí



Obr. 5.3 Podpětí (hluboké vybití)

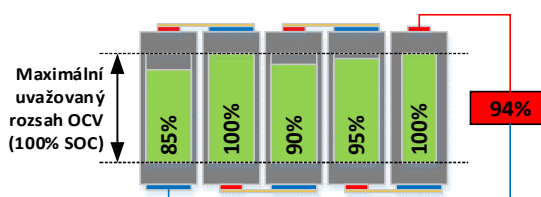
5.2 Nižší bezpečnost

Nespornou a asi největší výhodou Li-ion akumulátorů je jejich vysoká energetická hustota. Jinými slovy obsahují velké množství energie v malém objemu ve srovnání s jinými typy článků (jinou chemií). Avšak je nutné si uvědomit, že právě vysoká energetická hustota ve spojení s chemickým složením, tj. velice reaktivní chemické materiály v těsné blízkosti, má při nedodržení provozních podmínek závažný vliv na bezpečnost. Nejzávažnější problémy způsobuje přebíjení a přehřívání. Při překročení napětí 4,35V dochází k náhlému zvýšení vývinu tepla (thermal runaway), způsobeným reakcí aktivních materiálů z elektrolytem. To může vést nejen k poškození článků a tavení obalu, ale i k hoření či dokonce výbuchu. V případě hoření či výbuchu některého z článků se oheň a výbuchy šíří mezi ostatní články řetězovým způsobem. Toto je hlavní důvod, proč by měla správně navržená akumulátorová baterie obsahovat ochranu proti přepětí, někdy i vícenásobnou a ochranu proti přehřátí. Využitím kontinuálního vyvažování se bezpečnost akumulátorové baterie posouvá ještě o úroveň výše. Balancér by měl zabránit

článkům přiblížit se k nebezpečným napětovým úrovním a eliminovat tak reakci přepětové ochrany. Toto samozřejmě nelze zajistit za všech podmínek (dáno nabíjecím proudem, výkonem balancéru, použitým algoritmem, atd.), a tak může dojít k občasné reakci přepětové ochrany, která vypne nabíjecí proud.

5.3 Předčasné ukončení nabíjení

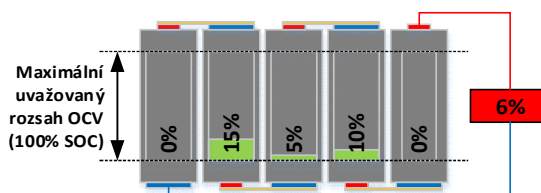
Předčasné ukončení nabíjení souvisí s funkcí přepětové ochrany BMS. Ta ukončí nabíjení, pokud napětí některého z článků akumulátorové sestavy překročí stanovený limit (obvykle 4,25 – 4,35V). Tím je baterie chráněna proti přepětí avšak za cenu nižšího napětí ostatních článků akumulátorové sestavy, které zůstávají ne zcela nabité a mají tak nižší SOC. Výsledkem je nižší napětí celé akumulátorové sestavy, a tedy i nižší akumulovaná energie, viz obr. 5.4. Články dva a pět dosáhly 100% SOC, avšak celá sestava je nabita jen na 94%. Efekt ztráty kapacity je dále umocněn tvarem průběhu nabíjecí charakteristiky, která je v oblasti konce nabíjení výrazně strmější a tedy kapacita akumulovaná v této části strmého růstu je v podstatě zanedbatelná ve srovnání s oblastmi, kde je charakteristika plošší. Vyšší napětí jednoho nebo několika málo článků tak nemůže v žádném případě kompenzovat nižší kapacitu zbylých článků akumulátorové sestavy.



Obr. 5.4 Limit přepětí

5.4 Předčasné ukončení vybíjení

Obdobně jako v předchozím případě, souvisí předčasné ukončení vybíjení s funkcí BMS, avšak tentokrát s ochranou proti podpětí. Ta ukončí vybíjení akumulátoru, pokud napětí kteréhokoli článku klesne pod stanovený limit napětí, obvykle 3-2,2V pro Li-ion dle odebíraného proudu. Tím je baterie chráněna proti hlubokému vybití (podpětí), což má příznivý vliv na životnost článků avšak za cenu vyššího napětí zbylých článků akumulátorové sestavy, které zůstávají v tomto případě ne zcela vybité, viz obr. 5.5. Akumulátorová sestava má stále dostatek energie (6%), avšak ta nemůže být spotřebována kvůli jakémukoli článku, jehož napětí dosáhlo stanovený limit (0%). Výsledkem je opět pokles kapacity akumulátorové sestavy.



Obr. 5.5 Limit podpětí

Pokud je napětí všech článků shodné při ukončení nabíjení a liší se pouze při ukončení vybíjení, je jediným opatřením redistribuce zbývající energie z článků s vyšším napětím do článků s nižším napětím. Jinými slovy se jedná o aplikaci metody bottom balancing s využitím redistribuce energie, kdy dochází k prodloužení doby vybíjení akumulátoru, jak bylo uvedeno v kapitole 4.2.

6 Vyvažovací algoritmy

Vyvažování článků lze definovat jako aplikování rozdílných nabíjecích či vybíjecích proudů na sériově řazené jednotlivé články nebo jejich paralelní kombinace v akumulátorové sestavě. Za normálních okolností jsou všechny sériově spojené články nabíjeny a vybíjeny stejným proudem procházejícím celou sestavou. Pro zajištění rozdílných proudů je tak nezbytně nutný další hardware, který je nazýván balancér (balancer), vyvažovač, ekvalizér (equalizer) nebo obvod pro vyrovnávání či vyvažování článků. Balancér může selektivně vybíjet či nabíjet daný článek. Výběr neboli selekci daných článků, které mají být vyvažovány, má pak na starost vhodný algoritmus. Ten může být implementován ve formě řídicího softwaru např. v MCU, formou hardwaru jakožto součást integrovaného obvodu nebo vychází z principu zapojení balancéru.

Algoritmy zajišťující vyvažování sériově řazených článků s využitím vyvažovacích obvodů lze dělit z mnoha hledisek. Základní dělení je dle procesu nabíjení nebo vybíjení sestavy na top balancing a bottom balancing, které již byly podrobně popsány v předchozích kapitolách a není je zde tedy nutné znovu zmiňovat.

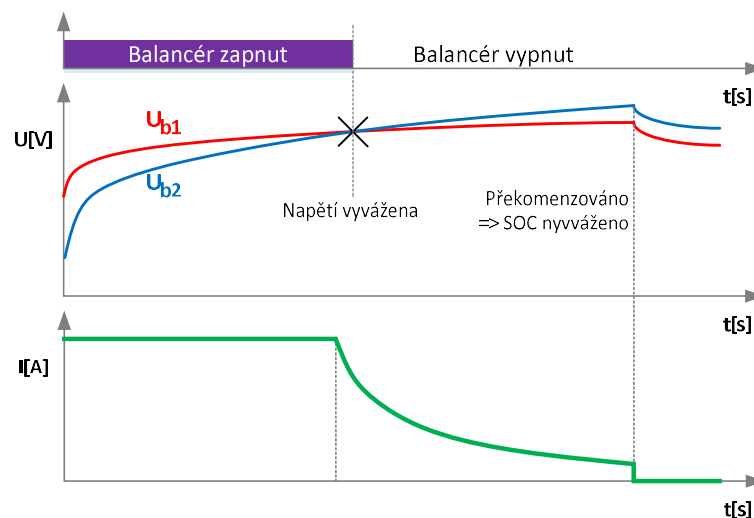
6.1 Dle výkonu

Dle výkonu balancéru, lze dělit algoritmy na kondiční vyvažování (maintenance balancing) a energetické vyvažování (energy balancing). Úkolem kondičního vyvažování je zamezení vlivu degradace článků působením přepětí a vysoké teploty. Jedná se tedy o vyvažování SOC, které je prováděno téměř výhradně během nabíjení, tj. opět metodou top balancing. Jelikož jsou zásahy balancéru jen občasné a není vyžadován velký výkon, mívají takové balancéry jen malý výkon a nejčastěji bývají pasivní. Oproti tomu je energetické vyvažování výhradně záležitostí aktivních balancérů. Jedná se o vyvažování jak nerovnováhy SOC, tak i kapacit jak během nabíjení (top balancing), tak i během vybíjení (bottom balancing).

6.2 Dle stanovení nevyváženosti

Z hlediska stanovení nevyváženosti lze algoritmy rozdělit na vyvažování dle napětí a dle SOC a celkových kapacit. V případě vyvažování dle napětí jde o nejjednodušší, a proto stále nejčastěji používanou metodu. Algoritmus vyvažování je založen na zjišťování napětíových rozdílů mezi články v reálném čase, a je proto označován jako vyvažování v reálném čase (real-time balancing). Jak již bylo mnohokrát zmíněno, vliv RI zkresluje informaci o reálném SOC článku. Vlivem chybné interpretace napětí tak může dojít k nechtěnému rozvážení SOC článků. U článků, jimiž protéká proud, je napětíová chyba složena ze dvou od sebe nerozlišitelných složek, tj. difference SOC a difference impedance. Každá ze složek může výsledné napětí článku zvyšovat

i snižovat, a tak je možné, že mezi články budou složky působit proti sobě. U jednoho článku budou napětí maximálně zvyšovat a u jiného naopak snižovat. Pokud bude vliv difference impedance na napětí opominut, může se zdát, že došlo k nevyváženosti v SOC, která by měla být korigována použitím balancéru. Ten tak bude vyvažovat i vliv RI, což povede k nárůstu SOC nevyváženosti článků. Po rozpojení obvodu nebo v oblasti snižování nabíjecího proudu (malý vliv RI), pak může dojít nejen k velmi vysokým rozdílům v OCV, ale i reakci ochrany, jelikož napětí některých článků mohou být mimo stanovený limit. U balancérů tak dochází k překompenzování nebo v lepším případě nedokompenzování napěťového rozdílu. U pasivních balancérů, kde je vyrovnávací odpor ovládán pomocí tranzistorů MOSFET, může nárůst napětí způsobit rozepnutí tranzistorů u vyrovnávaných článků a naopak sepnutí u nevyrovnávaných článků (reverzace balancéru). Nevhodné použití balancéru, tak může vést nejen k nevyváženosti článků (SOC, OCV), ale především k jejich rychlejší degradaci vlivem přepětí, prodloužení procesu nabíjení a zbytečným energetickým ztrátám. Obr. 6.1 znázorňuje případ překompenzování napětí článku B1, jehož napětí bylo zkresleno impedanční nerovnováhou během nabíjení oproti článku B2. Napěťová nevyváženost vlivem impedanční nevyváženosti se tak projevovala během nabíjení plným proudem a po snížení proudu zanikla, přičemž se projevil efekt překompenzování v podobě SOC nevyváženosti na konci nabíjení.



Obr. 6.1 Jednoduché vyvažování dle napětí nemusí efektivně vyvažovat SOC článků

Tento problém lze jednoduše vyřešit zapnutím balancéru v těsné blízkosti ukončení nabíjení, kde dochází ke snižování nabíjecího proudu. Tím se současně přestává uplatňovat vliv RI. Navíc bývá OCV a tedy i nabíjecí charakteristika v této oblasti strmější, což se pozitivně projevuje v přesnosti měření, a tedy i následném vyvážení. Nevýhodou tohoto přístupu je omezení procesu vyvažování jen na nabíjení a to ještě na jeho poslední fázi.

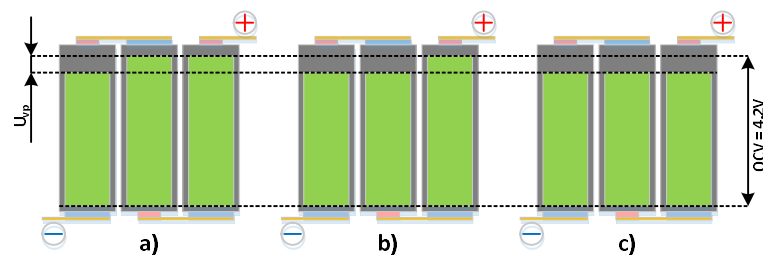
Jak bylo výše zmíněno, pro disipativní balancéry je nejčastěji používána metoda top balancing, která se provádí jen během nabíjení. Pokud by přesto výjimečně bylo nutné balancovat i během vybíjení, mohl by vzniknout problém s eliminací vlivu RI. U takové aplikace by musely být zajištěny oblasti s nízkou spotřebou. Obdobně jako při nabíjení by zde hrozilo v případě neopatrného zacházení s balancérem přepínání vyvažovaných článků a podpětí namísto přepětí. V případě, že by nebyla zajištěna oblast s nízkou spotřebou, hrozilo by vysoké rozvážení článků, jelikož by nikdy nedošlo k reverzaci balancéru před koncem vybíjení.

Vyvažování v okamžicích, kdy sestavou teče nízký či dokonce nulový proud (např. režim snížené spotřeby při neaktivitě zařízení) by nemělo působit žádné problémy, pokud bychom se nacházeli v blízkosti konce nabíjení. V ostatních oblastech by bylo nutné zvolit takový algoritmus balancování, který by zajistil vyváženost článků při ukončeném nabíjení, čímž se dostáváme k prediktivnímu balancování, viz dále.

Při použití pasivního balancéru, jak již bylo zmíněno, je většinou vyvažovaná energie velmi malá (kondiční vyvažování). Je tedy možné vyvažování velmi malým proudem rozprostřít i do několika nabíjecích cyklů. Při použití aktivního balancéru a požadavku redistribuce energie během nabíjení i vybíjení může být vyvažovaná energie poměrně velká. Navíc je nutné zajistit redistribuci během jednoho nabíjecího a vybíjecího cyklu, což vede ke značně vysoké hodnotě vyvažovacího proudu. Jelikož nelze předpokládat průběh zatížení dopředu a zajistit tak oblasti s malým či nulovým zatížením, je problém eliminace vlivu rozdílných impedancí během vybíjení mnohem složitější. Vhodnost použití této metody tak bude silně aplikačně závislá. V opačném případě bude hrozit střídavé překompenzování a nedokompenzování při změnách zatížení. Docházelo by k redistribuci energie velkými proudy tam a zpět, což by mohlo vést k nadměrnému zahřívání a vysoké energetické ztrátě a mohlo by zapříčinit i destabilizaci řídicích obvodů. Jelikož použitý algoritmus reaguje na rozdíly v napětí, které se během vybíjení stávají výraznější až v blízkosti jeho konce, dochází zde rovněž k omezení použitelného intervalu vyvažování na okolí konce vybíjení. Použitý balancér tak bude muset reagovat na aktuální odchylku SOC, kterou bude muset co nejrychleji eliminovat. Takovýto přístup je z pohledu algoritmu jednoduchý, avšak je po hardwarové stránce velice neefektivní a proto nákladný a rozměrově náročný. Důvodem je nutnost mnohem vyššího vyvažovacího proudu, tak aby byl schopen udržet vyváženost článků současně s vysokým především vybíjecím proudem. Požadavek vysokého proudu automaticky znamená velké a nákladné indukčnosti, kapacity, výkonové tranzistory, náročné chlazení a vše s tím spojené, což je u přenosných zařízení luxus, který si většinou nemůžeme dovolit. Mnohem lepším přístupem, který dokáže navržený hardware mnohem efektivněji využít, je redistribuce nevyváženosti SOC i kapacit v průběhu celého vybíjecího a nabíjecího cyklu. A právě tato metoda je známá jako prediktivní vyvažování (predictive balancing). Nevýhodou je složitější algoritmus,

kdy je nutné přesně určit, kolik kapacity (energie) je nutné odkud a kam přenést nezávisle na napětí.

Před tím než bude uveden samotný algoritmus vyvažování dle SOC, je nutné zmínit, že vyvažování dle napětí lze z hlediska metody porovnání napětí článků rozdělit na porovnání napětí v celé akumulátorové soustavě a porovnání napětí sousedních článků. Toto dělení souvisí s hardwarovou implementací algoritmu porovnávání napětí u některých IO. Právě druhá zmíněná metoda používá k porovnání napětí komparátory porovnávající vždy dvě napětí sousedních článků. Výhodou je jednoduchost řešení, naopak nevýhodou je déle trvající vyvažování v porovnání s druhou častěji používanou metodou. Následující obr. 6.2 ilustruje danou situaci. Tříčlávková akumulátorová sestava, kde má první článek nižší SOC a tedy i OCV oproti zbylým dvěma. Pokud jeho napětí dosáhne prahové úrovně U_{vp} (obr. 6.2 a)), začne se vyvažovat napětí sousedního, v tomto případě druhého článku. A teprve až jeho napětí dosáhne prahové úrovně U_{vp} dojde k zahájení vyvažování posledního (třetího) článku (obr. 6.2 b)). Cílem je vyvážená sestava, což ilustruje (obr. 6.2 c)). Je tedy patrné, že zde dochází k jakémusi řetězovému jevu, který zbytečně prodlužuje proces vyvažování. Čím více článků, tím delší čas. Toto je důvod, proč je využíván jen u pasivních balancérů. Druhá metoda porovná všechna napětí v akumulátorové sestavě a v případě, že je diference napětí některého z článků vyšší než prahová úroveň, dojde k zahájení vyvažování všech článků naráz. V uvedeném případě by došlo ke skoku z případu a) rovnou na c).



Obr. 6.2 Porovnání napětí s využitím komparátoru

V případě vyvažování dle SOC a celkových kapacit není nutné čekat na projev nevyváženosti SOC v podobě napěťové nevyváženosti, jedná se tedy o prediktivní metodu (predictive balancing) a odpadají tak všechny výše zmíněné problémy předchozí metody. Jelikož je nutné monitorovat stav každého článku zvlášť včetně změn celkových kapacit, je balancér většinou součástí rozsáhlejšího BMS.

Především v případě implementace v MCU je absolutně nezbytné mít pro správnou funkci přesný a relativně málo výpočetně náročný algoritmus určování SOC a celkových kapacit jednotlivých článků. Důvodem je rostoucí výpočetní náročnost a tedy i výpočetní čas s rostoucím

počtem sériově řazených článků, což může působit problémy v zařízeních, kde je kladen důraz na nízkou spotřebu a cenu (drahé MCU či DSP a velké paměti). Přesnost a nízká výpočetní náročnost jsou však dosti protichůdné požadavky. Zvážíme-li i celkovou náročnost odladění algoritmu, může být v některých případech výhodnější použít některý z nabízených integrovaných obvodů označovaných jako palivoměr (Fuel Gauge). Ten může být i součástí rozsáhlejšího integrovaného řešení zahrnujících např. ochrany, drivery výkonových tranzistorů aj. V levnějších a jednodušších řešeních s malými vyvažovacími výkony, často jen pasivní balancéry, bývá někdy algoritmus zjednodušen tím, že je uvažována shodná kapacita všech článků v sestavě a problém tak přechází k vyvažování pouhého SOC. Nevýhodou je špatný odhad rozdílů kapacit a z toho plynoucí problémy s možným překompenzováním či nedokompenzováním. Avšak s ohledem na nízký výkon a dlouhotrvající vyvažování, které může trvat i několik cyklů, je možné provést přepočítání odchylek kapacit v každém cyklu, a odhad tak zpřesnit [10].

7 Vyvažovací obvody (balancéry, vyvažovače)

Obvody pro vyvažování článků nazývané balancéry nebo vyvažovače lze rozdělit, jak již bylo zmíněno, na aktivní a pasivní. Toto označení je mírně zavádějící a mohlo by být chápáno zcela jinak. Lepší označení je disipativní (ztrátové) a nedisipativní (bezztrátové), které lépe vystihuje princip obou metod. U pasivních balancérů je u článku, který má být vyvažován, tj. s nejvyšším napětím a SOC, vytvořena alternativní ztrátová (disipativní) cesta proudu, dokud není dosaženo u všech článků shodného napětí či SOC (vyváženého stavu). Jedná se o přímou metodu vybíjení vyvažovaných článků nejčastěji pomocí paralelně připojitelných rezistorů. Veškerá nadbytečná energie článku je tak vyzářena do okolí v podobě tepla, což může vést k problémům s teplotním managementem. Metoda bývá také označována jako vyvažování pomocí vybíjecích odporů (resistor bleeding). Jedná se o velice jednoduchou, levnou a nenáročnou metodu vyvažování, která nachází uplatnění především v levnějších aplikacích.

Aktivní balancéry využívají principů konverze energie mezi články známých ze spínaných zdrojů neboli konvertorů a tak dosahují vysoké energetické účinnosti. Energie je tak konvertována dle potřeby mezi články neboli redistribuována namísto toho, aby byla bez užitku vyplývána. Dle aktivního prvku použitého pro přenos energie se rozdělují na kapacitní a induktivní. Kapacitní balancéry se používají pro nižší vyvažovací výkony obvykle do stovek mA. Limitujícím faktorem je proces nabíjení kondenzátoru, kdy dochází k výrazné energetické ztrátě a účinnost tak nepřesahuje 50%. Jelikož je účinnost přenosu energie úměrná velikosti napěťové difference mezi vyvažovanými články, která se výrazněji projevuje až v blízkosti konce vybíjení, stává se tato metoda účinnější až v této oblasti a tak je energie konvertovaná během jednoho cyklu poměrně nízká. Oproti tomu jsou induktivní metody na napětí nezávislé, dokonce lze přenášet energii opačně, z článku s nižším napětím do článku s vyšším napětím (dáno typem konvertoru). Účinnost se pohybuje běžně okolo 90% a vyvažovací proudy běžně dosahují hodnot od jednotek ampér výš. Induktivní balancéry mohou využívat jak jednoduché cívky (tlumivky), tak transformátory se dvěma i více vinutími.

Dle řízení existují dva typy balancérů. Jsou to řízené a automatické. Řízené balancéry vyžadují ke své činnosti řídicí algoritmus, který ovládá balancér na základě získaných údajů jako jsou difference napětí, SOC či kapacit. K jejich získání je tedy nutné měření mnoha veličin jako je napětí článků, proudu, teplot, atd., což je důvod, proč jsou tyto balancéry většinou součástí rozsáhlejších BMS. Automatické balancéry nevyžadují žádné řízení ani měření. Využívají taková obvodová řešení, aby z principu své činnosti přirozeně vyvažovali napěťovou nevyváženost. Ta však nemusí být nutně projevem neshody kapacit a SOC článků, jak již bylo zmíněno, a je tak

nutné ohlídat jejich vhodné použití. Takovéto balancéry bývají ale obvodově jednodušší a lze je snadno použít jako nezávislé (autonomní) řešení.

Zde uvedené pasivní i aktivní metody již byly mnohokrát v mnoha publikacích z mnoha hledisek popsány a porovnávány [11; 12; 13; 14]. Účelem této kapitoly je uvést nejznámější a nejpoužívanější metody, porovnat, popsat a zobecnit jejich vlastnosti, použití, řízení, výhody a nevýhody.

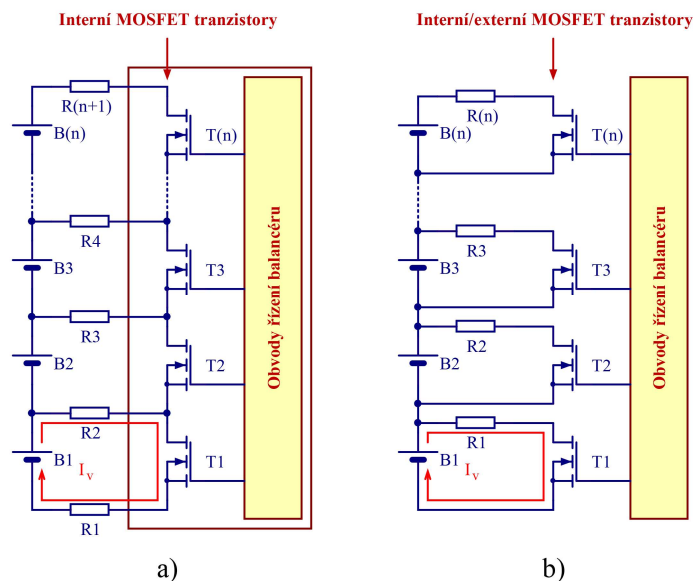
7.1 Pasivní balancéry

Pasivní balancéry jsou v případě lithiových akumulátorů nejčastěji složeny z vyvažovacích rezistorů a spínačů, obvykle tvořených tranzistorem MOSFET, které připojují vyvažovací rezistory k vyvažovaným článkům. Ty bývají velmi často součástí složitějších IO, které existují v podstatě ve dvou provedeních. Prvním z nich jsou obvody zajišťující jen měření napětí jednotlivých článků, proudu, teplot, atd. komunikující s nadřazeným MCU nebo jiným specializovaným IO. Slouží tak jako analogové měřicí rozhraní (AFE – Analog Front End). Druhou skupinou jsou obvody zajišťující kompletní bateriový management. Obě varianty IO obsahují buď integrované (interní) vyvažovací MOSFET tranzistory nebo jen drivery externích vyvažovacích tranzistorů. U integrovaného řešení bývá vyvažovací proud limitován a pohybuje se v jednotkách mA. Pro čím více sériově řazených článků je obvod určen, tím bývá maximální povolený proud nižší. V případě druhého řešení lze použít tranzistory s mnohem vyšším maximálním povoleným proudem.

Jelikož se pasivní balancéry používají jen k vyvažování SOC nevyváženosti a protože je u Li-ion akumulátorů efekt samovybíjení velmi malý, obvykle menší než 0,1% na jeden cyklus [9], postačuje na udržení vyváženosti článků i jen velmi malý vyvažovací proud. V případě jiných typů lithiových akumulátorů, kde je efekt samovybíjení mnohem výraznější a tedy i velikost samovybíjení se mezi články dosti liší, může během jednoho cyklu docházet k výraznější SOC nevyváženosti. V takovém případě bude nutné použít vyšší vyvažovací proud. Důvodem pro vyšší vyvažovací proud může být i vysoká kapacita akumulátorů, kdy by i jen nepatrná nevyváženost během jednoho cyklu vedla k velmi dlouhému vyvažování nebo by dokonce nemuselo k vyvážení nikdy dojít (během cyklování sestavy). U SOC nevyváženosti vzniklé např. během dlouhodobého uskladnění, která může být výrazně vyšší než SOC nevyváženost vzniklá během jednoho cyklu, není neobvyklé, že vyvažování trvá více cyklů.

Na následujícím obr. 7.1 jsou znázorněny dva základní principy balancérů používaných v IO. U varianty a), která je využívána např. v obvodech firmy Texas Instruments v řadě BQ769xx [15],

teče vyvažovací proud při sepnutém tranzistoru vždy přes dvojici přilehlých rezistorů. Např. pokud bude sepnut tranzistor T1, teče vyvažovací proud I_v přes R1 a R2, jehož hodnota je pak dána vztahem (7.1). Jelikož mají rezistory stejnou hodnotu, je na nich úbytek napětí rovnající se polovině napětí vyvažovaného článku. Výkonová ztráta je tak rozložena rovnoměrně mezi ně. Varianta b) je obdobou předchozí varianty, avšak vyvažovací proud teče pouze jedním rezistorem. Např. při sepnutém T1 teče vyvažovací proud I_v pouze přes R1. Jeho hodnota je pak dána vztahem (7.2). Právě tato varianta se často vyskytuje v provedeních jak s integrovanými tak externími vyvažovacími tranzistory. Jedním z takových obvodů je např. ATA6780n firmy Atmel [16].



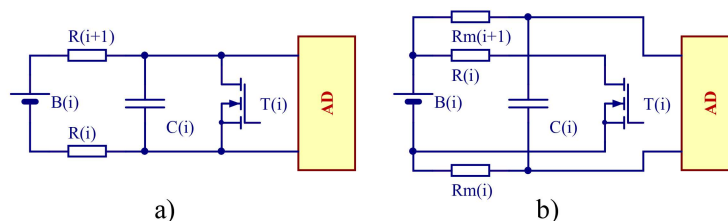
Obr. 7.1 Typická zapojení integrovaných pasivních balancérů v IO

$$I_v = \frac{U_{b1}}{R1 + R2} [A] \quad (7.1)$$

$$I_v = \frac{U_{b1}}{R1} [A] \quad (7.2)$$

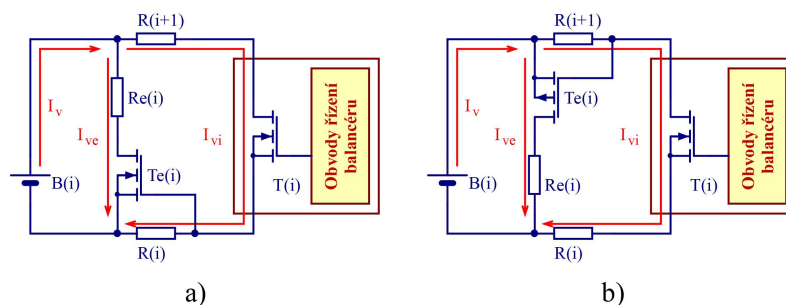
Rozdíl v zapojení variant a) a b) má však své vyšší opodstatnění, které vyplývá z následujícího obr. 7.2. Pro přehlednost je uvedeno řešení jen pro jeden článek. Důvodem rozdílných řešení je zapojení analogově-digitálního (AD) převodníku pro měření napětí jednotlivých článků. U první varianty (obr. 7.2 a)) tvoří rezistory R(i) a R(i+1) společně s kondenzátorem C(i) antialiasing filtr (AAF – Anti-Aliasing Filter) korespondujícího AD převodníku. U druhé varianty (obr. 7.2 b)) je nutné použít další měřicí rezistory Rm(i) a Rm(i+1) určené jen pro měření napětí AD převodníkem. Je tedy patrné, že první varianta má nejen méně součástek, ale především menší počet potřebných pinů pouzdra IO. Zatímco u první varianty postačují dva piny na článek, u druhé varianty jsou zapotřebí tři v případě externího tranzistoru,

nebo čtyři v případě interního. Větší počet pinů znamená obvykle větší rozměry IO, což může být nevýhoda v případě malých rozměrů plošného spoje. Naopak výhodou druhé varianty je možnost měření napětí článku během vyvažování, tj. s připojeným vyvažovacím rezistorem. U první varianty toto není možné, jelikož je při sepnutém vyvažovacím tranzistoru T1 napětí na vstupu AD převodníku nulové. Během měření je tak nutné vyvažování na korespondujícím článku vypnout.



Obr. 7.2 Typická zapojení balancérů a vstupů AD převodníku v IO

Jak bylo zmíněno, je maximální vyvažovací proud integrovaných tranzistorů limitován a navíc je v případě varianty a) nutné použít doporučené hodnoty odporů a kondenzátorů tvořících AAF. Přesná hodnota je zde nutná, jelikož je jejich vliv na přesnost měření kompenzován. Vzhledem k typickým hodnotám $1\text{k}\Omega$ a 100nF není možné dosáhnout vyššího vyvažovacího proudu než lehce nad 2mA v nabitém stavu. V případě, že je požadován vyšší proud, není nutné hledat jiné řešení s externími tranzistory, ale lze vyvažovací funkci obvodu posílit použitím externího posilovacího obvodu (current booster). Každý článek je nutné doplnit o externí tranzistor a vyvažovací rezistor požadované hodnoty, viz obr. 7.3.



Obr. 7.3 Zapojení externího posilovacího obvodu

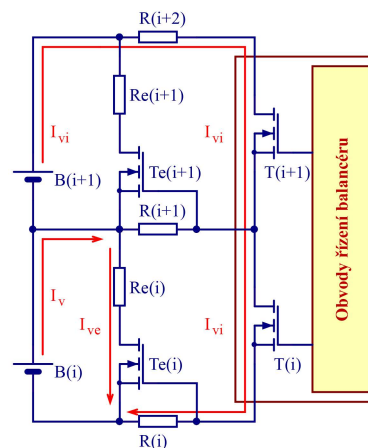
U první varianty a) je externí tranzistor $T_{e(i)}$ s kanálem N, který slouží k připojení externího vyvažovacího rezistoru $R_{e(i)}$, ovládan napěťovým úbytkem na rezistoru $R(i)$ vyvolaným sepnutím tranzistoru interního tranzistoru $T(i)$. Stejně tak lze použít tranzistor s kanálem P, jen je nutné využít k jeho ovládnání napěťový úbytek na rezistoru $R(i+1)$, tak jako v případě druhé varianty b). V obou případech tečou výsledným zapojením dva vyvažovací proudy. Jeden ovládací I_{vi} vyvolaný interním tranzistorem a druhý vyvažovací I_{ve} vyvolaný externím tranzistorem. Oba dva se sčítají, tvoří celkový vyvažovací proud I_v (7.3), který působí na přilehlý

článek. Jelikož je ale I_{ve} mnohem větší než I_{vi} lze použít zjednodušený vztah (7.4). Vhodným výběrem rezistoru $Re(i)$ lze nastavit požadovaný proud a urychlit tak proces vyvažování.

$$I_{v(i)} = I_{vi(i)} + I_{ve(i)} = \frac{U_{b(i)}}{R(i) + R(i+1)} + \frac{U_{b(i)}}{Re(i)} [A] \quad (7.3)$$

$$I_{v(i)} \approx I_{vi(i)} = \frac{U_{b(i)}}{Re(i)} [A] \quad (7.4)$$

Další nevýhodou varianty a) je nemožnost současného vyvažování sousedních článků. Důvod je znázorněn na obr. 7.4. Pokud jsou sepnuty oba interní tranzistory $T(i)$ a $T(i+1)$, přes $R(i+1)$ neteče žádný proud a nevzniká tak žádný napěťový úbytek, který by ovládal externí tranzistor $Te(i+1)$. Ten tak zůstává vypnut, i když je sepnut tranzistor $Te(i)$. V praxi toto chování nepředstavuje zásadní problém, jelikož po ukončení vyvažování článku $B(i)$ dojde automaticky k vyvažování článku $B(i+1)$. Lepším řešením je rychlé střídavé přepínání (multiplex) sudých a lichých článků, tak aby byly všechny články vyvažovány současně. Je jen nutné počítat s tím, že bude při střídě 50:50 střední hodnota vyvažovacího proudu poloviční. U IO firmy Texas Instruments, které využívají tento princip vyvažování, je balancér při požadavku současného přemostění dvou sousedních článků zcela deaktivován a připojení sudých resp. lichých vyvažovacích rezistorů je tak nutné řešit softwarově.



Obr. 7.4 Problém současného vyvažování sousedních článků

Na obr. 7.5 je uveden poslední příklad pasivního vyvažování článků používaného v IO. Jedná se o levné, jednočipové řešení, jaké lze najít např. u obvodu BQ3060 firmy Texas Instruments [17]. Na rozdíl od předchozích variant nemá toto integrované řešení vnitřní vyvažování článku, ale vyžaduje k této činnosti obdobný, vnější, přemostňovací obvod. Protože je ale integrovaný spínací prvek pro vyvažování k dispozici s otevřeným kolektorem, může současně obsluhovat

To se na první pohled nemusí zdát mnoho, avšak budeme-li mít akumulátorovou sestavu 10S bude představovat vyvažování devíti článků z deseti nejhorší možný případ. Celková výkonová ztráta pak bude:

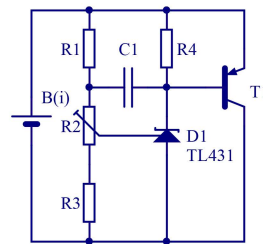
$$P_{Zmax} = 9 \cdot P_{Z1max} = 3,375 W \quad (7.6)$$

Přes tři watty tepelného výkonu již může představovat závažný problém s chlazením. Výkonová ztráta tak neroste jen s vyvažovacím proudem, ale je nutné zohlednit i počet článků a nejhorší možnou situaci, která představuje vyvažování $n-1$ článků pro n -čládkovou akumulátorovou sestavu.

Řízení vyvažovacích spínačů (tranzistorů) je možné dvěma způsoby. Prvním je kontinuální mód (continuous mode), kdy jsou všechny spínače ovládány jediným signálem. V tomto případě je vyvažování zajištěno pouze rozdílnými vyvažovacími proudy plynoucími z napěťové nerovnováhy článků. Články jsou tak automaticky vyvažovány bez nutnosti měření jejich napětí. Metoda je jednoduchá, avšak velice málo účinná, jelikož je často nutné vyvažovat malé rozdíly v SOC, a tedy malé rozdíly v napětí, a tak jsou rozdíly ve vyvažovacích proudech velmi malé. Nevýhodou je i přemostění článků, které vyvažování nevyžadují, což způsobuje vyšší a zbytečné energetické ztráty a s tím související vyvíjené teplo. Druhou variantou je detekční mód (detecting mode), kdy je nutné měřit či porovnávat jednotlivá napětí článků a na základě vyhodnocení nevyváženosti spínat jednotlivé spínače. Metoda sice vyžaduje oddělené ovládání každého spínače, ale je rychlejší, efektivnější, a proto nejpoužívanější variantou.

Metoda řízení pasivního balancéru je obvykle součástí softwaru MCU nebo je realizována formou hardwaru v nějakém specializovaném IO, jakým je např. BQ78350-R1 [18]. Existuje však ještě jedna, čistě hardwarová metoda řízení, často používaná v levných nabíječkách a nezávislých balancérech. Akumulátory využívající jinou chemii, jako je např. Pb, NiCd a NiMH mají přirozený mechanismus obrany proti přepětí, během kterého je nadbytečná energie automaticky vyzářena formou tepla. A právě popisovaná metoda se snaží simulovat toto chování s využitím jednoduchého obvodu, kterým je dovybaven každý článek. Existuje mnoho variant tohoto zapojení, ale všechny jsou založeny na shodném principu, viz obr. 7.6. Zapojení využívá referenční zdroj napětí s řízenou Zenerovou diodou TL431. Referenční napětí se nastavuje poměrem odporů R1, R2 a R3 tak, aby jeho hodnota byla shodná s maximálním předpokládaným nabíjecím napětím, obvykle 4,15-4,20V. Pokud napětí článku překročí toto napětí, dioda se otevře a tranzistorem T1 začne téct vyvažovací proud. Jelikož tranzistor pracuje v lineární oblasti a chová se tak jako rezistor s proměnnou hodnotou, je hodnota vyvažovacího proudu úměrná

velikosti přepětí článku. Nevýhodou tohoto zapojení je stálý klidový proud odebíraný rezistory R1 až R3 z připojeného článku, jejich hodnota by tak měla být co nejvyšší.



Obr. 7.6 Pasivní balancování při přepětí

Pasivní balancéry i přes svoji největší nevýhodu špatné účinnosti představují stále nejčastěji používané řešení ve spotřební elektronice a to především pro svoji jednoduchost, nízkou cenu, spolehlivost a v neposlední řadě stabilitu. Jsou velmi vhodné pro aplikace s nízkou spotřebou (low-power), jelikož jejich jednoduchost se odráží ve velmi nízkém prosakujícím proudu, klidové spotřebě, během činnosti nevyžadují žádné řídicí signály a nemají tak v podstatě žádnou dynamickou spotřebu. Umožňují tak dlouhodobé vyvažování během spánku BMS. Toto vše je důvodem, proč byl tento typ balancéru podrobně popsán. Jiným důvodem je, že je součástí téměř všech moderních IO sloužících pro bateriový management, jak bylo zmíněno, a tak je dobré vědět, jaké principy používají. Výstupy pro ovládání pasivního balancéru lze s vhodným přizpůsobením alternativně použít i pro ovládání některých aktivních balancérů [19] či jiných funkcí a obvodů. Jedná se tak o univerzálně použitelné výstupy a není tak nutné např. navyšovat počet pinů MCU, což je opět výhodné s ohledem na rozměry a cenu.

7.2 Aktivní balancéry

Jednoznačnou nevýhodou pasivní metody vyvažování je, že je veškerá nadbytečná energie vyvažovaných článků bez užítu rozptýlena a tudíž i promrhána ve formě většinou problémového tepla. Toto lze akceptovat během nabíjení, kdy je systém napojen na energetickou síť. Pokud je ale baterie používána jako zdroj, je každá ušetřená miliwatt-hodina velice vzácná. Navíc, jak bylo dokázáno, pasivní vyvažování není metoda, která by mohla vyniknout během vybíjení. Je tedy nutné najít jiné, mnohem efektivnější řešení.

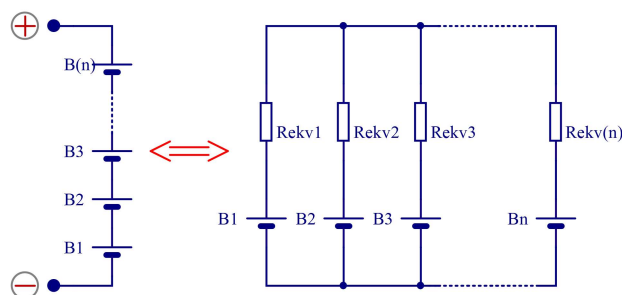
První metoda je založena na zcela jednoduché myšlence. Víme, že napěťová nevyváženost existuje a způsobuje problémy jen u sériových kombinací článků. Mohla by tak akumulátorová sestava bez sériové kombinace, tj. jen paralelní kombinace článků představovat jedno z možných řešení. Taková sestava by však měla napětí pouze jednoho článku, což je pro většinu aplikací naprosto nedostatečné. Řešením je použít zvyšující (step-up, boost) měnič, který by zajistil požadovanou úroveň napětí. Nevýhodou je, že měnič musí být schopen dodávat celý proud zátěže,

který může být dosti vysoký. Vezmeme-li v úvahu požadovaný výstupní výkon a velmi nízké vstupní napětí, bude největší problém nízká účinnost a velké rozměry. Řešení je tak použitelné jen pro menší výkony.

Nejpoužívanějším řešením je tak aktivní vyvažování. Požadované napětí i proud zajišťuje vhodná sérioparalelní kombinace článků a vyvažovací proud (výkon) je jen zlomkem proudu (výkonu) odebíraného zátěží. Aktivní vyvažování, které pro převedení náboje (energie) využívá kapacitní nebo induktivní přenos energie, dokáže být velmi efektivní. Energie je směrována tam, kde ji skutečně potřebujeme, tj. z místa přebytku do místa nedostatku. Nevýhodou oproti předchozímu řešení je pak velký počet spínacích prvků, indukčností, kondenzátorů, transformátorů, atd. (dle typu balancéru), což se odráží ve větších rozměrech, ale především vyšší ceně.

Jak bylo zmíněno výše, je energie mezi články přenášena pomocí DC-DC konvertorů neboli měničů. Dle směru toku energie mezi vstupem a výstupem rozlišujeme konvertory jednosměrné (unidirectional) a obousměrné (bidirectional). Jednosměrné konvertory si lze z pohledu svého vstupu představit jako vybíječku a z pohledu svého výstupu jako nabíječku. U obou směrných konvertorů není jednoznačně dáno, kde je vstup a výstup a mohou se tak dle směru konverze chovat na obou koncích jako nabíječka i vybíječka.

Nabízí se ještě jeden, zcela odlišný pohled na věc, tedy aktivní balancér. Myšlenka je založena na tom zcela nejprostším principu vyvažování článků. Představme si, že bychom chtěli vyvážit mezi sebou samostatné, oddělené články. Nejjednodušší co lze udělat, je propojit je mezi sebou paralelně. Aby nedošlo k jejich poškození, je nutné omezit vyrovnávací proud, např. rezistorem. A právě tento princip je základem tohoto pohledu. Na balancér lze tedy nahlížet jako na zařízení, jež transformuje sériové propojení článků v akumulátorové sestavě na paralelní. Avšak nejedná se o přímé propojení článků, ale proudové limity a směr přenosu energie je právě dán použitým typem konvertoru. Pro balancér tak lze nalézt ekvivalentní schéma zapojení. U některých typů balancérů jsou konvertory přímo paralelně spojené na jednom z jejich konců a transformace v paralelní propojení je u nich nejpatrnější. Na obr. 7.7 je uvedeno velmi obecné ekvivalentní schéma, ke kterému se většina balancérů snaží dospět.



Obr. 7.7 Obecné ekvivalentní schéma zapojení aktivního balancéru

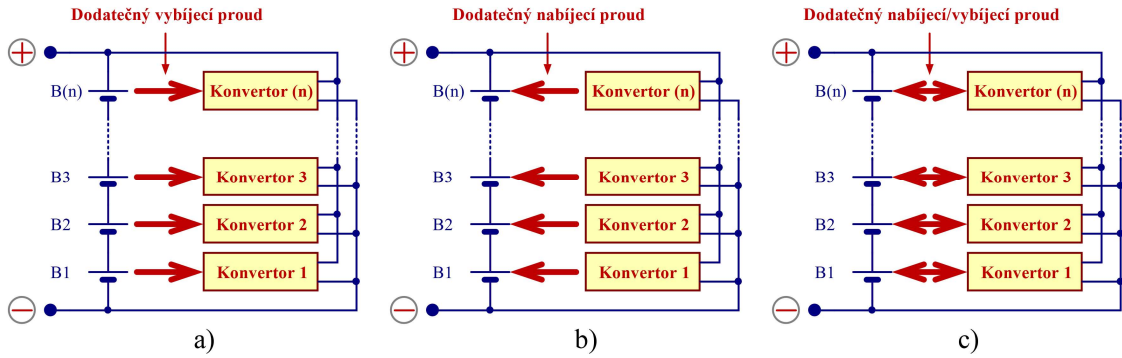
Balancér převádí obecnou akumulátorovou sestavu skládající se z článků B1 až B(n) na paralelní propojení shodných článků dané náhradním zapojením. Ekvivalentní rezistory Rekv1 až Rekv(n) představují omezení proudu dané použitým konvertorem. Konkrétní podoba ekvivalentního zapojení je silně závislá nejen na použitých konvertorech, ale i na struktuře jejich propojení, viz následující kapitola 7.2.1. V náhradním schématu tak nejsou zahrnuty další ekvivalentní obvody zohledňující směr přenosu energie, jakým způsobem je energie předávána, propojení konkrétních článků, atd.

7.2.1 Principy redistribuce energie

U balancérů vždy dochází k redistribuci energie mezi dvěma vyvažovanými články nebo vyvažovaným článkem a skupinou článků, přičemž existují čtyři možné principy redistribuce.

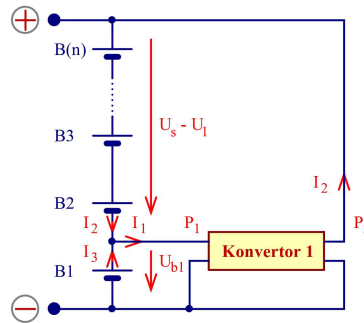
7.2.1.1 Mezi článkem a sestavou

První variantou je balancér, který konvertuje energii mezi vyvažovaným článkem a celou akumulátorovou sestavou. Existují tři varianty tohoto uspořádání lišící se typem použitých konvertorů, viz obr. 7.8. První dvě varianty používají jednosměrné měniče. Zapojení a) převádí energii z vyvažovaného článku směrem do akumulátorové sestavy. Na vyvažovaný článek tak působí dodatečný vybíjecí (vyvažovací) proud. V druhém případě b) je tomu naopak, článek je dobíjen energií z akumulátorové sestavy. Na vyvažovaný článek tak působí dodatečný nabíjecí proud. Poslední varianta c) je kombinací obou dvou předchozích variant a používá obousměrné měniče. Výhodou může být rychlejší, ale především efektivnější vyvažování, jelikož se na základě požadované velikosti vyvažované energie a počtu vyvažovaných článků lze rozhodnout, zda je výhodnější vyvažovat nabíjením či vybíjením. Nevýhodou bude zcela jistě vyšší počet výkonových spínacích prvků. Obousměrné konvertory induktivního typu jsou často odvozené ze zapojení jednosměrných konvertorů pouhou náhradou usměrňovacích diod za výkonové spínací prvky, nejčastěji tranzistory MOSFET. Vyžadují tak větší počet spínacích prvků a z toho plynoucí složitější ovládání.



Obr. 7.8 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi článkem a akumulátorovou sestavou

Bez ohledu na směr konverze energie je patrné, že z principu činnosti je část energie odebrána/dodaná z/do vyvažovaného článku opět do něj vrácena/z něj odebrána, což snižuje celkovou účinnost balancování. Následující obr. 7.9 znázorňuje situaci, kdy je energie vyvažovaného článku B1 v n-člávkové akumulátorové sestavě, konvertována do akumulátorové sestavy. Konvertor 1 má výstupní výkon P_2 dán vztahem (7.7).



Obr. 7.9 Princip konverze energie z článku do akumulátorové sestavy

$$P_2 = I_2 \cdot U_s = \eta_k \cdot P_1 = \eta_k \cdot U_{b1} \cdot I_1 \text{ [W]} \quad (7.7)$$

Kde je P_1, U_{b1} a I_1 vstupní výkon, napětí a proud, P_2, U_s a I_2 výstupní výkon, napětí a proud a η_k účinnost konvertoru. Napětí akumulátorové sestavy U_s je dáno vztahem (7.8). Celková účinnost balancéru (vyvažovače) η_v pak je dána poměrem výkonu odevzdaného do článků B2 až B(n) a výkonu odebraného z článku B1 a lze ji vyjádřit vztahem (7.9).

$$U_s = \sum_{i=1}^n U_{b(i)} \text{ [V]} \quad (7.8)$$

$$\eta_v = \frac{(U_s - U_{b1}) \cdot I_2}{U_{b1} \cdot I_3} [\%] \quad (7.9)$$

Dle prvního Kirchhoffova zákona platí pro proudy následující vztah (7.10).

$$I_3 = I_1 - I_2 [A] \quad (7.10)$$

Z rovnice (7.7) lze odvodit vztah pro proud I_2 (7.11).

$$I_2 = \frac{\eta_k \cdot U_{b1} \cdot I_1}{U_s} [A] \quad (7.11)$$

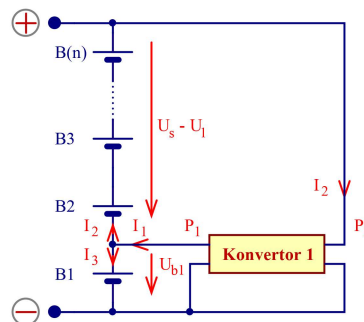
Dosazením vztahů pro I_1 a I_2 do rovnice (7.9) dostaneme výsledný vztah (7.12).

$$\eta_v = \frac{(U_s - U_{b1}) \cdot \frac{\eta_k \cdot U_{b1} \cdot I_1}{U_s}}{U_{b1} \cdot I_1 \cdot (I_1 - \frac{\eta_k \cdot U_{b1} \cdot I_1}{U_s})} = \frac{(U_s - U_{b1}) \cdot \eta_k}{U_s - U_{b1} \cdot \eta_k} [\%] \quad (7.12)$$

Obecně pro jakýkoli článek sestavy platí vztah (7.13), kde je $U_{b(i)}$ napětí libovolného vyvažovaného článku v sestavě a $\eta_{v(i)}$ účinnost balancéru odpovídajícího článku.

$$\eta_{v(i)} = \frac{(U_s - U_{b(i)}) \cdot \eta_k}{U_s - U_{b(i)} \cdot \eta_k} [\%] \quad (7.13)$$

Obdobným způsobem lze odvodit účinnost balancéru pro opačný směr vyvažování, tj. z akumulátorové sestavy do článku. Odvození je proto uvedeno stručněji, viz obr. 7.10 a vztahy (7.14) až (7.17). Obecně pro jakýkoli článek platí vztah (7.18).



Obr. 7.10 Princip konverze energie z akumulátorové sestavy do článku

$$P_1 = U_{b1} \cdot I_1 = \eta_k \cdot P_2 = \eta_k \cdot U_s \cdot I_2 \text{ [W]} \quad (7.14)$$

$$I_3 = I_1 - I_2 \text{ [A]} \quad (7.15)$$

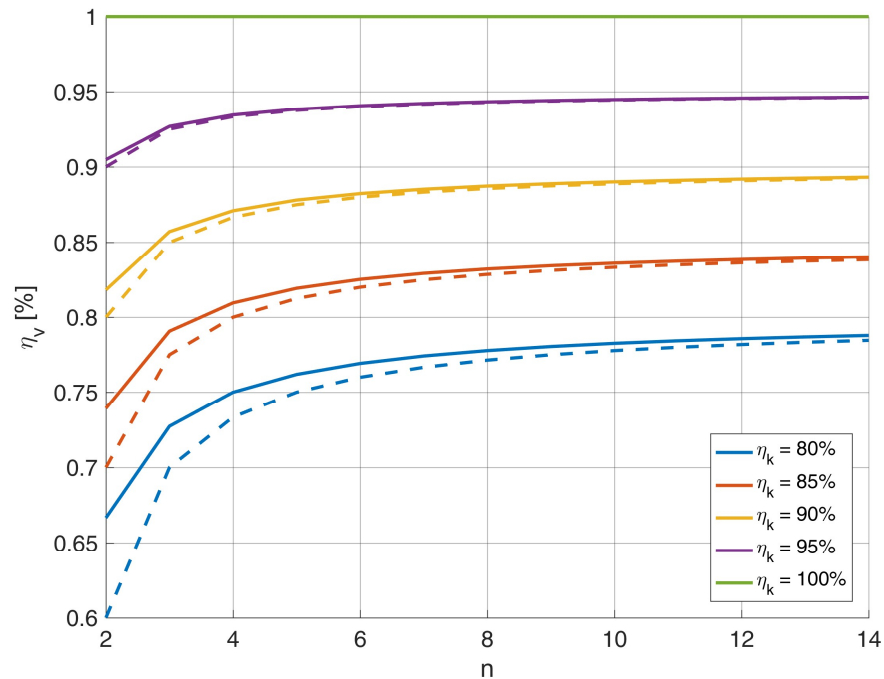
$$I_2 = \frac{U_{b1} \cdot I_1}{U_s \cdot \eta_k} \text{ [A]} \quad (7.16)$$

$$\eta_v = \frac{U_{b1} \cdot I_3}{(U_s - U_{b1}) \cdot I_2} = \frac{U_{b1} \cdot (I_1 - \frac{U_{b1} \cdot I_1}{U_s \cdot \eta_k})}{(U_s - U_{b1}) \cdot \frac{U_{b1} \cdot I_1}{U_s \cdot \eta_k}} = \frac{U_s \cdot \eta_k - U_{b1}}{U_s - U_{b1}} \text{ [%]} \quad (7.17)$$

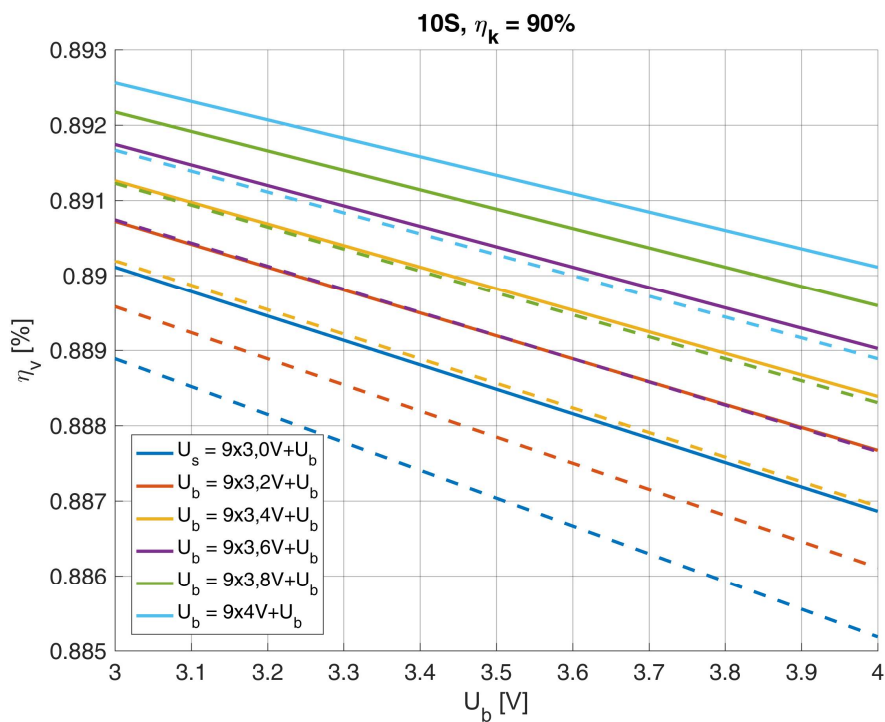
$$\eta_{v(i)} = \frac{U_s \cdot \eta_k - U_{b(i)}}{U_s - U_{b(i)}} \text{ [%]} \quad (7.18)$$

Následující obr. 7.11 ukazuje průběhy účinnosti balancéru v závislosti na počtu článků a účinnosti použitého konvertoru. Jelikož jsou napětí všech článků uvažována jako shodná, nemá jejich velikost na účinnost žádný vliv. Průběhy s plnou čarou znázorňují účinnost při předávání energie z článku do akumulátorové sestavy a průběhy s přerušovanou čarou v opačném směru. Je patrné, že na účinnost balancéru nemá vliv jen účinnost měniče, ale závisí i na počtu článků sestavy a na směru konverze energie. Tento typ balancéru tak není vhodný pro vyvažování sestav s malým počtem sériově řazených článků, kde dochází k výraznému poklesu účinnosti. Pro názornost je uveden i případ konvertoru se 100% účinností. U něj by energie vrácená do vyvažovaného článku byla opět znovu redistribuována se 100% účinností, nedošlo by tak ke ztrátě energie způsobené konfigurací tohoto balancéru.

Na obr. 7.12 jsou průběhy účinnosti balancéru v závislosti na napětí vyvažovaného článku U_b v rozsahu 3,0 až 4,0V. Parametrem je napětí ostatních článků, které bylo měněno ve shodném rozsahu s krokem 0,2V. Výpočet byl proveden pro deseti-článekovou sestavu (10S) a účinnost konvertorů 90%. Z průběhu je patrné, že s rostoucím napětím zbylých článků účinnost roste, zatím co s rostoucím napětím vyvažovaného článku U_b účinnost klesá. Rovněž je patrné, že účinnost je opět vyšší při přenosu energie z článku do akumulátorové sestavy (plná čára) než opačným směrem (přerušovaná čára). Tentokrát je ale tento rozdíl mnohem menší.



Obr. 7.11 Závislost účinnosti balancéru na počtu článků a účinnosti konvertorů



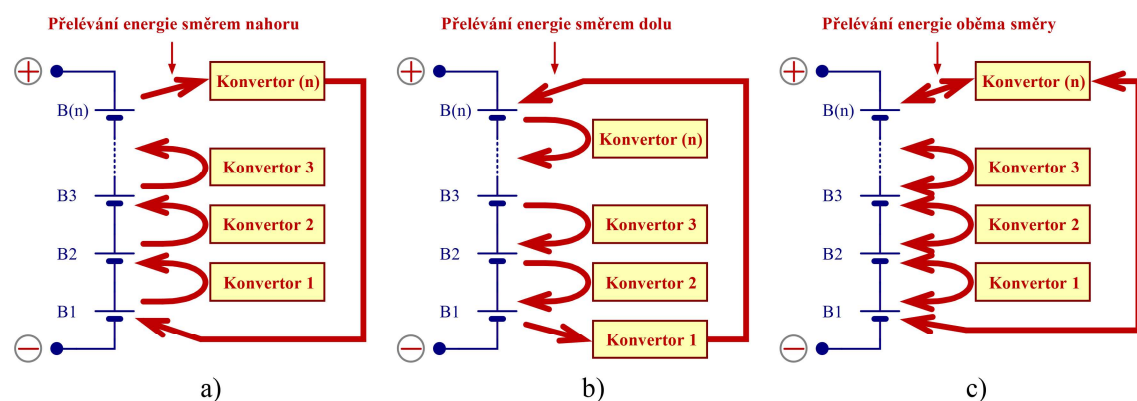
Obr. 7.12 Závislost účinnosti balancéru na napětí článků

Vzhledem k poměru vysokého výstupního a nízkého vstupního napětí jsou měniče nejčastěji založené na transformátorech, viz kapitola 7.2.5.4. Někdy je možné nahradit skupinu oddělených konvertorů jediným sdruženým konvertorem s více kanály pro připojení jednotlivých článků, tzv.

vícekanálovým (multi-channel) konvertorem (kapitola 7.2.5.5) nebo jedním přepínaným konvertorem (kapitola 7.2.5.6). Účinnost konvertorů je samozřejmě dána konkrétním obvodovým řešením, ale obecně jí bude ovlivňovat směr konverze energie a s tím související umístění např. výstupního usměrňovače. Napěťové úbytky na usměrňovacích diodách se projeví mnohem více na straně nízkého napětí, kde poteče vyšší proud, než na straně vysokého napětí. Lze tak tvrdit, že bude účinnost konverze z akumulátorové sestavy do článku horší než opačným směrem. Vliv úbytku napětí lze potlačit použitím aktivního (synchronního) usměrňovače, což ale znamená složitější obvodové řešení, vyšší náklady, rozměry atd.

7.2.1.2 Mezi sousedními články

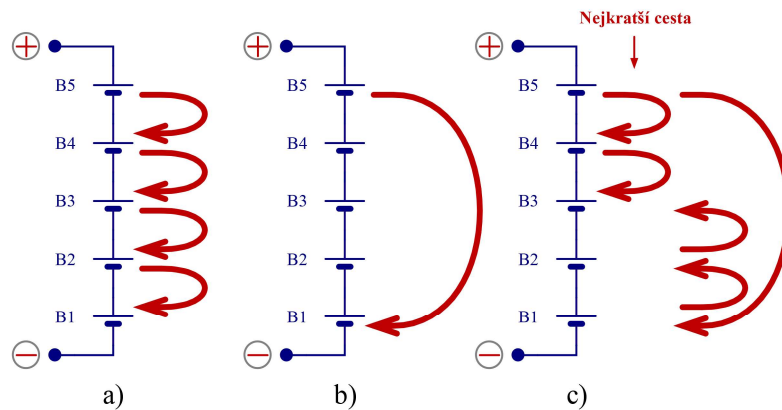
Další typ balancéru vyvažuje vždy dva sousední články mezi sebou, dochází k jakémusi „přelévání“ energie mezi sousedními články (charge shuttling). Dle typu použitých konvertorů (jednosměrné/obousměrné) existují opět tři varianty uspořádání, viz následující blokové schéma na obr. 7.13. První dvě varianty a) a b) opět používají jednosměrné konvertory. V případě varianty a) měniče konvertují energii z nižšího článku akumulátorové sestavy do vyššího, tj. směrem nahoru. Problém nastává jen u nejvyššího článku řetězce B(n), jehož konvertor (n) musí být schopen předat energii do nejnižšího článku, tak aby bylo možné energii předávat mezi všemi články akumulátorové sestavy. Obdobně je tomu i u druhé varianty b), jen v opačném směru, tj. energie je konvertována směrem dolů a tedy konvertor 1 musí zajistit předání energie nejvyššímu článku B(n). Poslední varianta používá obousměrné konvertory a tak může být energie předávána oběma směry. V tomto případě se lze obejít bez konvertoru (n).



Obr. 7.13 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi sousedními články

Z blokového schématu na obr. 7.13 je také patrné, že čím dále jsou od sebe vyvažované články, tím více konvertorů je nutné použít k přenosu energie mezi těmito články. Např. pokud budeme chtít předat část energie článku B1 do článku B3, je nutné energii přesunout nejdříve do článku B2 konvertorem 1 a po té do článku B3 konvertorem 2. Tedy pro přenos energie mezi dvěma články jsou zapotřebí dva konvertory (dvě konverze). Tímto způsobem dojdeme k tomu,

že $n-1$ konverzí představuje nejhorší možný případ pro n -čládkovou sestavu. Jelikož není žádný konvertor ideální a pracuje s určitou účinností, bude tak s rostoucím počtem článků akumulátorové sestavy a rostoucí vzdáleností vyvažovaných článků klesat celková účinnost balancéru. Snížení rizika velkého počtu konverzí mezi vyvažovanými články lze dosáhnout použitím varianty zapojení z obr. 7.13 c) včetně konvertoru (n). Na obr. 7.14 je uveden příklad, kde je u varianty a) přenášena energie z článku B5 do článku B1 běžným způsobem, což znamená čtyři konverze. Pokud zapojení doplníme konvertorem (n), lze energii přesunout jen jedinou konverzí (obr. 7.14 b)). Nejhorší možná varianta je přesun energie mezi články, jejichž vzdálenost je polovina článků sestavy ($n/2$), viz varianta c), kde jsou znázorněny dva možné způsoby přenosu energie mezi článkem B5 a B3. Kratší z nich představuje pouze dvě konverze. Tímto způsobem klesne maximální počet konverzí v cestě na polovinu (u lichého počtu článků je počet konverzí zaokrouhlen směrem dolů). Účinnost balancéru η_v pak lze vyjádřit vztahem (7.19).



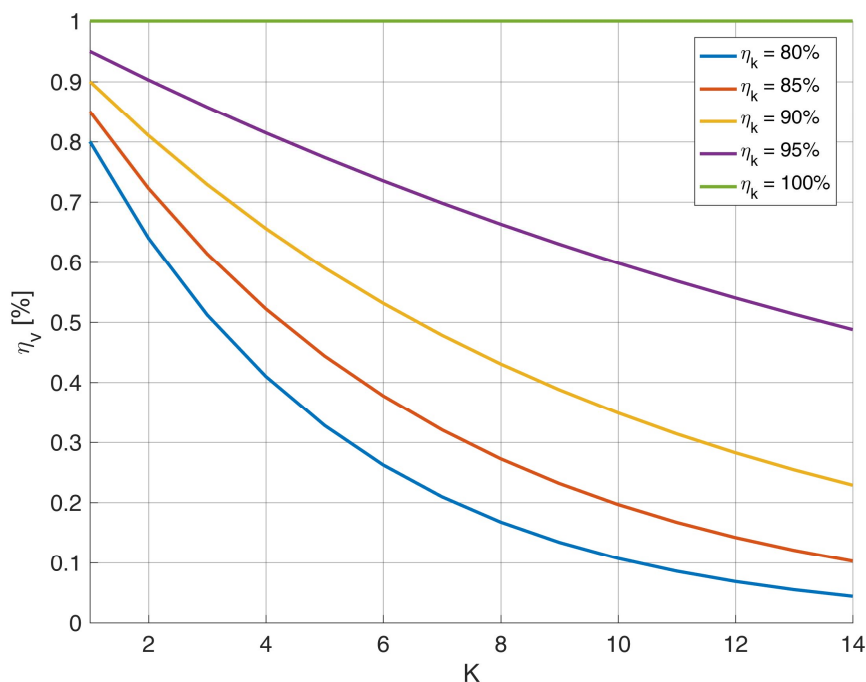
Obr. 7.14 Přenos energie mezi články bez a s použitím přidavného konvertoru

$$\eta_v = \eta_k^K [\%] \quad (7.19)$$

Kde je η_k opět účinnost konvertoru a K počet konverzí. Následující obr. 7.15 ukazuje průběhy účinnosti balancéru v závislosti na počtu konverzí a účinnosti použitých konvertorů. Je patrné, že tento typ balancéru není vhodný pro vyvažování sestav s velkým počtem sériově řazených článků, kde dochází k výraznému poklesu účinnosti. Rovněž je patrné, že pokles účinnosti opět roste s klesající účinností měniče.

Tento typ balancéru vyžaduje vždy $n-1$ konvertorů pro n -čládkovou sestavu, které pracují jen s nízkým napětím maximálně dvou vyvažovaných článků. Jsou typicky tvořeny jak obousměrnými kapacitními (kapitola 7.2.4.2), tak jednosměrnými i obousměrnými induktivními neodděluujícími měniči (kapitola 7.2.5.1). V případě induktivních měničů bývá obvykle účinnost velmi vysoká, přes 90%. První dvě varianty a) a b) nutně vyžadují konvertor pro přenos energie

mezi prvním a posledním článkem, který pracuje s velkým napětovým offsetem, což je důvod, proč vždy využívá transformátor. Jeho účinnost bývá obvykle horší ve srovnání s ostatními konvertory. V případě poslední varianty c) je tento konvertor volitelný, a jelikož je jeho cena vyšší v porovnání s ostatními konvertory, nebývá implementován. U této varianty je nutné počítat s dvojnásobným počtem spínačů (obousměrné měniče) a z toho plynoucí vyšší cenou a složitějším řízením.

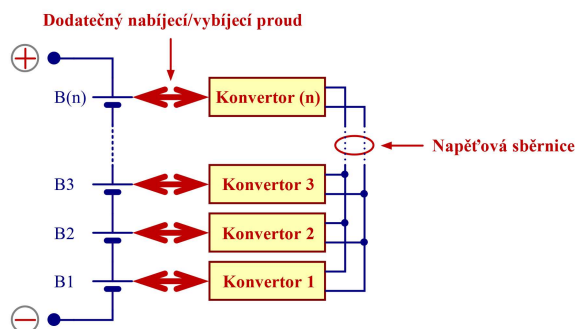


Obr. 7.15 Závislost účinnosti balancéru na počtu konverzí a účinnosti konvertorů

7.2.1.3 Mezi libovolnými články pomocí napětové sběrnice

Další typ balancéru využívá konvertory zapojené tak, aby bylo možné zajistit transfer energie z libovolného článku nebo skupiny článků do jiného libovolného článku či skupiny článků. Jeho princip je znázorněn na následujícím obr. 7.16. Zapojení se nejvíce podobá uspořádání z obr. 7.8 c). Použité konvertory jsou vždy obousměrné, jedním koncem připojené k vyvažovanému článku a druhým jsou navzájem propojeny a tvoří tak napětovou sběrnici. Ta tak zajišťuje předávání energie mezi konvertory. Dle typu použitých konvertorů může být stejnosměrná (DC) či střídavá (AC). K přenosu energie mezi dvěma libovolnými články je nutno vždy dvou konverzí. Účinnost je tak nezávislá na počtu článků a je dána vztahem (7.20).

$$\eta_v = \eta_k^2 [\%] \quad (7.20)$$

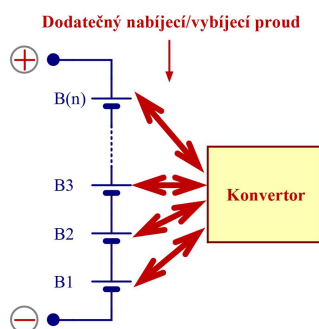


Obr. 7.16 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi články s napěťovou sběrnicí

Výhodou tohoto uspořádání je, že konvertory pracují s nízkým napětím (napětí jednoho článku) na obou koncích a tak nevýhoda v podobě složitějších obousměrných konvertorů nutných pro DC sběrnici většinou nepředstavuje velký problém (především finanční). V případě AC sběrnice není nutné provádět usměrnění a opětovné rozstředění napětí sběrnice a konvertory jsou tak velmi jednoduché, viz kapitola 7.2.5.7.

7.2.1.4 Mezi libovolnými dvěma články pomocí přepínací sítě

Poslední uvedený typ balancéru používá pouze jeden jednoduchý konvertor, který umožňuje přenést energii kteréhokoli článku do libovolného jiného článku, viz obr. 7.17. Obousměrnosti konvertoru a výběru libovolného článku v sestavě je dosaženo sadou spínačů tvořících jakousi přepínací síť či multiplexor. Obecně lze použitím přepínacích sítí snížit počet konvertorů i u předchozích variant, ale zde popsaná varianta neodpovídá svým chováním žádné z nich.



Obr. 7.17 Blokové schéma balancéru s konverzí energie mezi články s přepínací sítí

Metoda umožňuje značně snížit náklady na sadu konvertorů. Velký počet spínačů tuto výhodu kompenzuje a přináší další problémy v podobě vyšších ztrát způsobených napěťovými úbytky a komplikovaného řízení. Nevýhodou je také nemožnost simultánního vyvažování všech článků najednou, které bylo u některých předchozích variant s vhodným konvertorem možné. Zde je nutné přepnout na vybraný článek, odebrat energii, přepnout na jiný článek a předat energii (kapitola 7.2.5.3), což může být limitující faktor pro výkonové rebalancování. Výhodou pak je,

opomineme-li vliv spínačů, že je účinnost balancéru dána pouze účinností použitého konvertoru a platí tak vztah (7.21).

$$\eta_v = \eta_k [\%] \quad (7.21)$$

7.2.2 Vyvažovací proud balancéru

Vyvažovací proud aktivního balancéru pro kondiční vyvažování může být poměrně malý, jelikož pro něj platí stejná pravidla jako v případě pasivního balancéru. Vyvažovaná energie či kapacita je malá a i zde může vyvažování probíhat déle, i několik cyklů. Jediný problém představuje vlastní spotřeba, která bývá u aktivních balancéru vyšší. Aktivní balancéry mívají vyšší prosakující proud a klidovou (statickou) spotřebu než pasivní balancéry. K tomu se dále přidává spotřeba generátorů řídicích signálů, značná dynamická spotřeba, spotřeba řídicích a měřicích obvodů, atd. Pro velmi malé výkony tak může být použití aktivního balancéru neefektivní a velmi nákladné ve srovnání s pasivním balancérem.

V případě energetického vyvažování je otázka vyvažovacího proudu (výkonu) balancéru naopak zásadní. Vyvažovací proud závisí na nabíjecím a vybíjecím proudu, kapacitě akumulátoru a velikosti nevyváženosti. Jinými slovy čím vyšší nevyváženost a rychlost vybíjení či nabíjení, tím je vyšší nutný vyvažovací proud. Pro prediktivní vyvažování, kdy lze vyvažovat průběžně po celou dobu vybíjení, lze potřebný vyvažovací proud určit vcelku přesně. Následující kapitoly budou tedy věnovány určení či odhadu potřebného vyvažovacího proudu.

Vybíjecí proud je obvykle výrazně vyšší než nabíjecí. Výkonové dimenzování s ohledem na vybíjecí proud tak musí bez problémů splnit požadavky i na proud nabíjecí. V případě, že neznáme vybíjecí čas t_{vyb} , lze jej určit např. ze jmenovité kapacity Q_j a jmenovitého proudu I_j následovně:

$$t_{vyb} = \frac{Q_j}{I_j} [s] \quad (7.22)$$

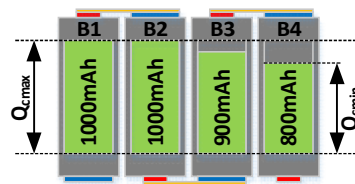
Pokud je akumulátor po celou dobu vybíjení balancován vyvažovacím proudem i_v , vyváží kapacitu odpovídající maximální kompenzovatelné odchylce kapacity ΔQ_k , pro kterou platí:

$$\Delta Q_k = \int_0^{t_{vyb}} i_v dt = I_v t_{vyb} [Ah] \quad (7.23)$$

Kde I_v je střední hodnota vyvažovacího proudu i_v (konstantní vyvažovací proud), pro kterou pak platí vztah (7.24).

$$I_v = \frac{\Delta Q_k}{t_{vyb}} [A] \quad (7.24)$$

Na následujícím obr. 7.18 je příklad sestavy trpící nevyvážeností celkových kapacit Q_c , kde má článek B3 nižší celkovou kapacitu o 10% a článek B4 o 20% než je očekávaná maximální celková kapacita 1000mAh. Očekávaná doba vybíjení je 1h.



Obr. 7.18 Příklad nevyvážené sestavy

U běžného aktivního balancéru dochází k předávání energie ze článků s vyšší kapacitou do článků s nižší kapacitou, obecně mezi zdrojovými a cílovými články. Pracuje tak s omezeným množstvím energie akumulované v člancích, která musí být pokud možno zachována a dochází tak k maximalizaci využitelné energie akumulátoru. Pracovat s energií akumulátoru je však s ohledem na závislost jeho napětí, obzvláště v zatíženém stavu (vliv RI), velmi obtížné. Pro určení či odhad potřebného vyvažovacího proudu budou zavedena jistá zjednodušení a vyváženost bude posuzována pouze z pohledu kapacit.

Za ideálních podmínek by mělo dojít k vyvážení akumulátoru při shodě kapacit všech článků, tj. $Q_{c1} = Q_{c2} = Q_{c3} = Q_{c4}$. Výsledná kapacita by tedy měla odpovídat střední či průměrné hodnotě celkové kapacity \bar{Q}_c článků sestavy a je dána vztahem (7.25), kde n je opět počet článků sestavy.

$$\bar{Q}_c = \frac{\sum_{i=1}^n Q_{c(i)}}{n} [Ah] \quad (7.25)$$

Ze známé střední hodnoty kapacity článků \bar{Q}_c a celkových kapacit Q_c lze stanovit potřebné odchylky kapacit ΔQ_c (7.26).

$$\Delta Q_c = Q_c - \bar{Q}_c = Q_c - \frac{\sum_{i=1}^n Q_{c(i)}}{n} [Ah] \quad (7.26)$$

Kde je ΔQ_c n-prvkový vektor odchylek celkových kapacit s prvky $\Delta Q_{c(i)}$ a Q_c n-prvkový vektor celkových kapacit článků s prvky $Q_{c(i)}$. Kladné hodnoty ΔQ_c odpovídají kapacitě, která musí být odebrána, zatímco záporné hodnoty odpovídají kapacitě, která musí být do článků dodána. Pro stanovení potřebného vyvažovacího proudu je nutné znát maximální hodnotu vyvažované kapacity ΔQ_{cmax} , která je dána vztahem (7.27).

$$\Delta Q_{cmax} = \max|\Delta Q_c| [Ah] \quad (7.27)$$

Hledané řešení tak obsahuje dva extrémy, kladný a záporný. Pro kladný musí být Q_c co nejvyšší, tj. Q_{cmax} , a naopak \bar{Q}_c co nejnižší, tj. $Q_{cmax} + (n-1)Q_{cmin}$. Pro záporný pak musí být Q_c co nejnižší, tj. Q_{cmin} , a \bar{Q}_c co nejvyšší, tj. $(n-1)Q_{cmax}$. Vztah lze tedy upravit do podoby (7.28). Dosazením $Q_{cmax} - Q_{cmin} = \Delta Q_k$ dostaneme vztah (7.29), ze kterého lze vyjádřit hodnotu vyvažovacího proudu I_v (7.30).

$$\begin{aligned} \Delta Q_{cmax} &= Q_{cmax} - m_i(\bar{Q}_c) = Q_{cmax} - \frac{(n-1)Q_{cmin} + Q_{cmax}}{n} \\ &= Q_{cmax} - Q_{cmin} - \frac{Q_{cmax} - Q_{cmin}}{n} [Ah] \end{aligned} \quad (7.28)$$

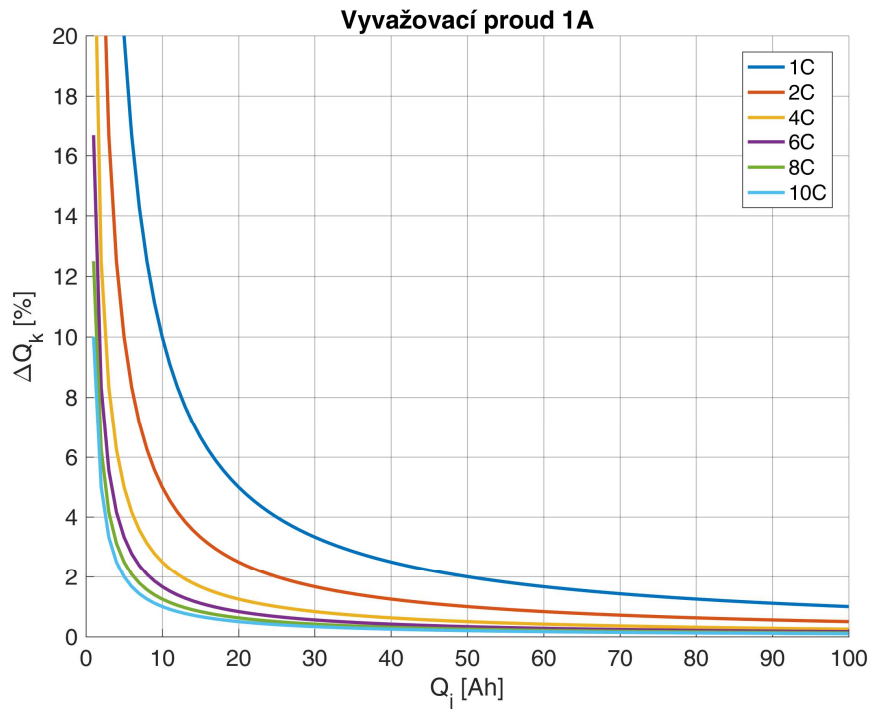
$$\Delta Q_k - \frac{\Delta Q_k}{n} = I_v t_{vyb} \quad (7.29)$$

$$I_v = \frac{\Delta Q_k - \frac{\Delta Q_k}{n}}{t_{vyb}} \approx \frac{\Delta Q_k}{t_{vyb}} [A], \text{ pro } n \rightarrow \infty \quad (7.30)$$

Obdobným způsobem lze vyjádřit i vztah pro záporný extrém, kdy bude výsledkem shodný vztah pro I_v . Pro výpočet I_v lze u sestav s velkým počtem článků uvažovat původní vztah (7.24). Pro modelový případ z obr. 7.18 je maximální odchylka kapacit $\Delta Q_{cmax} = 800\text{mAh} - 3700\text{mAh} / 4 = -125\text{mAh}$. Pokud bude kapacita článku 4 také 1000mA, bude sestava na první pohled více vyvážená, nicméně dojde k nárůstu maximální vyvažované kapacity $\Delta Q_{cmax} = 800\text{mAh} - 3800\text{mAh} / 4 = -150\text{mAh}$ a tím k nárůstu potřebného vyvažovacího času. Nejnepríznivější situace pro běžný aktivní balancér nastává tedy při neshodě jediného článku v sestavě. Pokud neshoda tohoto článku dosáhne ΔQ_k , bude vyvažování trvat nejdéle.

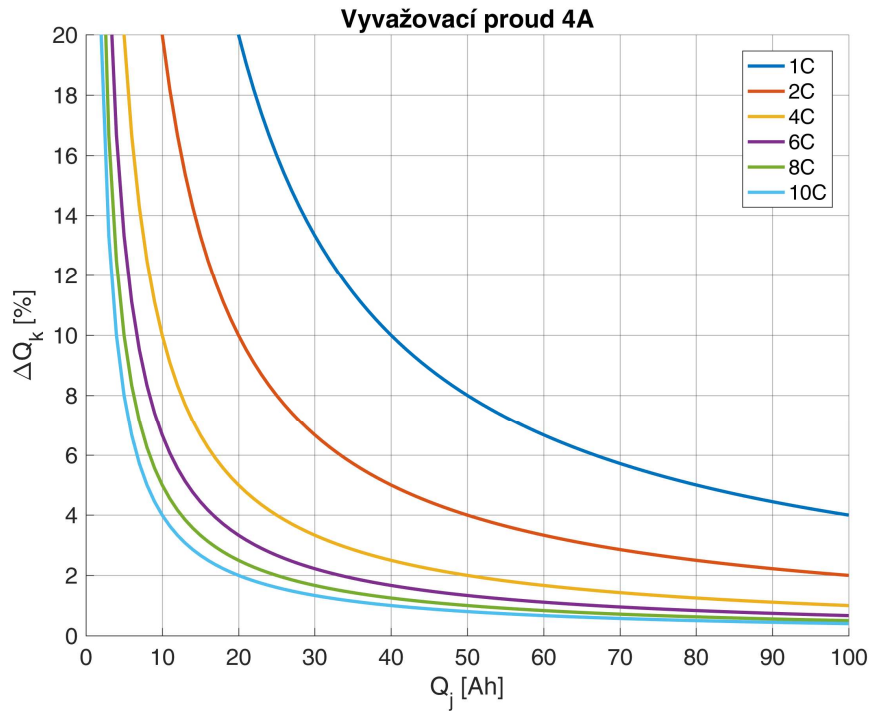
Následující dva obrázky (obr. 7.19 a obr. 7.20) znázorňují závislost velikosti maximálních kompenzovatelných odchylek kapacit, která může být vykompenzována během nabíjení či vybíjení, na kapacitě akumulátoru a proudu resp. rychlosti nabíjení či vybíjení ($1C - 10C$,

tj. proud v násobcích kapacity). V prvním případě je uvažován konstantní vyvažovací proud 1A a v druhém 4A. Tyto průběhy jsou platné pro prediktivní vyvažování, kdy lze vyvažovat vysokým (konstantním) proudem během celého nabíjecího či vybíjecího cyklu. V případě balancování v reálném čase musí být výkon balancéru zvýšen úměrně ke zkrácení doby vyvažování nebo je nutné počítat se snížením maximální kompenzované neshody kapacit.



Obr. 7.19 Kompenzace neshody kapacity pro aktivní 1A balancér

Nyní již víme, jak stanovit potřebný vyvažovací proud. Až doposud bylo uvažováno, že je vyvažovací proud odebíraný i dodávaný mezi vyvažovanými články shodný, což nelze v praxi zajistit. Důvodem je princip balancéru a jeho účinnost, jak bylo popisováno v kapitole 7.2.1. Výstupní výkon balancéru je vždy nižší než vstupní, což je dáno jeho účinností. Pro vybíjení jednoho článku vyvažovacím proudem I_v lze stanovit hodnotu výstupního proudu balancéru dle vztahu (7.31) nebo naopak pro jeho nabíjení proudem I_v hodnotu vstupního proudu dle vztahu (7.32).



Obr. 7.20 Kompenzace neshody kapacity pro aktivní 4A balancér

$$I_{výst} = \eta_v I_v \frac{U_b}{U_{výst}} [A] \quad (7.31)$$

$$I_{vst} = \frac{I_v}{\eta_v} \frac{U_b}{U_{vst}} [A] \quad (7.32)$$

Kde je I_{vst} a U_{vst} vstupní proud a napětí balancéru, $I_{výst}$ a $U_{výst}$ výstupní proud a napětí balancéru a η_v účinnost balancéru (vyvažovače). Jelikož se zapojení balancérů liší, může být vstup či výstup tvořen jedním či více články, viz kapitola 7.2.1. Vstupní a výstupní proud závisí tedy nejen na účinnosti, ale i na poměru napětí. Balancér ve skutečnosti nevyvažuje kapacitu, ale energii, proto bývá nazývána jako energetické balancování (energy balancing). Jelikož jsou napětí článků poměrně blízká, platí že $U_{vst} = U_{výst} \approx n_k U_b$ a odhad požadovaného vyvažovacího proudu I_v lze zjednodušit.

$$I_{výst} \approx \eta_v I_v \frac{U_b}{n_k U_b} = \frac{\eta_v I_v}{n_k} [A] \quad (7.33)$$

$$I_{vst} \approx \frac{I_v}{\eta_v} \frac{U_b}{n_k U_b} = \frac{I_v}{\eta_v n_k} [A] \quad (7.34)$$

Kde n_k je počet článků připojených ke vstupu resp. výstupu konvertoru balancéru. Pokud budeme uvažovat, že $I_{vyst}n_k$ a stejně tak $I_{vst}n_k$ je též vyvažovací proud, který musí být schopen vyvážit shodnou maximální kompenzovatelnou odchylku ΔQ_k , představuje snížená hodnota I_{vyst} problém. Hodnota vyvažovacího proudu by proto měla být navýšena dle následujícího vztahu (7.35). Jinými slovy je nutné původně stanovenou hodnotu vyvažovacího proudu zvýšit vydělením účinností balancéru.

$$I_v = \frac{I_{vyst}n_k}{\eta_v} = \frac{\Delta Q_k}{\eta_v t_{vyb}} [A] \quad (7.35)$$

Dalším problémem je maximální hodnota vyvažovacího proudu konvertoru balancéru I_{vmax} . Dosud stanovený I_v odpovídá střední hodnotě vyvažovacího proudu během celého vybíjení. Ten odpovídá I_{vmax} jen v případě simultánního vyvažování všech článků současně. Balancéry, které neumožňují simultánní vyvažování, musí články vyvažovat jeden po druhém, což vede k poklesu střední hodnoty vyvažovacího proudu a tedy nárůstu vyvažovacího času. Aby k tomuto nedocházelo, musí být konvertor balancéru schopen dodat vyšší proud. V tab. 1 je uveden výpočet vyvažovacího času t_v pro jednotlivé články a celkový vyvažovací čas t_{vc} pro simultánní a nesimultánní vyvažování.

Tab. 1 Porovnání doby vyvažování při simultánním a nesimultánním vyvažování

	Q_c [mAh]	Q_{cs} [mAh]	ΔQ_c [mA]	I_v [mA]	t_v [min]	t_{vc} [min]	
						Simultánní	Nesimultánní
B1	1000	925	75	±200	22,5	max(t_v) = 37,5	(22,5+22,5+7,5+37,5) / 2 = 45
B2	1000		75		22,5		
B3	900		-25		7,5		
B4	800		-125		37,5		

Jak je patrné, při nesimultánním vyvažování došlo při shodném vyvažovacím proudu k nárůstu celkového vyvažovacího času z 37,5 na 45 min. Tento čas je polovinou součtu dílčích vyvažovacích časů, přičemž je vyvážena polovina součtu absolutních hodnot odchylek kapacit ΔQ_c . Pro maximální vyvažovací proud pak platí vztah (7.36). Jeho maximální hodnoty je dosaženo, pokud se celková kapacita poloviny článků sestavy liší o ΔQ_k . Řešením výrazu (7.36) vyjdou dvě možná řešení pro sudý (7.37) a lichý (7.38) počet článků. Pokud má být dodržen maximální vyvažovací čas t_{vyb} , musí platit $t_{vc} = t_{vyb}$.

$$I_{vmax} = \frac{\sum_{i=1}^n |\Delta Q_{c(i)}|}{2t_{vc}} [A] \quad (7.36)$$

$$I_{vmax} = \frac{n\Delta Q_k}{4t_{vc}} = \frac{nI_v}{4} [A], \quad \text{pro } n = 2m, m \in N \quad (7.37)$$

$$I_{vmax} = \frac{m\Delta Q_k(m+1)}{nt_{vc}} = \frac{mI_v(m+1)}{n} [A], \quad (7.38)$$

$$\text{pro } m = \frac{n-1}{2}, m \in N$$

7.2.3 Řízení konvertorů

Konvertory (DC-DC měniče) používané v aktivních balancérech si lze představit jako samostatné napájecí zdroje či nabíječky. Většina těchto zařízení k zajištění požadovaného napětí a proudu vyžaduje regulaci s využitím zpětnovazební smyčky. Ta umožňuje efektivně a jednoduše v určitých mezích eliminovat vlivy nelinearit a především vliv zátěže na výstupní napětí a proud, který lze přesně nastavit. V případě aktivních balancérů, kdy dochází k předávání energie mezi dvěma zdroji napětí s velmi malým vnitřním odporem, však zpětnovazební řízení není nutné. Výstupní napětí měniče je tak dáno aktuálním napětím článku a úbytkem na vnitřním odporu (impedanci). Při vysokých spínacích frekvencích je nutné každý článek dovybavit jen paralelně připojeným filtračním kondenzátorem. Pro nastavení vyvažovacího proudu se většinou používá nějaký druh pulzní modulace (PWM, PPM, aj.). Některé typy balancérů umožňují snadné řízení všech měničů nebo jednoho vícekanálového měniče pomocí jediného spínacího tranzistoru. Jedná se o některá zapojení transformátorových balancérů. U nich lze snadno využít obvody pro řízení běžných měničů. U jiných typů konvertorů by bylo nutné zajistit individuální řízení každého z nich, což je často obtížné a nákladné. Možným řešením tohoto problému je použití specializovaného IO pro řízení aktivního balancéru jakým je např. LTC3300 od firmy Linear Technology [20].

Nicméně velmi často používaným řešením, především u diskrétních zapojení, je řízení bez zpětné vazby. U induktivních jednočinných měničů je nutné zajistit, aby nedošlo k saturaci (přesycení) jádra. Měníče umožňují pracovat v režimu s nepřerušovaným nebo přerušovaným proudem. Právě druhá metoda umožňuje zajistit předání veškeré v jádře akumulované energie. Střída proto bývá nastavena tak, aby byla doba sycení kratší než doba demagnetizace jádra. Výsledkem tohoto řízení je však neúplné využití možností konvertorů (snížený výkon) a nemožnost přesného nastavení vyvažovacího proudu. Výhodou je ale celková jednoduchost a nízká cena. Mnohdy je dokonce možné řízení všech konvertorů balancéru shodnými signály.

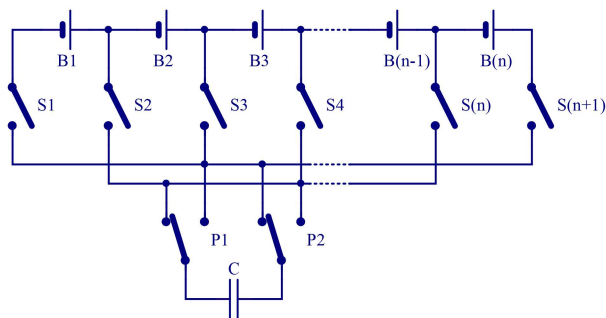
7.2.4 Kapacitní balancéry

Kapacitní vyvažování článků (capacitive balancing), známé také jako přelévání náboje (charge shuttling), je založené na principu nábojových pump využívajících kondenzátor jako externí akumulací prvek pro přenos energie mezi články. Jedná se o jednoduchý způsob vyvažování, kdy je kondenzátor připojen nejdříve k článku s vyšším napětím, ze kterého odebere část jeho energie, a následně je přepojen k článku s napětím nižším, kterému předá část akumulované energie úměrné rozdílu napětí. Z principu tak vyvažuje napěťovou nevyváženost. Proces vyvažování lze u kapacitních balancérů označit jako samo-limitující, jelikož při shodě všech napětí neteče žádný vyvažovací proud a balancér spotřebovává jen minimální spínací proud. Toto chování značně zjednodušuje jejich řízení, kdy při cyklickém procházení všech článků sestavy dochází automaticky k vyrovnání všech napětí. Nevýhodou je pak velký počet spínačů a nutnost jejich dimenzování na maximální špičkový proud vyvolaný nabíjením a vybíjením kondenzátorů. Tento proud spolu s vlivem ESR použitých kondenzátorů a odporem spínačů působí značné Jouleovy a spínací ztráty a výrazně tak snižuje účinnost, jejíž maximum se pohybuje kolem 50%. U automatických balancérů klesá účinnost s rostoucí vzdáleností článků, tak jak bylo uvedeno v kapitole 7.2.1.2. Dalším problémem je, že je přenášena energie úměrná velikosti napěťového rozdílu mezi vyvažovanými články. Ty jsou nejzřetelnější v okolí nulového SOC a méně zřetelné v okolí 100% SOC. Metoda je tak efektivní pouze v okolí konce nabíjení a vybíjení, což omezuje množství přenesené energie během jednoho cyklu. I tak během vyvažování s klesající napěťovou nevyvážeností výkonost balancéru klesá. V praxi se lze nejčastěji setkat se třemi typy zapojení.

7.2.4.1 S jedním přepínaným kondenzátorem (SSC)

Single Switched Capacitor

První variantou je balancér s jedním přepínaným kondenzátorem [14], viz obr. 7.21. Základem je jediný kondenzátor, který lze pomocí sady spínačů (spínací sítě) připojit ke kterémukoli článku sestavy a je proto někdy označován jako „létající kondenzátor“ (Flying Capacitor) [11]. U tohoto zapojení existují dva principy řízení. První, jednodušší cyklicky přepojuje kondenzátor mezi všemi články B1 až B(n). Tímto způsobem je z článku s nejvyšším napětím odebráno nejvíce energie a do článku s nejnižším napětím dodáno nejvíce energie. Vyvažování probíhá zcela automaticky bez nutnosti jakéhokoli řízení či měření, jen je nutné zajistit pevnou cyklicky běžící spínací sekvenci pro ovládání spínačů.



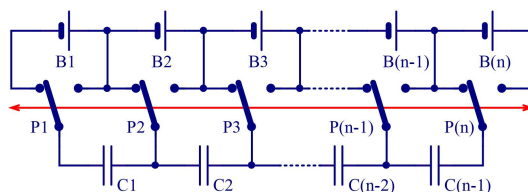
Obr. 7.21 Balancér s jedním přepínaným kondenzátorem (SSC)

Druhou metodou je sofistikovanější řízení na základě měření a porovnání napětí jednotlivých článků, kdy lze rozhodnout, odkud a kam bude energie přenesena. Tímto dojde k významnému zkrácení doby vyvažování, jež je nutná pro vyvážení vzdálených článků obzvláště pokud se vyvažované články nacházejí na opačných koncích sestavy (B1 a B(n)). Metoda vyžaduje pro n -člávkovou sestavu $n+5$ spínačů (každý přepínač je tvořen dvěma spínači). Spínače S1 až S($n+1$) musí být dimenzované na celkové napětí sestavy. U přepínačů P1 a P2 by napětí nemělo být vyšší než maximální napětí článku a mohou tak být na nízké napětí.

7.2.4.2 S přepínanými kondenzátory (STSC)

Single-Tiered Switched Capacitors

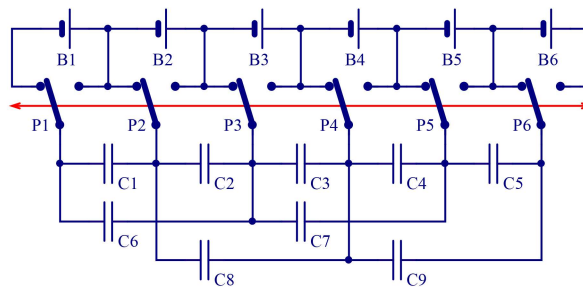
Další zapojení [21; 22] nazývané také jako zapojení s jedním stupněm přepínaných kondenzátorů (STSC – Single-Tiered Switched Capacitors), sdílí jeden kondenzátor vždy se dvěma sousedními články, viz obr. 7.22. Kondenzátory jsou střídavě přepínány mezi těmito články a tak dochází k přelévání energie z článků s vyšším napětím do článků s nižším napětím avšak jen mezi sousedními články. Proces vyvažování je plně automatický a vystačí si s pouhými dvěma stavy spínačů. Stejně jako v předchozím případě s jednodušší metodou řízení, je tato metoda velmi pomalá a neefektivní, pokud jsou vyvažované články hodně vzdálené. Pro n -člávkovou akumulátorovou sestavu vyžaduje $n-1$ kondenzátorů a $2n$ spínačů (každý přepínač je tvořen dvěma spínači).



Obr. 7.22 Balancér s přepínanými kondenzátory (SC, STSC)

7.2.4.3 Se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (DTSC) Double-Tiered Switched Capacitors

Poslední varianta [23; 24; 25] vychází z předchozího zapojení. Cílem je zkrátit dobu vyvažování a zlepšit účinnost při přenosu energie mezi vzdálenými články. Toho je dosaženo přidáním dalších kondenzátorů přemostujících vždy dva články, viz obr. 7.23. Na rozdíl od předešlé metody je náboj přímo přenášen nejen mezi sousedními články, ale i vzdálenějšími články přemostěnými přidanými kondenzátory C6 až C9, tedy ob jeden článek. Jinými slovy je přenos náboje např. mezi článkem B1 a B3 realizován v jednom kroku pomocí kondenzátoru C6, zatímco u předchozí metody je nutné náboj přenést v krocích dvou. Nejprve z článku B1 do B2 s využitím kondenzátoru C1 a poté z článku B2 do B3 s pomocí kondenzátoru C2. Tímto způsobem lze zkrátit potřebný vyvažovací čas na 50 až 25% (dáno velikostí kapacit a jejich poměrem mezi prvním a druhým stupněm) v porovnání s SC metodou [23]. Zapojení vyžaduje pro n -článekovou sestavu $2n$ spínačů a $2n-3$ kondenzátorů. Ostatní vlastnosti jsou shodné s předchozím zapojením.



Obr. 7.23 Balancér se dvěma stupni přepínaných kondenzátorů (DTSC)

U všech výše zmíněných zapojení lze nalézt shodné vlastnosti. Zapojení nabízejí dobrou modularitu, a tak rozšíření či naopak snížení počtu článků nečiní žádný problém. Výhodou je rovněž velice jednoduché řízení, obzvláště v případech automatických řešení, kdy není vyžadováno žádné měření a vyhodnocování napětí, SOC, atd.

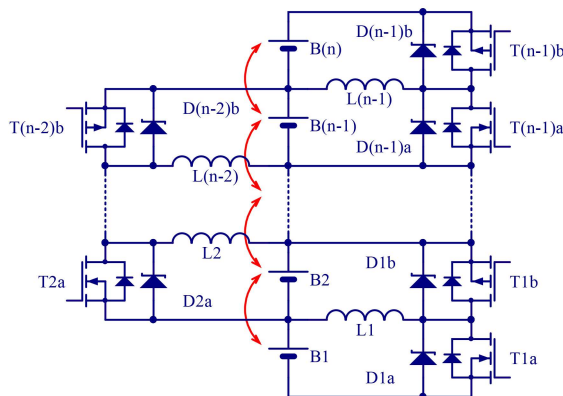
7.2.5 Induktivní balancéry

Induktivní balancéry využívají, jak již bylo zmíněno, cívky (tlumivky) a transformátory. Při vhodné obvodové struktuře není výstupní napětí konvertorů s induktivními prvky limitováno, jako tomu bylo u kapacitních balancérů. Lze tak vyvažovat libovolné články bez ohledu na jejich aktuální napětí (i ze článků s nižším napětím do článků s vyšším napětím). Induktivní balancéry tak představují jediné vhodné řešení pro prediktivní energetické balancování. Jelikož cívky i transformátory lze vyrobit s různým počtem vinutí, nabízejí induktivní balancéry téměř nespočetné množství variant a kombinací zapojení. V této kapitole proto budou uvedeny pouze ta nejpoužívanější zapojení, která budou důležitá i pro nadcházející části práce.

7.2.5.1 S měniči buck-boost (MBB)

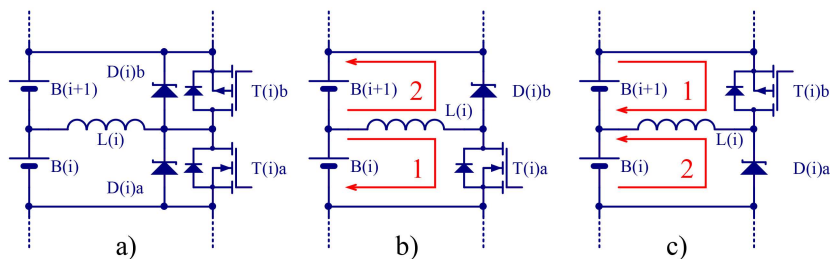
Multiple Buck-Boost

Jedná se o jedno z nejčastěji publikovaných zapojení [19; 26; 27; 28]. Je typickým představitelem balancérů s přeléváním energie mezi sousedními články (kapitola 7.2.1.2) a platí tak pro ni vše co bylo zmíněno. Konvertory jsou typu buck-boost, tzn. že energii lze předávat mezi články bez ohledu na jejich napětí. Metoda bývá v anglické literatuře také označována jako „Current Diverter“. S lehkou modifikací jej používala firma Texas Instruments v rodině svých IO pro bateriový management BQ78PL1xx, kde tuto technologii označovala jako „Power Pump“ [29; 30]. Základní zapojení je na obr. 7.24. V tomto případě jsou konvertory obousměrné (Bidirectional, proto označení metody MBB-B) a umožňují tak přelévání energie oběma směry, tj. z nižších do vyšších i z vyšších do nižších článků sestavy, jak je znázorněno šipkami.



Obr. 7.24 Balancér s obousměrnými konvertory typu buck-boost (MBB-B)

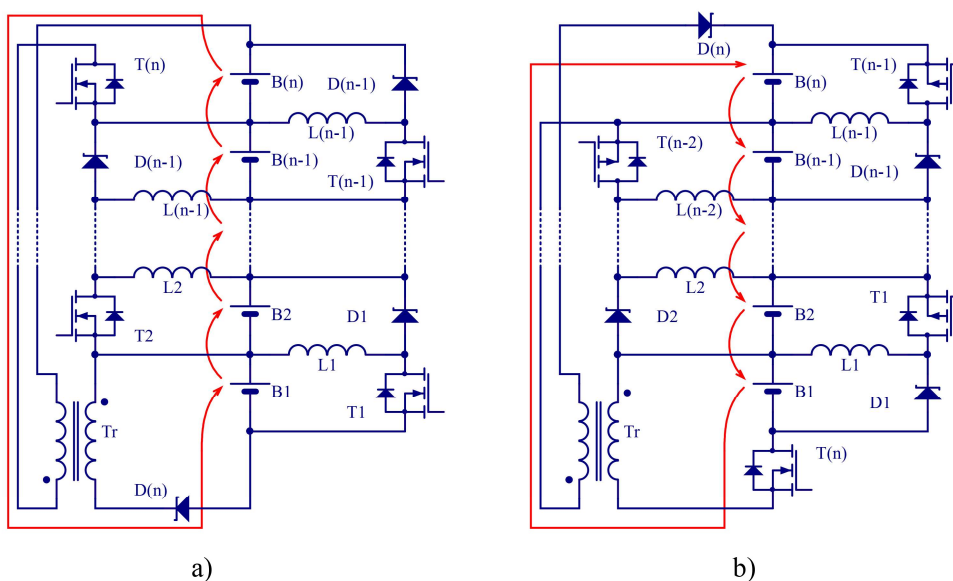
Princip balancéru je znázorněn na následujícím obr. 7.25, který vychází logicky z principu běžného neizolovaného buck-boost měniče s cívkou. Varianta a) je zapojení části balancéru pro dva články. Pokud má být energie předána z článku $B(i)$ do $B(i+1)$, dojde k sepnutí tranzistoru $T(i)a$, část energie článku $B(i)$ je uložena do cívky $L(i)$ (varianta b), smyčka 1). Po rozeznutí tranzistoru $T(i)a$ směr proudu indukčností zůstává zachován a teče jedinou možnou cestou, Schottkyho diodou $D(i)b$ (varianta b), smyčka 2), čímž je energie uložená v cívce předána do článku $B(i+1)$. Pokud má být energie předána opačným směrem, tj. z článku $B(i+1)$ do $B(i)$, postup je naprosto shodný, jen je nejprve sepnut tranzistor $T(i)b$ a po jeho rozeznutí je využita Schottkyho dioda $D(i)a$, viz obr. 7.25 c).



Obr. 7.25 Princip balancéru MBB-B

Z popisu principu je patrné, že při odevzdávání energie z indukčnosti je vždy využívána Schottkyho dioda připojená paralelně k tranzistoru. Napěťový úbytek, který na ní vzniká, tak způsobuje ztráty. Paralelně připojený tranzistor by mohl minimalizovat tyto ztráty svým sepnutím, tj. synchronní usměrnění. Vzhledem k jednoduchosti zapojení však nemáme informaci o směru a hodnotě proudu a tak není možné stanovit přesný okamžik jeho vypnutí. Toto je jeden z problémů nejen tohoto zapojení, ale i mnoha dalších. Je to daň za jednoduché řízení, tak jak bylo popsáno v kapitole 7.2.3, a levné provedení měniče, kterých je nutný velký počet.

Ze zapojení je patrné, že pro n -člávkovou sestavu potřebujeme $n-1$ indukčností a $2n-2$ tranzistorů a diod. Jelikož se jedná o velký počet relativně drahých součástek, používá se častěji zjednodušená verze tohoto zapojení, která je složena jen z jednosměrných měničů (Unidirectional, proto označení MBB-U), které tak vyžadují pouze jeden tranzistor a diodu na článek. Jelikož lze energii předávat buď směrem nahoru, nebo dolů, existují tak dvě varianty tohoto zapojení, viz obr. 7.26.



Obr. 7.26 MBB-U balancér z konverzí směrem nahoru a) a dolů b)

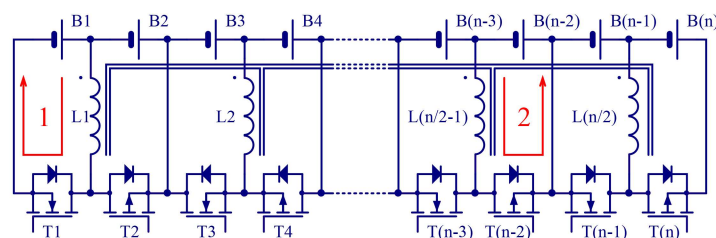
Transformátor Tr je součástí měniče typu flyback pro konverzi energie mezi prvním a posledním článkem sestavy. Tím je dosaženo uzavření jednosměrné smyčky konverze energie mezi články a energie tak může být předávána z libovolného článku sestavy do jiného libovolného článku tak, jak naznačují šipky. Toto provedení tak vyžaduje jen n tranzistorů a diod, $n-1$ indukčností a jeden transformátor.

Účinnost samotného konvertoru se může blížit až k 90%. Avšak účinnost a rychlost (čas) konverze energie mezi požadovanými články je u MBB balancérů závislá na jejich vzdálenosti (počtu konverzí), jak bylo již zmíněno v kapitole 7.2.1.2. SSI balancéry jsou tak vhodné pro sestavy s nižším počtem sériově řazených článků. Další nevýhodou je velký počet indukčností, které bývají velké, těžké a drahé. Velký počet diod a tranzistorů nepředstavuje závažný problém, jelikož pracují s malým napětím, a tak mohou být poměrně malé a levné.

7.2.5.2 S magneticky vázanými měniči buck-boost (MCMBB)

Magnetic Coupled Multiple Buck-Boost

Toto zapojení [27; 31; 32] je kombinací obousměrného buck-boost konvertoru použitého v předchozím zapojení a obousměrného flyback konvertoru, jak lze vidět na obr. 7.27. Oproti předchozímu zapojení však vyžaduje pouze poloviční počet vinutí, která jsou však magneticky vázána. Jinými slovy se nejedná o samostatné cívky (tlumivky), ale všechna vinutí jsou navinuta na jednom společném jádře a tvoří tak transformátor měniče flyback.



Obr. 7.27 Balancér s magneticky vázanými měniči typu buck-boost (MCMBB)

$L1$, $L2$, až $L(n/2)$ jsou magneticky vázaná vinutí transformátoru. Každé z nich je sdíleno dvojicí článků v sestavě. Ta by proto měla mít pro optimální využití sudý počet sériově řazených článků. Každá takováto dvojice článků společně se sdíleným vinutím (např. $B1$, $B2$ a $L1$) tvoří obousměrný buck-boost konvertor, tak jako v předchozím případě (kapitola 7.2.5.1). Ten umožňuje přelévání energie mezi těmito dvěma sousedícími články. Princip činnosti tedy odpovídá popisu z obr. 7.25.

Mírný rozdíl nastává při předávání energie mezi ostatními, především vzdálenějšími, články sestavy, např. mezi článkem $B1$ a $B(n-2)$, jak je znázorněno šipkami (smyčkami) na obr. 7.27.

V prvním kroku dojde k sepnutí tranzistoru T1 korespondujícího článku B1. Proud teče vinutím L1 dle šipky 1, čímž dochází k ukládání energie do jádra transformátoru. Po vypnutí tranzistoru T1 dojde k sepnutí tranzistoru cílového článku, tj. T(n-2) a energie uložená v transformátoru je předána do článku B(n-2) (šipka 2). Je tedy využito principu flyback konvertoru, čímž dochází k výrazné úspoře času a zvýšení účinnosti přenosu energie mezi vzdálenějšími články sestavy. Nicméně je zde jedno omezení. Jelikož je nutné respektovat směr proudu a princip činnosti konvertoru, energie může být přímo předána jen z lichého do sudého či ze sudého do lichého článku a nikoli mezi dvěma lichými či sudými články. Např. pokud má být energie z článku B1 dopravena do článku B3, energie nemůže být předána přímo, nýbrž ve dvou krocích. Nejprve z článku B1 do B2 a po té z B2 do B3 nebo z článku B1 do B4 a následně z B4 do B3.

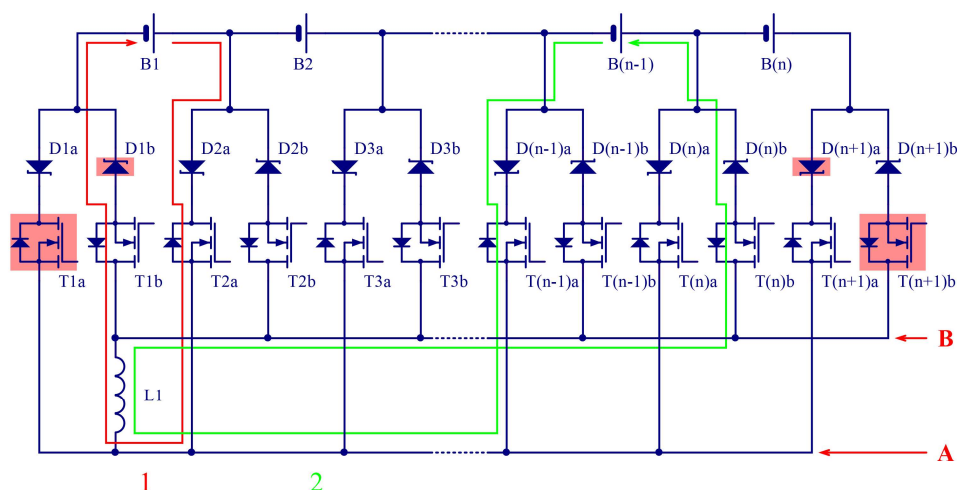
Zapojení umožňuje snížit počet vinutí ($n/2$) a diod (0) v porovnání s předchozí konstrukcí, při zachování funkcionality. Daní za tyto úspory je náhrada jednoduchých cívek za transformátor s více vinutími, který komplikuje modularitu balancéru, tj. snadné rozšíření počtu článků. Jelikož jsou ale všechny poměry vinutí 1:1, je transformátor relativně účinný a malý, což vede k úspoře rozměrů i nákladů. Spínací tranzistory pracují s malým napětím (maximálně dvou článků) a nedochází tak k jejich namáhání vysokým napětím, což dále přispívá k finanční úspoře.

7.2.5.3 S přepínaným měničem buck-boost (MSBB)

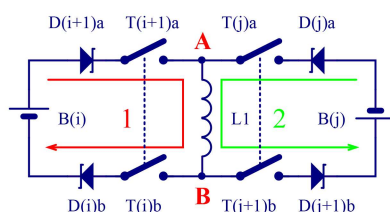
Multi-Switch Buck-Boost

Zapojení [33; 34] opět využívá měnič typu buck-boost. Tentokrát však pouze s jedinou cívkou, která je sdílena mezi všemi články sestavy pomocí sady přepínačů a je proto také označována jako metoda s jednou spínanou cívkou (SSI – Single Switched Inductor), jak lze vidět na obr. 7.28., a je představitelem balancérů s vyvažováním mezi libovolnými dvěma články pomocí přepínací sítě (7.2.1.4). Každý přepínač je obecně tvořen dvojicí spínačů složených z jednoho tranzistoru a diody (např. D1a+T1a a D1b+T1b). Takovýto přepínač zajišťuje nejen činnost konvertoru, tj. předávání energie z článku do indukčnosti a z indukčnosti do jiného článku, ale i správný směr proudu, tedy usměrnění.

Na obr. 7.28 je znázorněn princip činnosti, kdy je energie předávána z článku B1 do B(n-1). V prvním kroku dojde k sepnutí tranzistorů T1b a T2a, čímž se otevře cesta toku proudu z článku B1 do cívky L1, jak znázorňuje červená smyčka 1. Když proud dosáhne určité úrovně, dojde k rozepnutí obou tranzistorů a naopak sepnutí tranzistorů cílového článku B(n-1), tj. T(n-1)a a T(n)b. Proud pokračuje stejným směrem a předává energii akumulovanou v cívce do příslušného článku (zelená smyčka 2). Stejný postup lze aplikovat mezi kterýmikoli články v sestavě.



Obr. 7.28 Balancér s přepínanou indukčností (MSBB) a princip činnosti



Obr. 7.29 Náhradní zapojení balancéru MSBB

Na obr. 7.29 je uvedeno náhradní schéma pro přenos energie mezi dvěma články (i) a (j) v n-člávkové sestavě. Z obrázku je patrné, že proud musí téct vždy přes dvojici diod a spínačů (tranzistorů) v každém režimu činnosti, což způsobuje pokles účinnosti, zvláště při vyšších vyvažovacích proudech. Na druhou stranu diody přinášejí výhodu v bezpečnosti zapojení, kdy zabraňují vzniku zkratu při sepnutí více tranzistorů v jedné větvi (A nebo B). Automaticky je otevřená ta dioda, kde je vyšší napětí ve větvi A a naopak nižší napětí ve větvi B. Dalším rozvojem této myšlenky lze dojít ke zjednodušení zapojení. Jelikož je záporný pól článku B1 nejnižší potenciál a stejně tak kladný pól článku n nejvyšší potenciál, lze vynechat komponenty T1a, D1b, D(n+1)a a T(n+1)b (označeno červeně) bez omezení funkčnosti zapojení. Naopak se ještě více zvýší bezpečnost zapojení, jelikož pokud by nebyla energie z cívky zcela vyčerpána a nebyl by sepnut žádný tranzistor, proud poteče automaticky přes diody D1a a D(n+1)b do celé sestavy. Tím je omezeno riziko nadměrného nárůstu napětí na indukčnosti, které by mohlo vést k poškození některého z tranzistorů.

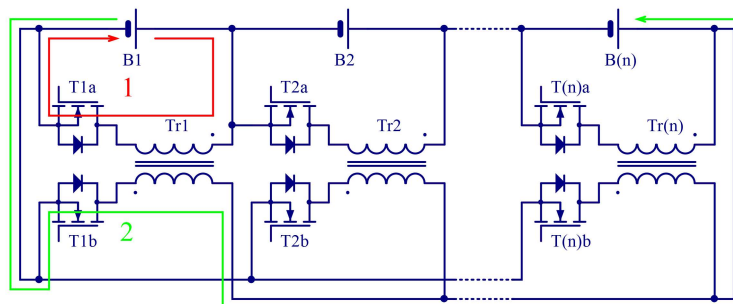
Zapojení vyžaduje velký počet tranzistorů a diod (2n se zjednodušením). Ty musí být navíc schopny pracovat s napětím celé sestavy, což omezuje použití spíše pro menší počty sériově řazených článků. Vzhledem k nezanedbatelným napěťovým úbytkům na diodách nelze toto

zapojení doporučit pro vyšší vyvažovací proudy. Tranzistory a diody tak mohou být relativně malé a levné. Výhodou pak je pouze jedna cívka, dobrá modularita a možnost přímého vyvažování jakýchkoli článků v sestavě a z toho plynoucí rychlost vyvažování.

7.2.5.4 S měniči flyback (MFB)

Multiple FlyBack

Jak z názvu vyplývá, používá tento typ balancéru sadu měničů typu flyback a je proto také označována jako metoda s více transformátory (MT – Multiple Trasformer) [11; 12]. Jelikož se jedná o měnič s transformátorem, usnadňuje pro své izolační vlastnosti mezi vinutími řešení problému vysokých napěťových offsetů mezi články v sestavě. Měnič je navíc velice jednoduchý a je proto často využíván, jak bude patrné dále. Jako první je představen balancér využívající pro každý článek samostatný obousměrný měnič typu flyback (Bidirectional, proto MFB-B), jak lze vidět na obr. 7.30. Měniče jsou na jedné straně připojeny k článkům (primární strana) a jsou tedy spojeny sériově. Na druhé straně jsou pak všechny připojeny k celé sestavě (sekundární strana) a jsou tedy spojeny paralelně. Zapojení tak umožňuje vyvažování oběma směry mezi článkem a celou sestavou, a je tak typickým představitelem tohoto typu balancéru, viz kapitola 7.2.1.1.

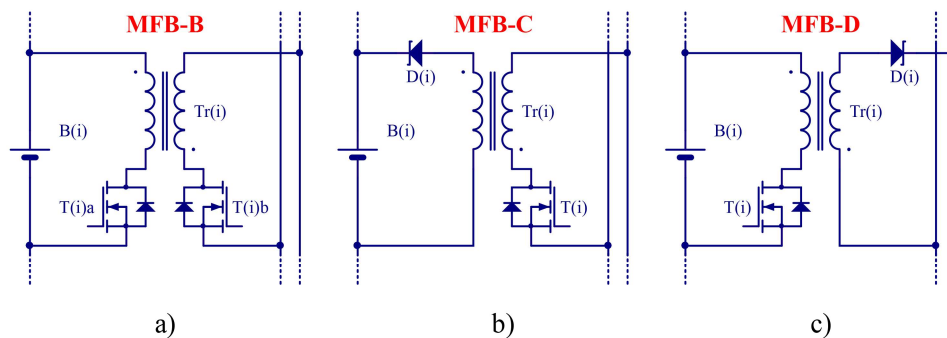


Obr. 7.30 Balancér s měniči typu obousměrný flyback (MFB-B)

Princip činnosti měniče balancéru je zcela analogický k předchozím zapojením. Jako příklad je uvedeno předání energie z článku B1 do sestavy. Po sepnutí příslušného tranzistoru T1a článku B1 teče primárním vinutím transformátoru Tr proud, jak naznačuje červená šipka 1. Dochází k ukládání energie v jádře transformátoru. Po jeho rozepnutí dojde k sepnutí tranzistoru T1b sekundární strany Tr a akumulovaná energie je předána do sestavy, jak naznačuje zelená šipka 2. Jedná se o synchronní režim řízení usměrňovače. Zapojení lze provozovat i asynchronně, tj. s využitím zpětných diod tranzistorů. Pro zvýšení účinnosti je vhodné zapojení doplnit o paralelní Schottkyho diody s menším napěťovým úbytkem. Shodný princip lze aplikovat v opačném směru, tj. ze sestavy do článku, kdy šipky budou mít jen opačné pořadí a směr.

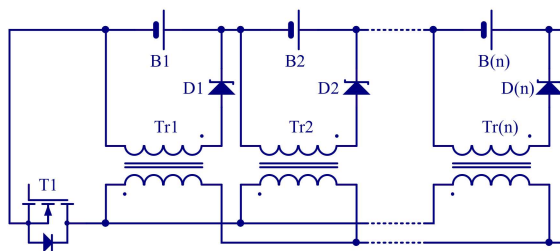
MFB-B balancér vyžaduje n transformátorů a $2n$ tranzistorů. Naštěstí i u tohoto typu balancéru, resp. jeho měniče, existují jeho jednosměrné verze. Ty vzniknou náhradou jednoho

z tranzistorů za diodu, jak je znázorněno na následujícím obr. 7.31 b) a c). Náhradou tranzistoru na primární straně transformátoru (varianta b)) balancér umožňuje jen nabíjení (Charge, proto MFB-C) příslušného článku. Naopak náhradou druhého tranzistoru (varianta c)) balancér umožňuje pouze vybíjení (Discharge, proto MFB-D) příslušného článku. Balancér s jednosměrným měničem pak vyžaduje jen n tranzistorů a diod.



Obr. 7.31 Typy měničů používaných v MFB balancérech

V případech, kdy není vyžadováno individuální řízení každého konvertoru, lze zapojení MFB-C dále zjednodušit, viz obr. 7.32. V zapojení jsou oba konce primárních vinutí transformátorů spojeny paralelně a sada spínačů je nahrazena jedním společným. Vyvažování funguje zcela automaticky (Automatic, proto MFB-A) podle napětí. U článku s nejnižším napětím dojde k dřívějšímu otevření sekundární diody a je tak do něj směrováno více, případně i všechna energie akumulovaná v jádrech transformátorů. Zapojení má velice jednoduchou strukturu s jedním tranzistorem bez napěťového offsetu, a tedy i velmi jednoduché řízení.



Obr. 7.32 MFB auto-balancér (MFB-A)

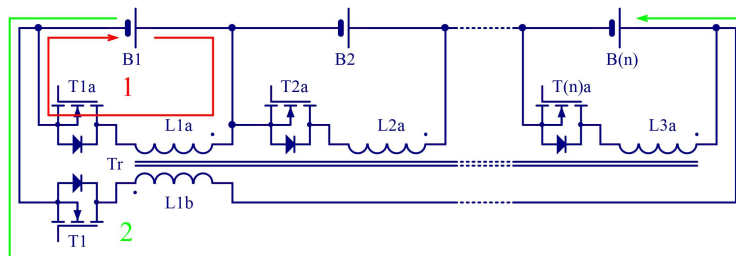
MFB balancéry mají velice dobrou modularitu, jednoduchou strukturu a pro svoje izolační vlastnosti jsou velmi vhodné pro rozsáhlé sestavy s velkým počtem sériově řazených článků. Díky velkému počtu nezávislých měničů umožňují simultánní vyvažování všech článků současně. U varianty MFB-B dokonce libovolným směrem, což přispívá k efektivitě vyvažování. Tranzistory a diody na straně článků mohou pracovat s malým napětím (dáno transformačním poměrem) a jsou tak poměrně levné a malé. To ale již neplatí o tranzistorech a diodách na straně sestavy, které pracují s napětím vyšším, než je napětí sestavy, jsou tak značně namáhány a jsou proto drahé a nákladné. Jelikož je poměr napětí sestavy a článku značný, bude i transformační

poměr transformátorů poměrně velký, což s sebou přináší nevýhodu v podobě jejich větších rozměrů a horší účinnosti [32]. Toto vše vede k tomu, že se jedná o poměrně drahé, rozměrné a nákladné řešení.

Firma Linear Technology využívá princip MFB-B balancéru ve svém řešení aktivního balancéru s řídicím obvodem LTC3300 [20]. Jedná se o stohovatelný (stackable) obvod s možností balancovat sestavy s napětím převyšujícím až 1000V. Každý obvod dokáže vyvažovat až šest článků. IO měří okamžitý proud na obou stranách transformátorů a umožňuje tak synchronní řízení, což spolu s transformátory s velmi nízkou rozptylovou indukčností umožňuje dosáhnout účinnost až 92%. Obvod je ovládán pomocí MCU přes SPI rozhraní.

7.2.5.5 S měničem flyback a transformátorem s více vinutími (MWFB) Multi-Winding FlyBack

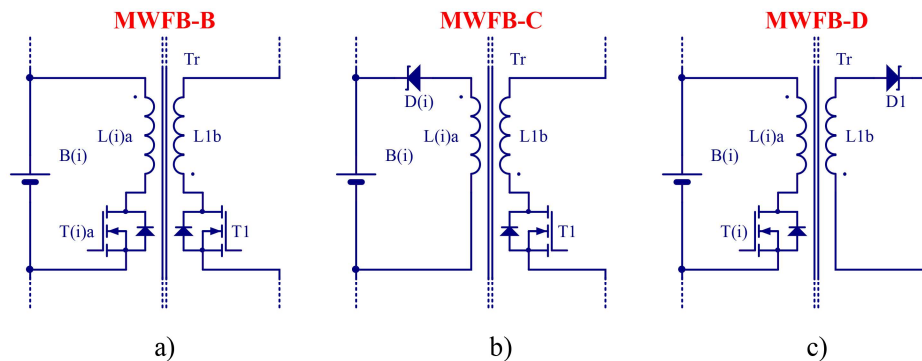
Tento typ balancéru [5; 35; 36; 37] se velice podobá předchozímu řešení, a proto s ním sdílí řadu shodných vlastností. Hlavní rozdíl je v provedení transformátoru, kde je řada nezávislých jednoduchých transformátorů nahrazena jedním velkým transformátorem s větším počtem vinutí, viz obr. 7.33. Metoda je také nazývána jako zapojení se sdíleným transformátorem (shared transformer) nebo s transformátorem s více vinutími (MWT – MultiWindings Transformer). Na obr. 7.33 je opět obousměrné provedení (Bidirectional, proto MWFB-B). Princip činnosti je naprosto shodný s předchozím řešením, viz kapitola 7.2.5.4. Hlavní rozdíl spočívá v principu přenosu energie mezi řadou primárních vinutí a jedním sekundárním vinutím, kde je využito magnetické vazby společného transformátoru namísto vazby elektrické.



Obr. 7.33 Balancér s měničem typu obousměrný flyback a transformátorem s více vinutími (MWFB-B)

MWFB-B balancér vyžaduje $n+1$ vinutí a tranzistorů. I zde ale existuje jednodušší jednosměrná verze a opět ve dvou variantách. Náhradou tranzistoru na primární straně transformátoru (obr. 7.34 b)) balancér umožňuje jen nabíjení (Charge, proto MWFB-C) příslušného článku. Tato varianta má pouze jeden tranzistor a funkčně tak odpovídá zapojení MFB-A, tj. auto-balancéru. Opět je využíváno vlastností transformátoru, který umožňuje automatické vyvažování napětí. Zapojení by tedy mohlo být označeno i MWFB-A (Automatic).

Naopak náhradou druhého tranzistoru (varianta c)) balancér umožňuje pouze vybíjení (Discharge, proto MWFB-D) příslušného článku. Dojde tak k úspoře pouze jednoho tranzistoru.



Obr. 7.34 Typy měničů používaných v MWFB balancérech

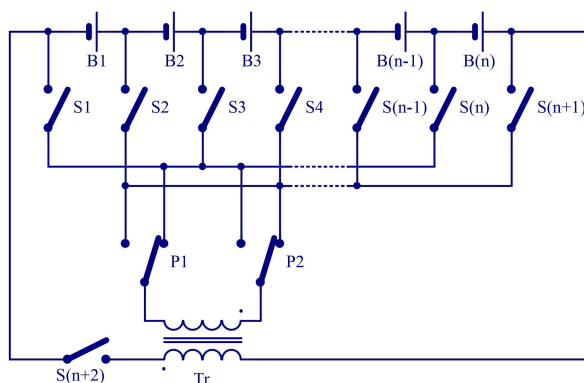
MWFB balancéry mají, jak již bylo zmíněno, většinu vlastností shodnou s MFB balancéry. Budou proto zmíněny jen rozdíly. Jelikož MWFB balancér nevyužívá absolutně nezávislé měniče, ale jen jeden sdružený měnič s možností volby primárního (MWFB-B, MWFB-D) resp. sekundárního vinutí (ostatní varianty), není možné simultánní vyvažování všech článků současně, ale vždy jen jednoho, což zpomaluje proces vyvažování. Použití transformátoru s více vinutími komplikuje modularitu zapojení. Na druhou stranu je celkový počet vinutí nižší, stejně tak počet tranzistorů a diod, což významně redukuje výslednou cenu.

Výše zmíněný obvod firmy Linear Technology LTC3300 umožňuje pracovat i s jedním transformátorem s více vinutími [20] a lze jej tak využít i pro konstrukci balancéru MWFB-B.

7.2.5.6 S přepínaným měničem flyback (MSFB)

Multi-Switch FlyBack

Balancér s přepínaným měničem flyback [11; 12], též nazývaný jako zapojení s transformátorem s jednoduchým vinutím (SST – Single-Winding Transformer) nebo zapojení s přepínaným transformátorem (ST – Switched Transformer), využívá pouze jeden měnič typu flyback s jedním transformátorem, který je sdílen mezi všemi články sestavy pomocí sady přepínačů (multiplexoru), jak lze vidět na obr. 7.35. Tentokrát je zapojení uvedeno v obecné formě s přepínači, jelikož se jejich konstrukce může dosti lišit (dáno požadavky). Sada přepínačů $S1-S(n+1)$ zajišťuje připojení vyvažovaného článku k transformátoru Tr přes usměrňovač tvořený přepínači $P1$ a $P2$. Konvertor může být opět obousměrný (MSFB-B), jednosměrný nabíjecí (MSFB-C) nebo jednosměrný vybíjecí (MSFB-D) stejně, jako u MFB balancéru.



Obr. 7.35 Balancér s přepínaným měničem typu flyback (MSFB)

Výhodou zapojení je pouze jeden transformátor, výhoda je ovšem vykoupena velkým množstvím spínačů ($n+6$), z nichž většina ($n+2$) musí pracovat s napětím celé sestavy. Další nevýhodou oproti MFB balancéru je nemožnost simultánního vyvažování všech článků sestavy a není tedy tak výkonný a rychlý.

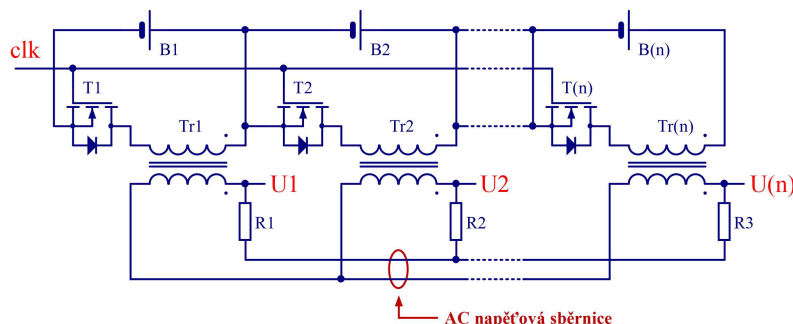
Podobně koncipovaný balancér představila firma Texas Instruments. Na rozdíl od IO LTC3300 se však nejedná pouze o jeden, ale kombinaci tří obvodů EMB14xxQ, z nichž každý plní jiný úkol. Konverze energie probíhá, shodně jako v přechodím případě, mezi článkem a celou sestavou. Řešení využívá pouze jeden obousměrný synchronní konvertor, avšak nikoli typu flyback, ale typu propustný měnič (forward) realizovaný obvodem EMB1499Q [38]. Ten může obsluhovat skupinu až sedmi článků, mezi kterými je sdílen pomocí multiplexoru. Ten je tvořen skupinou MOSFET spínačů (anti-sériově propojené MOSFET tranzistory) buzenými obvodem EMB1428Q [39]. Jelikož je vždy jen jeden spínač na článek a tudíž výstupní napětí multiplexoru mění polaritu, obvod také zajišťuje změnu výstupní polarity (usměrnění) aktivním usměrňovačem. Maximální počet článků v sestavě je 14, což odpovídá dvěma konvertorům a dvěma multiplexorům. Celý balancér lze ještě doplnit o obvod pro měření všech 14 napětí jednotlivých článků v sestavě EMB1432Q [40]. V porovnání s řešením s LTC3300 představuje rozměrově, váhově i cenově přijatelnější řešení. Nicméně i tak vyžaduje nejen velké množství IO, ale i MOSFET tranzistorů, ochranných prvků, aj. IO jsou navíc v poměrně rozměrných pouzdrech.

7.2.5.7 S propustnými měniči a AC napěťovou sběrnici (ACLMFW)

AC Linked Multiple ForWard

Tento balancér představuje unikátní konstrukci, která byla vyvinuta společností Aeroflex v kooperaci se společností Boeing pro kosmické účely [41; 42]. Na následujícím obr. 7.36 je schéma zapojení. Balancér využívá obousměrné rezonanční propustné (forward) DC-AC měniče,

které jsou označovány jako bilaterální měniče. Primární strany jsou připojeny k článkům a sekundární jsou propojeny paralelně a tvoří tak AC napěťovou sběrnici (AC share bus). Zapojení je typickým představitelem balancérů s vyvažováním mezi libovolnými články s pomocí napěťové sběrnice 7.2.1.3.



Obr. 7.36 Balancér s propustnými měniči a AC napěťovou sběrnici (ACLMFW)

Pokud jsou všechny články naprosto perfektně vyváženy, neteče konvertory žádný proud, a tedy neteče ani žádný vyvažovací proud z/do článků. Pokud je sestava rozvážená, je napětí některých článků nižší a jiných naopak vyšší, než je střední hodnota napětí článků. V tomto případě teče proud ze článků s napětím vyšším, než je střední hodnota směrem do článků s napětí nižším, než je střední hodnota. Každý konvertor je připojen ke sběrnici přes odpor typicky 1Ω . Tento odpor omezuje vyvažovací proud. Články si lze na sekundární straně představit, jako by byly propojeny paralelně právě přes tyto odpory, viz obr. 7.7.

Balancér je určen pro kontinuální provoz, kdy jsou články kontinuálně vyvažovány a nehrozí tak jejich velké rozvážení, což eliminuje tok vysokých vyvažovacích proudů a přispívá tak k dobré účinnosti. Výstupy $U_1-U(n)$ jsou využívány pro monitorování napětí článků. Tranzistory pracují s malým napětím a jsou ovládány jedním společným hodinovým signálem clk (clock). Zapojení je velmi jednoduché, robustní a spolehlivé. Nevýhodou je jen velký počet transformátorů, ty jsou v tomto případě realizovány planární technologií. Pro řízení jsou využity zákaznické integrované obvody (ASIC – Application Specific Integrated Circuit).

7.2.6 Souhrnné porovnání vlastností aktivních balancérů

V následující tabulce jsou shrnuty nejpodstatnější výše diskutované vlastnosti aktivních balancérů, jako je počet cívek (L), kondenzátorů (C), transformátorů (Tr), vinutí (V), diod (D), spínačů (S) a tranzistorů (T). Ač jsou spínače složeny z tranzistorů a diod, jejich přesný počet a kombinace je dosti aplikačně závislá. Toto je důvod, proč nejsou zahrnuty přesné počty T a D namísto S. Dále je v tabulce zmíněn počet tranzistorů nebo spínačů namáhaných vysokým napětím (Vysoko-Napěťový Stres Spínačů, Tranzistorů - VNS S, T). Dalším parametrem je

možnost prediktivního balancování (Pred. bal.), tj. možnost vyvažovat bez ohledu na napětí vyvažovaných článků. Posledním parametrem je možnost simultánního vyvažování všech článků v sestavě (Sim.).

Tab. 2 Porovnání vlastností aktivních balancérů

	Typ	L	C	Tr	V	D	S	T	VNS S, T	Pred. bal.	Sim.
Kap.	SSC	0	1	0	0	-	n+5	-	n+1	N	N
	STSC	0	n-1	0	0	-	2n	-	0	N	A
	DTSC	0	2n-3	0	0	-	2n	-	0	N	A
Induktivní	MBB-B	n-1	0	0	n-1	2n-2	-	2n-2	0	A	A
	MBB-U	n-1	0	1	n+1	n	-	n	0	A	A
	MCMBB	0	0	1	n/2	0	-	n	0	A	N
	MSBB	1	0	0	1	2n	-	2n	2n	A	N
	MFB-B	0	0	n	2n	2n*	-	2n	n	A	A
	MFB-C	0	0	n	2n	n	-	n	n	A	A
	MFB-D	0	0	n	2n	n	-	n	0	A	A
	MFB-A	0	0	n	2n	n	-	1	1	N	A
	MWFB-B	0	0	1	n+1	2+1*	-	n+1	1	A	N
	MWFB-C(A)	0	0	1	n+1	n	-	1	1	N	N
	MWFB-D	0	0	1	n+1	1	-	n	0	A	N
	MSFB	0	0	1	2	-	n+6	-	n+2	A	N
	ACLMFW	0	0	n	2n	0	-	n	0	N	A

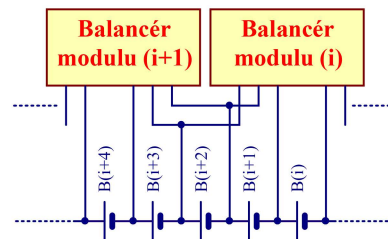
* jen pro pasivní usměrnění; A – Ano; N – Ne

7.3 Vyvažování rozsáhlých sestav

U rozsáhlých sestav čítajících stovky, tisíce a více článků, je běžné dělení do menších bloků neboli modulů. S moduly se pak zachází jako s většími články a stejně jako u článků se u nich projevují rozdílné tepelné vlastnosti, samovybíjení, stárnutí, atd. Výhodou modulů je také snazší údržba, kdy lze některý modul při závadě nahradit. Tím ale dojde ke kombinaci starých a nových modulů, které se mohou značně lišit svými parametry. Pokud tedy máme sestavu složenou z modulů, je nutné řešit nejen vyvažování článků uvnitř modulů, ale i vyvažování samotných modulů.

Jedním ze způsobů vyvažování modulů je umožnit přístup balancéru uvnitř modulu alespoň k jednomu článku sousedního modulu, čímž vznikne cesta pro předání energie mezi přilehlými moduly. Balancéry se v podstatě překrývají alespoň u jednoho článku, viz obr. 7.37. Překrytí pouze u jednoho článku je ale velmi neefektivní, jelikož energie musí být předána do jediného článku a následně redistribuována do celého modulu. Čím větší bude překrytí, tím rychleji

a efektivněji bude vyvažování modulů fungovat. Např. obvod LTC3300 umožňuje překrytí s až 6 sousedními články na sekundární straně transformátoru [20].



Obr. 7.37 Princip překrytí balancérů u jednoho článku

Jiným, efektivnějším a rychlejším způsobem je použití nezávislého balancéru pro moduly tzv. modul-balancéru. Modul-balancéry využívají běžné výše představené metody vyvažování, jen místo článků vyvažují celé moduly.

7.4 Alternativní využití balancérů

Balancéry představují ze svého principu sériovou strukturu připojenou paralelně k sériové sestavě článků. Mnohé z nich jsou schopny toto sériové propojení transformovat na paralelní, jak bylo zmíněno v kapitole 7.2 na obr. 7.7. Tuto vlastnost lze využít nejen k vyvažování, ale i k měření napětí jednotlivých článků. Dojde tak ke sdružení systému vyvažování a měření napětí do jednoho, čímž se sníží náklady i rozměry. Velice dobře je tento způsob aplikovatelný na metody využívající transformátory, na jejichž sekundární straně je měřitelné napětí jednoho článku obvykle proti zemi, jak bylo zmíněno v kapitole 7.2.5.7. Jiným příkladem jsou konstrukce s přepínací sítí (multiplexorem), na jejímž výstupu je k dispozici napětí jednoho článku avšak s různým napěťovým offsetem daným pozicí článku v sestavě.

Dalším příkladem je diagnostika přírodních měřících a vyvažovacích vodičů do BMS, která je využívána u pasivních balancérů. Měřící vstupy BMS pro měření napětí článků mají většinou vysokou vstupní impedanci a tak při přerušení některého vodiče vůbec nemusí dojít k rozpoznání této závady. Tyto vodiče často bývají používány i pro pasivní balancér. Jednoduchým připojením vyvažovacího rezistoru tak dojde k zatížení daného vstupu. Měřením napětí při vhodné kombinaci zatížení (dáno typem balancéru) lze přesně stanovit, který z vodičů je vadný. Tento postup umožňuje odhalit i závady, kdy je odpor vodiče dostatečně malý pro měření napětí, avšak ne pro vyvažování. Taková závada by se pravděpodobně projevila až postupem času.

8 Návrh vlastního balancéru

Z předchozích kapitol již víme, že balancér může obsahovat samostatný konvertor pro každý článek v sestavě, či méně konvertorů (i jen jeden) s vhodným propojením resp. multiplexem. Právě volba vhodné struktury balancéru ovlivňuje nejen jeho výsledný výkon, ale i se zásadní měrou podílí na jeho výsledné ceně a rozměrech. Jinými slovy lze říct, že se nelze při výběru vhodného typu balancéru soustředit pouze na jeho výkonnostní parametry, jako je výkon, rychlost, účinnost, ale je nutné zohlednit i cíl aplikace a najít tak vhodný kompromis či vyváženost výkonu balancéru k dané aplikaci. Jako názorný příklad byla vybrána aplikace aktivního balancéru pro akumulátor elektricky asistovaného kola. Tento návrh vznikl pouze jako studie s cílem zjistit současný stav a možnosti dostupné balancovací techniky a navrhnout vhodné řešení právě s ohledem na danou aplikaci splňující následující zadání.

8.1 Požadavky

Cílovou aplikací je jízdní kolo s elektrickou asistencí. To používá k pohonu elektrický motor s permanentními magnety BLDC, jehož maximální výkon resp. příkon je omezen na 250W. Napájení zajišťuje Li-ion akumulátor s konfigurací 10S5P a jmenovitou kapacitou 12500mAh.

Požadované vlastnosti balancéru:

1. Konfigurace akumulátoru 10S5P
2. Maximální jednoduchost, nízká cena a malé rozměry
3. Maximální kompenzovaná neshoda kapacit 10%
4. Dobrá modularita - snadná změna počtu článků
5. Maximální účinnost předávání energie mezi články
6. Možnost prediktivního vyvažování

8.2 Vyvažovací proud balancéru

Jedním z hlavních parametrů aktivního balancéru je jeho výkon resp. balancovací proud, jak bylo uvedeno v kapitole 7.2.2. Ten je dán kapacitou akumulátoru, maximální kompenzovanou neshodou kapacit a vybíjecím proudem. Nabíjecí proud je obvykle výrazně nižší a výkonové dimenzování s ohledem na vybíjecí proud tak bez problémů splní požadavky i na proud nabíjecí. Dle zadání by balancér měl být schopen kompenzovat 10% neshodu kapacit. Pro jmenovitou kapacitu 12,5Ah odpovídá 10% neshoda maximální kompenzovatelné odchylce kapacity $\Delta Q_k = 1,25\text{Ah}$. Při příkonu motoru $P = 250\text{W}$ a jmenovitém napětí akumulátoru $U_j = 36\text{V}$ ($10 \times 3,6\text{V}$) bude jmenovitý proud I_j zhruba 7A, což odpovídá 0,56C, viz výpočet (8.1).

$$I_j = \frac{P}{U_j} = \frac{250}{36} = 6,94 \approx 7A \equiv \frac{7}{12,5} = 0,56C \quad (8.1)$$

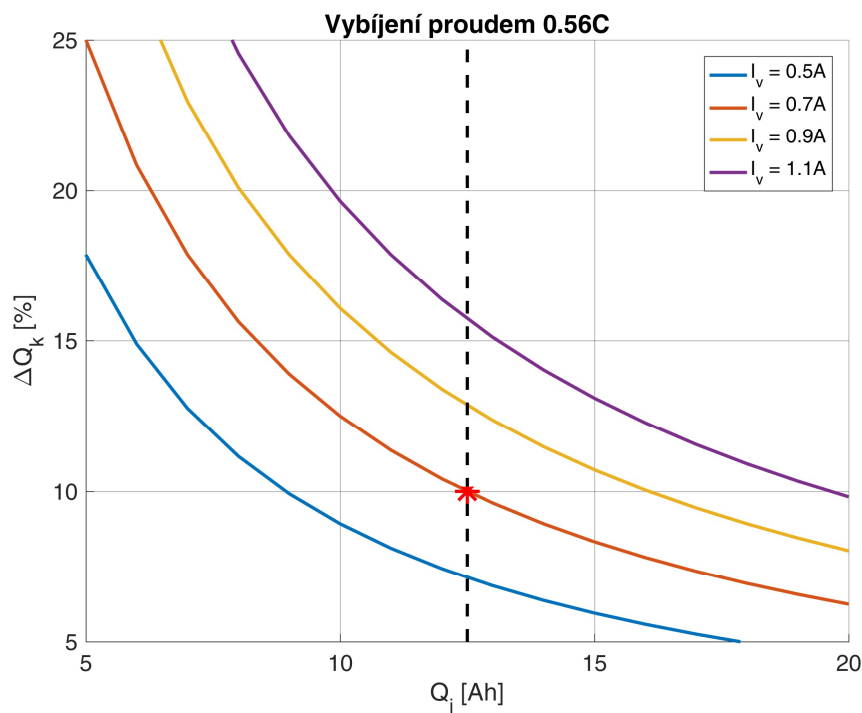
Ze jmenovitého proudu I_j a jmenovité kapacity Q_j lze stanovit čas vybití t_{vyb} (8.2).

$$t_{vyb} = \frac{Q_j}{I_j} = \frac{12,5}{7} = 1,79h \quad (8.2)$$

Při prediktivním vyvažování bude akumulátor balancován stejnou dobu ($t_{vyb} = t_v$) a lze tedy ze známé kompenzovatelné odchylky kapacity ΔQ_k stanovit vyvažovací proud I_v (8.3).

$$I_v = \frac{\Delta Q_k}{t_v} = \frac{\Delta Q_k}{t_{vyb}} = \frac{1,25}{1,79} = 0,7A \quad (8.3)$$

Následující obr. 8.1 znázorňuje schopnost balancéru vyvažovat neshodu kapacit v závislosti na kapacitě akumulátoru a vyvažovacím proudem při vybití proudem 0,56C. Červenou hvězdičkou je znázorněn výše vypočtený případ, kdy je pro 12,5Ah kapacitu akumulátoru a 10% neshodu kapacit nutné použít vyvažovací proud 0,7A.



Obr. 8.1 Kompenzace neshody kapacit pro aktivní balancér a vybíjecí proud 0.56C

Uvedený výpočet nebere v potaz účinnost ani strukturu balancéru, která v tuto chvíli není známa. Hodnota je však důležitá pro volbu vhodné struktury balancéru. Výpočet dále uvažuje maximální možný příkon 250W, který by musel být odebírán po celou dobu jízdy, což příliš neodpovídá reálnému použití. Ve skutečnosti bude průměrný příkon motoru výrazně nižší, a tedy čas potřebný pro vyvážení bude delší. Uvažovaný proud 0,7A (na článek) je tak pro danou aplikaci naddimenzován a lze tedy předpokládat úspěšné vyvážení výrazně větší neshody kapacit. Rovněž je možné bez problémů uvažovat použití shodného řešení v akumulátoru s větší kapacitou.

8.3 Volba zapojení

Nyní, když mám k dispozici veškeré potřebné informace a požadavky, lze přistoupit k volbě zapojení (struktury) balancéru, při které budou uplatněny poznatky z předchozích kapitol. Požadovaný výkon, účinnost a prediktivní balancování umožňují jen induktivní metody, lze tedy rovnou vypustit všechny kapacitní metody (kapitola 7.2.4). Jelikož je požadována dobrá modularita, nelze tak použít ani metody s transformátorem s více vinutími (kapitoly 7.2.5.2 a 7.2.5.5). Aby bylo možné dosáhnout dobré účinnosti, je nutné mít nejen účinný konvertor, ale i vhodnou strukturu balancéru tak, aby cesta přenosu energie mezi vyvažovanými články byla co nejkratší, tzn. co nejmenší počet konverzí. Toto kritérium nesplňují balancéry s vyvažováním mezi sousedními články (kapitola 7.2.1). Pro prediktivní vyvažování, je nutné zajistit přenos energie bez ohledu na aktuální napětí článků. Nelze tedy použít autonomní (automatické) balancéry, které ze své hardwarové podstaty vyvažují napětíovou nevyváženost. Tím se výběr zúžil jen na induktivní vyvažovače s přepínací sítí (multiplexorem) nebo nezávislými transformátory a nejlépe s obousměrnými konvertory a synchronním usměrněním pro co nejlepší účinnost a rychlost vyvažování.

V současné době (2016) existují v podstatě jen dvě integrovaná řešení, která již byla zmíněna. Prvním z nich je IO LTC3300 představený v kapitole 7.2.5.4. Ten především pro své vysoké cenové a rozměrové požadavky [43] nepředstavuje vhodné řešení, a to i přes své nesporné kvality v podobě vysoké účinnosti a výkonu a v celku jednoduchého zapojení a řízení. Právě použitý IO, který na svém čipu obsahuje složitá obvodová řešení, stojí za těmito výbornými parametry, které jsou tak v podstatě nedostižné použitím diskrétního řešení.

Druhé řešení s obvody EMB14xx bylo zmíněno v kapitole 7.2.5.7. Ačkoli by se mohlo zdát, že je toto řešení výrazně jednodušší než předchozí, není to zcela pravda. Celý balancér vyžaduje nejen velké množství IO ale i výkonových tranzistorů, ochranných prvků, atd. IO jsou navíc v poměrně rozměrných pouzdrech [44]. Celé řešení lze proto označit jako stále relativně nákladné

a rozměrné. Navíc v době psaní tohoto textu (2016) se jednalo o poměrně nové, nevyzkoušené a i hůře dostupné řešení.

Vzhledem k výše uvedeným okolnostem byla shledána obě dostupná integrovaná řešení jako nevhodná pro danou aplikaci. Pro názornost jsou výše zmíněné nároky obou variant shrnuty v následující tab. 3.

Tab. 3 Porovnání hw nároků dostupných balancérů s IO pro 10S sestavu

Typ součástky	LTC3300	EMB14xx
Tranzistory	20	24
Transformátory	10	2
Indukčnosti	0	2
IO	2 x LTC3300	2 x EMB1499 + 2 x EMB1428

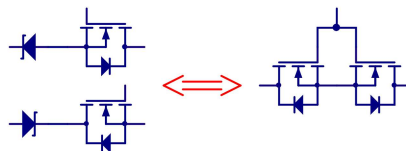
Z tohoto důvodu byl zvolen balancér vlastní konstrukce. U balancérů s nezávislými transformátory jsou rozměry a cena dány především hardwarovým řešením výkonové části balancéru a nelze je tak výrazně zmenšit a zlevnit (v porovnání s LTC3300). Vzhledem k tomuto nejsou ani jiná řešení s nezávislými transformátory vhodná. Jako jediné vhodné řešení tak připadá balancér s multiplexorem. Mimo nevýhody tohoto uspořádání (velký počet tranzistorů, atd.), které již byli diskutovány v kapitolách 7.2.1.4, 7.2.5.3 a 7.2.5.6, je nejzásadnějším problémem velikost požadovaného vyvažovacího proudu I_v . Jelikož je měnič jen jeden a je sdílen mezi více články pomocí multiplexoru, je i jeho výkon resp. vyvažovací proud rovnoměrně rozdělen mezi vyvažované články. Vztah pro výpočet požadovaného proudu byl odvozen v kapitole 7.2.2. Pro případ maximální kompenzované neshody 10% (1,25Ah) je nutné počítat s trvalým vyvažovacím proudem $I_{vmax} = 1,75A$ (viz výpočet (8.4)), což je hodnota, kterou by nemělo být problém dosáhnout.

$$I_{vmax} = \frac{nI_v}{4} = \frac{10 \cdot 0,7}{4} \approx 1,75A \quad (8.4)$$

Naopak je nutné vyzdvihnout výhody toho řešení. Vzhledem k tomu, že je konvertor sdílen mezi články, je balancér schopen vyvážit mnohem větší neshodu kapacit než je ΔQ_k u některého ze článků sestavy. Celková vyvažovaná kapacita může být až $1,75A \times 1,79h \approx 3Ah$. Jelikož zapojení vyžaduje pouze jeden měnič, může tak být složitější a využívat sofistikovanější metody řízení a měření pro dosažení co nejlepších parametrů při zachování příznivého poměru ceny a výkonu. Je tak možná snadná realizace metody synchronního obousměrného řízení konvertoru (synchronního usměrnění) nebo přesné měření z/do článku odebrané/dodané kapacity, což je

naprosto klíčové nejen pro dosažení vysoké účinnosti, ale především pro implementaci algoritmu prediktivního řízení balancéru, viz kapitola 6.2.

Navrhovaný balancér bude tedy určitě obsahovat multiplexor. Zapojení multiplexoru z obr. 7.28 v kapitole 7.2.5.3. plní nejen funkci vstupního přepínače napětí článků, ale i funkci spínače spínaného měniče. Je to logický krok, jelikož cívka je schopna akumulovat jen relativně malé množství energie a je proto rychle přepínána mezi dvojicí vyvažovaných článků. Takovéto řízení však vyžaduje velké množství rychlých a relativně nákladných budičů tranzistorů tvořících spínače multiplexoru. Aby se zamezilo ztrátám vlivem úbytků napětí na diodách, každý spínač, který byl původně tvořen diodou a tranzistorem, by měl být nahrazen synchronním obousměrným spínačem, viz obr. 8.2. Jak je patrné, tranzistory mají hradla (Gate) spojena paralelně, což umožňuje jejich ovládání jedním společným napětím. To na druhou stranu zvětšuje kapacitu, kterou je nutné při každém sepnutí/vypnutí nabít/vybit. Tato kapacita je při požadavku na nízký odpor v sepnutém stavu R_{DSon} poměrně značná a způsobuje tak značné dynamické (spínací) ztráty konvertoru úměrné kapacitě, spínací frekvenci a ovládacímu napětí.



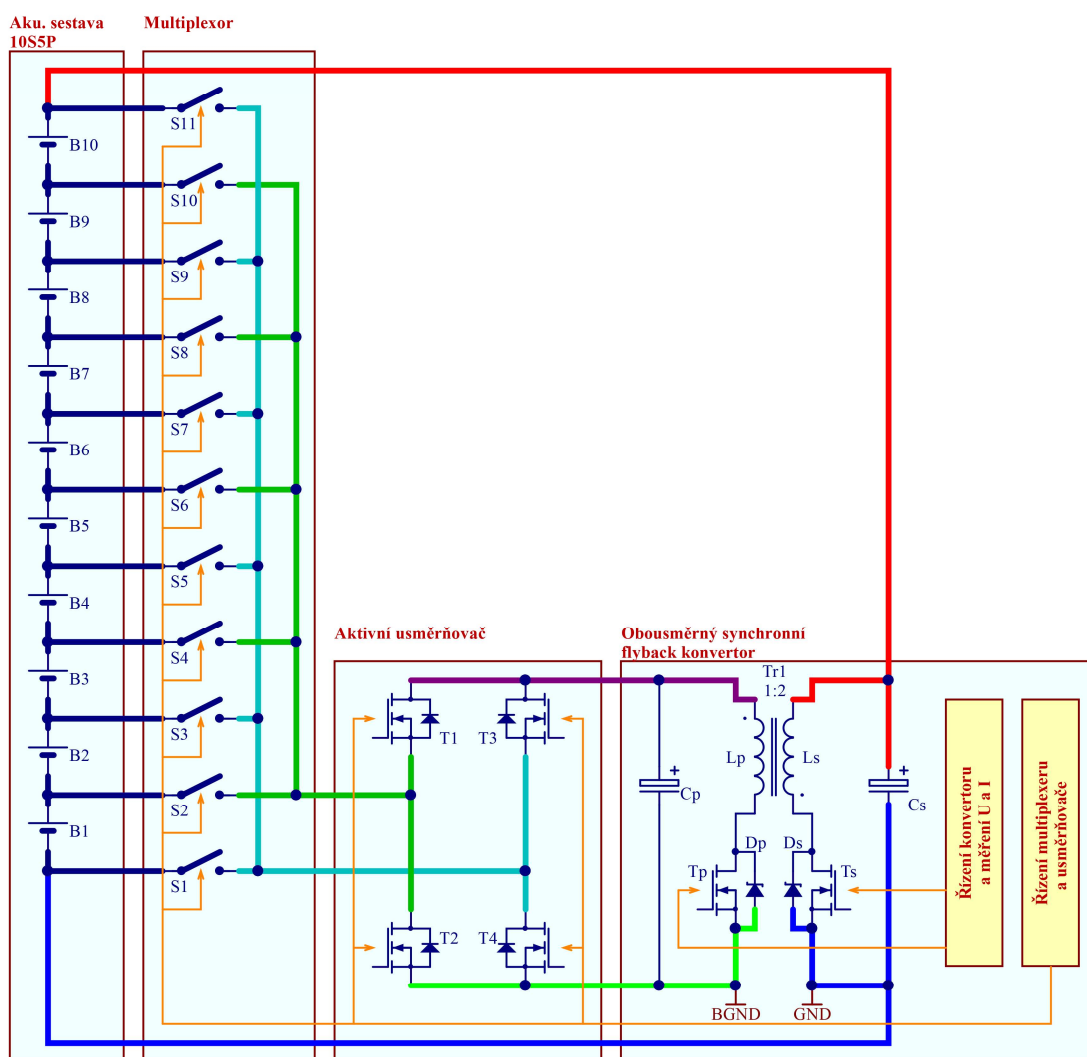
Obr. 8.2 Náhrada synchronním obousměrným spínačem

Mojí snahou je eliminovat tyto ztráty. Nejlepším řešením je odstranit je úplně, nebo téměř úplně. Toho je možné dosáhnout jen v případě, kdy je funkce multiplexoru a spínače konvertoru oddělena. Multiplexor pak slouží jen pro výběr vyvažovaného článku, přičemž výběr musí trvat delší dobu. Tím se omezí spínací ztráty. Aby toto bylo možné, je nutné zajistit dostatečnou akumulační schopnost akumulačního prvku měniče nebo musí být měnič schopen předávat energii na svém druhém vstupu/výstupu jiný způsobem. Jednou z možností je např. použití obousměrného buck-boost konvertoru a malého akumulátoru či superkapacitoru, který by vyřešil problém potřebné akumulační schopnosti. Akumulátory však nejsou schopné dodávat, resp. odebírat dostatečné proudy (malý nabíjecí proud). Superkapacitory v přijatelné cenové relaci a rozměrech mají zase malou kapacitu, resp. malou akumulovanou energii, což způsobuje problémy s jejich životností a to i přes to, že udávaný počet cyklů je výrazně větší ($5 \times 10^5 - 10^6$) než u akumulátorů. Nejzásadnějším problémem je jejich malé napětí, což vede ke značným proudům a tedy ztrátám. Druhým způsobem je zajistit jinou cestu pro tok energie ze článku. Ten existuje v podstatě jediný a to mezi článkem a sestavou. Z tohoto důvodu byl zvolen přepínaný měnič flyback (MSFB), viz kapitola 7.2.5.6, kde je popsán princip činnosti. Z hlediska účinnosti odpovídá tato topologie blokovému schématu z obr. 7.8 v kapitole 7.2.1.1. Účinnost balancéru je

tedy závislá na počtu článků a je dána vztahem (7.13) při vybíjení a (7.18) při nabíjení vybraného článku. Výhodou je jednoduchost zapojení, dobrá modularita a možnost snadného tvoření a propojování modulů. To se provádí sdílením určitého počtu článků dvěma sousedícími transformátory, jak bylo popsáno v kapitole 7.3.

8.4 Zapojení balancéru

Na následujícím obr. 8.3 je blokové schéma celého balancéru. Ten je složen ze tří větších bloků: multiplexoru, aktivního usměrňovače a obousměrného synchronního flyback konvertoru. Jejich klíčové části budou podrobně popsány v následujících kapitolách. Balancér je součástí rozsáhlejšího BMS, který zajišťuje měření napětí článků, teplot, ochranné funkce, atd.

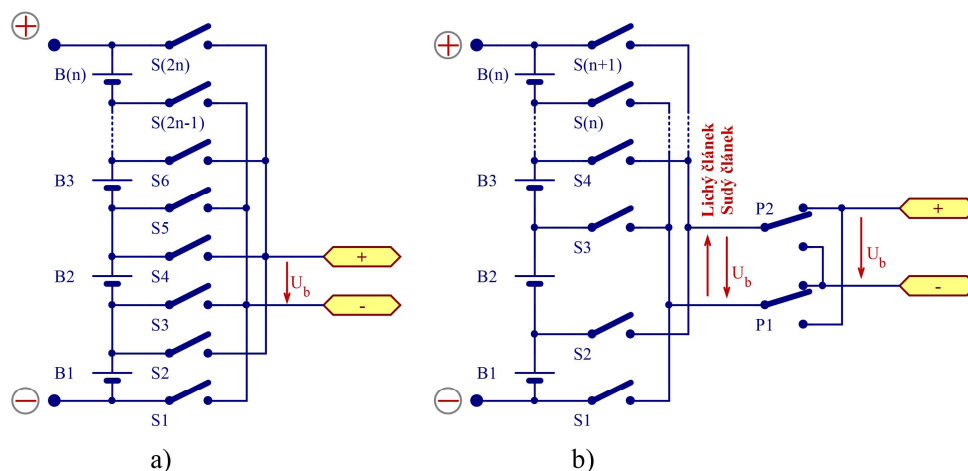


Obr. 8.3 Blokové schéma balancéru pro 10S sestavu

8.4.1 Multiplexor

Vstupní multiplexor lze zapojit dvěma způsoby, viz obr. 8.4. Varianta a) odpovídá zapojení multiplexoru ze zapojení balancéru v kapitole 7.2.5.3. Zde jsou použity vždy dva spínače pro

každý článek v sestavě, tzn. $2n$ spínačů pro n -článekovou sestavu. Při sepnutí příslušné dvojice spínačů korespondujícího článku má výstupní napětí multiplexoru vždy stejný směr.

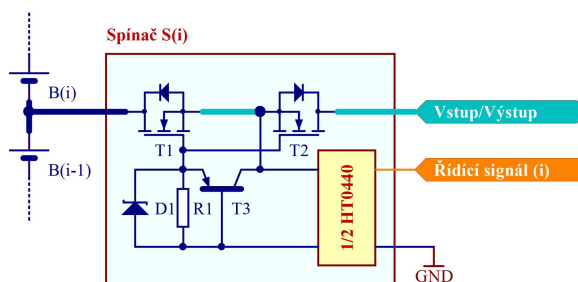


Obr. 8.4 Varianty zapojení multiplexoru

Varianta b) odpovídá zapojení z kapitoly 7.2.5.6. Ta používá vždy jen jeden spínač pro každou napěťovou úroveň (potenciál) v sestavě a vystačí si tak pouze s $n+1$ spínači multiplexoru. Výstupní napětí však mění polaritu podle toho, zda se jedná o sudý či lichý článek tak, jak označují šipky pro napětí U_b . Jelikož je změna polaroty výstupního napětí v mnoha případech nežádoucí, je nutné multiplexor doplnit o usměrňovač. Zde je tvořen přepínači P1 a P2. Celkový počet spínačů je tak $n+5$ (přepínač je tvořen dvěma spínači). Výhodnost tohoto uspořádání oproti předešlé variantě, tj. nižší počet spínačů se projeví u sestav, kde je $n > 5$. Na druhou stranu se v cestě proudu nachází vždy čtyři namísto dvou spínačů, což vede k větším ztrátám. Při vhodném řízení pracují spínače tvořící přepínače P1 a P2 jen s nízkým napětím jednoho článku a mohou tak být malé, levné a s velmi nízkým odporem R_{DSon} . Ostatní spínače (obě varianty) musí být dimenzovány na plné napětí celé sestavy.

Jelikož je návrh určen pro sestavu 10S, představuje varianta b) výhodnější řešení. Samotný multiplexor tak obsahuje $n+1$ spínačů (S1 – S11 na obr. 8.3), z nichž každý pracuje s rozdílným napěťovým offsetem. Z tohoto důvodu je lepší zajistit galvanické oddělení řídicích signálů spínačů. Zde se nabízejí dvě možné varianty: polovodičová relé s optickým oddělením (SSR) nebo kombinace MOSFET transistorů s izolovanými budiči. SSR představují jednodušší a kompaktnější provedení. Tranzistory jsou zase levnější a mají nižší odpor R_{DSon} , a tedy nižší ztráty. Jelikož je jedním z cílů dosáhnout co nejvyšší účinnosti a také nízké ceny, je druhá varianta výhodnější. Protože musí být spínače obousměrné, je každý spínač tvořen dvojicí anti-sériově spojených MOSFET tranzistorů s kanálem N (P kanál má mnohem horší R_{DSon}), viz obr. 8.2. K jejich buzení (generování řídicího hradlového napětí) je nutné zajistit vyšší napětí než je napětí připojovaného článku. K tomu slouží izolovaný budič HT0440 od firmy Microchip [45]. Jedná se

o dvojitý vysokonapěťový budič, kde je garantována izolační pevnost $\pm 400\text{V}$ mezi vstupem a výstupem a $\pm 700\text{V}$ mezi výstupy. Obvod se vyznačuje velice nízkou spotřebou $10\mu\text{A}$ v neaktivním stavu a $< 2\text{mA}$ při aktivních obou výstupech, což umožňuje jeho napájení přímo prostřednictvím ovládacích vstupů. Daní za nízkou spotřebu je však nízký výstupní proud a poměrně velké zpoždění řádu jednotek až desítek ms. To však nepředstavuje vzhledem k mnohem delší době sepnutí či naopak vypnutí žádný problém (nízká frekvence přepínání článků). Výstupní napětí může být $6 - 10\text{V}$ v závislosti na ovládacím napětí.



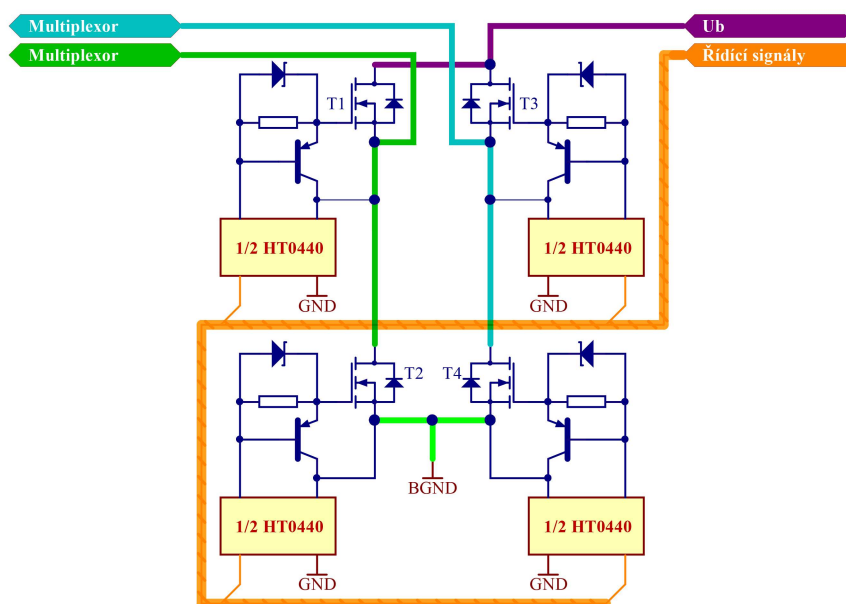
Obr. 8.5 Schéma zapojení jednoho spínače multiplexoru

Na obr. 8.5 je schéma zapojení jednoho spínače multiplexoru. T1 a T2 jsou výkonové tranzistory MOSFET. Pro jejich ovládní slouží jedna polovina dvojitého budiče HT0440. Jelikož je tento obvod pomalý, přičemž je vypínání výrazně pomalejší než zapínání, je spínač doplněn proudovým posilovacím obvodem (current-booster). Ten je tvořen rezistorem R1 a bipolárním tranzistorem T3 a zajišťuje rychlé vypnutí spínače. Dioda D1 zajišťuje rychlejší zapnutí překlenutím odporu R1.

Vzhledem k dlouhým spínacím časům jsou výkonové ztráty tranzistorů T1 a T2 tvořeny jen napěťovými úbytky na jejich R_{DSon} , který by tak měl být co možná nejmenší. Tuto dvojici tranzistorů lze koupit i v provedení se společným pouzdrem, čímž se zmenší rozměry. Tranzistory, jak již bylo zmíněno, musí vydržet napětí celé sestavy, které v případě 10S sestavy lehce převyšuje hranici 40V . To se projevuje vyšší cenou a obtížnějším výběrem dostatečně kvalitních tranzistorů, jejichž maximální napětí U_{DS} musí být nad touto hranicí (nejčastěji 60V a více). Z dostupných typů mě nejvíce zaujal dvojitý tranzistor BUK7K13-60E firmy NXP [46]. Jedná se o dva nezávislé N-MOSFET tranzistory v jednom pouzdře o rozměrech pouhých $5 \times 6\text{mm}$. Maximální R_{DSon} je vyhovujících $10\text{m}\Omega$ při $U_{GS} = 10\text{V}$, což znamená výsledných $20\text{m}\Omega$ pro sepnutý spínač. Ten je vzhledem k vysokému maximálnímu U_{DS} použitelný až do 60V , což by mělo umožnit snadné rozšíření počtu sériově řazených článků až do 14S. Obvod HT0440 je dvojitý a umožňuje tak ovládat dva spínače, což je nejen rozměrově, ale i cenově výhodné. V případě, že by byl počet článků lichý, či z jiných důvodů, existuje i provedení s jednoduchým budičem HT0740 s identickými vlastnostmi.

8.4.2 Aktivní usměrňovač

Pro dosažení maximální účinnosti je použit aktivní usměrňovač s tranzistory MOSFET namísto běžných diod, viz obr. 8.6. Pro tranzistory T1 až T4 je opět nutné zajistit ovládací napětí vyšší než je napětí připojeného článku. Jelikož není vyžadována vysoká rychlost stejně jako u multiplexoru, je nejjednodušším řešením použít opět IO HT0440, které zajistí ovládání všech tranzistorů. Princip buzení je shodný jako u multiplexoru.



Obr. 8.6 Schéma zapojení aktivního usměrňovače

Pro R_{DSon} platí shodné zásady jako pro multiplexor a měl by tedy být co nejnižší. Výhodou je již zmíněné mnohem nižší pracovní napětí pouze jednoho článku, což přispívá ke snazšímu výběru a nižší ceně tranzistorů. Vhodným typem je např. FDMD8530 firmy Fairchild [47]. Ve společném pouzdře se nachází dvojice tranzistorů, tentokrát však zapojených rovnou do půlmůstku. Oba mají shodné vlastnosti, maximální $U_{GS} = 30V$, $R_{DSon} = 1,25m\Omega$ při $U_{GS} = 10V$ a $1,5m\Omega$ při $U_{GS} = 4,5V$. Tranzistory tedy umožňují dosáhnout velmi nízkého R_{DSon} i při nízkém budícím napětí. Při předpokladu buzení 10V bude výsledný odpor usměrňovače v sepnutém stavu $2 \times 1,25 = 2,5m\Omega$. Rozměry jsou opět 5x6mm.

8.4.3 Obousměrný synchronní flyback konvertor (BSFB)

Bidirectional Synchronous FlyBack

Měnič představuje nejdůležitější část návrhu balancéru. Jeho úkolem je zajistit výměnu energie mezi vybraným (vyvažovaným) článkem a akumulátorovou sestavou. Princip činnosti je znázorněn na následujícím obr. 8.7., kde B(i) reprezentuje vyvažovaný článek a Bs akumulátorovou sestavu. Ve směru vybíjení vyvažovaného článku (varianta a)) je energie článku

B(i) předávána do sestavy následovně. Po sepnutí tranzistoru T_p (primární) dojde k toku proudu ve směru červené šipky 1. Proud primárním vinutím L_p transformátoru $Tr1$ stoupá. Sekundární dioda D_s je uzavřena. Po rozeznutí tranzistoru T_p se napětí na vinutích L_p a L_s (sekundární) otočí, čímž dojde k otevření sekundární diody D_s a proud teče dle zelené šipky 2 do sestavy, přičemž klesá. U druhého případu (varianta b)) je energie předávána opačným směrem, tj. ze sestavy do vyvažovaného článku, který je tak nabíjen. Princip činnosti je shodný s předchozím případem, jen je nejprve sepnut sekundární tranzistor T_s , kdy stoupá proud sekundárním vinutím L_s a po jeho rozeznutí dojde k otevření primární diody D_p , toku proudu do vyvažovaného článku, čímž proud klesá. Vztah mezi velikostí primárního a sekundárního proudu je dán transformačním poměrem transformátoru $Tr1$, viz vztah (8.5).

$$I_{smax} = \frac{N_p}{N_s} I_{pmax} [A] \quad (8.5)$$

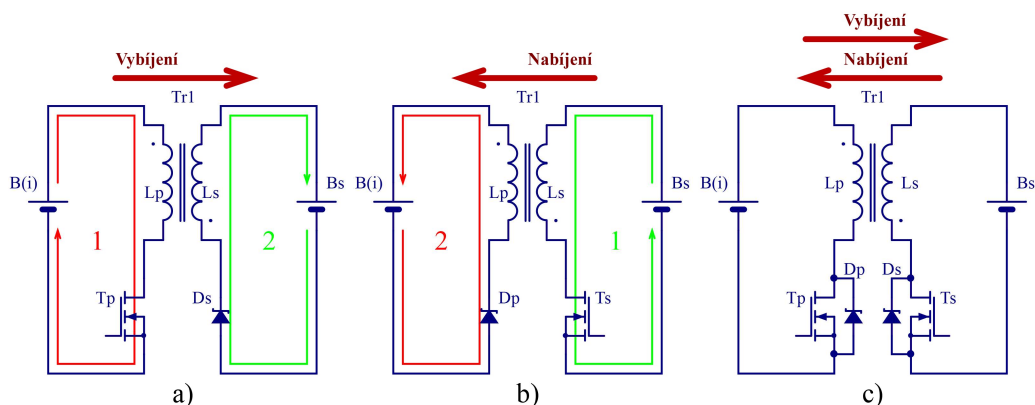
Kde je I_{pmax} maximální (špičkový) primární proud, I_{smax} maximální (špičkový) sekundární proud, N_p počet závitů primárního vinutí a N_s počet závitů sekundárního vinutí. Spojením těchto dvou principů dojde k vytvoření obousměrného flyback konvertoru, viz varianta c). Sepnutím tranzistorů v době vedení diod D_p a D_s neboli jejich synchronním řízením lze snížit jejich napěťový úbytek. Synchronní řízení musí fungovat tak, aby nedocházelo k otočení směru proudu. Je tedy nutná detekce nulového proudu zajišťující rozeznutí příslušných paralelních tranzistorů před změnou směru proudu. Tento typ měniče je velice jednoduchý, vyžaduje malý počet součástek, má jednoduché řízení. Nevýhodou je namáhání tranzistorů vysokým napětím plynoucím z transformačních vlastností transformátoru. Jelikož je v každém pracovním cyklu měniče sepnut pouze jeden tranzistor, dochází na straně rozeznutého tranzistoru k reflexi napětí strany sepnutého tranzistoru, které se sčítá s daným napájecím napětím. Napětí vypnutého primárního tranzistoru U_{Tpvyyp} je tedy dáno vztahem (8.6) a sekundárního U_{Tsvyyp} vztahem (8.7).

$$U_{Tpvyyp} = U_b + \frac{N_p}{N_s} U_s [V] \quad (8.6)$$

$$U_{Tsvyyp} = U_s + \frac{N_s}{N_p} U_b [V] \quad (8.7)$$

Kde je U_b napětí článku B(i) a U_s napětí sestavy B_s . Dalším problémem je značná rozptylová indukčnost transformátoru způsobená vzduchovou mezerou v jádře, která v kombinaci s parazitními kapacitami způsobuje značné napěťové a proudové zákmity při rozeznutí

tranzistorů. Ty je nutné tlumit pomocí tzv. tlumičů nejčastěji RC, někdy doplněnými diodami (RCD). Ty však způsobují ztráty a tedy pokles účinnosti [48].



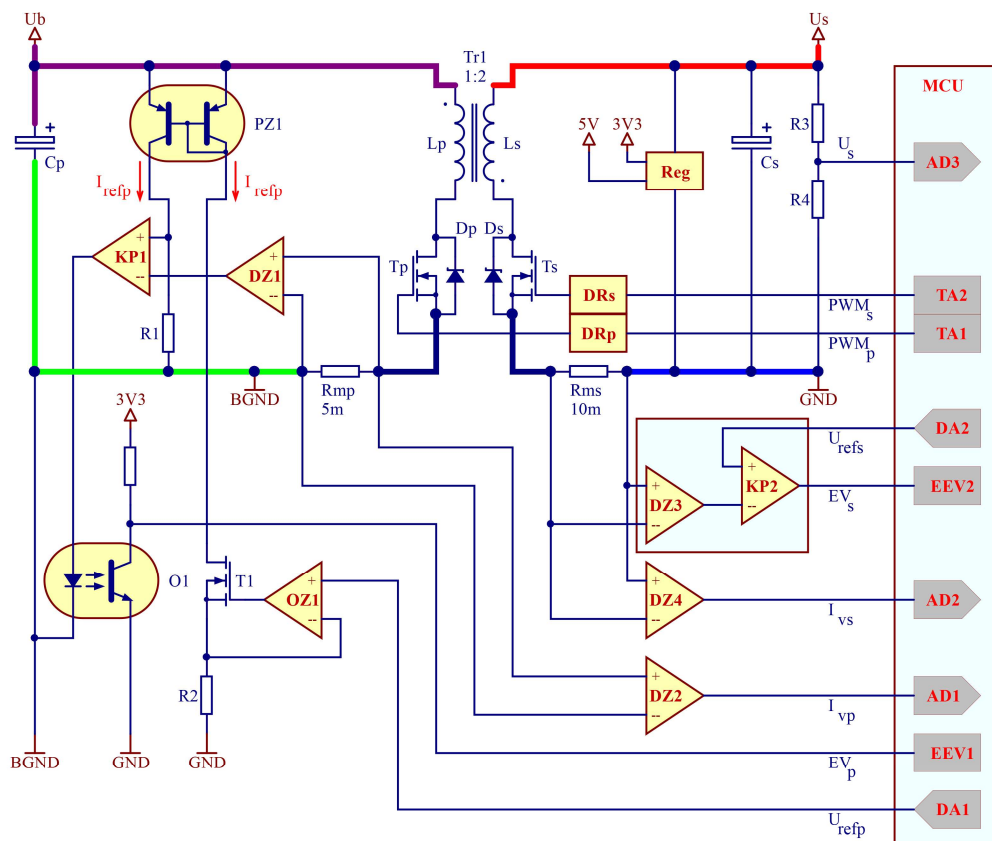
Obr. 8.7 Princip jednosměrného a obousměrného flyback konvertoru

Opět se nabízí otázka, zda nepoužít nějaký integrovaný řídicí obvod. Existují různé varianty synchronních jednosměrných měničů, nejčastěji tvořené běžným měničem s pasivním usměrňovačem doplněným o další obvod zajišťující aktivní synchronní usměrňování. Nicméně nikdo nenabízí obousměrný synchronní měnič. Byla tedy zvolena vlastní konstrukce řízení s využitím mikrokontroléru (MCU).

Pro řízení měniče lze použít různé metody. Časté jsou PI či PID regulátory s PWM metodou řízení. Ty však vyžadují neustálý dohled MCU, jsou tedy poměrně výpočetně náročné a mohou mít sklony k nestabilitě. Nabíjení a vybíjení článků představuje děj pomalý a plynulý bez dynamických změn zátěže (zátěž je neměnná) a jelikož není nutná přesná regulace proudu, bylo zvoleno hysterezní proudové řízení. Jedná se v podstatě o princip relaxačního generátoru s operačním zesilovačem a komparátorem s tím rozdílem, že není porovnáváno napětí na kondenzátoru, ale proud oběma vinutími transformátoru. Ten je porovnáván se dvěma limity I_{\max} (označení pro $I_{p\max}$ nebo $I_{s\max}$) a I_{\min} (označení pro $I_{p\min}$ nebo $I_{s\min}$). Pokud je proud vinutím vyšší než I_{\max} resp. menší než I_{\min} , dojde k přepnutí tranzistorů primárního a sekundárního vinutí a tím k poklesu resp. nárůstu proudu vinutími. Okamžitá a tedy i střední hodnota proudu se tak neustále pohybuje mezi těmito dvěma limity. Metoda automaticky řeší i problém synchronního řízení.

Vzhledem k pracovní frekvenci měniče, která by se měla pohybovat přibližně v rozmezí 100-200kHz představuje generování rychlých řídicích signálů pro většinu MCU značný problém. Ten je způsoben nejen samotnou frekvencí, ale i střídou signálu, kdy je nutné zajistit velmi rychlou odezvu na změny stavů komparátorů vyhodnocujících I_{\min} a I_{\max} . Takto rychlou odezvu není možné zajistit použitím běžné univerzální vstupně/výstupní brány (GPIO – General Purpose Input/Output) a softwarové obsluhy přerušování. Doba zásahu se běžně pohybuje v jednotkách μs ,

což je pro přesné a bezpečné řízení měniče nedostatečné. Častým řešením tohoto problému je použití malého programovatelného obvodu FPGA (Field Programmable Gate Array), který je dostatečně rychlý. Jedná se však o další poměrně velký a nákladný IO, jehož použití je lépe se vyhnout. V dnešní době (2016) jsou naštěstí dostupné MCU, které obsahují speciálně navržené periferie pro řízení konvertorů a motorů. Ty umožňují generování velice přesných a rychlých řídicích signálů (10^2ns) s vysokým rozlišením (až 16b). Jedná se např. o MCU firmy NXP (dříve Freescale) z řady KV4x s jádrem ARM Cortex-M4 a KV5x s jádrem ARM Cortex-M7, které disponují flexibilním PWM modulátorem (eFlexPWM – enhanced Flexible Pulse Width Modulator) s rozlišením až 312ps resp. 284ps. Obdobný MCU má ve svém portfoliu i firma ST Microelectronics. Jedná se o řadu STM32F3x4 s jádrem ARM Cortex-M4, která disponuje periferií zvanou časovač s vysokým rozlišením (HRTIM – High Resolution Timer) s rozlišením až 217ps. Právě tento MCU je použit v tomto návrhu, konkrétně se jedná o typ STM32F334 [49]. Vzhledem k celkové složitosti a rozsáhlým možnostem nastavení periferie HRTIM bude probírána v samostatné kapitole 8.5.1. Na následujícím obr. 8.8 je zjednodušené schéma zapojení BSFB konvertoru včetně řídicích a měřících obvodů.



Obr. 8.8 Schéma zapojení BSFB konvertoru

Tranzistory T_p a T_s spolu s transformátorem Tr_1 tvoří již zmíněný měnič napětí, který je doplněn o filtrační kondenzátory C_p a C_s . Proudové bočníky tvořené rezistory R_{mp} a R_{ms}

(měřicí) slouží k měření proudu tekoucího mezi vyvažovaným článkem a sestavou. Odporů všech komponent v cestě proudu by měly být co nejnižší, aby se omezily Jouleovy (ohmické) ztráty. Odpor R_{ms} má proto jen $5\text{m}\Omega$ a R_{mp} jen $10\text{m}\Omega$. Malé úbytky napětí, které na nich vznikají průtokem proudu, jsou zesíleny obousměrnými diferenčními zesilovači DZ1 až DZ4. DZ2 a DZ4 jsou tvořeny precizními operačními zesilovači (OZ). OZ tvořící DZ2 musí pracovat s vysokým napětěovým offsetem daným sepnutým článkem. Jedním z takových je např. LTC6104, který umožňuje pracovat s napětěovým offsetem až 70V [50]. DZ4 pracuje s napětími v blízkosti GND a lze tedy použít běžný OZ, např. OPA335 [51]. Výstupem DZ2 a DZ4 je střední hodnota primárního a sekundárního vyvažovacího proudu I_{vp} a I_{vs} , které jsou měřeny pomocí (AD) převodníku prostřednictvím kanálů AD1 a AD2. Tyto proudy slouží pro výpočet z/do článku a sestavy odebrané/dodané kapacity, které jsou počítány integrací (sumací) I_{vp} a I_{vs} . Společně s nimi se ale integruje i chyba, která může vést ke značné odchylce ve výpočtu kapacity. Největším problémem jsou především různé drifty, které je v podstatě nemožné eliminovat. Mezi nejznámější patří teplotní drift vstupního napětěového offsetu, který při vysokém zesílení způsobuje výrazné změny výstupního napětí se změnou teploty. Jelikož jsou nízký teplotní drift a současně vysoká rychlost dosti protichůdné požadavky, bývají tyto OZ velmi pomalé. To je důvod, proč jsou použity další dva diferenční zesilovače DZ1 a DZ3. Ty nejsou příliš přesné, zato jsou velmi rychlé. Jejich výstupy jsou zavedeny do rychlých komparátorů KP1 a KP2, které porovnávají aktuální hodnotu proudu s nastavenými limity I_{min} a I_{max} . Ty se nastavují pomocí dvojice digitálně-analogových (DA) převodníků MCU (DA1 a DA2). DZ1 a KP1 jsou napájeny z napětí článku U_b a pracují tak s proměnným napětěovým offsetem. Dvoustavový výstup KP1 mění stav vstupu EEV1 MCU pomocí optočlenu O1. Problém zavedení referenčního signálu U_{refp} z DA1 do KP1 je vyřešen proudovým přenosem. Referenční napětí U_{refp} je převedeno na proudový signál pomocí OZ1, T1 a R2. Ten je odebírán z potenciálu připojeného článku, kde je pomocí PNP proudového zrcadla PZ1 zrcadlen na proudový signál shodné velikosti, jenž vytváří průchodem rezistoru R1 potřebné referenční napětí a platí pro něj vztah (8.8). Proudové zrcadlo je možné koupit jako IO např. DS3920 [52], který je použitelný až do 76V .

$$U_{R1} = R1I_{refp} = \frac{U_{refp}}{R2}R1 = U_{refp} [V], \text{ při } R1 = R2 \quad (8.8)$$

Na místě operačních zesilovačů tvořících DZ1 a DZ3 lze doporučit např. OPA340 [53] a na místě komparátorů KP1 a KP2 např. TS881 [54]. Vzhledem k tomu, že DZ3 a KP2 pracují opět s malým napětím proti GND lze KP2 popř. i DZ3 nahradit komparátorem a OZ integrovaným přímo v MCU. Výstupy obou komparátorů tvoří tzv. události (Events) EV_p a EV_s , které jsou zavedeny na vstupy EEV1 a EEV2 (External Event) do čítače s vysokým rozlišením HRTIM v MCU. Ten na základě stavu čítače a hodnot událostních vstupů generuje patřičné řídicí signály

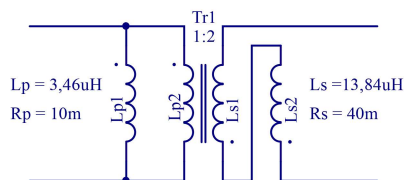
pro budiče (drivery) DR_p a DR_s výkonových tranzistorů T_p a T_s. Rezistory R₃ a R₄ spolu s AD3 zajišťují měření napětí sestavy U_s.

Na výkonové tranzistory měniče jsou kladeny odlišné požadavky, než tomu bylo v případě multiplexoru či usměrňovače. Důvodem je vysoká spínací frekvence. Ztráta je tak tvořena dvěma složkami. První složku tvoří opět Jouleovy (ohmické) ztráty tvořené napěťovým úbytkem na tranzistoru v sepnutém stavu R_{DSon} a dynamické ztráty způsobené přebíjením parazitních kapacit, které rostou se snižujícím se R_{DSon}. Při velmi nízkém R_{DSon} jsou sice Jouleovy ztráty velice malé, avšak dynamické ztráty mohou být mnohanásobně vyšší. Je tedy nutné hledat vhodný kompromis mezi nízkou hodnotou R_{DSon} a parazitními kapacitami, tak aby bylo dosaženo minimální celkové ztráty. Příklad výpočtu ztrát MOSFET tranzistorů lze nalézt např. v [55]. Obecně však pro dynamické ztráty P_D způsobené přebíjením obecné kapacity C (parazitní kapacita tranzistoru, parazitní kapacita plošného spoje, aj.) napětím U frekvencí f platí následující vztah (8.9).

$$P_D = CfU^2 [W] \quad (8.9)$$

Je tedy patrné, že dynamické ztráty závisí nejen přímo úměrně na kapacitě a frekvenci, ale i na druhé mocnině napětí. V případě tranzistoru MOSFET tak budou dynamické ztráty silně závislé i na velikosti budícího napětí U_{GS}. Jako vhodný kandidát byl vybrán SiR882DP od firmy Vishay. Cílovou aplikací jsou právě různé DC-DC konvertory s vysokým výstupním proudem, vysokou účinností a frekvencí. Tranzistor má R_{DSon} = 11,5mΩ při U_{GS} = 4,5V a maximální U_{DS} = 100V. Je tedy patrné, že tranzistory lze budit do plného sepnutí jen malým napětím 5V, což společně s relativně nízkými hodnotami parazitních kapacit přispívá k dosažení velmi malé dynamické ztráty. Tranzistor je opět v pouzdře PowerPAK (SO-8) o rozměrech pouhých 5x6mm. Paralelní diody D_p a D_s zajišťují vedení proudu a nižší úbytek napětí v době vypnutých tranzistorů.

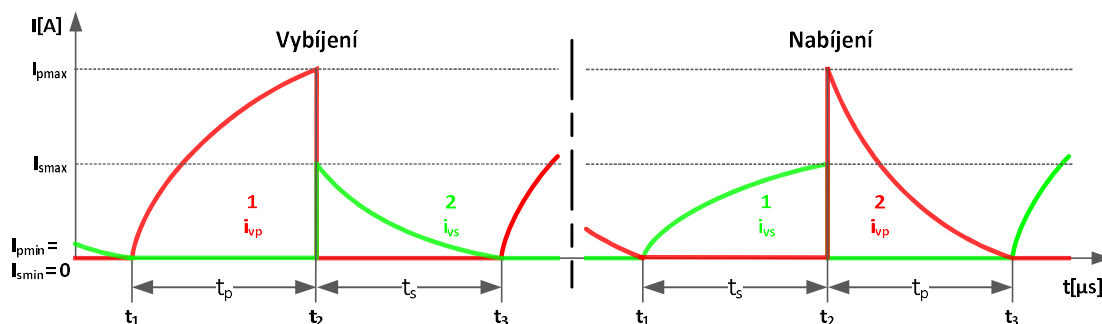
Jako vhodný typ transformátoru lze použít např. 750312504 od firmy Würth Elektronik [56] v provedení pro povrchovou montáž (SMT). Existuje i klasická vývodová varianta (THT) s označením 750312677. Shodný typ (SMT) vyrábí i firma Coilcraft s označením MA5421-AL. Transformátor má dvě primární a dvě sekundární vinutí, všechna s poměrem 1:1. Pro dvojici vinutí primární a sekundární strany v paralelním zapojení je udávána indukčnost 3,46μH a odpor 10mΩ. Vzhledem k velmi rozdílným napětím primární a sekundární strany je vhodné sekundární vinutí propojit sériově, viz obr. 8.9. Indukčnost primárního vinutí je tedy 3,46μH a odpor 10mΩ. Indukčnost sekundárního vinutí je 4 x 3,46μ = 13,84μH a odpor 4 x 10mΩ = 40mΩ. Výsledný transformační poměr je 1:2. Saturační proud je 10,2A.



Obr. 8.9 Propojení vinutí transformátoru

8.5 Řízení měniče balancéru

Jak bylo již zmíněno, bylo zvoleno hysterezní proudové řízení. Flyback konvertor může v závislosti na magnetizačním proudu transformátoru, tj. proudu vytvářejícího magnetické pole, pracovat ve třech režimech: s přerušovaným proudem (DCM – Discontinuous Conduction Mode), nepřerušovaným proudem (CCM – Continuous Conduction Mode) a na hranici přerušovaného proudu (BCM – Boundary Conduction Mode). Byl zvolen BCM mód, který používá i již zmíněný IO LTC3300. Magnetizační proud transformátoru se tedy pohybuje od nuly do stanoveného maxima. Princip řízení ilustruje následující obr. 8.10., kde levá část odpovídá vybíjení vyvažovaného článku a pravá pak jeho nabíjení. Barevné a číselné značení průběhů odpovídá zapojení z obr. 8.7.



Obr. 8.10 Princip řízení měniče během jednoho cyklu

Při vybíjení (obr. 8.10. vlevo) je v intervalu $t_p \in (t_1; t_2)$ sepnut tranzistor T_p , ze článku je odebírána energie a dochází k exponenciálnímu růstu proudu vinutím L_p . Po dosažení úrovně I_{pmax} dojde k rozepnutí T_p a sepnutí T_s . Vzhledem k transformačnímu poměru 1:2 je I_{smax} polovina I_{pmax} , viz vztah (8.5). V intervalu $t_s \in (t_2; t_3)$ proud vinutím L_s klesá, přičemž je předávána energie akumulovaná v jádře do sestavy. Při dosažení nulového proudu T_s rozepne. Celý cyklus se následně opakuje. Při nabíjení článku (obr. 8.10. vpravo) je situace velmi podobná. V intervalu $t_s \in (t_1; t_2)$ je sepnut tranzistor T_s , ze sestavy je odebírána energie a dochází k exponenciálnímu růstu proudu vinutím L_s . Po dosažení $I_{smax} = 0,5 \times I_{pmax}$ dojde k rozepnutí T_s a sepnutí T_p . I_{pmax} je dán opačným transformačním poměrem a je tedy dvojnásobkem I_{smax} . V intervalu $t_p \in (t_2; t_3)$ proud vinutím L_p klesá, přičemž je předávána energie akumulovaná v jádře do vyvažovaného článku. Při dosažení nulového proudu T_p rozepne. Celý cyklus se následně opakuje. Výhodou

použité metody je již zmíněná jednoduchost. Řízení probíhá zcela automaticky bez zásahu MCU, který zajišťuje jen dohled nad nabíjecím či vybíjecím procesem, přičemž poskytuje další funkcionalitu. Určitou nevýhodou může být proměnná frekvence spínání. Tu je nutné udržet v určitých limitech tak, aby nebyla slyšet ($> 20\text{kHz}$) a zároveň ne příliš vysoká, tak aby nedocházelo k příliš vysokým ztrátám (dynamické, skinefekt, vířivé proudy) a rušení, optimálně mezi 100 a 200kHz.

Na obr. 8.11 je uvedeno náhradní schéma zapojení měniče, kde R_{ep} a R_{es} reprezentují ekvivalentní odpory primárního a sekundárního obvodu měniče. Jejich velikost je dána vztahy (8.10) a (8.11).

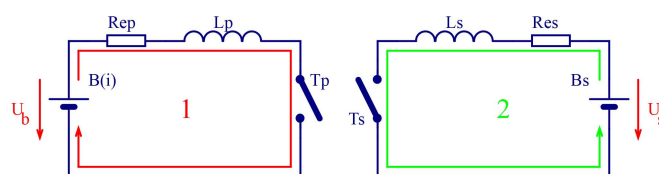
$$R_{ep} = R_b + R_m + R_{tp} + R_{lp} + R_{mp} \text{ [}\Omega\text{]} \quad (8.10)$$

$$R_{es} = R_s + R_{ts} + R_{ls} + R_{ms} \text{ [}\Omega\text{]} \quad (8.11)$$

Kde je R_b vnitřní odpor článku $B(i)$, R_s odpor akumulátorové sestavy, R_m odpor multiplexoru a usměrňovače, R_{tp} a R_{ts} odpory tranzistorů T_p a T_s v sepnutém stavu, R_{lp} a R_{ls} odpory vinutí L_p a L_s a R_{mp} a R_{ms} odpory proudových bočniců, pro které platí:

- Jelikož je uvažován vnitřní odpor jednoho článku $20\text{m}\Omega$, je výsledný odpor paralelní kombinace $5P R_b = 20/5 = 4\text{m}\Omega$.
- R_s je tvořen sériovou kombinací 10 článků, výsledný odpor je tedy $R_s = 10 \times R_b = 40\text{m}\Omega$.
- R_m je tvořen dvěma odpory sepnutých spínačů a odporem sepnutého usměrňovače, tj. $R_m = 2 \times 20 + 2,5 = 42,5\text{m}\Omega$.
- $R_{tp} = 10\text{m}\Omega$ ($U_{GS} = 5\text{V}$), $R_{ts} = 10\text{m}\Omega$ ($U_{GS} = 5\text{V}$), $R_{mp} = 5\text{m}\Omega$, $R_{ms} = 10\text{m}\Omega$, $R_{lp} = 10\text{m}\Omega$ a $R_{ls} = 40\text{m}\Omega$.

Dosažením hodnot do vztahů (8.10) a (8.11) vyjde hodnota $R_{ep} = 61,5 \approx 62\text{m}\Omega$ a $R_{es} = 100\text{m}\Omega$.



Obr. 8.11 Náhradní schéma zapojení měniče balancéru

Jelikož teče proud pouze primárním, anebo jen sekundárním obvodem, tj. neteče nikdy oběma obvody současně, lze obvody řešit odděleně. Průběh primárního (i_{vp}) a sekundárního (i_{vs}) vyvažovacího proudu tak představuje řešení přechodového jevu v RL obvodu 1. řádu. Pro výše uvedené náhradní zapojení lze sestavit diferenciální rovnice 1. řádu pro jednotlivé smyčky proudů

při sepnutém T_p (8.6) a T_s (8.7). Během jednoho cyklu, tj. od t_1 do t_3 (obr. 8.10) je napětí U_b i U_s uvažováno jako neměnné.

$$i_{vp}R_{ep} + L_p \frac{di_{vp}}{dt} = U_b \quad (8.12)$$

$$i_{vs}R_{es} + L_s \frac{di_{vs}}{dt} = U_s \quad (8.13)$$

Pro výše uvedené a jejich stavové veličiny i_{vp} a i_{vs} lze určit obecná řešení, partikulární řešení a integrační konstantu K pro oba dva směry vyvažovacího proudu (vybití a nabíjení), které jsou přehledně shrnuty v tab. 4.

Tab. 4 Řešení diferenciálních rovnic přechodových jevů měniče během nabíjení a vybití článku

	Vybití		Nabíjení	
	i_{vp}	i_{vs}	i_{vs}	i_{vp}
Obecné řešení	$Ke^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_p}}$	$Ke^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_s}}$	$Ke^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_s}}$	$Ke^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_p}}$
Počáteční podmínka ($t = 0$)	$I_{smin} \frac{N_s}{N_p}$	$-I_{pmax} \frac{N_p}{N_s}$	$I_{pmin} \frac{N_p}{N_s}$	$-I_{smax} \frac{N_s}{N_p}$
Partikulární řešení ($t \rightarrow \infty$)	$\frac{U_b}{R_{ep}}$	$\frac{U_s}{R_{es}}$	$\frac{U_s}{R_{es}}$	$\frac{U_b}{R_{ep}}$
Integrační konstanta K	$I_{smin} \frac{N_s}{N_p} - \frac{U_b}{R_{ep}}$	$-I_{pmax} \frac{N_p}{N_s} - \frac{U_s}{R_{es}}$	$I_{pmin} \frac{N_p}{N_s} - \frac{U_s}{R_{es}}$	$-I_{smax} \frac{N_s}{N_p} - \frac{U_b}{R_{ep}}$
Časová konstanta	$\tau_p = \frac{L_p}{R_{ep}}$	$\tau_s = \frac{L_s}{R_{es}}$	$\tau_s = \frac{L_s}{R_{es}}$	$\tau_p = \frac{L_p}{R_{ep}}$

Sečtením obecného a partikulárního řešení a dosazením integrační konstanty získáme vztahy pro výpočet primárního a sekundárního vyvažovacího proudu během nabíjení a vybití vyvažovaného článku v sestavě. Proud i_{vs} při vybití a i_{vp} při nabíjení mají ve skutečnosti opačný směr, než je uvedeno na obr. 8.10. Pro vybití článku platí:

$$i_{vp}(t) = \frac{U_b}{R_{ep}} + \left(I_{smin} \frac{N_s}{N_p} - \frac{U_b}{R_{ep}} \right) e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_p}} [A] \quad (8.14)$$

$$i_{vs}(t) = \frac{U_s}{R_{es}} - \left(\frac{U_s}{R_{es}} + I_{pmax} \frac{N_p}{N_s} \right) e^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_s}} [A] \quad (8.15)$$

Jelikož platí, že během nabíjení $i_{vp}(t_2) = I_{pmax}$, $i_{vs}(t_3) = I_{smin}$, $t_p = t_2 - t_1$ a $t_s = t_3 - t_2$, lze psát:

$$I_{pmax} = \frac{U_b}{Rep} + \left(I_{smin} \frac{N_s}{N_p} - \frac{U_b}{Rep} \right) e^{-\frac{t_p}{\tau_p}} [A] \quad (8.16)$$

$$I_{smin} = \frac{U_s}{Res} - \left(\frac{U_s}{Res} + I_{pmax} \frac{N_p}{N_s} \right) e^{-\frac{t_s}{\tau_s}} [A] \quad (8.17)$$

Nyní lze ze vztahů (8.16) a (8.17) vyjádřit vztahy pro výpočet časů t_p (8.18) a t_s (8.19).

$$t_p = \tau_p \ln \left(\frac{I_{smin} \frac{N_s}{N_p} - \frac{U_b}{Rep}}{I_{pmax} - \frac{U_b}{Rep}} \right) [s] \quad (8.18)$$

$$t_s = \tau_s \ln \left(\frac{\frac{U_s}{Res} + I_{pmax} \frac{N_p}{N_s}}{\frac{U_s}{Res} - I_{smin}} \right) [s] \quad (8.19)$$

Stejný postup je nutné provést i v opačném směru, tj. nabíjení vyvažovaného článku.

$$i_{vs}(t) = \frac{U_s}{Res} + \left(I_{pmin} \frac{N_p}{N_s} - \frac{U_s}{Res} \right) e^{-\frac{(t-t_1)}{\tau_s}} [A] \quad (8.20)$$

$$i_{vp}(t) = \frac{U_b}{Rep} - \left(\frac{U_b}{Rep} + I_{smax} \frac{N_s}{N_p} \right) e^{-\frac{(t-t_2)}{\tau_p}} [A] \quad (8.21)$$

Jelikož platí, že během nabíjení $i_{vs}(t_2) = I_{smax}$, $i_{vp}(t_3) = I_{pmin}$, $t_s = t_2 - t_1$ a $t_p = t_3 - t_2$, lze psát:

$$I_{smax} = \frac{U_s}{Res} + \left(I_{pmin} \frac{N_p}{N_s} - \frac{U_s}{Res} \right) e^{-\frac{t_s}{\tau_s}} [A] \quad (8.22)$$

$$I_{pmin} = \frac{U_b}{Rep} - \left(\frac{U_b}{Rep} + I_{smax} \frac{N_s}{N_p} \right) e^{-\frac{t_p}{\tau_p}} [A] \quad (8.23)$$

Nyní lze ze vztahů (8.22) a (8.23) vyjádřit doby t_s (8.24) a t_p (8.25):

$$t_s = \tau_s \ln \left(\frac{I_{pmin} \frac{N_p}{N_s} - \frac{U_s}{Res}}{I_{smax} - \frac{U_s}{Res}} \right) [s] \quad (8.24)$$

$$t_p = \tau_p \ln \left(\frac{\frac{U_b}{Rep} + I_{smax} \frac{N_s}{N_p}}{\frac{U_b}{Rep} - I_{pmin}} \right) [s] \quad (8.25)$$

Výše uvedené vztahy jsou univerzální a pro zamýšlený typ řízení (BCM) je lze zjednodušit, jelikož platí, že $I_{pmin} = I_{smin} = 0$. Ze vztahů pro t_p a t_s lze dále stanovit frekvenci f a střihu D .

$$f = \frac{1}{t_p + t_s} [Hz] \quad (8.26)$$

$$D = \frac{t_p}{t_p + t_s} [-], \text{ při vybíjení} \quad (8.27)$$

$$D = \frac{t_s}{t_p + t_s} [-], \text{ při nabíjení} \quad (8.28)$$

S využitím programu Matlab byly vypočteny závislosti f , D , i_{vp} , i_{vs} , t_p , t_s a středních hodnot \bar{I}_{vp} a \bar{I}_{vs} a střední hodnoty vyvažovacího proudu článku \bar{I}_v na napětí článku U_b a sestavy U_s . Hodnota proudu \bar{I}_v je dána vztahem (8.29) a vyplývá z principu činnosti balancéru, kdy je z/do článku odebírán/dodáván proud \bar{I}_{vp} a zároveň, jelikož je vyvažovaný článek součástí sestavy, je do/z něj dodáván/odebírán proud \bar{I}_{vs} .

$$\bar{I}_v = \bar{I}_{vp} - \bar{I}_{vs} [A] \quad (8.29)$$

Vzhledem k požadovanému vyvažovacímu proudu alespoň 1,75A by špičkový (maximální) primární vyvažovací proud měl být více jak dvojnásobný. Pro simulaci byl zvolen proud $I_{pmax} = 6A$, což odpovídá $I_{smax} = 3A$, viz vztah (8.5). Jako první je vždy uveden výsledek výpočtu pro vybíjení a následně pro nabíjení vyvažovaného článku.

Na obr. 8.12 a obr. 8.13 jsou znázorněny průběhy primárního i_{vp} (plná čára) a sekundárního i_{vs} (přerušovaná čára) vyvažovacího proudu v závislosti na napětí článku a sestavy během jednoho

cyklu činnosti měniče. V tomto případě mají všechny články sestavy shodné napětí od 3,0 do 4,2V a napětí sestavy je tak násobkem počtu článků, tj. 10. Jelikož se napětí článků nebudou během vyvažování příliš lišit a budou tak téměř shodná, jde o nejčastější případ činnosti balancéru. Pro dané průběhy byly spočítány jejich střední hodnoty \bar{I}_{vp} , \bar{I}_{vs} a \bar{I}_v . Jak je patrné, střední hodnoty se se změnou napětí v podstatě vůbec nemění. Tvar průběhů i_{vp} a i_{vs} je v porovnání s jejich tvarem na obr. 8.10 téměř lineární, což se dalo vzhledem k velmi malému odporu R_{ep} a R_{es} a tedy vysokému zkratovému (saturačnímu) primárnímu i sekundárnímu proudu očekávat.

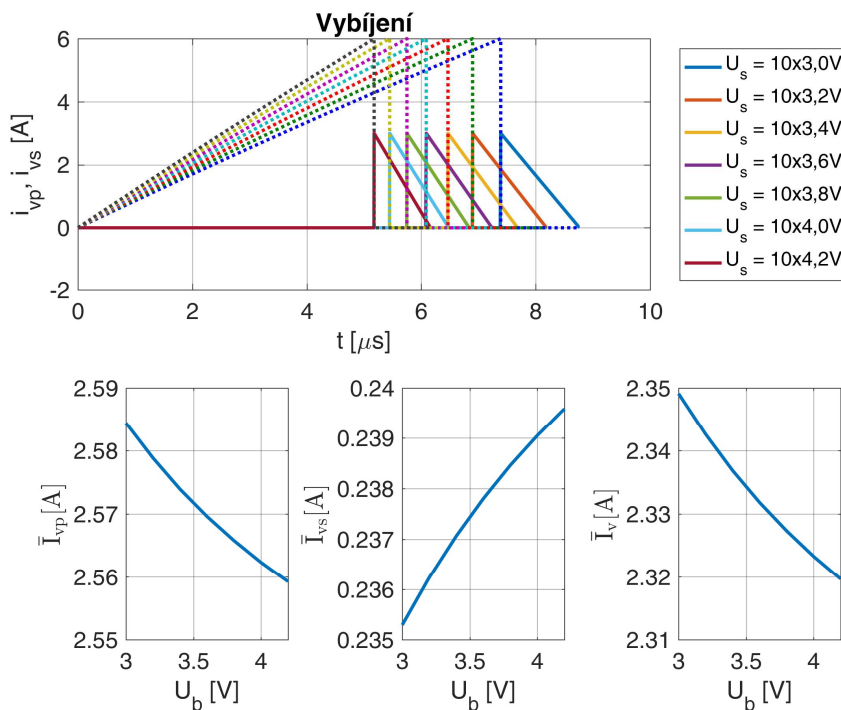
Na obr. 8.14 a obr. 8.15 je pak závislost středních hodnot vyvažovacích proudů \bar{I}_{vp} , \bar{I}_{vs} a \bar{I}_v pro všechny kombinace napětí U_b a U_s . U_b je měněno v rozsahu 3,0 až 4,2V. Napětí sestavy U_s je pak dáno součtem napětí vyvažovaného článku U_b s napětím okolních článků též 3,0 až 4,2V. Tentokrát jsou pokryty i dosti nepravděpodobné případy použití, jako je např. vybíjení článku s napětím 3,0V do okolních s napětím 4,2V. I přesto celkový vyvažovací proud neklesá pod 2,1A v případě vybíjení a cca 2A v případě nabíjení vyvažovaného článku.

Poslední dvojice obrázků (obr. 8.16 a obr. 8.17) znázorňuje závislost frekvence f , intervalů sepnutí t_p a t_s , střídý D na napětí článku a sestavy. U_b a U_s jsou měněna shodně jako v předchozím případě. Z průběhů je patrné, že frekvence se mění zhruba jen o 50kHz, přičemž neklesá pod 100kHz a stejně tak neroste nad 200kHz, což naprosto splňuje očekávání. Důležitým parametrem je též střída a doba sepnutí. Lze si všimnout, že střída se pohybuje zhruba do 22% při nabíjení a nad 80% při vybíjení, což má za následek relativně krátký čas sepnutí sekundárního tranzistoru T_s a rozepnutí primárního tranzistoru T_p . V obou případech se t_s pohybuje v rozsahu cca 1 až 1,4 μ s, a je tak patrné, že řídicí obvody MCU musí být velice rychlé.

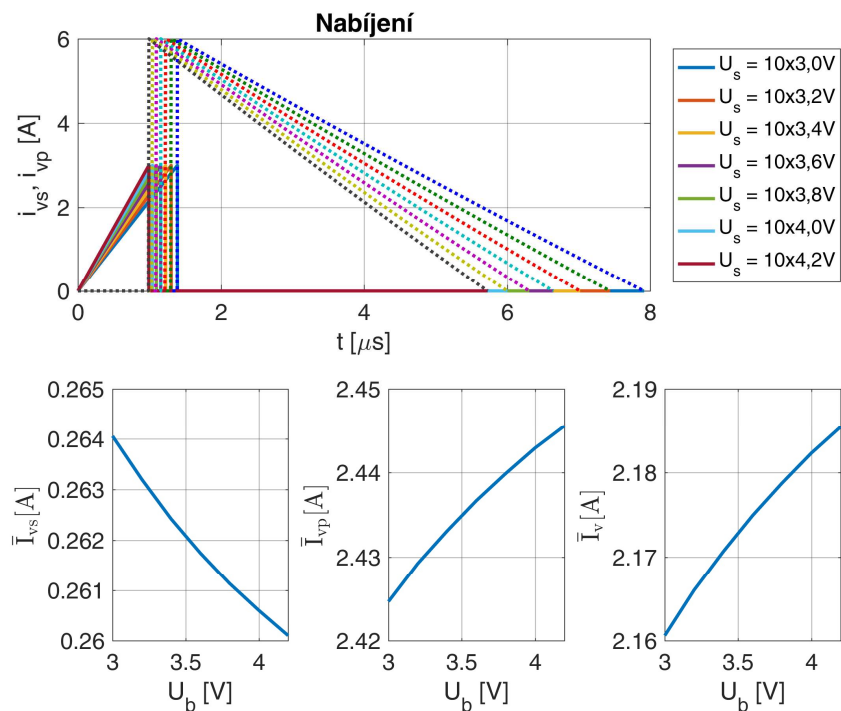
Všechny dosažené limitní údaje získané z provedených výpočtů pro všechny kombinace napětí článku i sestavy jsou přehledně shrnuty v tab. 5.

Tab. 5 Přehled dosažených limitních parametrů

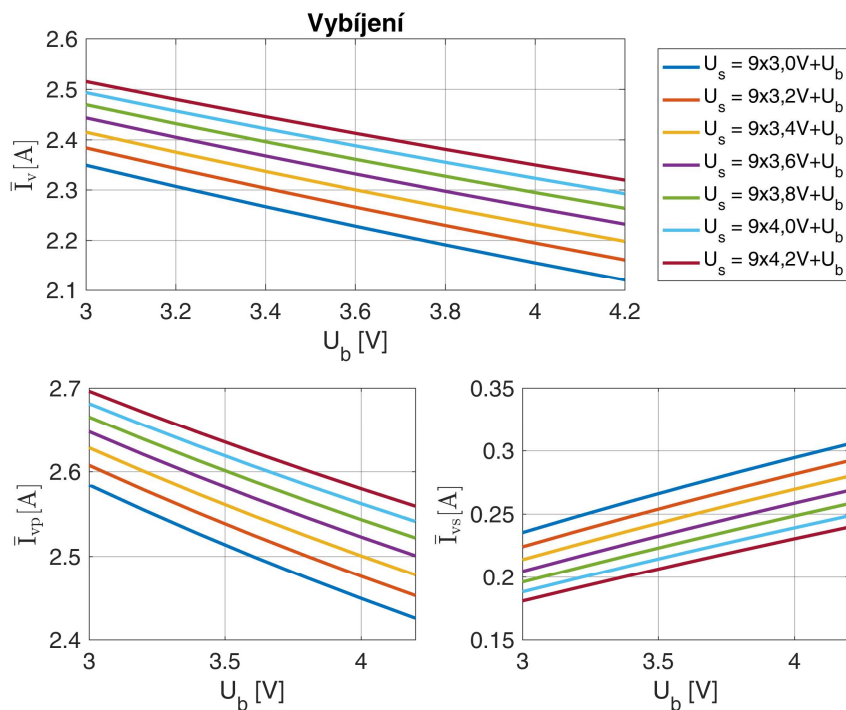
		\bar{I}_{vp} [A]	\bar{I}_{vs} [A]	\bar{I}_v [A]	f [kHz]	D [%]	t_p [μ s]	t_s [μ s]
Vybíjení	Min.	2,43	0,18	2,12	114	88	5,18	0,99
	Max.	2,70	0,31	2,52	162	80	7,39	1,38
Nabíjení	Min.	2,31	0,20	1,98	126	14	6,52	1,39
	Max.	2,54	0,33	2,34	175	22	4,74	0,99



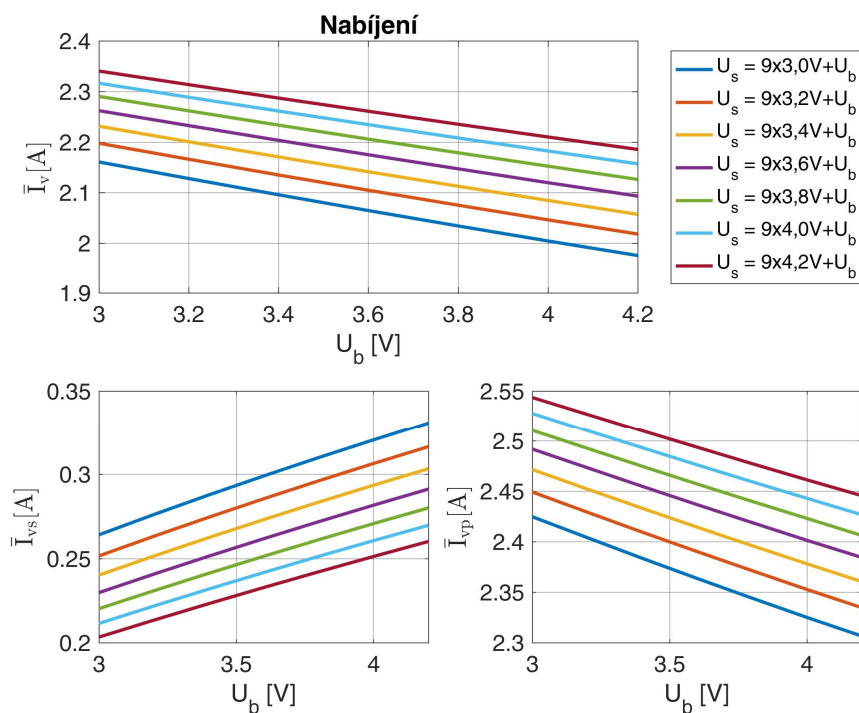
Obr. 8.12 Závislost okamžitých a středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při vybíjení článku



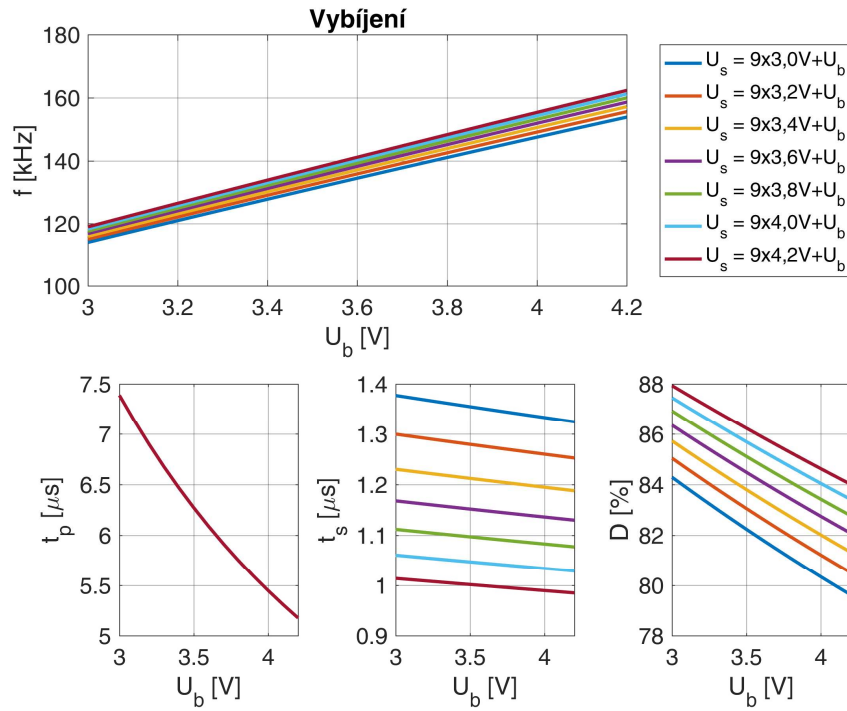
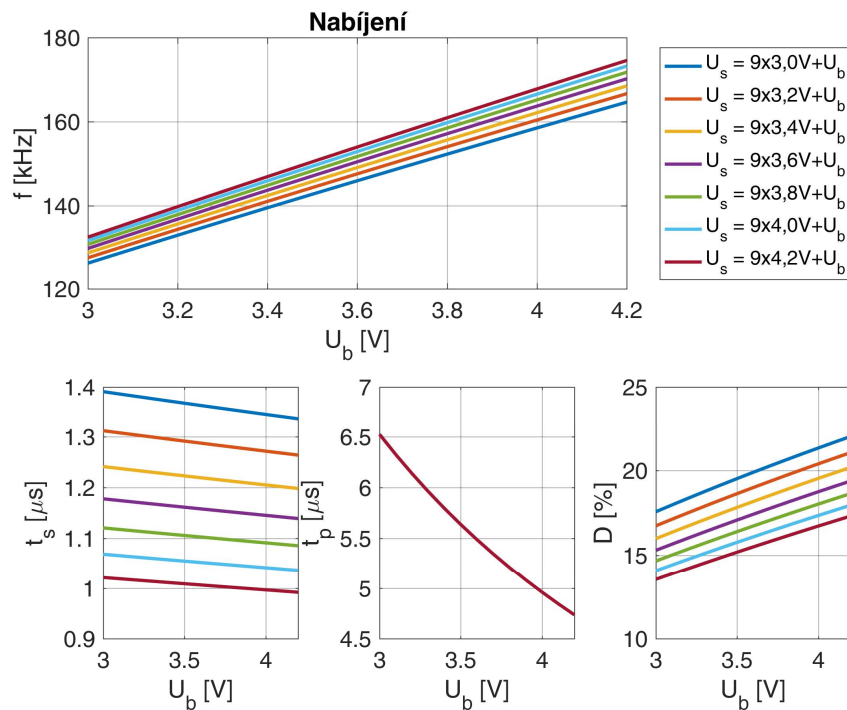
Obr. 8.13 Závislost okamžitých a středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při nabíjení článku



Obr. 8.14 Závislost středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při vybíjení článku



Obr. 8.15 Závislost středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy při nabíjení článku

Obr. 8.16 Závislost f , t_p , t_s a D na napětí článku a sestavy při vybíjení článkuObr. 8.17 Závislost f , t_p , t_s a D na napětí článku a sestavy při nabíjení článku

8.5.1 Časovač HRTIM použitého MCU

Časovač HRTIM, neboli časovač s vysokým rozlišením, je srdcem měniče a tedy i celého balancéru. Jeho úkolem je generování řídicích signálů pro výkonové tranzistory T_p a T_s v závislosti na stavu komparátorů vyhodnocujících velikost primárního a sekundárního proudu i_{vp} a i_{vs} . Vzhledem k požadované frekvenci a spínacím časům, především pak době sepnutí sekundárního tranzistoru t_s , musí být tato periférie na poměry MCU poměrně rychlá. Jak bylo zmíněno je HRTIM velice složitá periférie s rozsáhlými možnostmi nastavení. Vše je však velice dobře zdokumentováno v dokumentaci MCU [49; 57] a několika aplikačních poznámkách určeným časovači HRTIM [58; 59; 60].

Primárním zaměřením HRTIM je řízení výkonových konverzních systémů, především výkonových spínaných zdrojů, ale i řízení motorů, aj. Lze jej samozřejmě použít i pro jiné účely vyžadující precizní časování. Jeho modulární architektura umožňuje generování až 10 na sobě závislých či nezávislých řídicích signálů s velmi přesným časováním. Každý signál je tvořen pomocí čítače s porovnáním čítajícího hodinový signál a velkého množství událostí (event), tvořících analogové a digitální zpětné vazby. Toto umožňuje vytvořit velké množství variant řídicích signálů s proměnnou střídou (PWM), s proměnnou frekvencí nebo konstantním časem sepnutí T_{on} , a umožnit tak realizaci téměř libovolné metody řízení. HRTIM dále umožňuje měření intervalů, časování spouštění AD a DA konvertorů a je vybaven několika bezpečnostními vstupy pro chybové události (fault event).

HRTIM lze rozdělit do několika větších modulů:

- Časovač master
- Časovací jednotky (TIM A – TIM E)
- Koncový stupeň
- Dávkové řízení
- Logika externích událostí a chybových událostí
- Systémové rozhraní

Základním stavebním prvkem je časovač tvořený 16-bitovým čítačem počítající směrem nahoru (up-counter) s možností automatického nastavení (auto-reload) a čtyřmi porovnávacími registry (compare register). Takových časovačů obsahuje hned šest, jeden master časovač a pět časovacích jednotek TIM A – E. Časovací jednotky disponují navíc dvěma záchytnými registry (capture register) pro měření intervalů. Hodinový kmitočet je vytvářen násobením systémového hodinového kmitočtu. Ten může být až 72MHz v případě použití rychlého externího oscilátoru (HSE – High Speed External oscillator) nebo 64MHz v případě rychlého interního oscilátoru (HSI

– High Speed Internal oscillator). Tento kmitočet lze pro časovač HRTIM a některé jiné časovače násobit dvěma, což znamená 144MHz resp. 128MHz. Tento kmitočet je následně násoben periferií HRTIM 32x. Výsledkem je tedy ekvivalentní frekvence 4,6GHz resp. 4,096GHz, což znamená rozlišení 217ps resp. 244ps. Jelikož takovéto rozlišení není vždy nutné, umožňuje každý časovač dělit tento kmitočet 1 – 128x. Časovací jednotky mohou pracovat v jednom ze tří režimů. Spouštěný znovu-nespustitelný (single-shot non-retriggerable), spouštěný znovu-spustitelný (single-shot retriggerable) anebo kontinuální (continuous) mód. Spouštění probíhá pomocí nulovací události (reset event) v případě spouštěných módů a softwarově v případě kontinuálního módu. Opakovaná nulovací událost může časovač resetovat před doběhnutím do konce jen v případě znovu-spustitelného či kontinuálního módu.

Master časovač může nastavit/vynulovat kterýkoli z 10 výstupů časovacích jednotek TA1, TA2 – TE1, TE2 a umožňuje synchronizaci časovacích jednotek. Typickým příkladem je např. prokládaný buck konvertor, kde master časovač zajišťuje fázové posuvy mezi časovacími jednotkami generujícími příslušné řídicí signály pro jednotlivé konvertory [57].

Časovací jednotky mohou pracovat buď nezávisle a obsluhovat tak více nezávislých konvertorů nebo ve spojení s ostatními časovači včetně master časovače a řídit tak multi-spínačové (multi-switch) komplexní konvertory. Každý časovač umožňuje řízení dvou výstupů (např. TIM A má výstupy TA1 a TA2). Ty mohou být řízeny nezávisle nebo komplementárně. Tyto výstupy mohou být nastaveny/nulovány interními událostmi, externími událostmi nebo softwarově. Interní události zahrnují shodu hodnoty příslušného časovače s některým z porovnávacích registrů nebo událost master časovače či jiné časovací jednotky. Externí události pak zahrnují události od jiných periferií MCU včetně GPIO. Každý výstup může mít až 32 zdrojů nastavení/nulování, což je realizováno prostřednictvím tzv. křížového prepínače (crossbar switch). Stejným způsobem je realizováno i nulování stavu časovačů (reset event) s možností volby až 28 zdrojů.

Úkolem koncového stupně je modifikovat výstupní signály časovacích jednotek. Konkrétně se jedná o vkládání intervalů dead-time v předě, že jsou výstupy komplementární, vysokofrekvenční modulace nosným kmitočtem nebo modifikace polarity signálu. Dále zajišťuje obsluhu chybových událostí a to asynchronním nastavením příslušných výstupů do předdefinovaných stavů.

Blok dávkového řízení může převzít kontrolu nad jedním či více časovači v případě požadavku na snížení výkonu (např. lehké zatížení měniče). U dávky lze nastavit její délku, periodu a stav výstupů v klidovém stavu. Dávkové řízení si lze představit jako PWM modulování

již vytvořeného řídicího signálu s mnohem vyšší frekvencí, kdy snižováním střídy dochází ke snižování výkonu při zachování požadovaných parametrů řízení tj. frekvence, střídy, aj., dle typu řízení.

Logika událostí (externí, chybové) umožňuje výběr vstupu až 10 externích událostí a až 5 chybových událostí. Může se jednat o digitální vstup MCU nebo o událost generovanou některou z periférií MCU. Blok umožňuje nastavit hladinovou nebo hranovou citlivost a její polaritu (0 nebo 1). Dále umožňuje digitální filtrování až 5 z 10 možných událostních vstupů a jejich maskování (event blanking) pro zamezení nežádané reakce, např. zamezení reakce na zákmity vznikající během přepínání spínačů měniče.

Systémové rozhraní zajišťuje interakci s ostatními částmi MCU, což zahrnuje generování přerušení, požadavků DMA a časování spouštění (trigger) AD a DA konvertorů.

Na obr. 8.18 je již znázorněn princip generování řídicích signálů pro výkonové tranzistory s využitím časovače HRTIM. Z obrázku je patrné, že postačuje pouze jediná časovací jednotka TIM A, která kontinuálně čítá hodinový kmitočet. Vstupy externích událostí EEV1 a EEV2 jsou výstupy komparátorů K_{Pp} a K_{Ps} primárního a sekundárního proudu, viz schéma zapojení na obr. 8.8. Výstupy komparátorů jsou brány jako kladné, pokud je proud vyšší než referenční úroveň a naopak nulové pokud je proud nižší než referenční úroveň. TA1 a TA2 jsou výstupy odpovídající časovací jednotky TIM A, které pracují v komplementárním režimu.

Při vybíjení je nejprve sepnut primární tranzistor T_p a sekundární T_s je vypnut (první část cyklu měniče), tedy TA1 = 1 a TA2 = 0. Výstup primárního komparátoru EEV1 = 0, proud primárním vinutím roste, až dosáhne referenční úrovně, kdy dojde k překlopení výstupu komparátoru EEV1 = 1. Náběžná hrana způsobí vynulování výstupu TA1 = 0 a nastavení výstupu TA2 = 1 (druhá část cyklu měniče). Sekundární proud teče opačným směrem a je tedy nižší než referenční úroveň a EEV2 = 0. Když proud klesne k nule, dojde k překlopení úrovně komparátoru a EEV2 = 1. Náběžná hrana signálu způsobí vynulování časovače a změnu úrovní na TA1 = 1 a TA2 = 0. Cyklus se opakuje.

Při nabíjení je nejprve sepnut sekundární tranzistor T_s a primární T_p je vypnut (první část cyklu měniče), tedy TA1 = 0 a TA2 = 1. Výstup sekundárního komparátoru EEV2 = 0, proud sekundárním vinutím roste, až dosáhne referenční úrovně, kdy dojde k překlopení výstupu komparátoru EEV2 = 1. Náběžná hrana způsobí vynulování výstupu TA2 = 0 a nastavení výstupu TA1 = 1 (druhá část cyklu měniče). Primární proud teče opačným směrem a je tedy nižší než

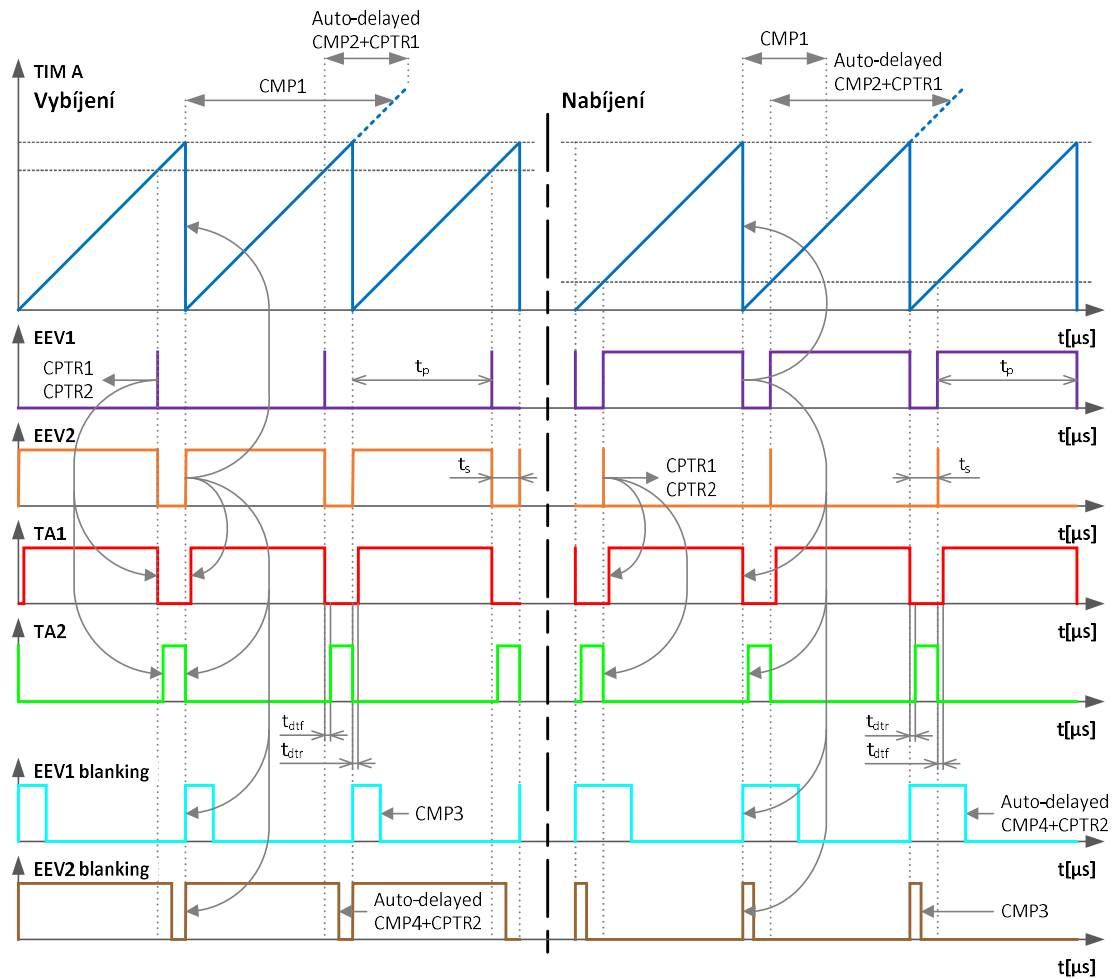
referenční úroveň a $EEV1 = 0$. Když proud klesne k nule, dojde k překlopení úrovně komparátoru a $EEV1 = 1$. Náběžná hrana signálu způsobí vynulování časovače a změnu úrovní na $TA1 = 0$ a $TA2 = 1$. Cyklus se opět opakuje.

Do signálů $TA1$ a $TA2$ jsou vloženy intervaly dead-time na náběžné hraně t_{dt} (Dead-Time Rising) a doběžné hraně t_{dtf} (Dead-Time Falling). Na první pohled by se mohlo zdát, že čítač není v podstatě využit a HRTIM nahrazuje jen klopný obvod. Nicméně HRTIM nabízí další možnosti využití. Každá časovací jednotka obsahuje čtyři porovnávací a dva záchytné registry. Ty lze využít pro stanovení maximálních dob trvání t_p a t_s a zvýšit tak bezpečnost měniče. S ohledem na možnosti časovače existuje více variant řešení. Zde uvedené řešení si vystačí pouze s jednou časovací jednotkou.

Po resetu čítače probíhá první část cyklu měniče a je možné kontrolovat maximální dobu t_p při vybíjení resp. t_s při nabíjení pomocí porovnávacího registru $CMP1$. Při dosažení této hodnoty dojde k automatickému ukončení první části cyklu a tedy přepnutí tranzistorů. Počátek druhé části cyklu, tj. t_s při vybíjení a t_p při nabíjení, je dán ukončením předchozího cyklu a je tak vztažen k události, která tuto změnu vyvolala, tj. $EEV1$ při vybíjení, $EEV2$ při nabíjení nebo dosažení hodnoty $Comp1$. Tyto události jsou rovněž použity pro automatické zachycení hodnoty časovače (capture). Časovač HRTIM umožňuje použít automatické zpoždění intervalu uloženého v porovnávacím registru o hodnotu zachycenou v záchytném registru během nastalé události. Tento režim je označován jako „auto-delayed mode“. Záchytný registr $CPTR1$ je automaticky sečten s porovnávacím registrem $CMP2$, přičemž tvoří požadovanou zpožděnou komparační hodnotu časovače. Vše se děje naprosto automaticky bez nutnosti softwarového zásahu. Tímto způsobem je možné zajistit vyšší bezpečnost měniče nejen proti jeho poškození, ale i poškození celého BMS a dalším materiálními škodám.

Dále, jelikož lze předpokládat, že během přepínání budou na náběžných a doběžných hranách vznikat rušivé zákmity, které jsou pro tento typ měniče typické, lze využít maskování (blanking) událostí vstupů $EEV1$ a $EEV2$ proti nežádanému vyhodnocení události. Maskování vždy trvá od resetu daného časovače či jiné časovací jednotky do shody s některým z porovnávacích registrů nebo je možné použít přímo výstupní signál časovací jednotky $Tx2$ ($x = A, B, C, D, E$), který není nutné připojit na výstupní pin MCU. V tomto případě je uvedena první varianta, kdy po resetu časovače TIM A dojde k maskování obou externích událostí. V první části cyklu je ukončeno maskování $EEV1$ při nabíjení a $EEV2$ při vybíjení při dosažení shody s porovnávacím registrem $CMP3$. Opět platí, že doba trvání maskování v druhé části cyklu není vztažena k resetu čítače, ale k počátku tohoto cyklu a je tedy nutné opět využít zpožděné porovnání. Tentokrát s využitím záchytného registru $CPTR2$ a porovnávacího registru $CMP4$.

Pomocí maskování a nastavitelného porovnání lze rovněž zajistit minimální doby trvání intervalů t_p a t_s .



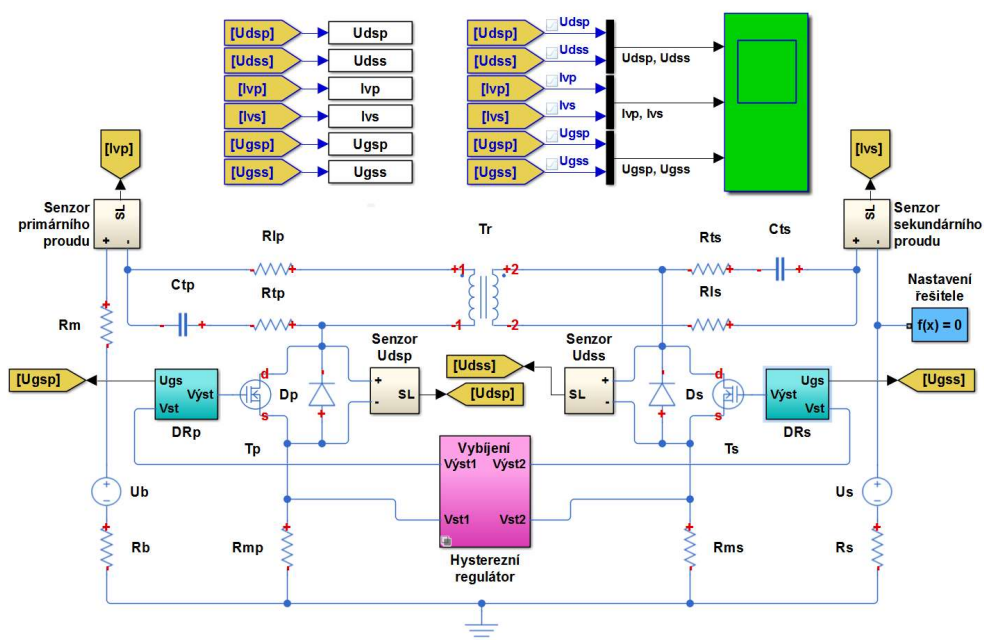
Obr. 8.18 Princip generování řídicích signálů časovačem HRTIM

Vysoká univerzalita časovače HRTIM spolu s možností nastavení limitů proudu až do hodnoty saturačního proudu 10,2A použitého transformátoru umožňuje realizaci téměř libovolné metody řízení a dle potřeby zvýšit či snížit potřebný vyvažovací proud (výkon).

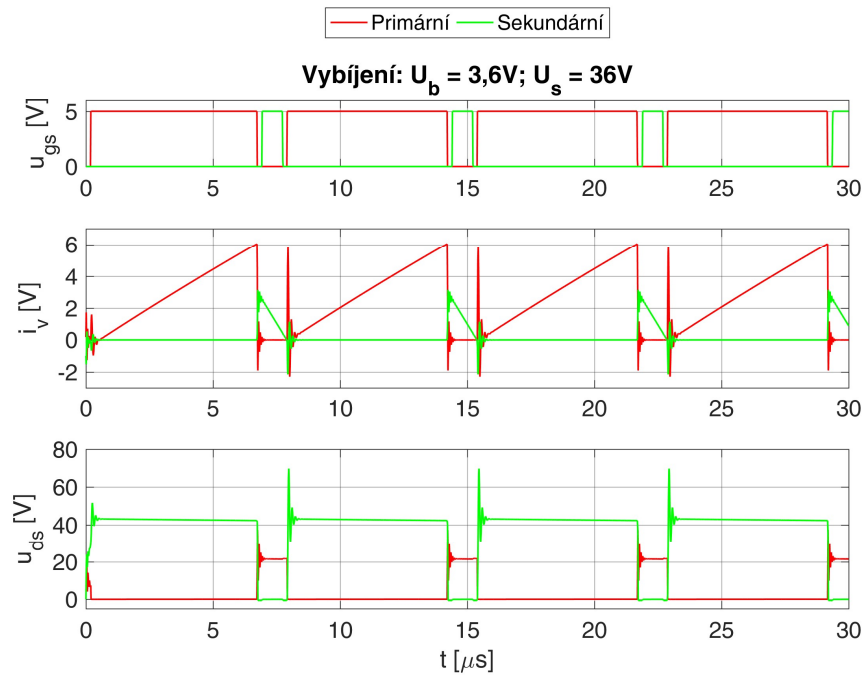
8.6 Obvodová simulace

Obvodová simulace byla provedena opět s využitím programu Matlab. Tentokrát však v simulačním prostředí Simulink, které mimo jiné umožňuje provádět simulace elektrických obvodů. Simulace slouží k ověření činnosti a výpočtů z předchozích kapitol. V simulaci je použita knihovna Simscape, která pracuje s modely součástek (umožňuje i SPICE) a umožňuje jejich parametrizaci. Tyto modely zohledňují např. i vliv parazitních parametrů či dob zpoždění. Simulace je tak mnohem reálnější v porovnání s výpočty v kapitole 8.4.3.

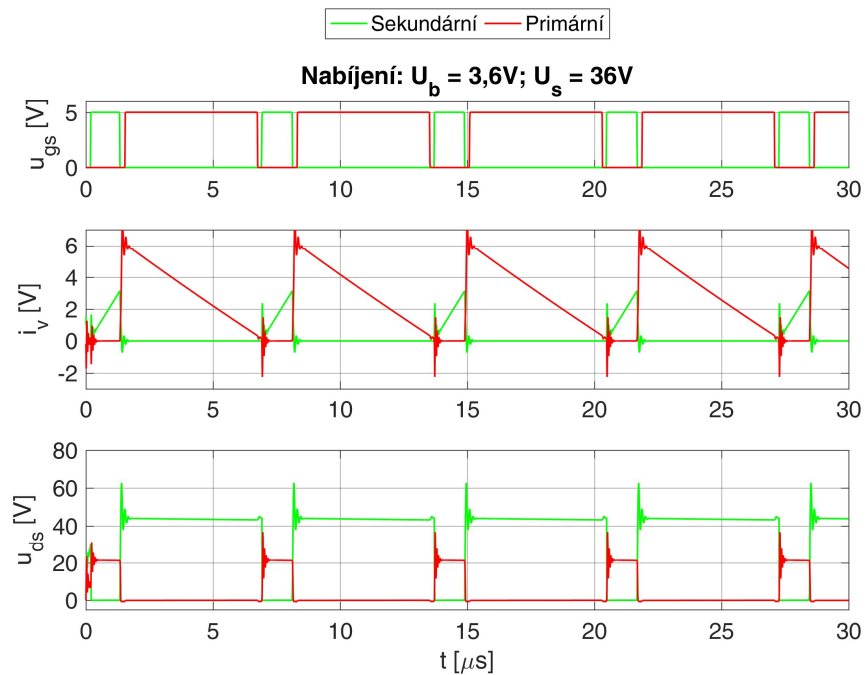
Na obr. 8.19 je model balancéru se synchronním obousměrným flyback měničem, který vychází z náhradního schématu balancéru na obr. 8.11. Namísto sloučených odporů R_{ep} a R_{es} jsou zde použity dílčí odpory. Odpory tranzistorů v sepnutém stavu jsou zahrnuty v jejich modelech. Měnič je řízen již zmíněným hysterezním regulátorem, ten umožňuje výběr jednoho ze dvou možných variant modelů, vybíjení nebo nabíjení přes kontextové menu pravého tlačítka myši. Tyto modely doplňují činnost periferie HRTIM. Zapojení jsou na obr. 8.20. Komparátory K_{Pp} a K_{Ps} porovnávají aktuální hodnoty vstupů V_{st1} (i_{vp}) a V_{st2} (i_{vs}) s referenčními hodnotami U_{refp} (U_{refp}) a U_{refs} (U_{refs}) a podle toho nastavují a resetují RS klopný obvod. Jeho výstup je v přímé a negované formě zaveden do bloků generování intervalů dead-time DT_p a DT_s (obr. 8.21 vlevo). Vstupní signál je při náběžné hraně zpožděn filtrem tvořeným rezistorem R_1 a kondenzátorem C_1 . Při doběžné hraně je filtr překlenut diodou D_1 , čímž dojde k rychlému vypnutí. Schmittův klopný obvod slouží k obnovení hran signálu. Bloky DT_p a DT_s tak zajišťují rychlé vypnutí a zpožděné sepnutí připojeného tranzistoru. Výstupy regulátoru V_{yst1} a V_{yst2} jsou zavedeny do driverů DR_p a DR_s , které zajišťují buzení tranzistorů. Jeho zapojení je na obr. 8.21 vpravo. Výstupní ovládací napětí je generováno napětím řízeným napěťovým zdrojem. Jelikož se v simulaci projevoval vliv zpoždění, bylo nutné lehce posunout komparační úroveň komparátorů vyhodnocujících průchod nulou (I_{pmin} , I_{smin}), tak aby se zabránilo toku proudu v opačném směru.



Obr. 8.19 Model balancéru



Obr. 8.22 Časové průběhy signálů měniče při vybíjení



Obr. 8.23 Časové průběhy signálů měniče při nabíjení

8.7 Cenové o rozměrové porovnání s konkurencí

Jedním z hlavních požadavků kladených na navrhovaný balancér byla nízká cena a malé rozměry. Účelem této kapitoly tedy bude cenové a rozměrové srovnání navrženého řešení se dvěma konkurenčními řešeními s IO LTC3300 a EMB14xx. V případě ceny se jedná pouze o hrubý odhad zahrnující jen nejdražší komponenty. Jelikož jejich cenu silně ovlivňuje odebrané množství, jsou všechny ceny uvedeny pro množství 1000-10000 ks, tj. pro sériovou výrobu nikoli kusovou. U ceny MCU navrženého řešení je uvedeno množství 0,5. Důvodem je, že MCU je použit i pro zbývající části BMS, jako jsou ochranné obvody článků, měření a vyhodnocování napětí, proudů, teplot, určování SOC, datová komunikace, aj. Jelikož žádné z konkurenčních řešení neumožňuje precizní měření z/do článku odebrané/dodané kapacity, nejsou v cenovém porovnání zahrnuty precizní operační zesilovače tvořící diferenční zesilovače DZ2 a DZ4.

Tab. 7 Přibližná cenová kalkulace navrženého řešení

Typ součástky	Název součástky	Množství	Cena za kus [€]	Cena celkem [€]
MCU	STM32F334C8	0,5	2,2	1,1
Výkonový tranzistor multiplexoru	BUK7K13-60E	11	0,5	5,5
Výkonový tranzistor usměrňovače	FDMD8530	2	0,7	1,4
Výkonový tranzistor měniče	SiR882DP	2	1,09	2,18
Budič tranzistorů multiplexoru a usměrňovače	HT0440	8	1,25	10
Transformátor	MA5421-AL	1	1,1	1,1
Budič tranzistorů měniče	LTC4440	2	2	4
Měřicí rezistor proudu	-	2	0,3	0,6
OZ	OPA340	2	1	2
Komparátor	TS881	2	0,3	0,6
Cena celkem				28,48

Tab. 8 Přibližná cenová kalkulace řešení s IO LTC3300

Typ součástky	Název součástky	Množství	Cena za kus [€]	Cena celkem [€]
Řídící obvod balancéru	LTC3300	2	6,8	13,6
Transformátor	MA5421-AL	10	1,1	11
Výkonový tranzistor měniče	SiR882DP	10	1,09	10,9
Výkonový tranzistor měniče	SiS892DN	10	0,71	7,1
Měřicí rezistor proudu	-	20	0,3	6
Cena celkem				48,6

Tab. 9 Přibližná cenová kalkulace řešení s IO EMB14xx

Typ součástky	Název součástky	Množství	Cena za kus [€]	Cena celkem [€]
Řídící obvod měniče	EMB1499	2	2,7	5,4
Řídící obvod multiplexoru a usměrňovače	EMB1428	2	4	8
Výkonový tranzistor multiplexoru a usměrňovače	SI7938DP	16	0,68	10,88
Výkonový tranzistor měniče	SI7846DP	2	0,7	1,4
Výkonový tranzistor měniče	SI7439DP	2	1,87	3,74
Výkonový tranzistor měniče	RJK0330DPB	4	0,77	3,08
Transformátor	750311492	2	5,13	10,26
Cívka	7443320680	2	2	4
Měřicí rezistor proudu	-	4	0,3	1,2
Cena celkem				47,96

Obě dvě konkurenční řešení mají velmi podobné ceny cca 48€. Cena navrženého balancéru je cca 29€, což je výrazně méně. Při porovnání mohou obě dvě konkurenční řešení připadat jako výkonnější. V případě LTC3300 je balancér složen z deseti shodných měničů, jako jsou v navrženém řešení. Díky nim dokáže vyvažovat libovolný počet článků současně shodným proudem. V druhém případě jsou použity dva měniče, každý pro pětici článků. Každý z nich dokáže vyvažovat s proudem až 5A. Navržené řešení však není limitováno metodou řízení jako je LTC3300 a může tak pracovat s výrazně vyšším proudem než byl navržen.

V případě porovnání rozměrů DPS je situace obtížnější. Výsledné rozměry DPS nejsou dány jen počtem součástek a jejich rozměry, ale ovlivňuje je velký počet dalších faktorů, jako je počet signálů, počet vývodů, dimenzování výkonových cest, jejich počet, aj. Nicméně i tak lze zhruba odhadnout, které z řešení bude nejmenší. Rozměry balancéru zásadní měrou ovlivňují rozměry konvertorů a jejich počet. Samotné konvertory jsou tvořeny rozměrnými transformátory a několika málo součástkami. Jejich rozměry jsou tak dány zejména velikostí použitých transformátorů, ale také počtem především výkonových cest. Řešení s LTC3300 používá rozměrnější transformátory než zapojení s EMB14xx. Menší rozměry jsou však vykoupěny další indukčností a dvojnásobným počtem tranzistorů měniče. Balancér s LTC3300 potřebuje deset konvertorů a dva velké IO. Vyvažovač s EMB14xx musí obsahovat dva konvertory a čtyři velké IO. Navržený balancér obsahuje pouze jeden konvertor rozměrově velmi podobný konvertoru s LTC3300 a pouze jeden velký IO, který je navíc sdílen s ostatními částmi BMS, a několik malých IO. V průběhu návrhu byly důsledně kontrolovány rozměry všech vybraných součástek. Lze se tedy domnívat, že toto řešení bude rozměrově nejmenší.

9 Návrh algoritmu prediktivního vyvažování

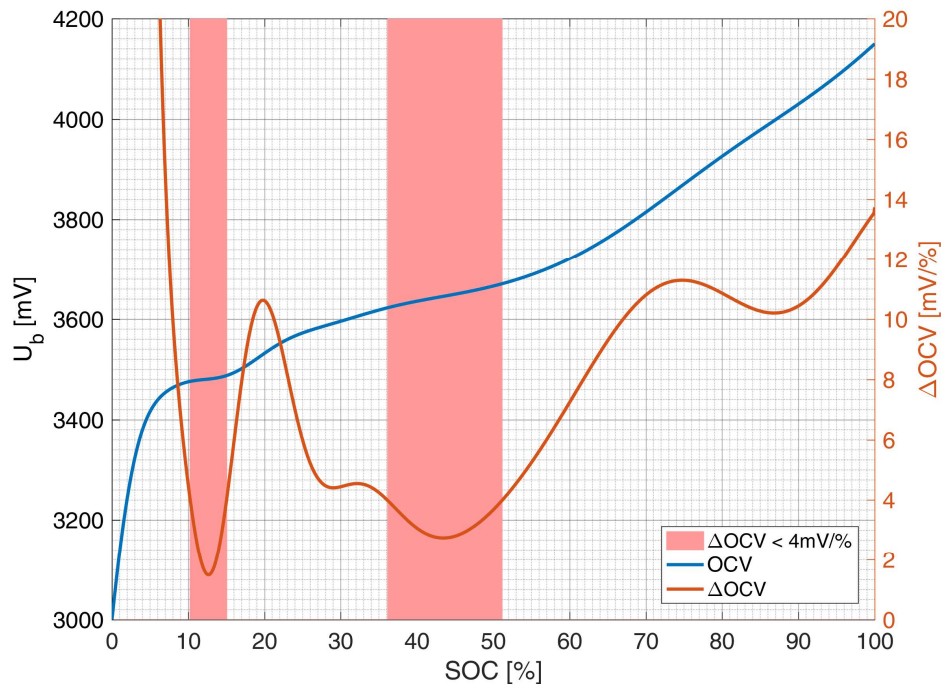
Algoritmus prediktivního vyvažování a vše s ním související bylo již popsáno v kapitole 6.2. Cílem této kapitoly tak bude popis návrhu tohoto algoritmu a ověření jeho funkce v programu Matlab. Jak bylo zmíněno, algoritmus musí být co nejjednodušší tak, aby jej bylo možné snadno implementovat do malého a levného MCU a zároveň bylo dosaženo co nejnižší spotřeby. Základem algoritmu je určování celkové (maximální) kapacity Q_c každého článku v sestavě. Kapacita Q_c odpovídá v článku akumulovanému náboji mezi dvěma limitními napětími OCV charakteristiky, obvykle 0 a 100% SOC. V tomto případě 100% SOC odpovídá napětí 4150mV a 0% SOC odpovídá napětí 3000mV. Pro stanovení Q_c by bylo nutné články vybíjet mezi těmito dvěma limity velmi malým proudem, aby se zamezilo vlivu RI (v podstatě metoda měření OCV charakteristiky malým proudem). V praxi je vybíjecí proud mnohem vyšší a vliv RI způsobuje pokles napětí a dřívější ukončení vybíjení. Tento způsob stanovení Q_c je tedy nepoužitelný.

Obdobná situace nasává i při nabíjení, kdy nelze u všech článků zaručit nabití na 100% SOC v každém cyklu. Tento problém lze vyřešit tak, že stanovíme pro každý článek sestavy SOC ve dvou dostatečně vzdálených bodech (SOC_1 a SOC_2), mezi nimiž je metodou počítání náboje (CC - Coloumb Counting) počítána odebraná (spotřebovaná) kapacita q_s z každého článku. Q_c pak lze stanovit dle vztahu (9.1).

$$Q_{c(i)} = \frac{q_{s(i)}}{SOC_{1(i)} - SOC_{2(i)}} [Ah], \quad \forall i \in \langle 1; n \rangle, i \in N \quad (9.1)$$

Kapacita q_s bude pro všechny články shodná jen v případě, že sestava nebyla vyvažována. Původní problém určení Q_c se nyní přesouvá k určení SOC. Vzhledem k tomu, že je určení Q_c tím přesnější, čím je vzdálenost bodů větší, je nejvýhodnější SOC stanovovat na konci nabíjení a vybíjení. SOC lze určit např. z OCV charakteristiky po uplynutí doby relaxace.

Hodnota Q_c má zásadní vliv na přesnost určení odchylek kapacit a je tedy nutné zavést jistá opatření pro její bezpečnou aktualizaci. První je již zmíněná dodatečná vzdálenost bodů SOC_1 a SOC_2 , což lze jednoduše zajistit stanovením jejich minimální vzdálenosti, např. 50% SOC. Rovněž je nutné zvážit přesnost metody vzhledem k tvaru OCV charakteristiky, která zahrnuje velmi ploché oblasti, kde nelze zajistit dostatečnou přesnost určení SOC. Na obr. 9.1 je znázorněn průběh OCV a jeho difference ΔOCV . Jak je patrné, průběh obsahuje dvě lokální minima, kde difference klesá pod 4mV/%, viz zvýrazněné oblasti grafu. Takovým oblastem je lepší se vyhnout a měly by tak být ignorovány. Volba minimální difference závisí především na požadované přesnosti a použitím AD převodníku.



Obr. 9.1 Závislost OCV a difference OCV na SOC

Důležitá je též aktualizace hodnoty, která by neměla znamenat její úplné přepsání hodnotou novou. Jelikož je předpokládáno, že bude Q_c s počtem cyklů klesat, měl by být použit filtr, který umožňuje snazší snížení hodnoty Q_c , než její zvýšení. Stejně tak, by měly být ignorovány enormní poklesy a nárůsty. Z důvodu těchto omezení je velice důležité určit Q_c během prvního cyklu velice přesně a proto by měla být minimální vzdálenost SOC_1 a SOC_2 pro počáteční určení ještě větší, např. 70%. Tvar OCV charakteristiky je, jak již bylo mnohokrát zmíněno, závislý na teplotě. Tuto závislost lze eliminovat parametrickými křivkami a omezením teplotního rozsahu. Pro dosažení potřebné přesnosti by měl být dodržen teplotní rozsah od 20°C do 40°C, kde je závislost na teplotě menší. Rovněž se tím omezí vliv RI, jehož hodnota s klesající teplotou roste cca 1,5x/10°C. Obdobný postup používá i firma Texas Instruments při výpočtu SOC metodou zvanou „Impedance Track“ [61].

Myšlenka prediktivního řízení je tedy následující. Nabíjení probíhá relativně pomalu konstantním proudem. Ze známých odchylek kapacit ΔQ_c lze články prediktivně balancovat, až do dosažení nulových odchylek či poklesu nabíjecího proudu tak, že vliv RI bude zanedbatelný. Následuje vyvažování dle napětí. Při prvním nabíjení jsou odchylky neznámé a vyvažování bude probíhat jen dle napětí. Po ukončení nabíjení a vyvažování budou mít všechny články velmi podobná napětí, a tedy i SOC. Po uplynutí stanoveného času (doba relaxace) či poklesu změny napětí článku dU_b/dt pod určitou mez by měly být všechny články v tzv. relaxovaném stavu. Zde je nutné si uvědomit, že ideálního relaxovaného stavu nelze nikdy docílit. Články jsou totiž

neustále vybíjeny malým proudem způsobeným vlastní spotřebou elektroniky BMS. Z tohoto důvodu je nutná co nejnižší spotřeba, obvykle jednotky mA a méně (závisí také na kapacitě akumulátoru). Doba relaxace se pohybuje v řádu desítek minut až jednotek hodin. Pokud stanovené SOC_1 každého článku splní všechny výše zmíněné podmínky, dojde k jeho uložení. Během vybíjení jsou články ze známé hodnoty odchylek kapacit ΔQ_c prediktivně vyvažovány opět až do dosažení nulových odchylek. Během prvního vybíjení jsou odchylky ΔQ_c opět neznámé. Vzhledem k tomu, že je akumulátor nový, měly by být i odchylky kapacit článků velmi malé, a tudíž je není nutné vyvažovat. Během vybíjení je počítána z vybíjecího a vyvažovacího proudu odebraná kapacita z každého článku. Po ukončení vybíjení dojde opět v relaxovaném stavu a při splnění všech podmínek k uložení SOC_2 každého článku. Ze známých hodnot SOC_1 a SOC_2 a q_s lze určit celkové kapacity článků Q_c a jejich odchylky ΔQ_c . Z principu činnosti je zřejmé, že vhodný aktivní balancér musí umožňovat přesné měření z/do článku odebrané/dodané kapacity pro stanovení ΔQ_c , což není vždy samozřejmé. Např. obě zmíněná integrovaná řešení toto neumožňují a jedná se tak o jednu z velkých předností navrženého aktivního balancéru.

Nyní, když už víme, jak určit celkovou kapacitu článku, lze přistoupit k samotné implementaci algoritmu prediktivního vyvažování. Prvním krokem je stanovení odchylek kapacit, které jsou dány vztahem (9.2) známým již z kapitoly 7.2.2.

$$\Delta Q_c = Q_c - \bar{Q}_c = Q_c - \frac{\sum_{i=1}^n Q_{c(i)}}{n} [Ah] \quad (9.2)$$

Kde je ΔQ_c n-prvkový vektor odchylek celkových kapacit s prvky $\Delta Q_{c(i)}$, Q_c n-prvkový vektor celkových kapacit s prvky $Q_{c(i)}$ a \bar{Q}_c střední hodnota celkových kapacit. Dle znaménka odchylek kapacit ΔQ_c lze články rozřadit na zdrojové (kladné znaménko), cílové (záporné znaménko) a vyvážené s nulovou odchylkou. Články tedy rozdělíme dle vtaů (9.3).

$$\begin{aligned} \forall i \in \{1; n\}, i \in N \\ Z^{(i)} &= \begin{cases} 1 & \text{pro } \Delta Q_{c(i)} > 0, \text{ zdrojový článek} \\ 0 & \text{pro } \Delta Q_{c(i)} \leq 0, \text{ není zdrojový článek} \end{cases} \\ C^{(i)} &= \begin{cases} 1 & \text{pro } \Delta Q_{c(i)} < 0, \text{ cílový článek} \\ 0 & \text{pro } \Delta Q_{c(i)} \geq 0, \text{ není cílový článek} \end{cases} \\ \mathbf{Z} = \mathbf{C} &= 0 \text{ pokud } \|\mathbf{C}\| = 0 \text{ nebo } \|\mathbf{Z}\| = 0 \end{aligned} \quad (9.3)$$

Kde je \mathbf{Z} binární n-prvkový vektor zdrojů s prvky $Z^{(i)}$ a \mathbf{C} binární n-prvkový vektor cílů s prvky $C^{(i)}$. Nyní lze aplikovat vyvažovací proud na rozřazené články. Ze zdrojových článků je

proud odebírán a do cílových je dodáván, přičemž se snižují odchylky kapacit ΔQ_c následujícím způsobem.

$$\Delta Q_c(k) = \Delta Q_c(k-1) + t_{vz}(I_{vn}(k)Z(k) - I_{vv}(k)C(k)) [Ah] \quad (9.4)$$

Kde je k aktuální hodnota časové posloupnosti ($(k-1)$ je tedy předcházející hodnota), I_{vn} nabíjecí vyvažovací proud (pro cílový článek), I_{vv} vybíjecí vyvažovací proud (pro zdrojový článek) a t_{vz} vzorkovací perioda, popř. perioda výpočtu. Pro testování algoritmu byl vytvořen jednoduchý skript v programu Matlab, který simuluje funkci balancéru s akumulátorovou sestavou. Snaha byla zachovat princip balancéru s multiplexorem a jeho logiky řízení avšak s jistým zjednodušením. Balancér pracuje s konstantním vstupním (vybíjecím) proudem. Výstupní (nabíjecí) proud je počítán ze vstupního výkonu a účinnosti. Mezi články není aplikován časový multiplex, jak by tomu ve skutečnosti bylo. Namísto toho byla využita myšlenka, že z dlouhodobého hlediska je proud rovnoměrně rozdělen mezi zdrojové a cílové články, které tvoří zdrojovou a cílovou sestavu. Pro známý vstupní vyvažovací proud měniče I_{vmax} pak platí vztah (9.5). Z účinnosti balancéru lze odvodit vztah (9.6) a (9.7).

$$I_{vv}(k) = \frac{I_{vmax}}{\sum_{i=1}^n Z_{(i)}(k)} [A] \quad (9.5)$$

$$\eta_v P_{vst}(k) = P_{výst}(k) \quad (9.6)$$

$$\eta_v I_{vv}(k) \sum_{i=1}^n (U_{b(i)}(k)Z_{(i)}(k)) = I_{vn}(k) \sum_{i=1}^n (U_{b(i)}(k)C_{(i)}(k)) \quad (9.7)$$

Kde je η_v účinnost balancéru (vyvažovače), P_{vst} vstupní výkon balancéru (příkon) a $P_{výst}$ výstupní výkon balancéru. Úpravou rovnice (9.7) lze získat vztah pro nabíjecí vyvažovací proud I_{vn} (9.8).

$$\begin{aligned} I_{vn}(k) &= \eta_v I_{vv}(k) \frac{\sum_{i=1}^n (U_{b(i)}(k)Z_{(i)}(k))}{\sum_{i=1}^n (U_{b(i)}(k)C_{(i)}(k))} \\ &= \eta_v I_{vv}(k) \frac{(\mathbf{U}_b(k)\mathbf{Z}^T(k))}{(\mathbf{U}_b(k)\mathbf{C}^T(k))} [A] \end{aligned} \quad (9.8)$$

Kde je \mathbf{U}_b n-prvkový vektor napětí článků s prvky $U_{b(i)}$ a \mathbf{Z}^T a \mathbf{C}^T transponované binární vektory \mathbf{Z} a \mathbf{C} . Napětí článků U_b jsou dána napětím OCV a úbytkem RI dle vztahu (9.9). Kde je R_b vnitřní odpor článku, I_z zátěžový proud sestavy a \mathbf{OCV} vektor napětí článků naprázdno (v otevřené smyčce). OCV je stanovena z OCV charakteristiky uložené v tabulce dle vztahu (9.10), kde je \mathbf{q}_s vektor spotřebovaných kapacit, který je dán vztahem (9.11).

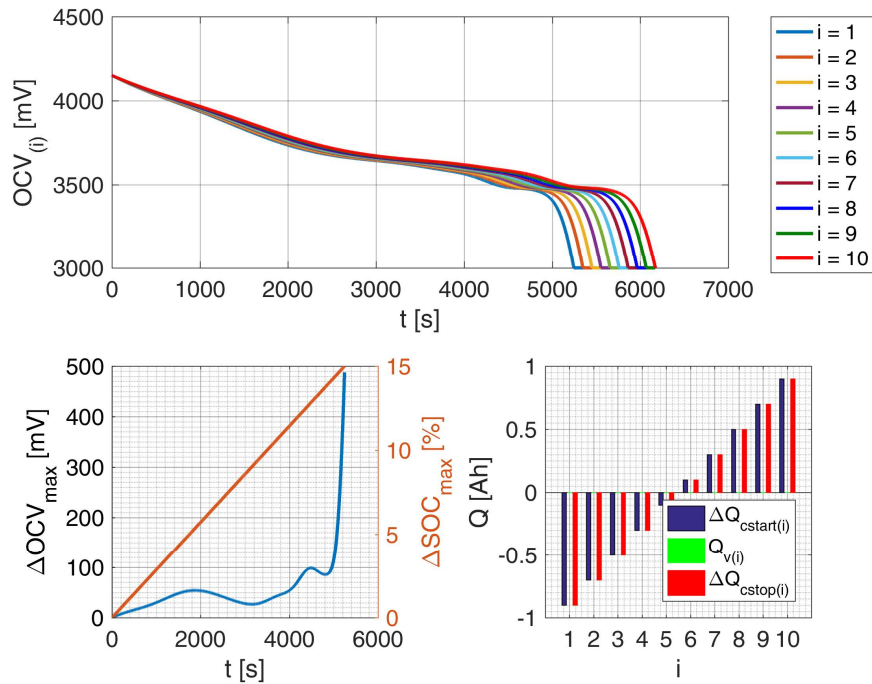
$$\mathbf{U}_b(k) = \mathbf{OCV}(k) - R_b(I_z - i_{vn}(k)\mathbf{Z}(k) + i_{vv}(k)\mathbf{C}(k)) [V] \quad (9.9)$$

$$\mathbf{OCV}(k) = f(\mathbf{SOC}(k)) = f\left(\frac{Q_{c(i)} - q_{s(i)}(k)}{Q_{c(i)}}\right) [V] \quad (9.10)$$

$$\mathbf{q}_s(k) = \mathbf{q}_s(k-1) + t_{vz}(I_z - i_{vn}(k)\mathbf{Z}(k) + i_{vv}(k)\mathbf{C}(k)) [Ah] \quad (9.11)$$

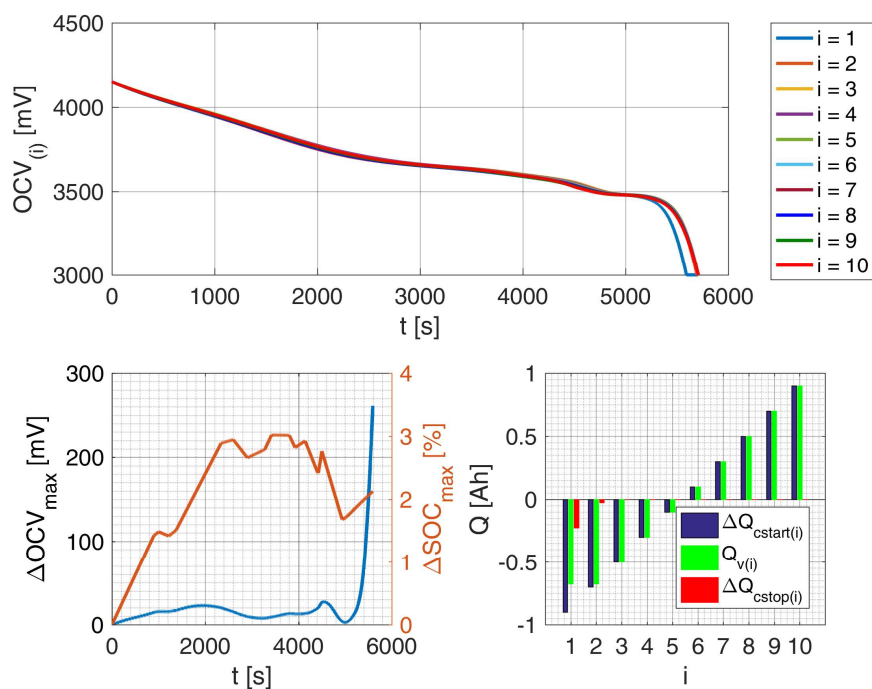
Metoda vyvažování byla testována na simulované kapacitně nevyvážené sestavě 10S, kde Q_c jednotlivých článků rovnoměrně roste od 10,2 do 12Ah s krokem 0,2Ah. Vybíjení této sestavy bez vyvažování je znázorněno na obr. 9.2. Sestava je vybíjena konstantním proudem $I_z = 7A$, který byl stanoven v kapitole 8.2. Vnitřní odpor článků je opět $R_b = 4m\Omega$ a konečné vybíjecí napětí článků 3,0V. První část obr. 9.2 zobrazuje všech deset OCV charakteristik článků v závislosti na vybíjecím čase, na kterých je patrná rovnoměrná odchylka ΔQ_c . Další část zobrazuje závislosti maximální odchylky OCV a SOC mezi články, tj. ΔOCV_{\max} a ΔSOC_{\max} , opět na vybíjecím čase. Poslední částí je sloupcový graf, jehož úkolem je znázornit pro každý článek stanovené odchylky celkových kapacit na počátku vybíjení ΔQ_{cstart} , odchylky celkových kapacit po ukončení vyvažování (vybíjení) ΔQ_{cstop} a celkově vyváženou kapacitu během vyvažování (vybíjení) Q_v . Jak je patrné, během vybíjení rostou difference OCV článků a tedy ΔOCV_{\max} a ΔSOC_{\max} viditelně divergují. Jelikož není balancér aktivován, jsou odchylky kapacit na počátku i na konci vybíjení shodné, tj. $\Delta Q_{cstart} = \Delta Q_{cstop}$ a vyvážená kapacita Q_v je tedy nulová. Hodnota Q_v je dána vtahem (9.12), kde je \mathbf{Q}_v n-prvkový vektor vyvážených kapacit s prvky $Q_{v(i)}$ a m počet vypočtených hodnot časové posloupnosti.

$$\mathbf{Q}_v = \sum_{k=0}^m (i_{vn}(k)\mathbf{Z}(k) + i_{vv}(k)\mathbf{C}(k))t_{vz} [Ah] \quad (9.12)$$



Obr. 9.2 Vybíjení 10S sestavy bez vyvažování

Na obr. 9.3 je znázorněno vybíjení shodné sestavy s již aplikovanou metodou vyvažování, která byla uvedena výše. Pro simulaci byla zvolena hodnota vyvažovacího proudu konvertoru $I_{vmax} = 2A$, což byla minimální hodnota dosažená v návrhu konvertoru, a účinnost balancéru $\eta_v = 90\%$.



Obr. 9.3 Vybíjení 10S sestavy s vyvažováním bez kompenzace

Jak je patrné, rozdíly mezi OCV článků jsou na konci vybíjení mnohem menší, než tomu bylo v předchozím případě. Nicméně před dosažením konce vybíjení dochází k viditelnému nárůstu ΔOCV_{\max} a ΔSOC_{\max} . Především na ΔSOC_{\max} je patrné, že charakteristika měla tendenci klesat (konvergovat k nule), ale před koncem začíná opět divergovat. Tento fenomén je způsoben vlivem již zmíněné účinnosti vyvažovače η_v a zanedbáním vlivu napětí, jelikož měnič balancéru konvertuje výkon resp. energii a nikoli proud resp. kapacitu (proto název obr. 9.3 „bez kompenzace“). Problém je dobře patrný na sloupcovém grafu, kde byla ze zdrojových článků kompletně odebrána požadovaná kapacita. Ta však nestačila vykompenzování požadované kapacity článků B1 a B2. Řešení tohoto problému vychází z myšlenky, že po ukončení vyvažování nejsou odchylky kapacit nulové. Jelikož známe jejich velikost, lze je znovu přepočítat dle vztahu (9.13). Z nově stanovených odchylek kapacit lze opět stanovit zdrojové a cílové články dle (9.3) a zahájit vyvažování.

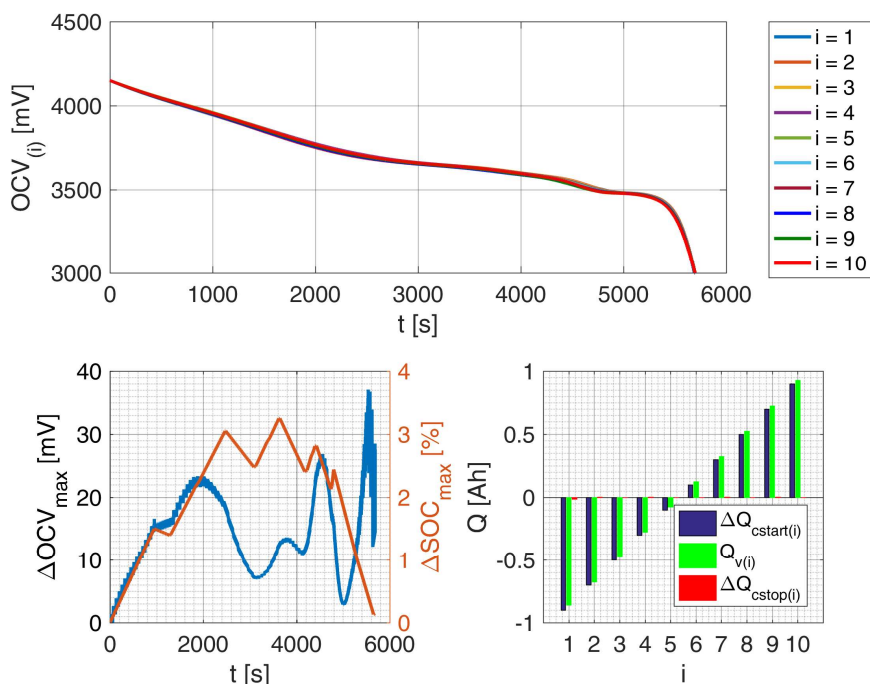
$$\Delta\mathbf{Q}_c(k) = \Delta\mathbf{Q}_c(k) - \overline{\Delta\mathbf{Q}_c}(k) = \Delta\mathbf{Q}_c(k) - \frac{\sum_{i=1}^n \Delta Q_{c(i)}(k)}{n} [\text{Ah}] \quad (9.13)$$

Metodu lze ještě vylepšit tak, že k přepočítání odchylek nebude docházet po ukončení vyvažování, ale průběžně během vyvažování (kompenzace odchylek). Kompenzace odchylek dle (9.4) může následovat po každé aktualizaci dle vztahu (9.13) nebo méně často. Po každém kompenzaci je opět nutné stanovit zdrojové a cílové články. Vzhledem k tomu, že je článek považován jako vyvážený jen pokud je jeho $\Delta Q_c = 0$ a časté aktualizaci by rozdělení článků dle vztahů (9.3) vedlo k nestabilitě, kdy by byla energie neustále přelévána sem a tam, dle aktuálního znaménka. Je tedy nutné vymezit kolem nuly jisté hysterezní pásmo, označme jej např. $\pm\Delta Q_{c0}$. Články je pak možné rozdělit dle vztahů (9.14).

$$\begin{aligned} \forall i \in \{1; n\}, i \in N \\ Z_{(i)}(k) &= \begin{cases} 1 \text{ pro } \Delta Q_{c(i)}(k) \geq \Delta Q_{c0}, \text{ zdrojový článek} \\ 0 \text{ pro } \Delta Q_{c(i)}(k) \leq 0, \text{ není zdrojový článek} \end{cases} \\ C_{(i)}(k) &= \begin{cases} 1 \text{ pro } \Delta Q_{c(i)}(k) \leq -\Delta Q_{c0}, \text{ cílový článek} \\ 0 \text{ pro } \Delta Q_{c(i)}(k) \geq 0, \text{ není cílový článek} \end{cases} \\ \mathbf{Z}(k) = \mathbf{C}(k) &= 0 \text{ pokud } \|\mathbf{C}(k)\| = 0 \text{ nebo } \|\mathbf{Z}(k)\| = 0 \end{aligned} \quad (9.14)$$

Obr. 9.4 znázorňuje vybíjení dané sestavy s upravenou metodou vyvažování s kompenzací. Jak je patrné, úpravou se podařilo dosáhnout v podstatě naprosté shody OCV všech článků v oblasti konce vybíjení. To je patrné i na průběžích ΔOCV_{\max} a ΔSOC_{\max} , které nyní konvergují k nule. Na sloupcovém grafu je patrné, že kapacita dodaná ze zdrojových článků Q_v je vyšší než

byla počáteční odchylka ΔQ_{start} . Naopak kapacita dodaná do cílových článků je mírně nižší. Odchyly kapacit na konci vyvažování ΔQ_{cstop} jsou v podstatě nulové, v mezích $\pm \Delta Q_{\text{c0}} = \pm 5\text{mAh}$.



Obr. 9.4 Vybíjení 10S sestavy s vyvažováním a kompenzací

Na obr. 9.5 a obr. 9.6 jsou časové průběhy vektorů zdrojů \mathbf{Z} a cílů \mathbf{C} pro metodu bez kompenzace a s kompenzací, kde je patrné, kdy a u kterého článku bylo ukončeno vyvažování. Přerušovanou čarou je znázorněno ukončení vyvažování všech článků, které logicky u druhé metody trvalo o něco déle. Při porovnání zdrojových vektorů obou metod jsou u prostředních článků patrné u metody s kompenzací krátké kompenzační špičky. Články B3, B4 a B5, které byly původně cílové, se nyní krátce stávají zdrojovými. V tomto případě se jedná o lehké překompenzování článků v důsledku neznámého množství energie nutného dodat do kompenzovaných článků a jedná se tak o vlastnost metody. Původně vyvážený článek se tak stává zdrojem energie, což je důvod, proč se tyto špičky objevují jen u vektoru zdrojů.

V tab. 10 jsou porovnány některé údaje pro uvedené případy vyvažování, kde je $\Delta \text{OCV}_{\text{max0}}$ a $\Delta \text{SOC}_{\text{max0}}$ maximální odchylka OCV a SOC článků ve vybitém stavu a Q_{vs} využitelná kapacita sestavy. Metoda vyvažování bez kompenzace dosáhla cca o 6,6% vyšší kapacity, tj. o 6 minut delšího běhu. Metoda s kompenzací pak dosáhla zvýšení celkové kapacity o 8,4%, tj. o dalších cca 1,5 minuty více než metoda bez kompenzace. Nejedná se o výrazný nárůst, což je dáno relativně malými a rovnoměrně rozprostřenými odchylkami mezi články sestavy. Zde je nutné znovu podotknout, že se jedná o vybíjení konstantním jmenovitým proudem, což neodpovídá reálné situaci. Ze 7,5 minut tak může být např. 20 při reálném použití. Z důvodu předvedení

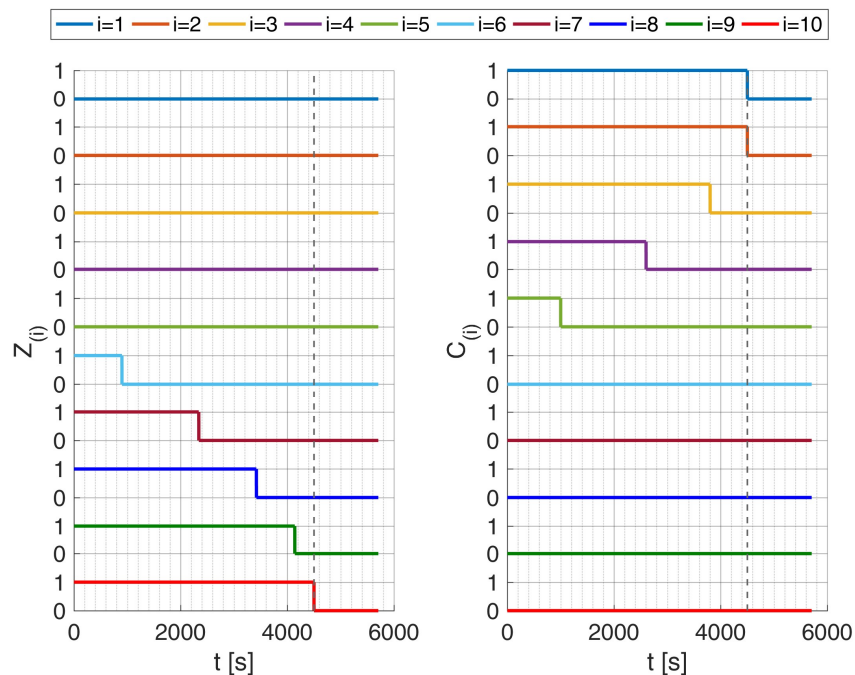
principu maximalizace energie je uveden ještě jeden případ s extrémní odchylkou celkové kapacity jediného článku, který je uveden na obr. 9.7. V tomto případě má článek B1 kapacitu 9Ah a ostatní 12Ah. Dochází tak k extrémnímu nárůstu využitelné kapacity sestavy o 30% a vybíjecího času cca o 23 min. Získané údaje jsou uvedeny v tab. 11.

Tab. 10 Porovnání údajů prediktivních metod vyvažování

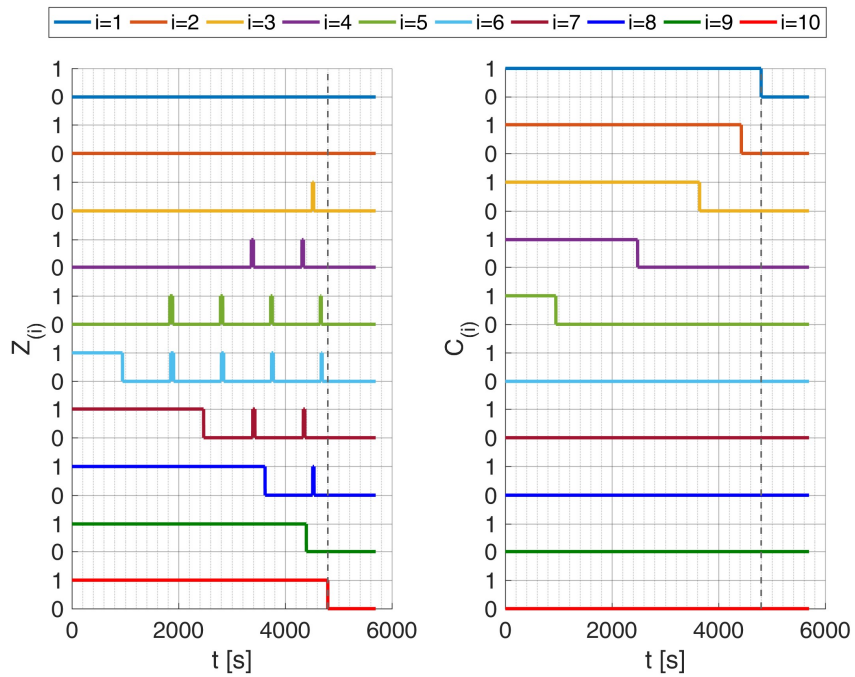
Metoda	t_{vyb} [s]	Q_{vs} [Ah]	t_{v} [s]	$\Delta\text{OCV}_{\text{max0}}$ [mV]	$\Delta\text{SOC}_{\text{max0}}$ [%]
Bez vyvažování	5245	10,2	-	487,7	15
Bez kompenzace	5591	10,87	4502	261,2	2,13
S kompenzací	5687	11,06	4798	27,6	0,14

Tab. 11 Porovnání údajů pro případ extrémní odchylky jediného článku sestavy

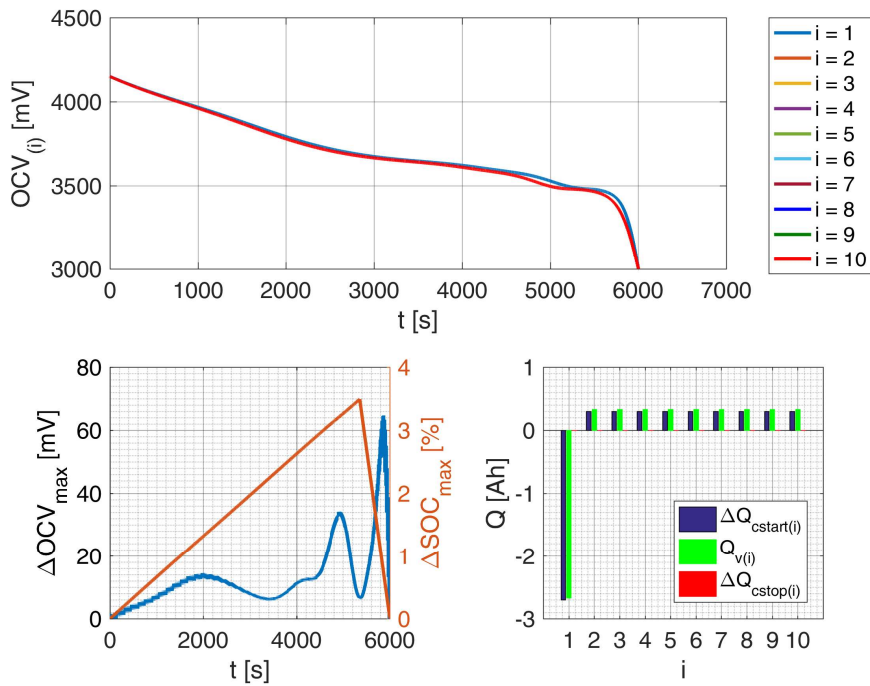
Metoda	t_{vyb} [s]	Q_{vs} [Ah]	t_{v} [s]	$\Delta\text{OCV}_{\text{max0}}$ [mV]	$\Delta\text{SOC}_{\text{max0}}$ [%]
Bez vyvažování	4629	9	-	572,6	25
S kompenzací	6000	11,67	5356	13,22	0,01



Obr. 9.5 Vyhodnocení zdrojových a cílových článků pro metodu vyvažování bez kompenzace



Obr. 9.6 Vyhodnocení zdrojových a cílových článků pro metodu vyvažování s kompenzací



Obr. 9.7 Vybíjení 10S sestavy s extrémní nevyvážeností jednoho článku

10 Závěr

10.1 Shrnutí dosažených výsledků

Hlavní část práce je rozdělena do sedmi kapitol (3-9), které zde nyní budou shrnuty. V souladu s cíli vytčenými v kapitole 2 představují kapitoly 3-7 první teoretickou část práce, jejíž hlavní výsledky jsou:

1. Popis příčin vzniku napěťové nevyváženosti článků sestavy, jejich projevů a důsledků.
2. Vysvětlení principů potlačení a eliminace příčin vzniku napěťové nevyváženosti s použitím aktivních a pasivních metod vyvažování s ohledem na efektivitu.
3. Uvedení případů nevhodného použití balancérů a algoritmů jejich řízení vedoucích k energetickým ztrátám a rozvážení a návrh účinných protiopatření.
4. Diskuze možností, realizace a přínosů energetického balancování za účelem maximalizace použitelné energie.
5. Uvedení nejznámějších a nejpoužívanějších zapojení aktivních a pasivních balancérů s cílem porovnat, popsat a zobecnit jejich vlastnosti, použití, řízení, výhody a nevýhody.
6. Detailní představení pasivních balancérů, které jsou součástí většiny moderních IO, jejich možností, omezení a metod zvýšení vyvažovacího proudu.
7. Představení obecných principů redistribuce energie mezi články sestavy a stanovení jejich účinnosti.
8. Odvození vztahů pro odhad potřebného vyvažovacího proudu energetického vyvažování.
9. Popis nejčastějších způsobů řízení konvertorů aktivních balancérů.
10. Detailní uvedení a porovnání zapojení kapacitních a induktivních balancérů a popis principů jejich činnosti.
11. Uvedení metod používaných pro vyvažování modulů u rozsáhlých sestav.
12. Způsoby alternativního využití balancérů.

Následující kapitola 8 odpovídá druhému bodu stanovených cílů v kapitole 2, tj. návrhu aktivního balancéru. Účelem bylo využít získaných poznatků při návrhu balancéru pro konkrétní aplikaci. Ta představuje elektricky asistované kolo s příkonem motoru 250W napájené 10S5P Li-ion akumulátorem se jmenovitou kapacitou 12,5Ah. S ohledem na požadavky kladené na zapojení balancéru, možnosti zapojení a srovnání dostupných řešení s IO, byl nakonec zvolen balancér s přepínaným obousměrným synchronním flyback konvertorem vlastní konstrukce. Ze zadaných hodnot a požadované kompenzovatelné odchylky 10% byl stanoven potřebný vyvažovací proud 1,75A. Ten však odpovídá vyvážení dané maximální neshody kapacit při

kontinuálním příkonu 250W, což neodpovídá reálnému použití. Ve skutečnosti bude průměrný příkon motoru výrazně nižší, a čas potřebný pro vyvážení bude tedy delší. Uvažovaný proud 1,75A tak je pro danou aplikaci naddimenzován a lze předpokládat úspěšné vyvážení výrazně větší neshody kapacit. Dále následoval podrobný návrh a popis bloků multiplexoru, aktivního usměrňovače a samotného obousměrného synchronního flyback konvertoru s ohledem na jednoduchost, účinnost, nízkou cenu a malé rozměry.

Pro řízení měniče byl zvolen MCU STM32F334, jehož časovač s vysokým rozlišením HRTIM zajišťuje hysterezní proudové řízení pracující na hranici přerušovaného proudu (BCM) s rozsahem 0 – 6A na primární straně a 0 – 3A na sekundární straně transformátoru. Pro tento režim činnosti a náhradní schéma zapojení balancéru, resp. jeho měniče, byly vypočteny vztahy pro primární a sekundární proud, intervaly sepnutí tranzistorů, frekvenci a střidu pro oba dva směry konverze energie. S využitím programu Matlab byla zjištěna závislost vypočtených vztahů a středních hodnot vyvažovacích proudů na napětí článku a sestavy. Jelikož lze předpokládat, že se napětí článků během vyvažování nebudou příliš lišit, měla by se hodnota vyvažovacího proudu vyvažovaného článku pohybovat kolem 2,3A při jeho vybíjení a kolem 2,2A při jeho nabíjení v celém rozsahu napětí 3,0 – 4,2V. Při extrémním rozvážení článků by neměl být vyvažovací proud článku v obou směrech nižší než 2A a měl by tak být vždy vyšší než požadovaná hodnota 1,75A. Lehce vyšší výkon je spíše výhodou i s ohledem na zanedbání účinnosti při odhadu potřebného vyvažovacího proudu. Rozsah změny spínací frekvence vyšel 114 – 175kHz, přičemž byl požadován rozsah 100 – 200kHz. Vypočtené hodnoty tak naprosto splňují očekávání a stanovené cíle.

Dále byla popsána struktura a možnosti periferie HRTIM použitého MCU. Byl detailně vysvětlen princip generování řídicích signálů pro zmíněný konvertor v obou směrech konverze s využitím jedné časovací jednotky a dvojice externích událostních vstupů tvořících zpětné vazby. Byl proveden návrh opatření pro zajištění vyšší bezpečnosti měniče v podobě kontroly maximálních a minimálních dob trvání intervalů sepnutí tranzistorů a maskování externích událostí proti nežádanému vyhodnocení např. v důsledku zákmitů při přepínání tranzistorů. V obou případech s využitím porovnání a zpožděného porovnání hodnoty časovače. Velkou výhodou použitého řešení je vysoká univerzalita časovače HRTIM, která umožňuje realizaci téměř libovolné metody řízení, což spolu s možností nastavení limitů proudu až do hodnoty saturačního proudu 10,2A (dáno transformátorem) umožňuje dle potřeby zvýšit či snížit potřebný vyvažovací proud (výkon). Např. posunutím limitů proudu o 1A výše bude měnič pracovat v CCM módu, dojde ke zvýšení hodnoty vyvažovacího proudu právě o 1A, přičemž frekvence, střída a spínací časy zůstanou stejné.

Další částí této kapitoly byla obvodová simulace v programu Matlab, která sloužila k ověření činnosti a výpočtů z předchozích částí. Byl vytvořen model balancéru složený z diskrétních součástí, modelu hysterezního regulátoru suplujícího činnost komparátorů a časovače HRTIM včetně generování intervalů dead-time a dvou modelů budičů výkonových tranzistorů. Simulace byla provedena pro kombinaci napětí článku 3,6V a napětí sestavy 36V. Všechny získané průběhy napětí a proudů odpovídají očekávání. Při porovnání frekvence, střídy a intervalů sepnutí tranzistorů získaných výpočtem a simulací došlo téměř k naprosté shodě, jen intervaly sepnutí tranzistorů vyšly nepatrně delší, což lze přisuzovat celkově reálnějšímu chování simulace, kdy docházelo ke zpoždění jednotlivých obvodů a oscilacím vznikajícím při přepínání tranzistorů.

Jelikož bylo jedním z hlavních cílů návrhu dosáhnout úspor nákladů a rozměrů, obsahuje poslední část této kapitoly cenové a rozměrové porovnání navrženého řešení aktivního balancéru s dostupnými konkurenčními balancéry s IO LTC3300 a EMB14xx. V případě cenového srovnání se jednalo o hrubý odhad ceny zahrnujícího jen nejdražší komponenty. Výsledkem jsou následující ceny: 29€ (navržené řešení), 49€ (LTC3300) a 48€ (EMB14xx). Úspora je tedy cca 20€ proti oběma konkurenčním řešením, což by mělo zajistit významnou úsporu i v konečné ceně. Porovnání rozměrů je z důvodu nedostatku informací a komplikovaného, ne-li nemožného odhadu rozměrů velmi obtížné. Nicméně jelikož jsou použité konvertory balancérů rozměrově poměrně podobné, bylo porovnání provedeno alespoň z pohledu počtu konvertorů a potřebných rozměrných IO. Navržené řešení využívá pouze jeden konvertor a MCU, který je navíc sdílen s dalšími částmi BMS. Z tohoto pohledu by tedy mohlo být navržené řešení rozměrově nejmenší.

Poslední kapitola 9 odpovídá poslednímu bodu stanovených cílů v kapitole 2, tj. vytvoření algoritmu pro prediktivní řízení navrženého balancéru. Algoritmus měl být co nejjednodušší, tak aby jej bylo možné snadno implementovat do malého a levného MCU a zároveň bylo dosaženo co nejnižší spotřeby. Základem algoritmu je určování celkové kapacity Q_c každého článku v sestavě. Ta je určována z poměru odebrané kapacity a difference SOC odpovídající odebrané kapacitě. SOC je určován z OCV charakteristiky, když články dosáhnou relaxovaného stavu. Pro zajištění bezpečné aktualizace celkových kapacit byla stanovena řada kritérií. Ze známých celkových kapacit byly stanoveny jejich odchylky, které lze relativně snadno kompenzovat. Pro testování prediktivní metody vyvažování byl vytvořen skript v programu Matlab, který simuluje funkci navrženého balancéru a kapacitně nevyvážené akumulátorové sestavy. Přímou kompenzací vypočtených odchylek došlo k výraznému vyvážení kapacit, avšak neúplně. Důvodem bylo zanedbání vlivu účinnosti balancéru a vlivu napětí (měnič konvertuje energii nikoli kapacitu). Následně byla navržena metoda kontinuální kompenzace odchylek celkových kapacit. Ta dokázala zcela vykompenzovat danou nevyváženost, což bylo následně dokázáno na příkladu extrémní nevyváženosti celkové kapacity jediného článku sestavy, kdy došlo

k extrémnímu prodloužení vybíjecího času o 30%. Jedinou nevýhodou metody je lehké překompenzování především málo nevyvážených článků v důsledku neznámého množství energie nutného dodat do kompenzovaných článků. Jedná se tedy o vlastnost metody. Dále je jisté, že přesnost metody bude dána především precizností měření proudu. Metoda umožňuje efektivně vyvažovat nevyváženost celkových kapacit a maximalizovat tak použitelnou energii akumulátoru. Zůstává přitom dostatečně jednoduchá a tedy nenáročná tak, aby mohla být využita v systémech s nízkou spotřebou, ale i cenou.

10.2 Směřování dalšího vývoje

U uvedené prediktivní metody řízení balancéru je kapacita článku stanovována z poměru spotřebované kapacity a difference SOC (9.1). SOC je získáván z OCV charakteristiky. Výhodou je jednoduchost a výpočetní nenáročnost. Pro přesné určení SOC však musí být články v relaxovaném stavu, což je časově dosti náročné. V některých případech k tomuto stavu ani nemusí dojít a navíc je OCV dosti teplotně závislé, viz kapitola 3. Pro odstranění těchto problémů bude nutné najít vhodnou metodu kontinuálního určování SOC nezávisle na aktuálním napětí článků. Ta musí zůstat zároveň dostatečně jednoduchá a výpočetně nenáročná.

Algoritmus prediktivního řízení v současné podobě nezohledňuje vliv nevyváženosti SOC. Pokud je akumulátor pravidelně nabíjen do plného stavu, jsou obvykle odchylky SOC malé, snadno kompenzovatelné a akumulátor by tedy měl být stále vyvážený. V opačném případě hrozí vznik velké nevyváženosti SOC, která by mohla být použitím balancéru ještě více prohloubena. Bude tedy nutné hlídat aktuálnost všech dat potřebných k vyvažování, případně zahrnout odchylky SOC do výpočtu kompenzovaných odchylek celkových kapacit a kompenzovat obě nevyváženosti současně.

Prediktivní algoritmus vyvažuje při vybíjení neshodu kapacit tak, aby byla nulová při dosažení OCV 3,0V, což neodpovídá reálnému konečnému vybíjecímu napětí, které je zkresleno vlivem RI, a dochází tak k nedokompenzování. Výpočet odchylek kapacit by tak měl být určován ke skutečnému konečnému vybíjecímu napětí. To by šlo určovat např. jako dlouhodobý průměr, či jej dopočítávat z hodnoty odebíraného proudu a vnitřního odporu sestavy popř. článků.

Navržený balancér používá s ohledem na cenu jen jeden měnič. Ten může být v některých případech nedostatečný (velký počet článků, vysoká kapacita, atd.). Celé řešení bylo realizováno jen s jednou časovací jednotkou časovače HRTIM. Ten jich má však k dispozici pět. Bylo by tedy možné funkci balancéru rozšířit až na pět nezávislých konvertorů.

Jelikož roste zájem o velké akumulátorové sestavy, např. pro solární napájecí systémy domácností, roste i zájem o vyvažování modulů. Výhody použití modulů byly diskutovány v kapitole 7.3. V tomto případě se však jednalo o rozdělení velké sestavy do menších modulů, kde při jejich spojování docházelo k přímému spojování článků. Existuje však ještě jedna metoda, která byla okrajově zmíněna v kapitole 7.2. Každý modul obsahuje běžnou akumulátorovou sestavu a BMS. Součástí BMS je i výkonový měnič, nejčastěji typu obousměrný buck-boost [14]. Ten slouží jako vstup i výstup modulu, kterým je spojen s ostatními moduly. Každý modul si tak zajišťuje vlastní management nabíjení, vybíjení, vyvažování, atd. V takovém případě bude nutné implementovat balancér článků modulu, ale i výkonový měnič. Ty by mohly být opět řízeny časovačem HRTIM. Jeden MCU by tak zajišťoval činnost celé BMS, což by opět mělo zajistit snížení nákladů a rozměrů. Výhodou řešení je větší flexibilita modulů, je možné regulovat napětí, proud a možnost implementace složitějších metod určování SOC a SOH, které vyžadují specifické režimy nabíjení a vybíjení, což nelze u běžného akumulátoru zajistit [3]. Naopak nevýhodou je především omezený výstupní výkon daný použitým měničem.

11 Seznam klíčové literatury a informačních zdrojů

- [1] BARSUKOV, Y. Challenges and Solutions in Battery Fuel Gauging. In: Texas Instruments [online]. 2004 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ml/slyp086/slyp086.pdf>
- [2] *BU-902: How to Measure Internal Resistance* [online]. 2016 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://batteryuniversity.com/learn/article/how_to_measure_internal_resistance
- [3] BARSUKOV, Y. a D. FREEMAN Better Battery Management Through Digital Control. *Powerelectronics* [online]. 2006, 30-35 [cit. 2016-07-20].
- [4] WEN, S. Design fuel gauging for multi-cell Li-Ion battery pack. In: *EETimes* [online]. 2007 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1273178
- [5] ABEYWARDANA, D., M. MANAZ, M. MEDIWATHTHE a K. LIYANAGE Improved shared transformer cell balancing of Li-ion batteries. In: *2012 IEEE 7th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*. Chennai: IEEE, 2012, s. 1-6. DOI: 10.1109/ICIInfS.2012.6304835. ISBN 978-1-4673-2603-2. ISSN 2164-7011.
- [6] RAMADASS, P., Bala HARAN, P. GOMADAM, R. WHITE a B. POPOV Development of First Principles Capacity Fade Model for Li-Ion Cells. In: *Journal of The Electrochemical Society*. Columbia, USA: The Electrochemical Society, Inc., 2004, s. 196-203. DOI: 10.1149/1.1634273.
- [7] *BU-802b: What does Elevated Self-discharge Do?* [online]. 2016 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://batteryuniversity.com/learn/article/elevating_self_discharge
- [8] MARTINEZ, C., D. SORLIEN, R. GOODRICH, L. CHANDLER a D. MAGNUSON Using Cell Balancing to Maximize the Capacity of Multi-cell Li-Ion Battery Packs: AN167.0. In: *Intersil* [online]. 2005 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <https://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/an16/an167.pdf>
- [9] BARSUKOV, Y. *Battery Cell Balancing: What to Balance and How* [online]. Texas Instruments, b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://focus.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic%20%20Battery%20Cell%20Balancing%20-%20What%20to%20Balance%20and%20How.pdf>
- [10] BARSUKOV, Y. a J. QIAN Battery Power Management for Portable Devices. Artech House Power Engineering. Artech House, 2013. ISBN 978-1608074914
- [11] MOORE, S. a P. SCHNEIDER A Review of Cell Equalization Methods for Lithium Ion and Lithium Polymer Battery Systems. In: *SAE Technical Paper*. 2001, s. 7. DOI: 10.4271/2001-01-0959. ISBN 2001-01-0959.
- [12] CAO, J., N. SCHOFIELD a A. EMADI Battery balancing methods: A comprehensive review. In: *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Harbin: IEEE, 2008, s. 1-6. DOI: 10.1109/VPPC.2008.4677669. ISBN 978-1-4244-1848-0.
- [13] KUTKUT, N. a D. DIVAN Dynamic equalization techniques for series battery stacks. In: *Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International*. Boston, MA: IEEE, 1996, s. 514-521. DOI: 10.1109/INTLEC.1996.573384. ISBN 0-7803-3507-4.

- [14] DAOWD, M., N. OMAR, P. BOSSCHE a J. MIERLO Passive and active battery balancing comparison based on MATLAB simulation. In: *2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Chicago, IL: IEEE, 2011, s. 1-7. DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043010. ISBN 978-1-61284-248-6.
- [15] Bq769x0 3-Series to 15-Series Cell Battery Monitor Family for Li-Ion and Phosphate Applications. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq76930.pdf>
- [16] ATA6870N: Li-Ion, NiMH Battery Measuring, Charge Balancing and Power-supply Circuit. In: *Atmel* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.atmel.com/images/atmel-9317-li-ion-battery-management-ata6870n_datasheet.pdf
- [17] BQ3060: SBS 1.1-COMPLIANT GAS GAUGE and PROTECTION with CEDV. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq3060.pdf>
- [18] BQ78350-R1: bq78350-R1 CEDV Li-Ion Gas Gauge and Battery Management Controller Companion to the bq769x0 Battery Monitoring AFE. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq78350-r1.pdf>
- [19] Active Cell Balancing Methods for Li-Ion Battery Management ICs using the ATA6870. In: *Atmel* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.atmel.com/Images/Atmel-9184-Active-Cell-Balancing-Methods-ATA6870_Application-Note.pdf
- [20] LTC3300-1: High Efficiency Bidirectional Multicell Battery Balancer. In: *Linear Technology* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/33001fb.pdf>
- [21] PASCUAL, C. a P. KREIN Switched capacitor system for automatic series battery equalization. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual (Volume:2)*. Vol.2. Atlanta, GA: IEEE, 1997, s. 848-854. DOI: 10.1109/APEC.1997.575744. ISBN 0-7803-3704-2.
- [22] KOBZEV, G. Switched-capacitor systems for battery equalization. In: *Modern Techniques and Technology, 2000. MTT 2000. Proceedings of the VI International Scientific and Practical Conference of Students, Post-graduates and Young Scientists*. Tomsk: IEEE, 2000, s. 57-59. DOI: 10.1109/SPCMTT.2000.896044. ISBN 0-7803-5789-2.
- [23] BAUGHMAN, A. a M. FERDOWSI Double-tiered capacitive shuttling method for balancing series-connected batteries. In: *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE, 2005, s. 109-113. DOI: 10.1109/VPPC.2005.1554531. ISBN 0-7803-9280-9.
- [24] BAUGHMAN, A. a M. FERDOWSI Double-Tiered Switched-Capacitor Battery Charge Equalization Technique. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume:55, Issue: 6)*. Vol. 55, no. 6. IEEE, 2008, s. 2277-2285. DOI: 10.1109/TIE.2008.918401. ISSN 0278-0046.

- [25] FUKUI, R. a H. KOIZUMI Double-tiered switched capacitor battery charge equalizer with chain structure. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. Vienna: IEEE, 2013, s. 6715-6720. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700244. ISSN 1553-572X.
- [26] KUTKUT, N. A modular nondissipative current diverter for EV battery charge equalization. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*. Vol. 2. Anaheim, CA: IEEE, 1998, s. 686-690. DOI: 10.1109/APEC.1998.653973. ISBN 0-7803-4340-9.
- [27] NISHIJIMA, K., H. SAKAMOTO a K. HARADA A PWM controlled simple and high performance battery balancing system. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*. Vol. 1. Galway: IEEE, 2000, s. 517-520. DOI: 10.1109/PESC.2000.878916. ISBN 0-7803-5692-6.
- [28] CADAR, D., D. PETREUS a T. PATARAU An energy converter method for battery cell balancing. In: *33rd International Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE 2010*. Warsaw: IEEE, 2010, s. 290-293. DOI: 10.1109/ISSE.2010.5547305. ISBN 978-1-4244-7849-1.
- [29] PowerPump Balancing. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slua524b/slua524b.pdf>
- [30] GONG, Y. a T. TANG Controlling and balancing of lithium battery voltage based on inductance equilibrium method. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*. Sorrento: IEEE, 2012, s. 347-352. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264590. ISBN 978-1-4673-1299-8.
- [31] PARK, S., K. PARK, H. KIM, G. MOON a M. YOUN Single-Magnetic Cell-to-Cell Charge Equalization Converter With Reduced Number of Transformer Windings. In: *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 27, no. 6. IEEE, 2012, s. 2900-2911. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2178040. ISSN 0885-8993.
- [32] XU, J., S. LI, C. MI, Z. CHEN a B. CAO SOC based battery cell balancing with a novel topology and reduced component count. *Energies*. Multidisciplinary Digital Publishing Institute, 2013, 6(6), 2726-2740.
- [33] PARK, S., T. KIM, J. PARK, G. MOON a M. YOON A New Buck-boost Type Battery Equalizer. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*. Washington, DC: IEEE, 2009, s. 1246-1250. DOI: 10.1109/APEC.2009.4802823. ISBN 978-1-4244-2811-3.
- [34] REYNAUD, J., C. CARREJO, O. GANTET, P. ALOÏSI, B. ESTIBALS a C. ALONSO Active balancing circuit for advanced lithium-ion batteries used in photovoltaic application. In: *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*. Université de Toulouse, 2010.
- [35] BONFIGLIO, C. a W. ROESSLER A cost optimized battery management system with active cell balancing for lithium ion battery stacks. In: *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Dearborn, MI: IEEE, 2009, s. 304-309. DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289837. ISBN 978-1-4244-2600-3.
- [36] EINHORN, M., W. ROESSLER a J. FLEIG Improved Performance of Serially Connected Li-Ion Batteries With Active Cell Balancing in Electric Vehicles. In: *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. Vol. 60, no. 6. IEEE, 2011, s. 2448-2457. DOI: 10.1109/TVT.2011.2153886. ISSN 0018-9545.

- [37] XUEZHE, W., Z. XIAOPENG a H. DAI The application of flyback DC/DC converter in Li-ion batteries active balancing. In: *2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Dearborn, MI: IEEE, 2009, s. 1654-1656. DOI: 10.1109/VPPC.2009.5289663. ISBN 978-1-4244-2600-3.
- [38] EMB1499Q. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/emb1499q.pdf>
- [39] EMB1428Q. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/emb1428q.pdf>
- [40] EMB1432Q. In: *Texas Instruments* [online]. b.r. [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/emb1432q.pdf>
- [41] ALTEMOSE, G., P. HELLERMANN a T. MAZZ. Active cell balancing system using an isolated share bus for Li-Ion battery management: Focusing on satellite applications. In: *2011 IEEE Long Island Systems, Applications and Technology Conference* [online]. Farmingdale, NY: IEEE, 2011, s. 1-7 [cit. 2016-07-20]. DOI: 10.1109/LISAT.2011.5784237. ISBN 9781424498789. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5784237>
- [42] RISHIVATHSALA, G., S. ANANDA, V. SREEKUMAR a N. GHATPANDE. Digitally controlled autonomous Li-ion active cell balancing, using isolated resonant reset forward converter, for space applications. In: *2014 International Conference on Advances in Electronics Computers and Communications* [online]. Bangalore: IEEE, 2014, s. 1-6 [cit. 2016-07-20]. DOI: 10.1109/ICAIECC.2014.7002466. ISBN 9781479954964.
- [43] DEMO MANUAL DC2064A: LTC3300-1/LTC6803-2 Bidirectional Cell Balancer. In: *Linear Technology* [online]. 2004 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/demo-board-manual/dc2064afa.pdf>
- [44] Active Chipset Reference Design Guide: Reference Guide. In: *Texas Instruments* [online]. 2013 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/sl0006/sl0006.pdf>
- [45] HT0440: Dual, High Voltage, Isolated MOSFET Driver. In: *Microchip* [online]. 2013 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/HT0440%20D040313.pdf>
- [46] BUK7K13-60E. In: *NXP* [online]. 2015 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BUK7K13-60E.pdf
- [47] FDMD8530. In: *Fairchild* [online]. 2015 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FD/FDMD8530.pdf>
- [48] AN-4147: Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters. In: *Fairchild* [online]. 2006 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4147.pdf>
- [49] STM32F334x4 STM32F334x6 STM32F334x8. In: *ST* [online]. 2015 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/d1/cd/3d/18/a2/2c/4e/d0/DM00097745.pdf/files/DM00097745.pdf/jcr:content/translations/en.DM00097745.pdf>

- [50] LTC6104. In: *Linear Technology* [online]. 2007 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/6104f.pdf>
- [51] OPA334, OPA2334, OPA335, OPA2335. In: *Texas Instruments* [online]. 2003 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa335.pdf>
- [52] DS3920. In: *Maxim Integrated* [online]. 2011 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS3920.pdf>
- [53] OPA340, OPA2340, OPA4340. In: *Texas Instruments* [online]. 2007 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa340.pdf>
- [54] TS881. In: *ST* [online]. 2013 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/a2/60/3e/5d/b2/c1/4a/e9/DM00057901.pdf/files/DM00057901.pdf/jcr:content/translations/en.DM0005901.pdf>
- [55] KLEN, John. AN-6005 Synchronous Buck MOSFET loss calculations with excell model. In: *Fairchild* [online]. 2014 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6005.pdf>
- [56] 750312504. In: *WE* [online]. 2011 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://katalog.we-online.de/pbs/datasheet/750312504.pdf>
- [57] RM0364 Reference manual: STM32F334xx advanced ARM®-based 32-bit MCUs. In: *ST* [online]. 2015 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/71/30/2e/f3/20/5b/46/c1/DM00093941.pdf/files/DM00093941.pdf/jcr:content/translations/en.DM00093941.pdf
- [58] AN4449: Buck-boost converter using the STM32F334 Discovery kit. In: *ST* [online]. 2014 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/ec/9c/b0/81/b5/12/4e/21/DM00108726.pdf/files/DM00108726.pdf/jcr:content/translations/en.DM00108726.pdf
- [59] AN4539: HRTIM cookbook. In: *ST* [online]. 2014 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/13/d6/48/9d/11/11/4c/08/DM00121475.pdf/files/DM00121475.pdf/jcr:content/translations/en.DM00121475.pdf
- [60] AN4885: High brightness LED dimming using the STM32F334 Discovery kit. In: *ST* [online]. 2014 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/8a/ae/7d/ac/0f/f6/47/0e/DM00115322.pdf/files/DM00115322.pdf/jcr:content/translations/en.DM00115322.pdf
- [61] Application Report: Theory and Implementation of Impedance Track Battery Fuel-Gauging Algorithm in bq2750x Family. In: *Texas Instruments* [online]. 2008 [cit. 2016-07-20]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva450/slva450.pdf>

12 Seznam autorem publikovaných prací

- [A1] VALDA, L. Dálkové ovládání pro modely na principu datové komunikace. In *Elektrotechnika a informatika 2009. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2009. s. 131-134. ISBN: 978-80-7043-809-1
- [A2] VALDA, L. a P. Křibský Řídící jednotka systému pro měření teplot. In *Elektrotechnika a informatika 2010. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2010. s. 143-146. ISBN: 978-80-7043-914-2
- [A3] VALDA, L. Řídící a logovací jednotka pro aktivní uzavřené filtry pevných částic s elektrickým systémem regenerace. In *Elektrotechnika a informatika 2011. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011. s. 115-118. ISBN: 978-80-261-0015-7
- [A4] VALDA, L., P. KŘIBSKÝ, R. ŠALOM a K. KOSTURIK Wireless Interconnection of Buses for Measurement and Control. In *20th Telecommunications Forum TELFOR 2012*. Bělehrad: IEEE, 2012. s. 998-1000. ISBN: 978-1-4673-2984-2
- [A5] KŘIBSKÝ, P. a L. VALDA Bezdrátové propojení sběrnic pro měření a ovládání - Softwarové řešení. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 81-84. ISBN: 978-80-261-0119-2
- [A6] VALDA, L. a P. KŘIBSKÝ Bezdrátové propojení sběrnic pro měření a ovládání - Hardwarové řešení. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 139-142. ISBN: 978-80-261-0119-2
- [A7] VALDA, L., J. KŘIVKA, P. KŘIBSKÝ a J. ŽAHOUR Replacement of the Mains Voltage by Reconfigurable Li-ion Battery for 4kW Power Inverter. In *2014 22nd TELECOMMUNICATIONS FORUM - (TELFOR) Proceedings of Papers*. Belgrade: IEEE, 2014. s. 645-648. ISBN: 978-1-4799-6190-0
- [A8] KŘIBSKÝ, P., J. ŽAHOUR, J. KŘIVKA a L. VALDA Li-Ion State of Charge Estimation Methods. In *2014 22nd TELECOMMUNICATIONS FORUM - (TELFOR) Proceedings of Papers*. Belgrade: IEEE, 2014. s. 649-651. ISBN: 978-1-4799-6190-0
- [A9] ŽAHOUR, J., J. KŘIVKA, K. KOSTURIK, P. KŘIBSKÝ a L. VALDA Electrical glowing of filtering elements in the DPF filter. In *2014 22nd TELECOMMUNICATIONS FORUM - (TELFOR) Proceedings of Papers*. Belgrade: IEEE, 2014. s. 710-712. ISBN: 978-1-4799-6190-0
- [A10] KŘIVKA, J., P. KŘIBSKÝ, L. VALDA, J. ŽAHOUR a K. KOSTURIK Autonomous Control System of Electrically Regenerable Diesel Particulate Filter for Light Duty Vehicles. In *2014 22nd TELECOMMUNICATIONS FORUM - (TELFOR) Proceedings of Papers*. Belgrade: IEEE, 2014. s. 706-709. ISBN: 978-1-4799-6190-0
- [A11] VALDA, L. a K. KOSTURIK Comparison of li-ion active cell balancing methods replacing passive cell balancer. In *Proceedings of the 20th International Conference on Applied Electronics 2015 (APPEL 2015)*. Piscataway: IEEE, 2015. s. 267-270. ISBN: 978-80-261-0385-1 , ISSN: 1803-7232

13 Seznam funkčních vzorků a prototypů

- [A12] KOSTURIK, K. a L. VALDA Jednotka interface LIN/CAN/Bluetooth. 2010. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A13] KOSTURIK, K., P. KŘIBSKÝ a L. VALDA Jednotka Charger. 2011. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A14] KOSTURIK, K. a L. VALDA Dálkové ovládání na principu datové komunikace. 2011. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A15] KOSTURIK, K., P. KŘIBSKÝ a L. VALDA Dataloger Citroen. 2011. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A16] VALDA, L., P. KŘIBSKÝ a K. KOSTURIK Rotopedy řízené autodráhové modely Carrera. 2012. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A17] VALDA, L., P. KŘIBSKÝ a K. KOSTURIK Elektronická řídicí jednotka 14S Li-xx akumulátoru s datovou komunikací CAN bus. 2012. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A18] KŘIBSKÝ, P., L. VALDA a K. KOSTURIK Elektronická ochrana pro Li-xx články v zapojení 1-4S. 2012. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A19] VALDA, L., P. KŘIBSKÝ a K. KOSTURIK Elektronická ochrana 7S Li-xx akumulátoru s možností odepnutí záporného pólu nabíječky a zátěže. 2012. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A20] KŘIBSKÝ, P., L. VALDA a K. KOSTURIK Elektronická ochrana 4S Li-xx akumulátoru s možností odepnutí záporného pólu zátěže. 2012. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK
- [A21] KŘIBSKÝ, P., L. VALDA a K. KOSTURIK Elektronická ochrana 4S Li-xx akumulátoru s možností odepnutí záporného pólu nabíječky a zátěže. 2012. PROTOTYP, FUNKČNÍ VZOREK