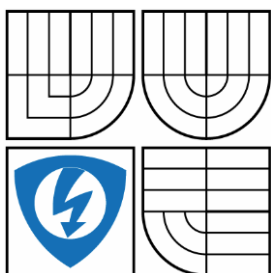


VYSOKÉ UČENÍ TECHnickÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ELEKTRONICKÉ OBVODY PRO MALÉ FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

ELECTRONIC PARTS OF SMALL FOTOVOLTAIC POWER PLANT

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

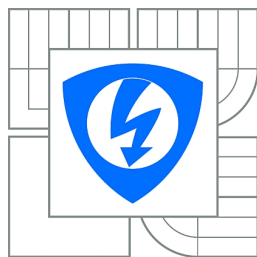
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

DUŠAN BENDA

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. ZDENĚK BRADÁČ, Ph.D.

BRNO 2016



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Automatizační a měřicí technika

Student: Dušan Benda

ID: 159655

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/2016

NÁZEV TÉMATU:

Elektronické obvody pro malé fotovoltaické elektrárny

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncepci elektronických obvodů nabíjení baterií, monitorování stavu systému a DC/DC měnič pro napájení spotřebičů. Systém navrhněte jako miniaturní elektronický systém. Navrhněte elektroniku, realizujte DPS, osadte a oživte. Vybavte programovým vybavením, otestujte a demonstруйте funkčnost.

1. Provedte literární rešerši a průzkum internetu.
2. Navrhněte koncepci subsystému malé fotovoltaické elektrárny.
3. Navrhněte obvodové schéma elektronických obvodů.
4. Realizujte návrh DPS, osadte, oživte a otestujte funkčnost.
5. Demonstруйте funkčnost komponent a sepište bakalářskou práci.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Pavel Herout: Učebnice jazyka C, KOPP, 2004, IV. přepracované vydání, ISBN 80-7232-220-6
Dle pokynů vedoucího práce.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 23.5.2016

Vedoucí práce: doc. Ing. Zdeněk Bradáč, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem, realizací a následným testováním elektronických obvodů určených pro použití v malých fotovoltaických elektrárnách. Konkrétně jde o subsystemy pro napájení spotřebičů, nabíjení akumulátorů a monitorování fotovoltaických panelů. Úvod práce tvoří výběr vhodných kontrolérů pro každý subsystem a srovnání navrhovaných zařízení s komerčně dostupnými aplikacemi. Podstatnou část práce tvoří detailní popis zvoleného kontroléru pro každý realizovaný subsystem a obvodový návrh jednotlivých částí všech elektronických systémů. U každého subsystemu jsou provedena měření a srovnání dosažených výsledků.

Klíčová slova

spínaný zdroj, fotovoltaické elektrárny, LT8705, LT8490, LTC2946, výkonová elektronika, vysoká účinnost, MPPT

Abstract

The thesis describes the design, implementation and subsequent testing of electronic circuits for usage in small photovoltaic power plants. It focused on the sub-power appliances, battery charging and monitoring of photovoltaic panels. Introduction of this work deals with selecting appropriate controllers for each subsystem and comparison of the proposed facilities with commercially available applications. A substantial part of the work describes the selected controller for each subsystem implemented and circuit design of the individual components of electronic systems in detail. For each subsystem are implemented measuring and comparing the results achieved.

Keywords

switching power supply, photovoltaic power plants, LT8705, LT8490, LTC2946, power management, high efficiency, MPPT

Bibliografická citace:

BENDA, D. Elektronické obvody pro malé fotovoltaické elektrárny. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 116 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Zdeněk Bradáč, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Elektronické obvody pro malé fotovoltaické elektrárny jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.“

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Zdeňku Bradáčovi, Ph. D. za cenné rady související s vedením práce. Poděkování také patří společnosti Linear Technology a především Tomaszu Kubasikovi za poskytnuté vývojové prostředky, vzorky kontrolérů a technickou podporu.

V Brně dne:

.....

podpis autora

Obsah

Seznam obrázků.....	11
Seznam tabulek.....	15
Seznam použitých symbolů, zkratk a veličin.....	16
Úvod.....	19
1 Průzkum internetu.....	20
1.1 Portfolio kontrolérů firmy Texas Instruments	21
1.2 Portfolio kontrolérů firmy Maxim Integrated.....	22
1.3 Portfolio kontrolérů firmy Linear Technology	22
2 Návrh koncepce subsystému malé fotovoltaické elektrárny.....	24
3 DC/DC měnič pro napájení spotřebičů.....	25
3.1 Popis kontroléru LT8705.....	25
3.1.1 Popis buck a boost větve	26
3.1.2 Pracovní režim discontinuous (DCM)	29
3.1.3 Pracovní režim burst (BURST).....	30
3.1.4 Pracovní režim forced continuous (FCM).....	30
3.2 Návrh měniče s kontrolérem LT8705.....	31
3.2.1 Taktovací rezistor R_T	31
3.2.2 Synchronizační vstup SYNC.....	32
3.2.3 Snímací rezistor R_{SENSE}	32
3.2.4 Výpočet R_{SENSE} v boost oblasti	33
3.2.5 Výpočet R_{SENSE} v buck oblasti	34
3.2.6 Zapojení filtračního obvodu rezistoru R_{SENSE}	36
3.2.7 Volba induktoru L_1	37
3.2.8 Volba minimální hodnoty induktoru L_1 v boost oblasti.....	38
3.2.9 Potlačení sub harmonických oscilací v boost a buck oblasti	38
3.2.10 Maximální proud induktorem	39
3.2.11 Volba výkonových tranzistorů MOSFET ($T_1 - T_4$)	40
3.2.12 Volba tranzistoru T_1 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru.....	40
3.2.13 Volba tranzistoru T_2 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru.....	42
3.2.14 Volba tranzistoru T_3 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru.....	43
3.2.15 Volba tranzistoru T_4 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru.....	44

3.2.16	Volba vstupních a výstupních kondenzátorů C_{IN} a C_{OUT}	44
3.2.17	Vstupní kapacita C_{IN}	44
3.2.18	Výstupní kapacita C_{OUT}	45
3.2.19	Volba diod D_1 a D_2	46
3.2.20	Řízení napájení tranzistorů T_1 a T_4	47
3.2.21	Blok Boost Capacitor Charge Control	47
3.2.22	Boost diody D_{B1} a D_{B2}	48
3.2.23	Nastavení výstupního napětí	48
3.2.24	Přepětí na výstupu	49
3.2.25	Nastavení podpěťové ochrany a minimálního vstupního napětí.....	49
3.2.26	Regulace a limitace vstupního a výstupního proudu.....	50
3.2.27	Monitorování proudu	50
3.2.28	Limitace vstupního proudu	51
3.2.29	Limitace výstupního proudu	52
3.2.30	Porucha vyvolaná překročením vstupního proudu.....	53
3.2.31	Porucha vyvolaná překročením výstupního proudu.....	53
3.2.32	Soft start obvodu LT8705	54
3.2.33	Regulace napětí na pinu $INTV_{CC}$ a využití pinu $EXTV_{CC}$	54
3.2.34	Stabilita regulační smyčky	55
3.2.35	Interní 3,3 V LDO regulátor.....	56
3.2.36	Napěťové podmínky blokování obvodu LT8705.....	57
3.2.37	Měření vnitřní teploty obvodu LT8705 a tepelná ochrana.....	59
3.2.38	Informační stavové výstupy	59
3.2.39	Návrh layoutu desky plošných spojů měniče.....	60
3.2.40	Měření provedená na měniči s kontrolérem LT8705	61
4	MPPT regulátor s nabíjecím automatem	65
4.1	Problematika MPPT regulace	65
4.1.1	Constant voltage	66
4.1.2	Perturb and Observe	67
4.1.3	Incremental conductance.....	68
4.2	Problematika nabíjení olověných akumulátorů	69
4.3	Použité fotovoltaické panely	70

4.4	Popis kontroléru LT8490.....	71
4.5	Návrh regulátoru s kontrolérem LT8490.....	72
4.5.1	Návrh hodnot součástek pro snímání vstupního napětí.....	74
4.5.2	Nastavení kontroléru při napájení z FV panelů.....	75
4.5.3	Připojená zátěž k akumulátoru během nabíjení	76
4.5.4	Stavy a přechody nabíjecího automatu obvodu LT8490.....	77
4.5.5	Limitace nabíjecího proudu.....	79
4.5.6	Limitace vstupního proudu	80
4.5.7	Filtrace snímaných napětí na snímacích rezistorech R_{SENSE1} a R_{SENSE2}	81
4.5.8	Nastavení nabíjecího automatu	81
4.5.9	Měření a kompenzace teploty akumulátoru	83
4.5.10	Indikace stavů, chyb a připojení sběrnice UART	84
4.5.11	Shodná nastavení s měničem obsahující LT8705	86
4.5.12	Režimy spínání výkonových tranzistorů a jejich dimenzování.....	86
4.5.13	Režim nízké spotřeby	87
4.5.14	Odpojování snímacích rezistorů a čtyř vodičové měření napětí akumulátoru	88
4.5.15	Propojení regulátoru s nadřazeným kontrolérem	89
4.5.16	Návrh DPS regulátoru	89
4.6	Provedená měření na MPPT regulátoru s nabíjecím automatem	90
5	Monitor aktuálního stavu fotovoltaického pole a vyrobené energie.....	95
5.1	Popis sběrnice I ² C.....	95
5.2	Popis kontroléru LTC2946	96
5.2.1	Napájení kontroléru LTC2946	97
5.2.2	Převod, zpracování a uchování naměřených dat	98
5.2.3	Blok vnitřních hodin	99
5.2.4	Konfigurovatelné piny	99
5.2.5	Vnitřní registry	99
5.3	Popis kontroléru STM32F103RBT6	100
5.4	Návrh monitorující jednotky	100
5.4.1	Napájecí zdroj	100
5.4.2	Kompletní hardwarová realizace.....	101

5.4.3	Softwarové realizace	103
5.5	Provedená měření na monitorující jednotce s kontroléry LTC2946 a STM32F103	108
	Závěr	111
	Použitá literatura	112
	Seznam příloh	115

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 0.1: Nafocené všechny typy realizovaných subsystémů.	19
Obrázek 1.1: Náhled aplikace LTpowerCad Design Tool s vyplněnými parametry při návrhu DC/DC měniče.	23
Obrázek 1.2: Demo deska od společnosti Linear Technology osazená kontrolérem LTC2946.	23
Obrázek 2.1: Blokové schéma zapojení celého systému.	24
Obrázek 3.1: Snímek desky s označenými vstupy a výstupy, včetně nastavení režimu (žlutý ovál – vstup, oranžový ovál - výstupy aktuálního stavu, červený ovál - nastavení pracovního režimu FCM, DCM, BURST, bílý ovál - připojení k nadřazenému kontroléru, modrý ovál – výstup).	25
Obrázek 3.2: Blokové schéma kontroléru LT8705, převzato z [6] a upraveno.	26
Obrázek 3.3: Zapojení výkonových tranzistorů $T_1 - T_4$, převzato z [6] a upraveno.	27
Obrázek 3.4: Nasnímané průběhy výstupů budičů výkonových tranzistorů v buck oblasti (režim FCM, vstupní napětí 20 V).	27
Obrázek 3.5: Nasnímané průběhy výstupů budičů výkonových tranzistorů v buck/boost oblasti (režim FCM, vstupní napětí 12 V).	28
Obrázek 3.6: Nasnímané průběhy výstupů budičů výkonových tranzistorů v boost oblasti (režim FCM, vstupní napětí 8 V).	29
Obrázek 3.7: Originální demo aplikace od společnosti Linear Technology s kontrolérem LT8705.	30
Obrázek 3.8: Závislost snímaného napěťového úbytku na střídě tranzistorů T_2 nebo T_3 , převzato z [6] a upraveno.	32
Obrázek 3.9: Zapojení filtru ke snímacímu rezistoru R_{SENSE} , převzato z [6] a upraveno.	37
Obrázek 3.10: Ukázka připojení plošných spojů pro snímání napětí u rezistorů R_{SENSE1} , R_{SENSE2} a R_{SENSE}	37
Obrázek 3.11: Závislost výstupního proudu z pinů IMON na úbytku napětí na snímacích odporech R_{SENSE1} a R_{SENSE2} , převzato z [6] a upraveno.	52
Obrázek 3.12: Schéma zapojení pracoviště při měření účinnosti měniče s kontrolérem LT8705.	61

Obrázek 3.13: Snímek měniče pořízený infračervenou kamerou při frekvenci oscilátoru kontroléru LT8705 300 kHz, vstupním napětí 13 V a výstupním proudem 9,5 A.....	63
Obrázek 3.14: Snímek měniče pořízený infračervenou kamerou při frekvenci oscilátoru kontroléru LT8705 150 kHz, vstupním napětí 13 V a výstupním proudem 9,5 A.....	64
Obrázek 3.15: Osazená deska měniče s kontrolérem LT8705.....	64
Obrázek 4.1: V-A charakteristiky FV panelu s vyznačenými body maximálního výkonu, převzato z [24] a doplněno.....	65
Obrázek 4.2: Závislost výkonu FV panelu na svorkovém napětí panelu - ukázka vzniku dvojice bodů maximálního výkonu FV panelu vlivem částečného zakrytí panelu, převzato z [25].	66
Obrázek 4.3: Vývojový diagram pro implementaci algoritmu Perturb and Observe, inspirováno dle [23].	68
Obrázek 4.4: Vývojový diagram pro implementaci algoritmu Incremental conductance, inspirováno dle [21].	68
Obrázek 4.5: Čtyřfázová nabíjecí charakteristika olověného akumulátoru, převzato z [7].	70
Obrázek 4.6: Blokové zapojení kontroléru LT8490, převzato z [7].	73
Obrázek 4.7: Rezistorová síť pro snímání vstupního napětí.	74
Obrázek 4.8: Odporový dělič připojený k pinu VINR kontroléru LT8490.	75
Obrázek 4.9: Obvodová část realizující snímání výstupního napětí, odpojování celého bloku měření výstupního napětí, včetně měření úbytku napětí na vodičích mezi měničem a akumulátorem.	78
Obrázek 4.10: Obvodová část řešící korektní nastavení velikosti nabíjecího proudu. ...	79
Obrázek 4.11: RC článek realizující limitaci vstupního proudu z FV panelu.	80
Obrázek 4.12: Snímací rezistory vstupního a výstupního proudu měniče s filtry.....	81
Obrázek 4.13: Rezistorové děliče pro nastavení nabíjecího automatu kontroléru LT8490.....	82
Obrázek 4.14: Závislost poměru napětí U_{S3}/U_{S2} na poměru aktuálního napětí na pinu CHARGECFG1 vůči napětí na pinu AV_{DD} , převzato z [7] a upraveno.	82
Obrázek 4.15: Obvodová část řešící připojení termistoru, včetně připojení akumulátoru pro měření úbytků napětí na přírodních vodičích.	83
Obrázek 4.16: Signalizační LED diody s předřadnými rezistory.	84

Obrázek 4.17: Bitová struktura bajtu vysílaného prostřednictvím sběrnice UART kontrolérem LT8490, převzato z [7].....	85
Obrázek 4.18: Nasnímaný průběh na pinu STATUS při nabíjení akumulátoru doplněný bitovým popisem obou bajtů.....	86
Obrázek 4.19: Obvodová část realizující odpojení pinu EXT _{VCC} od nabíjeného akumulátoru.	89
Obrázek 4.20: Zapojení pracoviště při měření nabíjecího automatu s kontrolérem LT8490.....	90
Obrázek 4.21: Snímek MPPT regulátoru s nabíjecím automatem pořízený infračervenou kamerou - strana TOP.	93
Obrázek 4.22: Snímek MPPT regulátoru s nabíjecím automatem pořízený infračervenou kamerou - strana BOTTOM.....	93
Obrázek 4.23: Snímek desky s kontrolérem LT8490 a označenými vstupy a výstupy (žlutý ovál – vstup, oranžový ovál - výstupy aktuálního stavu a připojení k nadřazenému kontroléru, zelený ovál – čtyř vodičové připojení akumulátoru a termistoru, modrý ovál – výstup).	94
Obrázek 4.24: Osazená DPS MPPT regulátoru s nabíjecím automatem řízená kontrolérem LT8490.	94
Obrázek 5.1: Průběh signálů SDA a SCL v čase, převzato z [8].....	96
Obrázek 5.2: Blokové schéma kontroléru LTC2946, převzato z [8].....	97
Obrázek 5.3: Schéma zapojení napájecího zdroje s kontrolérem TPS55386.	101
Obrázek 5.4: Schéma zapojení jednoho z deseti měřících kanálů s kontrolérem LTC2946.....	102
Obrázek 5.5: Detail na přípojně svorkovnice a další periferie monitorující jednotky (žlutý ovál – napájení 12 V a CAN, oranžový ovál - UART, zelený ovál – USB, červený ovál – konfigurovatelná tlačítka, růžový ovál – konfigurovatelné LED, bílý ovál – resetovací tlačítko).	103
Obrázek 5.6: Vývojový diagram průběhu zápisu do registrů kontroléru LTC2946 po I ² C sběrnici.....	104
Obrázek 5.7: Vývojový diagram průběhu čtení z registrů kontroléru LTC2946 po I ² C sběrnici.....	104

Obrázek 5.8: Ukázka funkcí realizující čtení a zápis aktuálně měřené hodnoty výkonu na zvoleném kanále.....	105
Obrázek 5.9: Nasnímaný průběh komunikace mezi kontrolérem STM32F103RBT6 s bitovým popisem (na kanále 1 průběh SCL a na kanále 2 průběh SDA).....	106
Obrázek 5.10: Detailní snímek jednoho měřicího kanálu s kontrolérem LTC2946.	107
Obrázek 5.11: Ukázka výpisu všech naměřených hodnot a konfiguračních registrů kontroléru LTC2946 při měření prostřednictvím textového terminálu.	108
Obrázek 5.12: Ukázka kódu realizující akvizici dat v programu Matlab.	109
Obrázek 5.13: Grafická závislost nasnímaného vstupního napětí v závislosti na čase.	110
Obrázek 5.14: Monitorující jednotka v provozu.	110

SEZNAM TABULEK

Tabulka 3.1: Napět'ové podmínky blokování obvodu LT8705, převzato z [6].	57
Tabulka 3.2: Seznam použitých přístrojů při měření měniče s kontrolérem LT8705. ...	62
Tabulka 4.1: Srovnání idealizovaných a reálně dosažitelných parametrů FV panelu LS Premium 60P, převzato z [28].	71
Tabulka 4.2: Hodnoty jednotlivých součástek pro nastavení vstupní obvodové části regulátoru při vstupním napětí $U_{IN(MAX)} = 60\text{ V}$, převzato z [7].	75
Tabulka 4.3: Přechody a stavy nabíjecího automatu kontroléru LT8490, převzato z [7].	77
Tabulka 4.4: Hodnoty jednotlivých součástek pro nastavení výstupní obvodové části regulátoru při napětí nominálním napětí akumulátoru $U_{BAT} = 12\text{ V}$, převzato z [7].	78
Tabulka 4.5: Bitová reprezentace aktuálního stavu prostřednictvím bitů S2, S1 a S0, převzato z [7].	84
Tabulka 4.6: Bitová reprezentace chybových stavů prostřednictvím bitů F2, F1 a F0, převzato z [7].	85
Tabulka 4.7: Naměřené a vypočítané hodnoty při měření účinnosti MPPT regulátoru s nabíjecím automatem.	91
Tabulka 4.8: Seznam použitých přístrojů při měření MPPT regulátoru s nabíjecím automatem.	92

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ, ZKRATEK A VELIČIN

°C	stupně Celsia
A	ampér, ampérmetr
AC	střídavý proud
ACK	Acknowledgement
Ah	ampérhodina
A/D	analogově - digitální
ADC	analogově - digitální převodník (Analog to Digital Converter)
AGM	Absorbent Glass Mat
ARM	Acorn RISC Machine
BAT	baterie
Bd	Baud
BOOST	zvyšující
BR	Break
BUCK	snižující
BURST	režim burst
C	kondenzátor, kapacita [F]
CAN	Controller Area Network
CC	konstantní proud (Constant Current)
CCM	Continuous Conduction Mode
CD	Compact Disc
CLK	hodiny (Clock)
CSN	Current Sense Negative
CSP	Current Sense Positive
CV	konstantní napětí (Constant Voltage)
D	dioda, drain
DC	stejnoseměrný proud, duty cycle (střída)
DCM	Discontinuous Mode
DCR	stejnoseměrný odpor [Ω]
DMA	Direct Memory Access
DPS	deska plošných spojů
DS	Drain-Source
DSO	Digital Storage Oscilloscope
EN	Enable
ESR	Equivalent Series Resistance

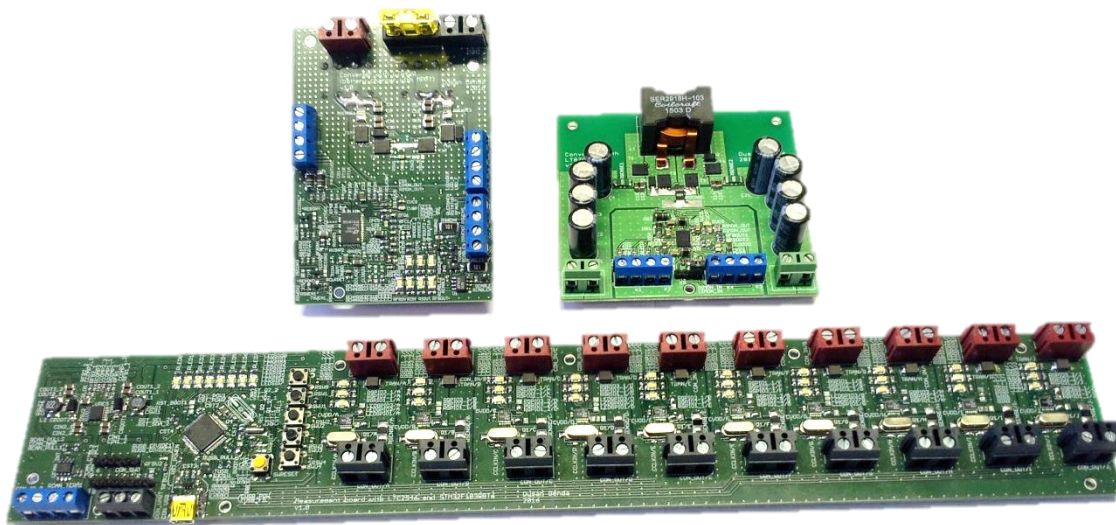
EXT	externí
F	farad
f	frekvence [Hz]
FB	zpětná vazba (Feedback)
FCM	forced continuous mode
FV	Forward Voltage, fotovoltaický panel
GND	ground
GPIO	General-purpose input/output
GS	Gate-Source
H	Henry
Hz	Hertz
I ² C	Inter-Integrated Circuit
IN	vstup
INT	interní
J	Junction
JTAG	Joint Test Action Group
LDO	Low-DropOut
LED	svítivá dioda (Light-Emitting Diode)
LiFePo4	Lithium-železo-fosfátový akumulátor
Li-Ion	lithium-iontový
LQFP	Low-profile Quad Flat Package
LSB	Least Significant Bit
MAX	maximální
MIN	minimální
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPP	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MSB	Most Significant Bit
NTC	záporný teplotní součinitel (Negative Temperature Coefficient)
OC	naprázdno (Open Circuit)
OFF	vypnutí
ON	zapnutí
OSC	oscilátor
OUT	výstup
P	výkon [W]
PWM	pulsně šířková modulace (Pulse Width Modulation)
Q	náboj [C]

QFN	Quad-Flat No-leads
R	rezistor, odpor [Ω]
Ripple	zvlňění
RMS	efektivní (Root Mean Square)
RRM	Maximum Repetitive Reverse
RSS	Reverse Transfer
s	sekunda
SC	nakrátko (Short circuit)
SCL	System Clock
SDA	System Data
SENSE	snímací
SHDN	Shut Down
SPI	Serial Peripheral Interface
STC	standartní zkušební podmínky (Standart Test Conditions)
SS	Soft Start
SYNC	Synchronize
SWEN	Switch Enable
T	tranzistor
TH	práh (Threshold)
TSSOP	Thin-Shrink Small Outline Package
TWI	Two Wire Interface
U	napětí [V]
UART	Universal Asynchronous Receiver and Transmitter
USART	Universal Synchronous / Asynchronous Receiver and Transmitter
USB	Universal Serial Bus
V	volt
V-A	volt-ampérový
VRLA	Valve Regulated Lead Acid Battery
VST	vstupní
VÝST	výstupní
W	watt
WLAN	Wireless Local Area Network
Δ	přírůstek, rozdíl
η	účinnost [%]
ρ	normalizační faktor
Ω	ohm

ÚVOD

Fotovoltaické elektrárny se staly nedílnou součástí našeho každodenního života. Za poslední desetiletí zažily boom hlavně elektrárny velkých výkonů umístěné převážně na loukách a polích, a to především kvůli různým dotacím. Budoucnost však bude patřit zřejmě malým ostrovním elektrárnám (řádově do 10 kW špičkového výkonu), takzvaným off grid systémům, které nedistribují vyrobenou energii do sítě, ale veškerá energie je spotřebována přímo lokálním výrobcem.

Tato bakalářská práce je zaměřena právě na návrh a realizaci elektronických obvodů určených pro malé fotovoltaické systémy s ohledem na možnost zařazení jednotlivých podsystémů (nabíjecí automaty, napěťové regulátory, monitorovací systémy) do již vytvořeného systému řízení inteligentního domu. Bakalářská práce navazuje na semestrální práci, která byla zaměřena ryze na subsystém napájení spotřebičů z olověných 12 V akumulátorů, jeho podrobný návrh a realizaci. Součástí práce jsou i provedená měření a následné vyhodnocení získaných dat na každém navrhovaném subsystému, tj. například účinnost v případě subsystému pro napájení spotřebičů.



Obrázek 0.1: Nafocené všechny typy realizovaných subsystémů.

1 PRŮZKUM INTERNETU

Elektronika pro fotovoltaické elektrárny je stále aktuálním tématem a zažívá neustálý rozvoj především v aplikacích pro malé ostrovní systémy. Pro malé ostrovní fotovoltaické (dále jen FV) elektrárny - řádově do 10 kW špičkového výkonu – je možné zakoupit nepřeberné množství obyčejných regulátorů, MPPT regulátorů, nabíjecích automatů, střídačů a monitorovacích systémů. Některé tyto přístroje jsou již vybaveny komunikačními sběrnici – standardně sériovými sběrnici RS232, Profibus, případně ethernetem a některé dokonce i WLAN rozhraním. Konektivita v monitoringu a řízení hraje důležitou roli, a to především pokud chceme celé řízení FV elektrárny zakomponovat do již stávajícího systému inteligentního domu řízeného programovatelným logickým automatem.

Akumulátory lze dobíjet z FV panelů jen prostřednictvím vhodně zvoleného regulátoru s ohledem na maximální nabíjecí proud a svorkové napětí akumulátoru (12/24 V). V dnešní době je standardem MPPT (Maximum power point tracking) regulátor s integrovaným nabíjecím automatem, který je schopen sledovat maximální bod výkonu FV panelu tak, aby bylo možné za jakýchkoli slunečních podmínek získat z panelu maximální výkon. Nabíjecí automat disponuje standardně algoritmy pro nabíjení olověných, LiFePO₄ a Li-Ion akumulátorů. MPPT regulátory s nabíjecím automatem lze také dělit podle maximálního vstupního napětí FV pole (standardně v řádech desítek nebo stovek voltů) a maximálním nabíjecím proudem (typicky desítky ampér). Následně je nutné stejnosměrné napětí z akumulátorů převést na střídavé napětí o nominální hodnotě 230 V efektivních a frekvenci 50 Hz, aby bylo možné uloženou energii v akumulátorech napájet síťové spotřebiče. Charakteristickým výrobcem MPPT regulátorů s integrovaným nabíjecím automatem je firma Victron Energy [1] zabývající se převážně zařízeními pro nabíjení akumulátorů, monitorování chodu malých FV elektráren a sinusovými střídači. Další firmou zabývající se problematikou střídačů pro FV elektrárny je například Fronius [2]. V závislosti na ceně a počtu integrovaných funkcí je možné zakoupit nepřeberné množství komponent k FV elektrárnám, jak od známých firem, tak i od méně známých, a to především z Číny.

Tato bakalářská práce se však bude zabývat teoretickým i praktickým návrhem MPPT regulátoru s nabíjecím automatem pro olověné akumulátory, subsystémem pro napájení spotřebičů a monitorovacím systémem, jak je uvedeno v zadání. Proto jsem se při průzkumu internetu a hledání informací o této problematice zaměřil zejména na specializované jednoúčelové integrované obvody různých firem, namísto porovnávání komerčně vyráběných zařízení. V následujících podkapitolách budou rozebrány možnosti řešení pomocí integrovaných obvodů od společností Texas Instruments, Maxim Integrated a Linear Technology.

1.1 Portfolio kontrolérů firmy Texas Instruments

Společnost Texas Instruments je americká firma zabývající se výrobou integrovaných obvodů, jejíž produktové portfolio zahrnuje operační a audio zesilovače, drivery pro motory, senzoriku, mikrokontroléry, prvky pro power management a obvody pro spoustu dalších odvětví.

Firma Texas Instruments disponuje zvláště v kategorii power managementu portfoliem produktů s označením SolarMagic, které jsou určeny pro aplikace zabývající se problematikou zpracování a využití energie z FV panelů. Portfolio obsahuje zhruba desítku jednoúčelových integrovaných obvodů zahrnující MPPT kontroléry, drivery pro výkonové MOSFET tranzistory, napěťové regulátory a obvody pro monitorování aktuálního stavu systému (diferenciální zesilovače pro proudové bočníky, teplotní a napěťové snímače) a pěti vývojových desek. Pro řízení celého systému jsou doporučeny i real time mikrokontroléry Piccolo, případně další procesory ARM. Bohužel, nelze vytvořit pomocí jednoho integrovaného obvodu celé zařízení, protože každý obvod zastává pouze jednu funkci. Pokud uvažujeme MPPT regulátor s nabíjecím automatem, tak by výsledné zařízení bylo nejenom náročné na návrh, ale problematická by byla i jeho celková velikost. V případě konfigurace by bylo nutné použít MPPT kontrolér včetně driveru pro tranzistory a v neposlední řadě také snímací obvody pro vytvoření zpětnovazebních regulačních smyček. Všechny MPPT kontroléry z produktové řady SolarMagic disponují I²C rozhraním pro komunikaci s nadřazeným mikrokontrolérem, což může být při realizaci komplexnějšího zařízení výhodou. Návrh MPPT regulátoru by však nebylo možné jednoduše realizovat pomocí jednoho kontroléru, a proto nebudou při návrhu tohoto subsystému kontroléry od společnosti Texas Instruments použity.

Pro návrh DC/DC měniče pro napájení spotřebičů byly uvažovány obvody čistě z produktového portfolia power managementu (buck/boost kontroléry). S ohledem na komplexnost a jednoduchost byly hledány obvody s integrovanými spínacími prvky (výkonové tranzistory jsou implementovány uvnitř integrovaného obvodu), ale vzhledem k požadovaným parametrům (převážně kvůli vstupnímu, respektive výstupnímu proudu), nebyly žádné vyhovující obvody nalezeny. Proto byly obvody hledány pouze v kategorii buck/boost kontroléry, kde byl nalezen vyhovující integrovaný obvod LM5175 [3]. Nicméně z důvodů budoucího rozšíření, čímž bude realizace MPPT regulátoru, a žádnou signalizací aktuálního stavu měniče, nebyl tento kontrolér nakonec zvolen.

Z hlediska monitorování rovněž nebudou obvody společnosti Texas Instruments použity, protože ani jeden z nich nedisponuje funkcí interního výpočtu výkonu a počítáním respektive integrací procházející elektrické energie, což bude v aplikaci realizující dohled na vyrobenou energii fotovoltaického pole žádané. V tomto subsystému je nicméně použit napěťový regulátor TPS55386 [4] realizující napájecí úroveň 3,3 V a 5 V pro napájení kontrolérů na celé DPS monitorovací jednotky.

1.2 Portfolio kontrolérů firmy Maxim Integrated

Společnost Maxim Integrated je rovněž americká firma zabývající se výrobou integrovaných obvodů převážně v oblasti power managementu, analogových obvodů a obvodů určených pro komunikaci a správu rozhraní sběrnic.

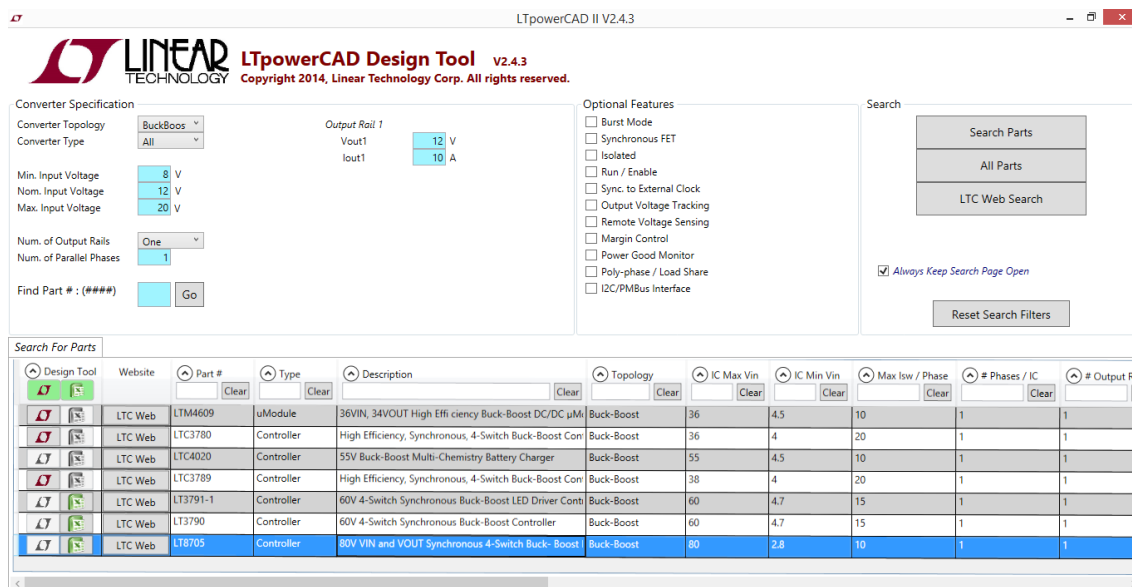
Firma Maxim Integrated nedisponuje na rozdíl od firmy Texas Instruments speciální kategorií určenou pro fotovoltaické aplikace. Jednouúčelové obvody firmy Maxim Integrated jsou určeny převážně pro malé výkony a přenosnou elektroniku, tedy kapesní přehrávače, mobilní telefony, notebooky a podobné aplikace. V portfoliu firmy nelze nalézt produkt, který by byl vhodný pro realizaci DC/DC měniče pro napájení spotřebičů ani pro následnou realizaci MPPT regulátoru pro nabíjení olověných akumulátorů. Integrované obvody pro realizaci inteligentních nabíječek jsou určeny převážně pro nabíjení Li-Ion akumulátorů, což koresponduje s faktem, že hlavním využitím kontrolérů jsou přenosné aplikace.

Pro měření napětí a proudu rovněž nebudou obvody firmy Maxim Integrated použity, protože stejně jako obvody společnosti Texas Instruments nedisponují interním výpočtem výkonu a vyrobené energie.

1.3 Portfolio kontrolérů firmy Linear Technology

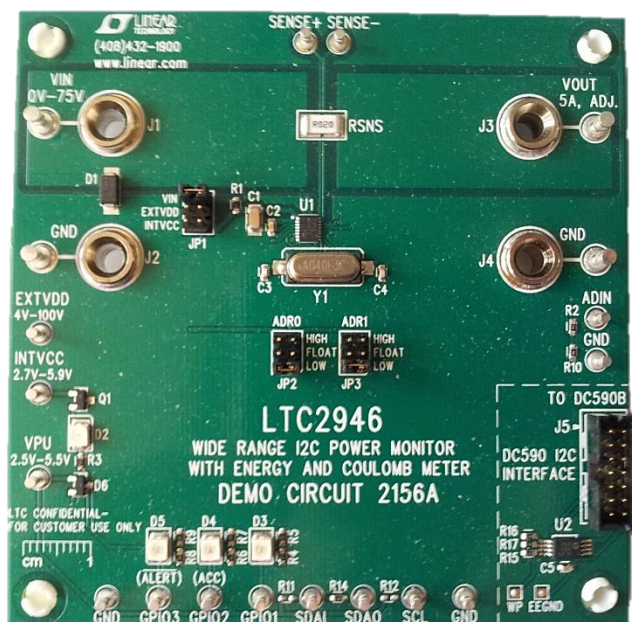
Americká společnost Linear Technology se sídlem v Silicon Valley se zabývá výrobou jednoúčelových integrovaných obvodů převážně pro oblasti analogových aplikací a především power managementu.

Produktové portfolio kontrolérů firmy pro oblast power managementu je velice rozmanité: LDO a spínané regulátory, LED drivery, obvody pro nabíjení a dohled nad akumulátory, hot swap kontroléry a mnoho dalších obvodů. Díky intuitivní a propracované aplikaci LTpowerCad Design Tool [5] je možné rychle nalézt a vybrat vhodný integrovaný obvod. Stačí pouze zadat náležité parametry (vstupní napětí, výstupní napětí, výstupní proud, počet výstupů) a program prohledá databázi vyráběných kontrolérů. Nalezené výsledky jsou navíc doplněny specifikacemi ke každému kontroléru, odkazem na stránky výrobce, spice modelem, nebo soubory otevíratelnými v programu Excel, kde po zadání patřičných parametrů dojde k výpočtu všech součástí potřebných pro návrh celého měniče, případně jiné aplikace. Kontroléry určené pro realizaci měničů standardně obsahují tepelnou ochranu, soft start a většina navíc disponuje budiči pro výkonové MOSFET tranzistory, takže není nutné při návrhu aplikace uvažovat další obvody. Některé kontroléry v sobě zároveň integrují funkci inteligentních nabíjecích automatů, případně mohou být primárně určeny pro napájení LED osvětlení. Po výběru v programu LTpowerCad Design Tool byl pro realizaci DC/DC měniče vybrán kontrolér LT8705 [6] a pro budoucí návrh MPPT regulátoru byl zvolen obvod LT8490 [7], který z kontroléru LT8705 vychází a je navíc doplněn nabíjecím automatem a algoritmem MPPT.



Obrázek 1.1: Náhled aplikace LTpowerCad Design Tool s vyplněnými parametry při návrhu DC/DC měniče.

Společnost Linear Technology nabízí i jednoúčelové integrované obvody pro monitorování napětí a proudu včetně funkce interního výpočtu výkonu a energie. Obvody disponují nejméně 10-ti bitovým a nejvíce 16-ti bitovým A/D převodníkem a většina sériovou I²C sběrnici. Pro zařízení monitorující napětí, proud, výkon a vyrobenou energii systému byl zvolen integrovaný obvod LTC2946 [8], který navíc disponuje trojicí konfigurovatelných GPIO pinů.

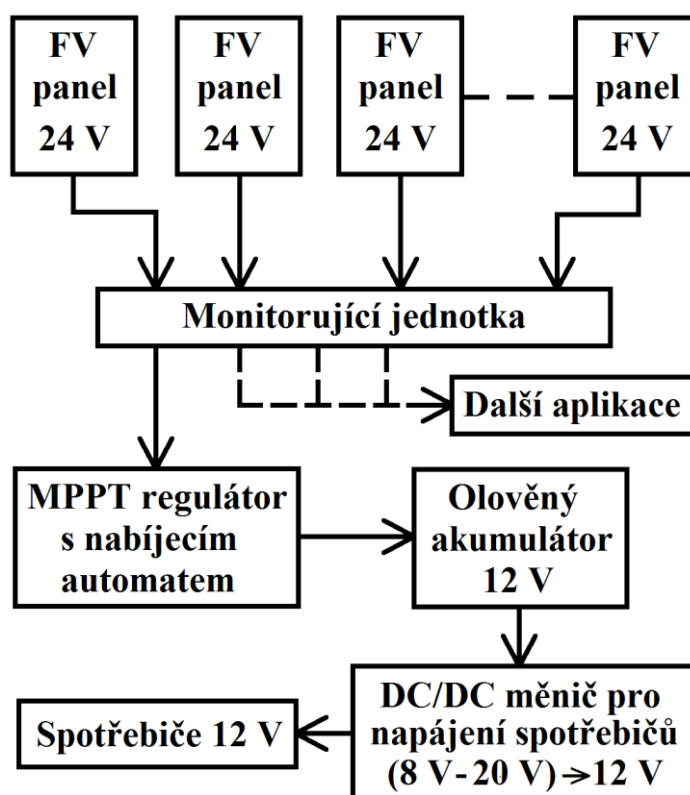


Obrázek 1.2: Demo deska od společnosti Linear Technology osazená kontrolérem LTC2946.

2 NÁVRH KONCEPCE SUBSYSTÉMU MALÉ FOTOVOLTAICKÉ ELEKTRÁRNY

Celý systém byl od začátku koncipován tak, aby jej bylo možné použít pro jakoukoli malou FV elektrárnu vybavenou i pouze jedním FV panelem, maximálně však deseti z důvodu omezeného počtu vstupů na subsystému monitorující aktuální stav FV panelů.

Návrhy a realizace jednotlivých subsystémů jsou uvedeny v kapitolách 3, 4 a 5. Na obrázku pod textem (Obrázek 2.1) je uvedeno blokové schéma celého systému. Koncept je navržen tak, že jeden FV panel může nabíjet jeden akumulátor. Při nedostatečné intenzitě osvětlení lze však panely spojit paralelně pro získání většího výstupního proudu. Paralelní spojení je možné realizovat například dalším jednoduchým subsystémem, který na základě dat získaných z monitorující jednotky tuto změnu provede. Pod bločkem „Další aplikace“ si lze představit například další MPPT regulátory nabíjející jeden, případně více akumulátorů zároveň. Bakalářská práce se však soustředí zejména na realizaci FV elektrárny jako miniaturního systému využívající v celém řetězci jeden FV panel. Monitorující jednotka je však koncipována až pro deset FV panelů o nominálním svorkovém napětí 24 V.

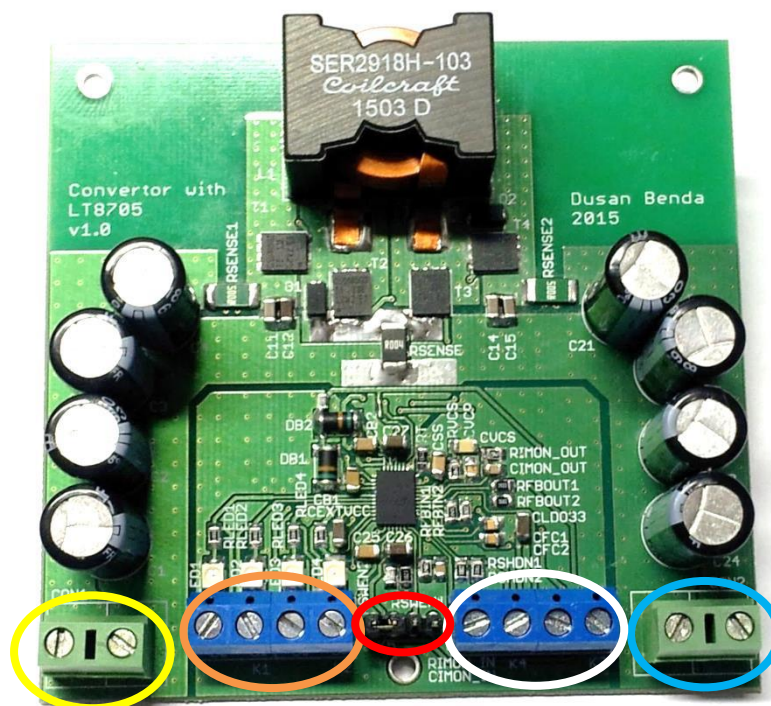


Obrázek 2.1: Blokové schéma zapojení celého systému.

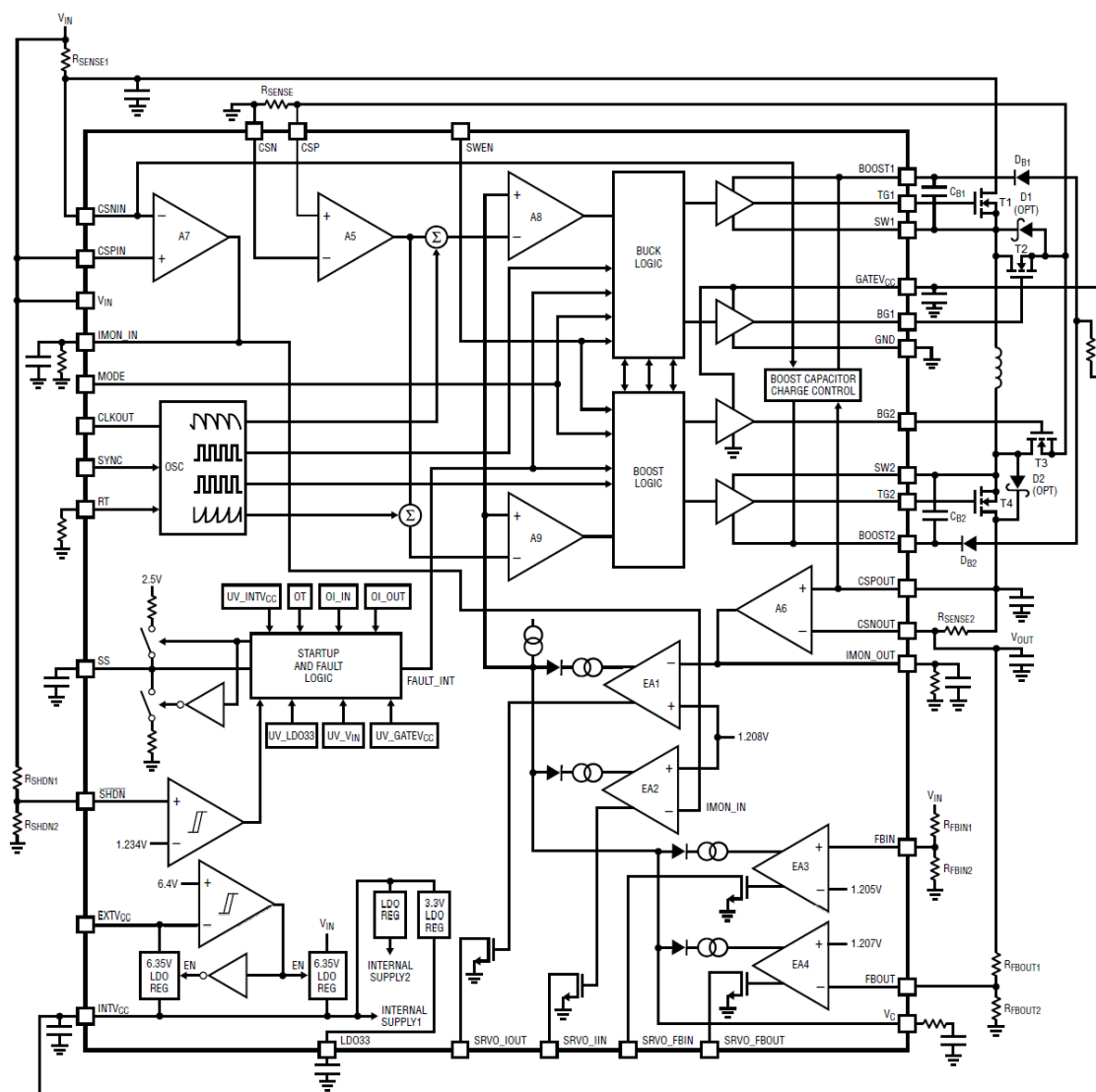
3 DC/DC MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ SPOTŘEBIČŮ

3.1 Popis kontroléru LT8705

Kontrolér LT8705 [6] je navržen tak, že je schopen pracovat jako ryze buck (snižující), boost (zvyšující), případně buck/boost měnič. Obvod je tedy schopen pracovat s nižším, vyšším, případně stejným vstupním napětím, vůči nastavenému výstupnímu napětí. Ke své funkci potřebuje čtveřici výkonových tranzistorů (budiče tranzistorů jsou v kontroléru integrovány), jeden induktor a přibližně dvě desítky součástek pro nastavení regulačních smyček. LT8705 v sobě integruje čtveřici regulačních smyček: regulace na vstupní napětí, na vstupní proud, výstupní napětí a výstupní proud. Celý obvod je možné napájet v rozsahu 2,8 V až 80 V s maximálním rozsahem výstupních hodnot napětí 1,3 V až 80 V. Frekvenci interního oscilátoru obvodu lze nastavit v rozsahu 100 kHz až 400 kHz. Kontrolér lze zakoupit ve dvou pouzdrech: QFN a TSSOP. Tyto parametry obvod předurčují pro aplikace týkající se automobilového průmyslu, telekomunikací nebo bateriově napájených zařízení. V této kapitole je uveden pouze zevrubný popis obvodu. V následující kapitole zabývající se návrhem samotného měniče s kontrolérem LT8705 však bude kontrolér během návrhu a výpočtu jednotlivých součástek detailně popsán.



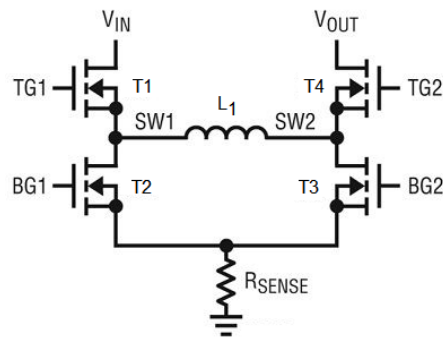
Obrázek 3.1: Snímek desky s označenými vstupy a výstupy, včetně nastavení režimu (žlutý ovál – vstup, oranžový ovál - výstupy aktuálního stavu, červený ovál - nastavení pracovního režimu FCM, DCM, BURST, bílý ovál - připojení k nadřazenému kontroléru, modrý ovál – výstup).



Obrázek 3.2: Blokové schéma kontroléru LT8705, převzato z [6] a upraveno.

3.1.1 Popis buck a boost větve

Výkonovou část tvořenou čtveřicí MOSFET tranzistorů ($T_1 - T_4$) a induktorem L_1 lze rozdělit na větev buck – tranzistory T_1 a T_2 - a větev boost – tranzistory T_3 a T_4 . Na každou z popisovaných větví lze pohlížet jako na samostatný měnič. V závislosti na vstupním napětí a nastaveném výstupním napětí využívá kontrolér, buď buck, nebo boost větev, případně obě. Zapojení výkonových tranzistorů včetně induktoru je uvedeno na obrázku ilustrujícím typické zapojení výkonové části (Obrázek 3.3).

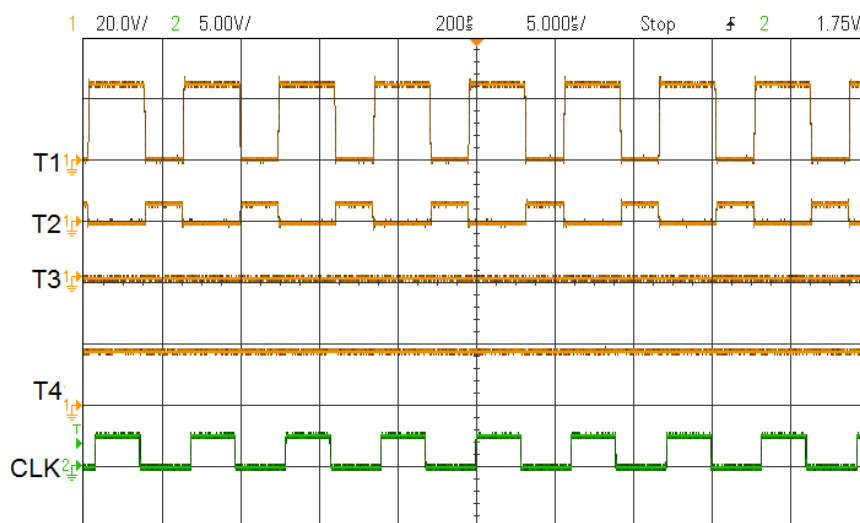


Obrázek 3.3: Zapojení výkonových tranzistorů $T_1 - T_4$, převzato z [6] a upraveno.

Vzhledem ke vztahu vstupního napětí U_{IN} k výstupnímu napětí U_{OUT} mohou nastávat následující stavy:

Vstupní napětí U_{IN} je mnohem větší než výstupní napětí U_{OUT} (buck oblast):

V tomto stavu je tranzistor T_3 vždy rozepnut a tranzistor T_4 vždy sepnut (za předpokladu, že induktorem neprotéká reverzní proud a že není nastaven BURST případně DCM režim), aby mohl proud téct do zátěže. Spínací cyklus v buck oblasti je následující: Tranzistor T_2 je sepnut jako první. Proud induktorem L_1 je snímán prostřednictvím zesilovače A5 (viz blokové schéma Obrázek 3.2) dokud je tranzistor T_2 sepnut. Poté co proud induktorem L_1 klesne pod nastavenou referenci, dojde k rozepnutí tranzistoru T_2 a k sepnutí tranzistoru T_1 a celá sekvence se neustále opakuje. Celý cyklus je vyobrazen pomocí průběhů signálů budičů v závislosti na čase (Obrázek 3.4).



Obrázek 3.4: Nasnímané průběhy výstupů budičů výkonových tranzistorů v buck oblasti (režim FCM, vstupní napětí 20 V).

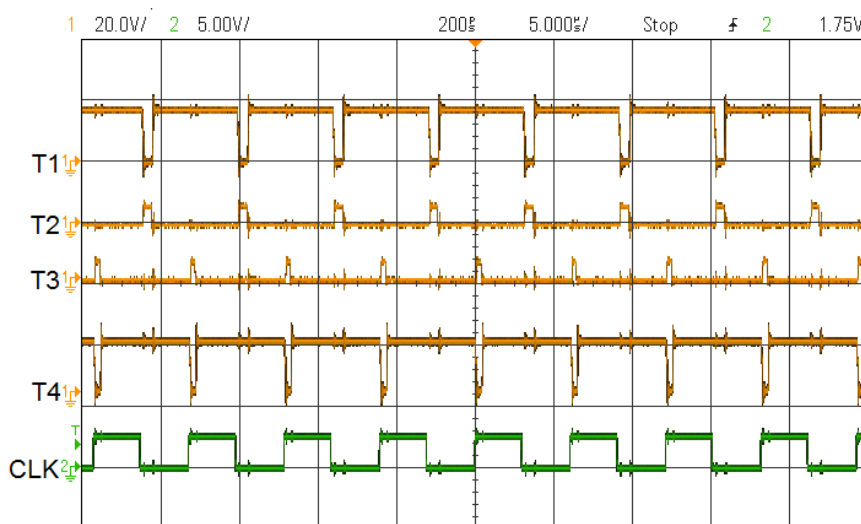
Průběhy byly měřeny na dvoukanálovém osciloskopu Agilent DSO-X 3012A. Na prvním kanále byla vždy měřena elektroda gate každého tranzistoru a na druhém kanálu průběh oscilátoru obvodu LT8705. V grafickém editoru byly jednotlivé průběhy následně spojeny v jeden obrázek. Tento postup byl použit u obrázků: Obrázek 3.4, Obrázek 3.5 a Obrázek 3.6.

Vstupní napětí U_{IN} je přibližně stejné výstupní napětí U_{OUT} (buck/boost oblast):

Do tohoto stavu se obvod dostává v případě, že vstupní napětí je oproti výstupnímu napětí rozdílné řádově o desetiny voltů. Mohou tedy nastat dva počáteční stavy (záleží na tom, zda je vstupní napětí mírně větší nebo menší než výstupní napětí):

1.) Každý cyklus začíná sepnutím tranzistorů T_2 a T_4 , takže obvod začíná pracovat v buck oblasti. Poté dojde k rozeptnutí tranzistoru T_2 a tranzistor T_1 je sepnut v polovině taktovací periody kontroléru LT8705. Následně se rozeptne tranzistor T_4 a sepne tranzistor T_3 . Kontrolér tedy nyní pracuje v boost oblasti. Nakonec dojde k rozeptnutí tranzistoru T_3 a k sepnutí tranzistoru T_4 dokud neskončí taktovací perioda LT8705 a celá sekvence se opakuje.

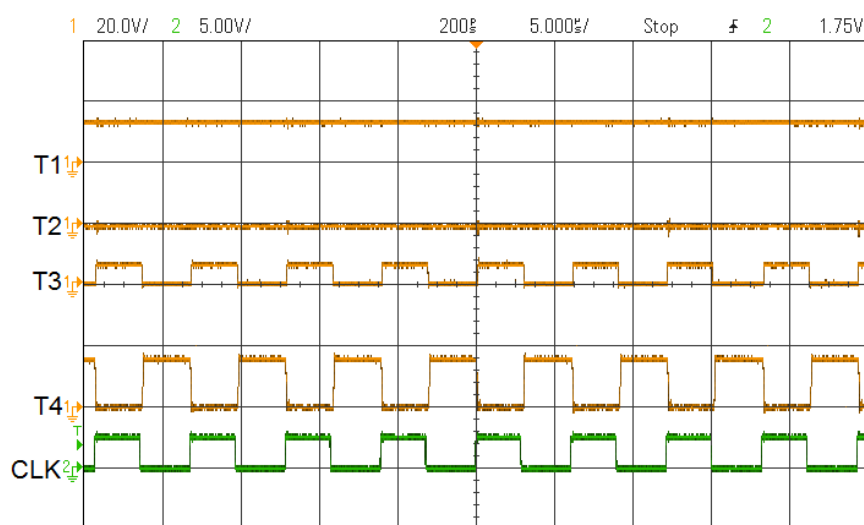
2.) Každý cyklus začíná sepnutím tranzistorů T_1 a T_3 , takže obvod začíná pracovat v boost oblasti. Poté dojde k rozeptnutí tranzistoru T_3 a tranzistor T_4 je sepnut v polovině taktovací periody kontroléru LT8705. Následně se rozeptne tranzistor T_1 a sepne tranzistor T_2 . Kontrolér tedy nyní pracuje v buck oblasti. Nakonec dojde k rozeptnutí tranzistoru T_2 a k sepnutí tranzistoru T_1 dokud neskončí taktovací perioda LT8705 a celá sekvence se opakuje.



Obrázek 3.5: Nasnímané průběhy výstupů budičů výkonových tranzistorů v buck/boost oblasti (režim FCM, vstupní napětí 12 V).

Vstupní napětí U_{IN} je mnohem menší než výstupní napětí U_{OUT} (boost oblast):

V tomto stavu je tranzistor T_2 vždy rozepnut a tranzistor T_1 vždy sepnut. Spínací cyklus v boost oblasti je následující: Tranzistor T_3 je sepnut jako první. Proud induktorem L_1 je snímán prostřednictvím zesilovače A5 (viz blokové schéma Obrázek 3.2), dokud je tranzistor T_3 sepnut. Poté co se proud induktorem L_1 zvýší nad nastavenou referenci, dojde k rozepnutí tranzistoru T_3 a k sepnutí tranzistoru T_4 a celá sekvence se neustále opakuje.



Obrázek 3.6: Nasnímané průběhy výstupů budičů výkonových tranzistorů v boost oblasti (režim FCM, vstupní napětí 8 V).

3.1.2 Pracovní režim discontinuous (DCM)

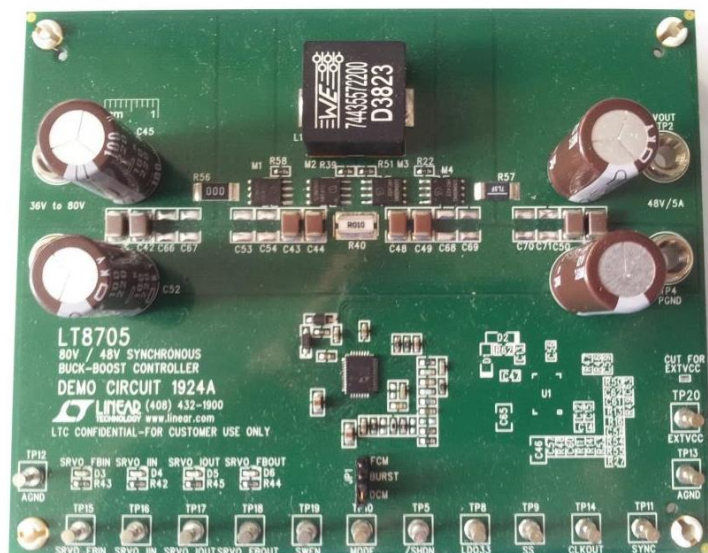
Režim discontinuous se nastaví minimální napěťovou úrovní 2,3 V na pinu MODE, vhodné je však pin MODE připojit k internímu LDO regulátoru na pin LDO33. Když kontrolér pracuje v režimu discontinuous, tak se tranzistor T_4 uzavře, pokud dojde k detekci reverzního proudu induktorem L_1 . Tato ochrana zabraňuje stavu, kdy by mohl být proud vnucen z výstupu na vstup do napájecího zdroje. V případě velmi malého odběru (typicky stovky miliampér až jednotky ampér) může být interními obvody vyhodnocen stav tak, že tranzistory T_1 a T_3 zůstanou uzavřené po stejný počet taktů oscilátoru a tranzistor T_2 zůstane otevřený. Tím pádem budou vynechány některé spínací cykly (odtud název režimu discontinuous). Tento režim se hodí zejména pro buck, respektive buck/boost oblast a vyšší odběry (řádově jednotky ampér), kdy dosahuje měnič vysoké účinnosti, typicky více než 96 % a lze jej při vyšších odběrech (typicky jednotky ampér) přirovnat k režimu FCM.

3.1.3 Pracovní režim burst (BURST)

Režim burst se nastaví tak, že zůstane vstupní pin MODE nezapojen, případně se připojí na napěťovou úroveň v rozsahu 1 V až 1,7 V. Při tomto režimu je nastavena hystereze 25 mV na pinu V_C , což je výstup interního chybového zesilovače. Zavedená hystereze má za následek to, že pokud napětí na pinu klesne pod tuto hysterezi, tak dojde k zastavení spínání výkonových tranzistorů. V situaci, kdy se napětí na pinu V_C opět zvýší nad zavedenou hysterezi, dojde opět k obnovení spínání výkonových tranzistorů. Tento režim je vhodný zejména při malých odběrech proudu (řádově stovky miliampér), kdy je odstraněno zbytečné spínání výkonových tranzistorů, tím pádem se sníží odběr kontroléru a zvýší se účinnost celého měniče. Obdobně jako v případě režimu discontinuous platí blokování reverzního proudu tekoucího induktorem L_1 prostřednictvím tranzistoru T_4 .

3.1.4 Pracovní režim forced continuous (FCM)

Režim forced continuous se nastaví připojením vstupního pinu MODE na napěťovou úroveň společného potenciálu GND. Jako jediný ze zmíněných režimů dovoluje proudu induktorem L_1 protékat opačným směrem, tj. z výstupu na vstup, bez toho aniž by došlo k pozastavení spínání některého z tranzistorů. Během vykonávání sekvence soft start po zapnutí měniče je obvod přepnut do režimu discontinuous, dokud se napětí na pinu SS nezvýší nad hodnotu 1,6 V, potom je opět režim přepnut na forced continuous. Tento režim je vhodný zejména pro vyšší odběry (řádově jednotky ampér), ale při malých odběrech je účinnost měniče téměř shodná s režimem burst. Měnič v režimu forced continuous dosahuje účinnosti až 97 %.



Obrázek 3.7: Originální demo aplikace od společnosti Linear Technology s kontrolérem LT8705.

3.2 Návrh měniče s kontrolérem LT8705

V následující podkapitole bude detailně popsán návrh měniče s kontrolérem LT8705. Obecná problematika spínaných měničů je velmi dobře popsána v [9] a [10]. Navrhovaný měnič bude používán pro napájení spotřebičů připojených k olověnému akumulátoru o svorkovém nominálním napětí 12 V a bude sloužit jako interface mezi akumulátorem a připojenými spotřebiči. Výstupní napětí měniče bude pevně nastaveno na hodnotu 12 V, což je hodnota rozšířená zvláště u menších elektronických zařízení (modemy, video vrátní...) využívajících pro napájení AC/DC adaptér. Měnič bude zároveň sloužit i jako přepětová ochrana, protože během nabíjecích cyklů 12 V akumulátorů dosahuje svorkové napětí akumulátoru limitně hodnoty až 14,4 V. Vstupní napětí měniče bude tedy uvažováno v rozsahu 8 V až 20 V. Proudová zatížitelnost měniče bude vzhledem k připojeným spotřebičům limitně omezena na 10 A, což je pro napájení zmíněných zařízení dostatečné. Posledním stěžejním parametrem, který je nutné pro návrh měniče určit je frekvence interního oscilátoru obvodu LT8705. S touto frekvencí budou řízeny výkonové tranzistory. S ohledem na účinnost, velikost jednotlivých komponent měniče a doporučení výrobce kontroléru byla frekvence zvolena 150 kHz.

Návrh veškerých obvodových částí včetně detailního popisu jednotlivých částí kontroléru LT8705 a použité vzorce se opírají o datasheet výrobce [6]. Schéma zapojení, layouty desek plošných spojů, osazovací výkresy a výsledky měření celého navrhovaného měniče jsou umístěny v příloze A.

Požadované parametry navrhovaného měniče:

$$U_{IN} = 8\text{ V až } 20\text{ V}$$

$$U_{OUT} = 12\text{ V}$$

$$I_{OUT} = 10\text{ A}$$

$$f_{OSC} = 150\text{ kHz}$$

3.2.1 Taktovací rezistor R_T

Rezistor R_T slouží pro nastavení frekvence interního oscilátoru obvodu LT8705. Pokud je úroveň napětí na pinu SYNC menší než 0,5 V, respektive je pin připojený ke GND, tak je povoleno externí taktování. V opačném případě je možné synchronizovat kontrolér LT8705 z dalšího kontroléru LT8705 vývodem na pinu CLKOUT. Kondenzátor doplňující taktující RC oscilátor je přímo součástí obvodu LT8705, a proto se jeho nastavení nemusí řešit. Rezistor R_T se určí ze vztahu (3.1), kde frekvence oscilátoru f_{OSC} je ve vzorci uvedená v kHz a výsledná hodnota R_T následně vyjde v k Ω .

$$R_T = \left(\frac{43750}{f_{OSC}} - 1 \right) = \left(\frac{43750}{150} - 1 \right) = 290,7\text{ k}\Omega \quad (3.1)$$

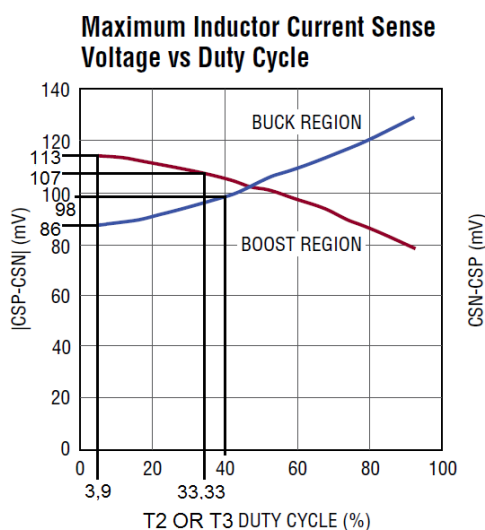
Vypočtená hodnota taktovacího rezistoru R_T se nenachází přímo v řadě vyráběných rezistorů, a proto bude použit rezistor s odporem 274 k Ω .

3.2.2 Synchronizační vstup SYNC

Taktovací frekvence kontroléru LT8705 může být synchronizována externím zdrojem taktovacího signálu. Po přivedení hodinového signálu na vstupní pin SYNC bude obvod pracovat na frekvenci externího zdroje. Střída přivedeného signálu musí být v rozmezí 20 % až 80 % a frekvence vstupního hodinového signálu se musí pohybovat v intervalu 100 kHz až 400 kHz. Po zastavení externího synchronizačního signálu je vhodné, aby došlo i k zastavení spínání výkonových tranzistorů T_1 až T_4 , čehož lze dosáhnout vhodným nastavením vypínacích napětíových úrovní na pinu SWEN případně $\overline{\text{SHDN}}$. V dané aplikaci nebude použití externího pinu uvažováno, a proto bude vstupní pin SYNC obvodu LT8705 připojen ke GND.

3.2.3 Snímací rezistor R_{SENSE}

Kontrolér LT8705 se řídí pomocí snímání proudu induktorem L_1 . Proud tekoucí induktorem L_1 je měřen rezistorem snímacím R_{SENSE} , kde tekoucí proud vytváří napětíový úbytek U_{SENSE} , jehož maximální hodnoty se mohou dle katalogového listu výrobce pohybovat v rozmezí 78 mV až 117 mV v boost oblasti a v rozmezí 86 mV až 137 mV v buck oblasti (obě hodnoty záleží na velikosti střídý - duty cycle, viz Obrázek 3.8).



Obrázek 3.8: Závislost snímaného napětíového úbytku na střídě tranzistorů T_2 nebo T_3 , převzato z [6] a upraveno.

Rezistor R_{SENSE} je připojen mezi vstupní piny CSP a CSN obvodu LT8705 přes odrušovací filtr, který je popsán v podkapitole 3.2.6. Signál CSP musí být připojen na společné elektrody source tranzistorů T_2 a T_3 , tedy na kladnou úroveň (Current Sense Positive) a pin CSN (Current Sense Negative) musí být připojen ke společné zemi GND. Maximální hodnoty snímaného napětí U_{SENSE} mezi piny CSP a CSN nesmí přesáhnout úroveň -0,3 V až 0,3 V, a proto je nutné volit velikost odporu rezistoru R_{SENSE} tak, aby bylo dosaženo maximální požadované hodnoty proudu. Příliš velká hodnota odporu bude mít za následek větší omezení výstupního proudu, a tím pádem

nebude dosaženo požadované maximální hodnoty proudu. Nejprve je nutné stanovit maximální povolenou hodnotu odporu v boost oblasti ($R_{SENSE(MAX,BOOST)}$) a následně maximální povolenou hodnotu snímacího odporu v buck oblasti ($R_{SENSE(MAX,BUCK)}$). Výsledná hodnota odporu rezistoru R_{SENSE} musí být menší než obě vypočtené hodnoty v boost a buck oblasti.

3.2.4 Výpočet R_{SENSE} v boost oblasti

V boost oblasti je maximální výstupní proudová zatížitelnost nejmenší pokud je hodnota vstupního napětí U_{IN} minimální a hodnota výstupního napětí U_{OUT} maximální (obvod LT8705 musí zajistit zvýšení minimální hodnoty vstupního napětí $U_{IN(MIN)} = 8\text{ V}$ na požadovanou hodnotu výstupního napětí $U_{OUT(MAX)} = 12\text{ V}$). Hodnota rezistoru R_{SENSE} musí být zvolena tak, aby byla tato podmínka splněna. Nejprve je nutné určit maximální hodnotu střídě (duty cycle) v boost oblasti (vstupního napětí U_{IN} je uvažováno minimální a výstupní napětí U_{OUT} je uvažováno maximální) podle vztahu (3.2).

$$\begin{aligned} DC_{(MAX,T3,BOOST)} &= \left(1 - \frac{U_{IN(MIN)}}{U_{OUT(MAX)}}\right) \cdot 100\% = \\ &= \left(1 - \frac{8}{12}\right) \cdot 100\% = 33,333\% \end{aligned} \quad (3.2)$$

Maximální hodnota napětí snímaného na induktoru L_1 v boost oblasti v závislosti na maximální střídě se odečte z grafu (Obrázek 3.8).

$$U_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)} = 107\text{ mV} \quad (3.3)$$

Pro pozdější určení výkonového zatížení rezistoru R_{SENSE} je vhodné ještě vypočítat minimální hodnotu střídě $DC_{(MIN,T3,BOOST)}$ v boost oblasti podle vztahu (3.4), kde velikost hodnoty $t_{ON(T3,MIN)}$ je dle datasheetu výrobce kontroléru LT8705 265 ns.

$$\begin{aligned} DC_{(MIN,T3,BOOST)} &= t_{ON(T3,MIN)} \cdot f \cdot 100\% = \\ &= 265 \cdot 10^{-9} \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 100\% = 3,975\% \end{aligned} \quad (3.4)$$

Maximální hodnota napětí snímaného na induktoru L_1 v boost oblasti v závislosti na minimální střídě se odečte z grafu (Obrázek 3.8). Před odečtením byla hodnota zaokrouhlena na hodnotu 3,9 %.

$$U_{RSENSE(MIN,BOOST,MAX)} = 113\text{ mV} \quad (3.5)$$

Následně se určí maximální hodnota zvlnění proudu $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ v boost oblasti, kterou lze odhadnout výběrem maximálního zvlnění proudu $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ v rozmezí

30 % až 50 % z maximální hodnoty proudu induktorem L_1 v boost oblasti (hodnota % Ripple byla zvolena z výše uvedeného intervalu jako 40 %) dle vztahu (3.6):

$$\begin{aligned}\Delta I_{L(MAX,BOOST)} &= \frac{U_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)}}{U_{IN(MIN)} \cdot \left(\frac{100\%}{\% Ripple} - 0,5\right)} = \\ &= \frac{12 \cdot 10}{8 \cdot \left(\frac{100\%}{40\%} - 0,5\right)} = 7,5 \text{ A}\end{aligned}\quad (3.6)$$

Výsledná maximální hodnota rezistoru $R_{SENSE(MAX,BOOST)}$ v boost oblasti se vypočítá ze vztahu (3.7).

$$\begin{aligned}R_{SENSE(MAX,BOOST)} &= \\ &= \frac{2 \cdot U_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)} \cdot U_{IN(MIN)}}{(2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot U_{OUT(MIN)}) + (\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cdot U_{IN(MIN)})} = \\ &= \frac{2 \cdot 107 \cdot 10^{-3} \cdot 8}{(2 \cdot 10 \cdot 12) + (7,5 \cdot 8)} = 5,707 \text{ m}\Omega\end{aligned}\quad (3.7)$$

3.2.5 Výpočet R_{SENSE} v buck oblasti

V buck oblasti je maximální proudová zatížitelnost nejmenší, pokud hodnota střídý dosáhne minima. Tento stav je způsoben kompenzací sklonu rampy proudu procházejícího induktorem L_1 , což má za následek zvýšení úbytku napětí na rezistoru R_{SENSE} se zvyšující se střídou. Minimální hodnotu střídý v buck oblasti lze spočítat dle vztahu (3.8), kde velikost hodnoty $t_{ON(T2,MIN)}$ je 260 ns.

$$\begin{aligned}DC_{(MIN,T2,BUCK)} &= t_{ON(T2,MIN)} \cdot f \cdot 100\% = \\ &= 260 \cdot 10^{-9} \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 100\% = 3,9 \%\end{aligned}\quad (3.8)$$

Maximální hodnota napětí snímaného na induktoru L_1 v buck oblasti v závislosti na minimální střídě se odečte z grafu (Obrázek 3.8).

$$U_{RSENSE(MAX,BUCK,MIN)} = 86 \text{ mV}\quad (3.9)$$

Pro pozdější určení výkonového zatížení rezistoru R_{SENSE} je vhodné ještě vypočítat maximální hodnotu střídý $DC_{(MAX,T2,BUCK)}$ v buck oblasti ze vztahu (3.10).

$$\begin{aligned}
DC_{(MAX,T2,BUCK)} &= \left(1 - \frac{U_{OUT(MIN)}}{U_{IN(MAX)}}\right) \cdot 100\% = \\
&= \left(1 - \frac{12}{20}\right) \cdot 100\% = 40\%
\end{aligned}
\tag{3.10}$$

Maximální hodnota napětí snímaného na induktoru L_1 v buck oblasti v závislosti na maximální střídě se odečte z grafu (Obrázek 3.8).

$$U_{RSENSE(MAX,BUCK,MAX)} = 98 \text{ mV} \tag{3.11}$$

Následně se podle vztahu (3.12) určí hodnota zvlnění proudu $\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$ v buck oblasti, kterou lze odhadnout určením $\Delta I_{L(MIN,BUCK)}$ jako 10 % z maximální hodnoty proudu induktorem L_1 v buck oblasti.

$$\Delta I_{L(MIN,BUCK)} = \frac{I_{OUT(MAX,BUCK)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0,5\right)} = \frac{10}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0,5\right)} = 1,053 \text{ A} \tag{3.12}$$

Výsledná maximální hodnota rezistoru $R_{SENSE(MAX,BUCK)}$ v buck oblasti se vypočítá ze vztahu (3.13), kde hodnota $U_{RSENSE(MAX,BUCK,MIN)}$ je odečtena z grafu (Obrázek 3.8) z křivky pro buck oblast.

$$\begin{aligned}
R_{SENSE(MAX,BUCK)} &= \frac{2 \cdot U_{RSENSE(MAX,BUCK,MIN)}}{(2 \cdot I_{OUT(MAX,BUCK)}) - \Delta I_{L(MIN,BUCK)}} = \\
&= \frac{2 \cdot 86 \cdot 10^{-3}}{(2 \cdot 10) - 1,053} = 9,078 \text{ m}\Omega
\end{aligned}
\tag{3.13}$$

Optimální velikost odporu R_{SENSE} by měla být menší než vypočtené hodnoty z obou pracovních oblastí měniče ($R_{SENSE(MAX,BOOST)}$, $R_{SENSE(MAX,BUCK)}$), proto se získaná hodnota rezistoru R_{SENSE} doplní alespoň 30 % rezervou (3.14).

$$\begin{aligned}
R_{SENSE} &= \frac{R_{SENSE(MAX,BOOST)}}{100\% + 30\%} \cdot 100\% = \\
&= \frac{5,707 \cdot 10^{-3}}{100\% + 30\%} \cdot 100\% = 4,39 \text{ m}\Omega \doteq 4 \text{ m}\Omega
\end{aligned}
\tag{3.14}$$

Velikost rezistoru R_{SENSE} použitého v reálném zapojení musí být vybrána z dostupné řady hodnot rezistorů. Byla tedy vybrána nejbližší možná hodnota tj. 4 m Ω , která bude uvažována i pro další výpočty. Protože rezistorem R_{SENSE} prochází pracovní proud, je nutné tento rezistor výkonově dimenzovat. Pro výpočet bude uvažována nejvyšší hodnota proudu, který induktorem L_1 poteče v limitním případě při $U_{IN(MIN)} = 8 \text{ V}$. Maximální vstupní příkon i výstupní výkon měniče se bude při zanedbání ztrát rovnat.

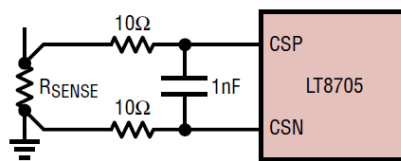
Proud tedy získáme jako podíl vstupního příkonu a vstupního napájecího napětí. Maximální výkonové ztráty na rezistoru R_{SENSE} lze vypočítat vztahem (3.15).

$$P_{R_{SENSE}} = R_{SENSE} \cdot \left(\frac{P_{MAX}}{U_{IN(MIN)}} \right)^2 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{120}{8} \right)^2 = 0,9 \text{ W} \quad (3.15)$$

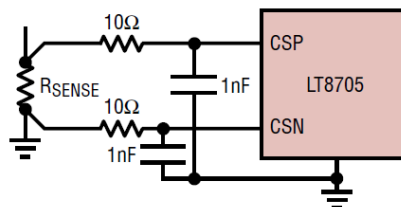
Na základě výpočtu by bylo vhodné zvolit velikost výkonového zatížení rezistoru R_{SENSE} minimálně 1 W. Navrhovaný měnič však nebude trvale pracovat s minimálními ani maximálními hodnotami vstupních napětí, které jsou při návrhu uvažovány. Vstupem měniče bude 12 V akumulátor, jehož napětí bude v intervalu 12,5 V až 14,4 V. Minimální hranice 8 V je uvažována pro případ, kdy bude k akumulátoru připojena zátěž indukčního charakteru, například motor, a napětí na akumulátoru na krátký okamžik poklesne. Pro trvalou pracovní oblast měnič bude s dostatečnou rezervou vyhovovat rezistor s výkonovým zatížením 2 W.

3.2.6 Zapojení filtračního obvodu rezistoru R_{SENSE}

V některých aplikacích může být nutností filtrování napětí snímaného na induktoru L_1 z důvodu nadměrnému zarušení způsobeného spínáním výkonových tranzistorů T_1 až T_4 , které může vést ke značnému zkreslení snímaného napětí na snímacím rezistoru R_{SENSE} , a tím pádem ke špatnému vyhodnocení obvodem LT8705. Vyšší vstupní respektive výstupní napětí, velká hodnota odporu rezistoru R_{SENSE} a výkonové spínací tranzistory s velkou vstupní kapacitou zvyšují hodnotu potenciálního šumu, který vstupuje piny CSP a CSN do kontroléru LT8705. Signály na pinech CSP respektive CSN mohou být filtrovány přidaným RC filtrem podle schématu (Obrázek 3.9), který je převzatý z katalogového listu výrobce. V ideálním případě by měly být filtrační RC prvky umístěny co nejbližší obvodu LT8705. Pokud bude použita varianta B dle schématu (Obrázek 3.9), tak je nutné, aby byla uzemněná strana obou kondenzátorů připojena co nejbližší zemi kontroléru LT8705, a to nejlépe krátkou přímou cestou. V případě volby rezistorů R_{FRC1} a R_{FRC2} je nutné použít rezistory s odporem maximálně 10 Ω . Větší hodnota by mohla zvýšit offset napětí na pinech CSP a CSN. Časová konstanta RC filtru by měla být dle katalogového listu výrobce menší než 30 ns. V reálné aplikaci bude pro RC filtr použito zapojení dle schématu (Obrázek 3.9) varianta B, včetně totožných hodnot jednotlivých součástek. Připojení signálů ze snímacího rezistoru R_{SENSE} na vstup RC filtru je provedeno tak, aby signály nebyly ovlivňovány protékajícím proudem rezistorem R_{SENSE} viz Obrázek 3.10.

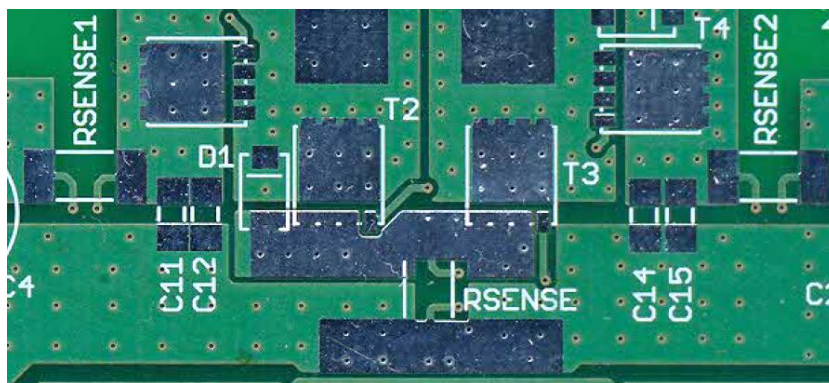


(a)



(b)

Obrázek 3.9: Zapojení filtru ke snímacímu rezistoru R_{SENSE} , převzato z [6] a upraveno.



Obrázek 3.10: Ukázka připojení plošných spojů pro snímání napětí u rezistorů R_{SENSE1} , R_{SENSE2} a R_{SENSE} .

3.2.7 Volba induktoru L_1

Pro vysokou účinnost je nutné vybrat induktor s nízkými ztrátami v jádře a také s nízkým stejnosměrným odporem (DCR) z důvodu potlačení výkonových ztrát. Induktor zároveň musí být schopen zvládnout proudové špičky, aniž by se dostal do saturace. Vhodná volba pracovní frekvence kontroléru LT8705 je důležitá pro správný výběr induktoru, protože čím bude pracovní frekvence menší, tím větší musí být hodnota indukčnosti induktoru a tím větší musí být i vstupní a výstupní kapacita kondenzátorů, ale budou menší přepínací ztráty na tranzistorech T_1 až T_4 . Pokud naopak bude pracovní frekvence obvodu LT8705 větší, může být hodnota indukčnosti induktoru menší, rovněž i kapacita kondenzátorů může být menší, tím pádem se zmenší rozměry celého zařízení, ale vzrostou přepínací ztráty na tranzistorech.

3.2.8 Volba minimální hodnoty induktoru L_1 v boost oblasti

Malá hodnota indukčnosti induktoru L_1 vede ke zvýšení zvlnění procházejícího proudu induktorem, a tím v důsledku omezeného špičkového proudu induktoru dojde ke snížení maximálního průměrného proudu, který může být dodán do zátěže, když měnič pracuje v boost oblasti. Pro splnění podmínky vhodného proudového zatížení při minimálním vstupním napětí $U_{IN(MIN)}$ v boost oblasti je velikost indukčnosti induktoru L_1 vypočítána dle (3.16).

$$\begin{aligned}
 L_{1(MIN,BOOST)} &= \\
 &= \frac{U_{IN(MIN)} \cdot \frac{DC_{(MAX,T3,BOOST)}}{100 \%}}{2 \cdot f_{OSC} \cdot \left(\frac{U_{RSENSE(MAX,BOOST,MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MIN)}} \right)} = \\
 &= \frac{8 \cdot \frac{33,333 \%}{100 \%}}{2 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{107 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 10^{-3}} - \frac{10 \cdot 12}{8} \right)} = 0,757 \mu H
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

3.2.9 Potlačení sub harmonických oscilací v boost a buck oblasti

Interní kompenzační obvody sklonu průběhu proudu kontroléru LT8705 induktorem L_1 brání sub harmonickým oscilacím, které mohou nastat v případě, že podíl U_{IN}/U_{OUT} je menší než 0,5 a zároveň větší než 2. Kompenzační obvody sklonu chrání před těmito sub harmonickými oscilacemi za předpokladu, že indukčnost induktoru L_1 je větší než minimální vypočtená hodnota indukčnosti dle vztahů (3.17) a (3.18). Je tedy nutné vybrat induktor o indukčnosti, která je větší než všechny dosažené vypočtené výsledky. Za předpokladu, že bude výstupní napětí $U_{OUT(MAX)}$ větší než dvojnásobek vstupního napětí $U_{IN(MIN)}$, tak se minimální hodnota indukčnosti induktoru vypočítá dle (3.17).

$$\begin{aligned}
 L_{1(MIN2,BOOST)} &= \frac{\left[U_{OUT(MAX)} - \left(\frac{U_{IN(MIN)} \cdot U_{OUT(MAX)}}{U_{OUT(MAX)} - U_{IN(MIN)}} \right) \right] \cdot R_{SENSE}}{0,08 \cdot f_{OSC}} = \\
 &= \frac{\left[12 - \left(\frac{8 \cdot 12}{12 - 8} \right) \right] \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{0,08 \cdot 150 \cdot 10^3} = -4 \mu H
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

Za předpokladu, že bude vstupní napětí $U_{IN(MAX)}$ větší než dvojnásobek výstupního napětí $U_{OUT(MIN)}$, tak se minimální hodnota indukčnosti induktoru vypočítá podle (3.18).

$$\begin{aligned}
L_{1(MIN1,BUCK)} &= \frac{U_{IN(MAX)} \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MAX)} - U_{OUT(MIN)}}\right) \cdot R_{SENSE}}{0,08 \cdot f_{OSC}} = \\
&= \frac{20 \cdot \left(1 - \frac{12}{20 - 12}\right) \cdot 4 \cdot 10^{-3}}{0,08 \cdot 150 \cdot 10^3} = -3,333 \mu H
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Výsledné záporné hodnoty nejsou chybou, ale jsou způsobeny tím, že není dosaženo požadovaných vstupních hodnot. V případě $L_{1(MIN2,BOOST)}$ není dosaženo dvojnásobného vstupního napětí $U_{IN(MAX)}$ oproti výstupnímu napětí $U_{OUT(MIN)}$ a v případě $L_{1(MIN1,BUCK)}$ není dosaženo dvojnásobného výstupního napětí $U_{OUT(MAX)}$ oproti vstupnímu napětí $U_{IN(MIN)}$. Z toho tedy plyne, že podíl U_{IN}/U_{OUT} nikdy nebude menší než 0,5 a větší než 2, sub harmonické oscilace tedy nebudou nastávat.

Poslední dva výpočty jsou zde uvedeny pouze z informativních důvodů. Pokud by došlo ke změně rozsahu vstupních a výstupních hodnot napětí, tak by bylo nutné tyto kritéria při novém výpočtu indukčnosti induktoru L_1 reflektovat.

Výsledná indukčnost induktoru L_1 musí být větší, než nejmenší z vypočítaných hodnot. Proto byla zvolena hodnota indukčnosti 10 μH .

3.2.10 Maximální proud induktorem

Induktor musí mít svůj proudový rozsah větší, než jsou pracovní proudové špičky, aby se zabránilo saturaci, a tím pádem ztrátě účinnosti měniče. Špičkový proud tekoucí induktorem L_1 lze v boost oblasti vypočítat dle (3.19).

$$\begin{aligned}
I_{L1(MAX,BOOST)} &\cong I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MIN)}} + \\
&+ \frac{U_{IN(MIN)} \cdot \frac{DC_{(MAX,T3,BOOST)}}{100 \%}}{2 \cdot L_1 \cdot f_{OSC}} = \\
&= 10 \cdot \frac{12}{8} + \frac{8 \cdot \frac{33,333 \%}{100 \%}}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^3} = 15,888 A
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Špičkový proud tekoucí induktorem L_1 lze v buck oblasti vypočítat ze vztahu (3.20).

$$\begin{aligned}
I_{L1(MAX,BUCK)} &\cong I_{OUT(MAX)} + \frac{U_{OUT(MIN)} \cdot \frac{DC_{(MAX,T2,BUCK)}}{100 \%}}{2 \cdot L_1 \cdot f_{OSC}} = \\
&= 10 + \frac{12 \cdot \frac{40 \%}{100 \%}}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^3} = 11,6 A
\end{aligned} \tag{3.20}$$

Při výběru induktoru L_1 musí být také uvažováno, že proud induktorem může být vyšší v průběhu přechodového jevu a také v případě, že proud zátěží překročí očekávaný maximální povolený výstupní proud $I_{OUT(MAX)}$. Proud induktorem může

rovněž vzrůst při startu měniče za předpokladu nabíjení nepřiměřeně velké zátěže kapacitního charakteru. Tento jev lze potlačit vstupní proudovou regulační smyčkou (popsáno v podkapitole 3.2.26). Výsledný induktor byl nakonec zvolen z portfolia firmy Coilcraft, ze série AEC-Q200 SER2900, konkrétně typ SER2918H-103KL [11]. Vybraný induktor má nízký stejnosměrný odpor (DCR) – maximálně 2,86 mΩ, saturační proud induktoru je 28 A, což je dostatečná rezerva vzhledem k vypočítaným hodnotám. Efektivní proud induktorem je rovněž 28 A.

Výkonové ztráty na induktoru způsobené sériovým odporem lze spočítat podle vztahu (3.21), kde R_{DCR} je stejnosměrný sériový odpor induktoru L_1):

$$\begin{aligned} P_{L1(I^2R)} &= R_{DCR} \cdot I_{L1(MAX,BOOST)}^2 = \\ &= 2,86 \cdot 10^{-3} \cdot 15,888^2 = 0,722 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.21)$$

3.2.11 Volba výkonových tranzistorů MOSFET ($T_1 - T_4$)

Kontrolér LT8705 je navrhnut pro spínání čtveřice N kanálových výkonových MOSFET tranzistorů. Důležitými parametry pro všechny použité spínací tranzistory jsou: prahové napětí $U_{GS,TH}$, závěrné napětí $U_{BR,DSS}$, odpor v sepnutém stavu $R_{DS,ON}$, kapacita mezi drainem a sourcem tranzistoru C_{RSS} a maximální proud $I_{DS(MAX)}$. Napětí U_{GS} otevírající tranzistory je nastaveno interně na hodnotu 6,35 V výstupem GATEV_{CC}.

Při výběru tranzistorů je nutné zvážit jejich výkonové ztráty, respektive rozptyl energie. Většina aplikací klade největší požadavky na tranzistory T_1 a T_3 , které mají největší výkonové ztráty (slouží jako spínače v jednotlivých oblastech – buck a boost). V některých případech je vhodné použít dva, popřípadě i více tranzistorů řazených paralelně k rozptylu vzniklých výkonových ztrát, což je vhodné zejména v situaci, když jsou dominantní stejnosměrné ztráty v případě sepnutého tranzistoru. Paralelní řazení tranzistorů však vede ke zvyšování kapacit, což má za následek pomalejší přepínání (přepínací hrany nejsou ostré), a proto narůstají přepínací ztráty.

3.2.12 Volba tranzistoru T_1 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru

Výkonové ztráty na T_1 se primárně skládají ze dvou hlavních složek. Jedná se o ztráty v sepnutém stavu, kdy proud induktorem L_1 protéká přes drain do source elektrody, a druhou hlavní složkou jsou přepínací ztráty. Ačkoli je přepínací doba krátká (záleží na konkrétním typu tranzistoru), ztráty tohoto charakteru jsou v tranzistoru dominantní oproti ztrátám v sepnutém stavu. Největší přepínací ztráty na tranzistoru T_1 nastávají v buck oblasti v případě, když je velké vstupní napětí U_{IN} a malé výstupní napětí U_{OUT} . Naopak největší ztráty způsobené sériovým odporem sepnutého tranzistoru nastávají v boost oblasti, když je vstupní napětí U_{IN} malé, výstupní napětí U_{OUT} velké a tranzistor T_1 je v tomto případě vždy sepnutý. Pro snížení dominantních přepínacích ztrát ($P_{SWITCHING}$) a zvýšení účinnosti je vhodné zvolit tranzistor s nízkou kapacitou C_{RSS} ,

případně snížit pracovní frekvenci obvodu LT8705, což ale bude mít za následek nutné zvýšení indukčnosti induktoru L_1 a vstupních, respektive výstupních kapacit.

Tranzistor T_1 lze zvolit následujícím postupem:

Výkonové ztráty tranzistoru v boost režimu lze orientačně vypočítat ze vztahu (3.22) s rozvahou maximální teploty PN přechodu tranzistoru (tranzistor T_1 v boost režimu nespíná, ale je pouze trvale sepnut).

$$P_{T1(MAX,BOOST)} = P_{T1(I^2R)} = \frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{TH(JA)}} = \frac{125 - 60}{50} = 1,8 \text{ W} \quad (3.22)$$

$T_{J(MAX)}$ je maximální teplota PN přechodu tranzistoru T_1 , $T_{A(MAX)}$ je maximální teplota okolí a $R_{TH(JA)}$ je teplotní odpor pouzdro – okolí (typicky 50°C/W).

Následně se vypočítá adekvátní hodnota odporu sepnutého tranzistoru T_1 $R_{DS(ON)}$ dle rovnice (3.24).

$$P_{T1(I^2R)} = \left(\frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(IN)}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot R_{DS(T1,ON)} \cdot \rho_\tau \quad (3.23)$$

$$R_{DS(T1,ON)} < \frac{P_{T1(I^2R)}}{\left(\frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(IN)}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_\tau} = \frac{1,8}{\left(\frac{12}{8} \cdot 10 \right)^2 \cdot 1,5} = 5,333 \text{ m}\Omega \quad (3.24)$$

ρ_τ je normalizační faktor, který nabývá hodnoty 1 při 25°C , a určuje kolísání hodnoty sériového odporu tranzistoru v sepnutém stavu, typicky $0,4\% / ^\circ\text{C}$. Pro teplotu přechodu 125°C odpovídá ρ_τ dle katalogového listu výrobce obvodu LT8705 hodnotě 1,5 (se zvyšujícím se napětí U_{GS} tato hodnota roste).

Pro danou aplikaci byl zvolen na základě výpočtu přibližné hodnoty odporu v sepnutém stavu tranzistor firmy Texas Instruments CSD18502Q5B [12] s maximálním napětí drain - source $U_{DS} = 40 \text{ V}$ (plně dostačující, protože vstupní napětí může v limitním případě dosáhnout 20 V) a sériovým odporem v sepnutém stavu $R_{DS} = 2,5 \text{ m}\Omega$ při napětí $U_{GS} = 4,5 \text{ V}$.

Následně se vypočítají skutečné celkové ztráty tranzistoru T_1 v boost a buck oblasti dle (3.25).

$$\begin{aligned}
 P_{T1(BOOST,BUCK)} &= P_{T1(I^2R)} + P_{T1(SWITCHING)} = \\
 &\cong \left(\frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MAX)}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot R_{DS(T1,ON)} \cdot \rho_\tau \right) + \\
 &\quad + (U_{IN(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot f_{OSC} \cdot t_{RF1}) = \\
 &= \left(\frac{12}{20} \cdot 10^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \right) + (20 \cdot 10 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^{-9}) = \\
 &= 0,26 + 0,6 = 0,86 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Normalizační faktor ρ_τ byl pro výpočet uvažován dle skutečné hodnoty uvedené pro teplotu 125°C v katalogovém listu výrobce tranzistoru, tedy 1,7 (hodnota odpovídá $U_{GS} = 10 \text{ V}$) [12].

t_{RF1} je průměrná hodnota času potřebného k překlopení úrovně na pinu SW1 (vzestupná a sestupná hrana). Typická hodnota t_{RF1} je závislá na kapacitě tranzistoru T_1 a vstupním napětí U_{IN} a pohybuje se v intervalu 20 ns až 40 ns (pro výpočet je uvažována nižší hodnota, tedy 20 ns).

Maximální ztrátový výkon zvoleného tranzistoru je 3,2 W a vypočítaná hodnota je 0,86 W. Měnič nikdy nebude trvale pracovat v limitních hodnotách, a proto ani ztráty nebudou tak velké. Hodnotu spínacích ztrát $P_{T1(SWITCHING)}$ zvyšuje především velikost vstupního napětí U_{IN} , která je uvažována limitně 20 V. V běžném provozu bude tato hodnota maximálně 15 V, což sníží maximální přepínací ztráty $P_{T1(SWITCHING)}$ na hodnotu 0,45 W.

3.2.13 Volba tranzistoru T_2 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru

Ve většině případů jsou přepínací ztráty na tranzistoru T_2 malé, ale ztráty v sepnutém stavu jsou dominantní. Ztráty v sepnutém stavu jsou největší v buck oblasti, kde tranzistor T_2 zastává funkci diody, což nastává v situaci vysokého vstupního napětí U_{IN} a nízkého výstupního napětí U_{OUT} . Pro měnič byl vybrán stejný tranzistor, jaký byl zvolen v případě tranzistoru T_1 . Výkonové ztráty na tranzistoru T_2 v buck oblasti se vypočítají ze vztahu (3.26).

$$\begin{aligned}
 P_{T2(BUCK)} &= \frac{U_{IN(MAX)} - U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MAX)}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot R_{DS(T2,ON)} \cdot \rho_\tau = \\
 &= \frac{20 - 12}{20} \cdot 10^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 = 0,17 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

Protože tranzistor T_2 byl zvolen stejný jako tranzistor T_1 , tak hodnoty odporu tranzistoru v sepnutém stavu a $R_{DS(T2,ON)}$ a normalizační faktor jsou shodné jako v případě T_1 . Tranzistor T_2 samozřejmě má výkonové ztráty i mimo buck oblast, ale to jen v případě, že obvod LT8705 pracuje v režimu buck /boost, navíc jsou tyto ztráty v poměru se ztrátami $P_{T2(BUCK)}$ zanedbatelné. Z pohledu výkonových ztrát je opětovné použití tranzistoru CSD18502Q5B adekvátní.

3.2.14 Volba tranzistoru T_3 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru

Tranzistor T_3 pracuje v boost a buck oblasti (v boost oblasti jako řízený spínač). Největších výkonových ztrát dosahuje tranzistor T_3 v situaci, kdy vstupní napětí U_{IN} je minimální, výstupní napětí U_{OUT} je maximální a výstupní proud I_{OUT} je maximální. Typ tranzistoru T_3 byl zvolen stejný jako v minulých případech. V případě použití jiného typu tranzistoru by mohlo být napětí drain – source klidně i poloviční, tedy $U_{DS(T3)} = 20$ V, protože výstupní napětí $U_{OUT(MAX)}$ je maximálně 12 V.

Celkové výkonové ztráty na tranzistoru T_3 lze vypočítat podle vztahu (3.27).

$$\begin{aligned}
 P_{T3(BOOST,BUCK)} &= P_{T3(I^2R)} + P_{T3(SWITCHING)} = \\
 &\cong \left(\frac{(U_{OUT(MAX)} - U_{IN(MIN)}) \cdot U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MIN)}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot R_{DS(T3,ON)} \cdot \rho_\tau \right) \\
 &\quad + \left(U_{OUT(MAX)}^2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot f_{OSC} \cdot \frac{t_{RF2}}{U_{IN(MIN)}} \right) = \\
 &= \left(\frac{(12 - 8) \cdot 12}{8^2} \cdot 10^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 \right) + \\
 &\quad + \left(12^2 \cdot 10 \cdot 150 \cdot 10^3 \cdot \frac{20 \cdot 10^{-9}}{8} \right) = \\
 &= 0,32 + 0,54 = 0,86 \text{ W}
 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Maximální ztrátový výkon zvoleného tranzistoru je 3,2 W a vypočítaná hodnota je 1,38 W. Měníč nikdy nebude trvale pracovat v limitních hodnotách, a proto ani ztráty nebudou tak velké. Hodnotu spínacích ztrát $P_{T3(SWITCHING)}$ zvyšuje především velikost vstupního napětí U_{IN} , která je uvažována limitně 8 V. V běžném provozu bude tato hodnota minimálně 12,5 V, což sníží maximální spínací ztráty $P_{T3(SWITCHING)}$ na hodnotu 0,346 W.

3.2.15 Volba tranzistoru T_4 a výpočet výkonových ztrát na tranzistoru

Obdobně jako u tranzistoru T_2 jsou v mnoha případech přepínací ztráty na tranzistoru T_4 malé (neuvažovány), ale ztráty v sepnutém stavu jsou dominantní. Ztráty v sepnutém stavu jsou největší v boost oblasti, kde tranzistor T_2 zastává funkci diody, což nastává v situaci nízkého vstupního napětí U_{IN} a vysokého výstupního napětí U_{OUT} . Pro měnič byl vybrán stejný tranzistor, jaký byl zvolen v případě tranzistoru T_1 .

Výkonové ztráty na tranzistoru T_4 v boost oblasti se vypočítají dle vztahu (3.28).

$$\begin{aligned} P_{T4(BOOST)} &= \frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MIN)}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot R_{DS(T4,ON)} \cdot \rho_\tau = \\ &= \frac{12}{8} \cdot 10^2 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,7 = 0,64 \text{ W} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Samozřejmě má tranzistor T_4 výkonové ztráty i mimo boost oblast, ale to jen v případě, že obvod LT8705 pracuje v režimu buck/boost, navíc jsou tyto ztráty v poměru se ztrátami $P_{T4(BOOST)}$ zanedbatelné (ztráty způsobené vedením proudu nejsou uvažovány). Z pohledu výkonových ztrát je opětovné použití tranzistoru CSD18502Q5B možné.

3.2.16 Volba vstupních a výstupních kondenzátorů C_{IN} a C_{OUT}

Vstupní a výstupní kondenzátory jsou nutné k potlačení napěťového zvlnění způsobeného nespojitým přenosem proudu ze vstupu na výstup regulátoru. Paralelní kombinace kondenzátorů se typicky používá k dosažení vysoké celkové kapacity a snížení ESR odporu. Vhodné je rovněž použít paralelní kombinace kondenzátorů s různými dielektriky například: suché tantaly, speciální polymery, hliníkové elektrolytické kondenzátory a keramické kondenzátory. Keramické kondenzátory by měly být umístěny blízko vstupu a výstupu DC/DC konvertoru složeného z tranzistorů T_1 až T_4 kvůli potlačení vysokofrekvenčních spínacích špiček. Keramické kondenzátory je rovněž vhodné umístit mezi vstupní napětí U_{IN} a GND co možná nejbližší ke kontroléru LT8705.

3.2.17 Vstupní kapacita C_{IN}

Nároky na vstupní kapacitu jsou kladeny především v buck oblasti, kdy dochází ke snižování vstupního napětí U_{IN} na danou výstupní hodnotu $U_{OUT(MAX)}$. Nespojitý vstupní proud je největší v buck oblasti kvůli přepínání tranzistoru T_1 ze sepnutého stavu do rozepnutého stavu. Vstupní kapacitu je vhodné vytvořit z více kondenzátorů

řazených paralelně a dále je nutné dimenzovat kondenzátory na maximální efektivní proud. V buck oblasti se vstupní hodnota efektivního proudu I_{RMS} vypočítá podle vztahu (3.29).

$$\begin{aligned}
 I_{RMS(BUCK)} &= I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MAX)}} \cdot \sqrt{\frac{U_{IN(MAX)}}{U_{OUT(MAX)}} - 1} = \\
 &= 10 \cdot \frac{12}{20} \cdot \sqrt{\frac{20}{12} - 1} = 4,899 \text{ A}
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

Tento zjednodušený vztah, který se běžně využívá pro návrh, má maximum v případě $U_{IN(MAX)} = 2 \cdot U_{OUT(MAX)}$, kde $I_{RMS(BUCK)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{2}$.

Hodnota ESR pro paralelní řazení kondenzátorů bude uvažována $9 \text{ m}\Omega$, v reálné aplikaci bude použita čtveřice elektrolytických kondenzátorů o kapacitě $180 \text{ }\mu\text{F}$ [13] a paralelně řazené keramické kondenzátory, každý o kapacitě $4,7 \text{ }\mu\text{F}$. Maximální vstupní zvlnění způsobené poklesem napětí vlivem odporu kondenzátoru ESR lze vypočítat přibližně ze vztahu (3.30).

$$\begin{aligned}
 \Delta U_{(BUCK,ESR)} &= \frac{U_{IN(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)}}{U_{OUT(MIN)}} \cdot ESR = \\
 &= \frac{20 \cdot 10}{12} \cdot 9 \cdot 10^{-3} = 150 \text{ mV}
 \end{aligned}
 \tag{3.30}$$

3.2.18 Výstupní kapacita C_{OUT}

Nároky na výstupní kapacitu jsou kladeny především v boost oblasti, kdy dochází ke zvyšování vstupního napětí U_{IN} na danou hodnotu výstupního napětí U_{OUT} . Výstupní kapacita je potřebná k potlačení zvlnění výstupního napětí způsobeného nespojitým a zvlněným výstupním proudem. Finální velikost paralelní kombinace výstupních kondenzátorů je nutné zvážit s ohledem na zvlnění výstupního napětí. Ustálená hodnota zvlnění výstupního napětí je dána nabíjením a vybíjením výstupních kapacit. Pro výpočet i v reálné aplikaci bude uvažována čtveřice elektrolytických kondenzátorů o kapacitě $180 \text{ }\mu\text{F}$ a paralelně řazené keramické kondenzátory, každý o kapacitě $4,7 \text{ }\mu\text{F}$, stejně jako v případě vstupní kapacity C_{IN} . Hodnota ESR pro paralelní řazení kondenzátorů bude uvažována $9 \text{ m}\Omega$. Celková kapacita C_{OUT} výstupních kondenzátorů bude přibližně $760 \text{ }\mu\text{F}$.

V boost oblasti lze toto zvlnění výstupního napětí vypočítat dle vztahu (3.31).

$$\begin{aligned}\Delta U_{(BOOST,CAP)} &= \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (U_{OUT(MAX)} - U_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot U_{IN(MIN)} \cdot f} = \\ &= \frac{10 \cdot (12 - 8)}{760 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot 150 \cdot 10^3} = 43,860 \text{ mV}\end{aligned}\quad (3.31)$$

V buck oblasti se zvlnění výstupního napětí vypočítá podle (3.32).

$$\begin{aligned}\Delta U_{(BUCK,CAP)} &= \frac{U_{OUT(MAX)} \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MAX)}}\right)}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot C_{OUT}} = \\ &= \frac{12 \cdot \left(1 - \frac{12}{20}\right)}{8 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \cdot (150 \cdot 10^3)^2 \cdot 760 \cdot 10^{-6}} = \\ &= 3,509 \text{ mV}\end{aligned}\quad (3.32)$$

Maximální zvlnění výstupního napětí způsobené odporem ESR výstupních kondenzátorů (3.33).

$$\begin{aligned}\Delta U_{(BOOST,ESR)} &= \frac{U_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX)}}{U_{IN(MIN)}} \cdot ESR = \\ &= \frac{12 \cdot 10}{8} \cdot 9 \cdot 10^{-3} = 135 \text{ mV}\end{aligned}\quad (3.33)$$

Obdobně jako v případě vstupních kapacit C_{IN} je vhodné, aby byla výstupní kapacita C_{OUT} sestavena z paralelní kombinace více kondenzátorů s ohledem na celkovou hodnotu odporu ESR a protékajícího proudu.

3.2.19 Volba diod D_1 a D_2

Schottkyho diody D_1 a D_2 pomáhají zvýšit proudovou zatížitelnost na tranzistorech T_2 a T_4 v průběhu takzvané mrtvé doby (tranzistor je rozepnut). Dioda D_2 významně snižuje reverzní proud rozepnutým tranzistorem T_4 a sepnutým tranzistorem T_3 , což vede ke zvýšení účinnosti měniče, snížení ztrát na tranzistoru T_3 a snížení šumu na rezistoru R_{SENSE} , který měří napětí na induktoru L_1 , při sepnutí tranzistoru T_3 . Aby přidání diod D_1 a D_2 zvýšilo účinnost, indukčnost mezi diodou a tranzistorem musí být co nejmenší, tím pádem musí být obě součástky sobě co nejblíže. Pro aplikace s vysokým vstupním nebo výstupním napětím (typicky více jak 40 V) není vhodné použít diody s vysokým svodovým proudem zvláště při provozování měniče při vysokých teplotách. Závěrné napětí U_{RRM} diody D_1 musí být vybráno tak, aby bylo závěrné napětí větší, než je vstupní napětí $U_{IN(MAX)}$. Obdobné podmínky platí i pro výběr diody D_2 (reverzní napětí musí být větší než výstupní napětí $U_{OUT(MAX)}$).

Není vhodné použít diody se zbytečně velkým závěrným napětím U_{RRM} a proudem I_{FV} , protože může dojít ke zvýšení svodového proudu, který bude dále zvyšovat teplotu a snižovat účinnost. Vzhledem k těmto doporučením byly vybrány schottkyho diody B340A se závěrným napětím $U_{RRM} = 40$ V, napětím v propustném směru $U_{FV} = 500$ mV a maximálním proudem v propustném směru $I_{FV} = 3$ A.

3.2.20 Řízení napájení tranzistorů T_1 a T_4

Tranzistory T_1 a T_4 jsou digitálně řízeny napětím příslušným SW a BOOST pinem. Napětí z příslušného BOOST pinu jsou zvýšena z plovoucích bootstrap kondenzátorů C_{B1} a C_{B2} , které jsou obvykle nabíjeny přes externí diody D_{B1} a D_{B2} , když je příslušný tranzistor (T_1 nebo T_4) rozepnutý. Kondenzátory C_{B1} a C_{B2} jsou nabíjeny přibližně na úroveň 6,3 V (přibližně stejná úroveň jako na pinu $GATEV_{CC}$) a musí mít asi stonásobnou kapacitu oproti vstupní kapacitě tranzistorů T_1 a T_4 (vstupní kapacita tranzistoru T_1 i T_4 je typicky 3,9 nF [12]), stonásobná hodnota je tedy 0,39 μ F. Dle výrobce se ve většině případů hodnota kondenzátorů C_{B1} a C_{B2} pohybuje v rozmezí 0,1 μ F až 0,47 μ F s dielektrikem typu X5R nebo X7R. Nejdříve byla vybrána hodnota 0,39 μ F, ale při testování na reálné aplikaci bylo zjištěno, že tato hodnota je nedostatečná a bylo nutné zvolit 1 μ F. Bypass kondenzátor mezi pinem $GATEV_{CC}$ a GND by měl být minimálně desetinasobkem kapacity kondenzátoru C_{B1} a C_{B2} . V reálné aplikaci bude použit kondenzátor o kapacitě 4,7 μ F.

3.2.21 Blok Boost Capacitor Charge Control

V případě, že obvod LT8705 pracuje pouze v buck nebo boost oblasti, může být jeden z tranzistorů T_1 nebo T_4 trvale sepnut. Aby bylo možné tohoto stavu dosáhnout, tak je v obvodu LT8705 integrován blok Boost Capacitor Charge Control, který za pomoci externích diod D_{B1} a D_{B2} a kondenzátorů C_{B1} a C_{B2} nabíjených prostřednictvím těchto diod, udržuje dostatečné napětí pro sepnutí tranzistoru T_1 respektive T_4 . Celý řídicí blok udržuje v tomto případě odpovídající BOOST pin nabitý. Když je tranzistor T_1 trvale sepnut (platí pro boost oblast), je proud v případě potřeby automaticky odebírán z pinu CPSOUT a/nebo pinu BOOST2 pro nabití kondenzátoru C_{B1} připojeného k pinu BOOST1. Pokud je tranzistor T_4 trvale sepnut (platí pro buck oblast), tak je proud odebírán z pinu CSNIN a/nebo z pinu BOOST1 pro nabití kondenzátoru C_{B2} připojeného k pinu BOOST2. Kvůli této funkci řídicího bloku by měly být piny CSPIN a CSNIN připojeny blízko pinu V_{IN} . Pokud nebude mezi snímacími piny CSPIN a CSNIN zapojen snímací rezistor pro měření vstupního proudu je nutné, aby byly oba piny připojeny k pinu V_{IN} . Obdobné pravidlo platí pro snímací piny CSPOUT a CSNOUT na výstupu měniče. V případě, že se reguluje výstupní proud, tak je mezi piny opět zapojen snímací rezistor. Pokud není tato regulace nutná, jsou oba snímací piny připojeny přímo na výstupní napětí $U_{OUT(MAX)}$. Pro správnou funkci celého bloku je nutné, aby docházelo ke spínání tranzistoru T_2 respektive T_3 , aby byla udržena dostatečná úroveň napětí na kondenzátorech C_{B1} respektive C_{B2} . V opačném případě

bude docházet ke špatnému spínání tranzistorů T_1 nebo T_4 a tím pádem se sníží účinnost celého měniče.

3.2.22 Boost diody D_{B1} a D_{B2}

I když jsou schottkyho diody vhodné z hlediska jejich nízkého napětí v propustném směru U_F , mohou vykazovat velké svodové proudy a velkou závislost napětí v napětí v propustném směru v závislosti na okolních teplotních podmínkách. Pro výběr diod D_{B1} a D_{B2} je tedy vhodné uvažovat klasické křemíkové diody. Nejdůležitějším parametrem pro výběr diod je jejich závěrné napětí U_{RRM} , které musí být větší než je maximální vstupní napětí $U_{IN(MAX)}$ a maximální hodnota výstupní napětí $U_{OUT(MAX)}$. Závěrný svodový proud diod by neměl být větší než 1 mA při maximální teplotě PN přechodu diody. Pro dané zapojení byly vybrány diody EGL41D-E3/96 [14] od společnosti Vishay se závěrným svodovým proudem 50 μA při maximální teplotě PN přechodu 125 °C a závěrným napětím U_{RRM} maximálně 200 V. V některých případech se doporučuje připojit do série s diodou rezistor s odporem maximálně 5 Ω , protože použití těchto rezistorů snižuje rázové proudy procházející diodami a zároveň mohou snížit šum na snímacích pinech SW a BOOST kontroléru LT8705. Šum je ale obecně závislý na provedení desky plošného spoje, proto je nutné připojit diody D_{B1} a D_{B2} co možná nejbližší k obvodu LT8705. Pokud je to žádoucí, tak může být připojen jeden rezistor mezi pin $GATEV_{CC}$ a spojené anody obou diod D_{B1} a D_{B2} . Druhou variantou je připojení dvou rezistorů mezi patřičnou katodu jedné ze dvou diod a příslušného pinu BOOST. Nadměrný odpor sériové kombinace diody a rezistoru však může snížit napětí na kondenzátoru umístěného mezi piny BOOST a SW v případě, že je tranzistor T_2 nebo T_3 sepnut pouze na krátký časový okamžik, čemuž je potřeba předejít.

3.2.23 Nastavení výstupního napětí

Nastavení výstupního napětí obvodu LT8705 se nastavuje externím zpětnovazebním odporovým děličem připojeným na výstupní filtrační kondenzátory. Zpětnovazební signál FBOUT vstupující do kontroléru LT8705 je porovnáván s přesnou interní referencí 1,207 V.

Výstupní napětí určené dvojicí rezistorů a interní napětíovou referencí lze určit dle vztahu (3.34).

$$U_{OUT(MAX)} = 1,207 \cdot \left(1 + \frac{R_{FBOUT1}}{R_{FBOUT2}}\right) \quad (3.34)$$

Pro výpočet výstupního napětí je nutné určit jeden ze dvou rezistorů. Zvolí se tedy hodnota rezistoru $R_{FBOUT2} = 16 \text{ k}\Omega$ a následně se vypočítá hodnota rezistoru R_{FBOUT1} dle vztahu (3.35).

$$\begin{aligned}
 R_{FBOUT1} &= \left(\frac{U_{OUT(MAX)}}{1,207} - 1 \right) \cdot R_{FOUT2} = \\
 &= \left(\frac{12}{1,207} - 1 \right) \cdot 16 \cdot 10^3 = 143,072 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

Hodnota odporu rezistoru R_{FBOUT1} nebyla vybrána náhodně, ale byla zvolena s ohledem na komerčně vyráběné hodnoty rezistorů tak, aby nebylo nutné použít pro rezistor R_{FBOUT2} odporový trimr, nebo sériovou, respektive sérioparalelní kombinaci více rezistorů. Hodnota odporu rezistoru R_{FBOUT1} použitého v reálné aplikaci je 143 k Ω .

3.2.24 Přepětí na výstupu

V případě, že hodnota výstupního napětí je vyšší než hodnota nastavená odporovým děličem připojeným na pin FBOU, zareaguje kontrolér LT8705 podle toho v jakém pracovním režimu a oblasti (buck, boost a buck/boost) právě pracuje. V režimu FCM, bude obvod LT8705 snižovat vstupní proud, v DCM a BURST režimu se obvod LT8705 zastaví (veškeré tranzistory T_1 až T_4 zůstanou uzavřené, nedochází k jejich spínání) a výstupnímu napětí bude umožněno setrvat nad nastavenou úrovní.

3.2.25 Nastavení podpětíové ochrany a minimálního vstupního napětí

Připojením dalšího rezistorového děliče mezi vývody V_{IN} , FBIN a GND obvodu LT8705 lze nastavit podpětíovou ochranu. Pokud je vstupní napětí dělené odporovým děličem menší než interní napětíová reference 1,205 V, tak je signál V_C stažen do nízké úrovně. Pokud je zdrojem vstupního napětí aplikace s vysokou impedancí (typicky fotovoltaický panel) a odebíraný proud stáhne pin V_C pod nastavený limit, napětí na pinu V_C bude omezeno, čímž se zároveň omezí i odběr proudu ze vstupního zdroje, a tím pádem se omezí i pokles vstupního napětí. Je nutné si však uvědomit, že použití této funkce v režimu FCM (MODE pin obvodu LT8705 stažen na nízkou úroveň GND) může mít za následek to, že proud může být odebírán z výstupu a vnucen na vstup, tj. proud začne téct ze zátěže (výstupu) do zdroje (vstupu). Není-li toto chování žádoucí, tak je nutné použít režim DCM nebo BURST.

Hlídaní podpětí bude v dané aplikaci použito, a proto je nutné zvolit odporový dělič tak, aby napětí na vstupu FB_{IN} nepřekročilo hodnotu 30 V (maximální dovolená hodnota vztažená vzhledem ke GND), což nelze v dané aplikaci nikdy dosáhnout, protože vstupní napětí je pouze v rozsahu 8 V až 20 V. Pro nastavení minimálního vstupního pracovního napětí platí vztah (3.36).

$$U_{IN(MIN)} = 1,205 \cdot \left(1 + \frac{R_{FBIN1}}{R_{FBIN2}} \right)
 \tag{3.36}$$

Pro výpočet minimálního vstupního napětí $U_{IN(MIN)}$ je nutné určit jeden ze dvou rezistorů. Zvolí se tedy hodnota rezistoru $R_{FBIN2} = 22 \text{ k}\Omega$ a následně se vypočítá hodnota rezistoru R_{FBIN1} dle vztahu (3.37).

$$\begin{aligned} R_{FBIN1} &= \left(\frac{U_{IN(MIN)}}{1,205} - 1 \right) \cdot R_{FOUT2} = \\ &= \left(\frac{8}{1,205} - 1 \right) \cdot 22 \cdot 10^3 = 124,058 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (3.37)$$

Stejně jako v předcházejícím případě byla hodnota odporu rezistoru R_{FBIN1} volena s ohledem na komerčně dostupné hodnoty součástek. Hodnota odporu rezistoru R_{FBIN1} použitého v reálné aplikaci je $124 \text{ k}\Omega$.

3.2.26 Regulace a limitace vstupního a výstupního proudu

Kontrolér LT8705 disponuje nezávislým dohledem nad vstupním a výstupním proudem, který může sloužit zároveň i jako limitace. Vývody CSNIN a CSPOUT jsou vždy připojeny na blok Boost Capacitor Charge Control a není vhodné s těmito piny do série zapojovat rezistory. Zapojují se pouze snímací rezistory R_{SENSE1} pro vstupní proudovou regulační smyčku a R_{SENSE2} pro výstupní proudovou smyčku. Pokud není nutné používat kontrolu vstupního proudu je možné vstupy CSPIN a CSNIN připojit na pin V_{IN} a pin IMON_IN připojit na GND. Stejně podmínky platí v případě výstupní proudové regulační smyčky. Měření napěťových úbytků na obou rezistorech probíhá prostřednictvím čtyř vodičového zapojení (v anglické literatuře označováno jako Kelvin connection) - samostatné měření napětí a proudu, aby nedocházelo k ovlivňování měřených hodnot viz Obrázek 3.10.

3.2.27 Monitorování proudu

Pro vstupní monitorování proudu je využito měření napěťového úbytku na rezistoru R_{SENSE1} , tedy napětí mezi vývody CSPIN a CSNIN. Toto napětí je násobeno převodní konstantou 1 mA/V a je převedeno na výstupní vývod IMON_IN, tedy na rezistor R_{IMON_IN} . Pro správný chod celého měniče nesmí dojít k záměně negativního vstupu CSNIN a pozitivního vstupu CSPIN. Tato shodná podmínka platí i pro výstupní regulační smyčku.

Výsledné napětí mezi pinem IMON_IN a GND je úměrné vstupnímu proudu podle vztahu (3.38).

$$U_{IMON_IN} = I_{RSENSE1} \cdot R_{SENSE1} \cdot 1m \frac{A}{V} \cdot R_{IMON_IN} \quad (3.38)$$

Pro přesný dohled nad proudem by měly být napětí na vstupech CSPIN a CSNIN (vztaženo ke GND) udržovány nad úrovní $1,5 \text{ V}$. Napětí mezi piny výstupní proudové

smyčky by mělo být udržováno nad úrovní 0 V. Rozdílové napětí $U_{CSPIN-CSNIN}$ mezi piny CSPIN a CSNIN by mělo být udržováno na hodnotě maximálně 100 mV.

3.2.28 Limitace vstupního proudu

V případě, že napětí mezi pinem IMON_IN a GND přesáhne hodnotu 1,208 V, tak dojde k omezení napětí mezi pinem V_C a GND, a tím pádem k limitaci proudu induktorem L_1 . Pro výpočet odporu rezistoru R_{IMON_IN} je nutné nejprve zvolit velikost odporu rezistoru R_{SENSE1} a velikost maximálního vstupního proudu $I_{RSENSE1(LIMIT)}$. V dané aplikaci byl vybrán rezistor s odporem 5 mΩ a hodnota maximálního vstupního proudu byla zvolena 18 A. Hodnotu odporu rezistoru R_{IMOM_IN} lze určit podle vztahu (3.39).

$$R_{IMON_IN} = \frac{1,208 \text{ V}}{I_{RSENSE1(LIMIT)} \cdot 1m \frac{A}{V} \cdot R_{SENSE1}} = \frac{1,208}{18 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 13,422 \text{ k}\Omega \quad (3.39)$$

V reálné aplikaci bude použit rezistor ze standardizované řady součástek o odporu 13,7 kΩ.

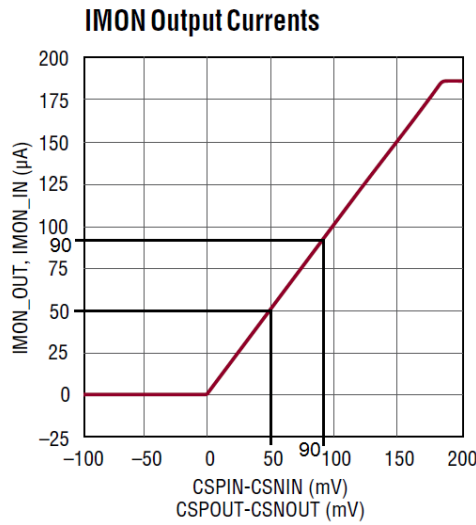
Napětí na pinu IMON_IN musí být filtrováno kondenzátorem C_{IMON_IN} , protože vstupní proud je značně zvlněn a zarušen svojí nespojitostí, což záleží především na oblasti, ve které kontrolér LT8705 aktuálně pracuje (buck, boost, buck/boost). Kondenzátor C_{IMON_IN} lze zvolit dle vztahu (3.40).

$$C_{IMON_IN} > \frac{100}{f_{OSC} \cdot R_{IMON_IN}} = \frac{100}{150 \cdot 10^3 \cdot 13,7 \cdot 10^3} = 48,662 \text{ nF} \quad (3.40)$$

Výsledná velikost přidané paralelní kapacity kondenzátoru C_{IMON_IN} by se měla dle doporučení výrobce pohybovat v intervalu 0,1 μF až 1 μF, což by mělo zajistit stabilitu hlavní regulační smyčky v případě, že výstup IMON_IN pracuje v režimu regulace v regulační smyčce konstantního proudu, tj. není připojen na GND. V dané aplikaci bude tedy použit kondenzátor s kapacitou 100 nF.

Rezistor R_{SENSE1} je nutné vybrat s ohledem na maximální proudové zatížení výstupu IMON_IN obvodu LT8705. Maximální úbytek napětí na rezistoru R_{SENSE1} protékajícím proudem lze spočítat dle vzorce (3.41).

$$U_{RSENSE1} = R_{SENSE1} \cdot I_{RSENSE1(LIMIT)} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 18 = 90 \text{ mV} \quad (3.41)$$



Obrázek 3.11: Závislost výstupního proudu z pinů IMON na úbytku napětí na snímacích odporech R_{SENSE1} a R_{SENSE2} , převzato z [6] a upraveno.

Dle grafu (Obrázek 3.11) odpovídá proudové zatížení výstupu IMON_IN přibližně 90 μA , což je adekvátní hodnota.

3.2.29 Limitace výstupního proudu

Výpočet hodnot součástek pro limitaci výstupního proudu je naprosto totožný jako v případě vstupního proudu. Nejprve je nutné opět zvolit pro výpočet velikosti odporu rezistoru R_{IMON_OUT} velikost odporu rezistoru R_{SENSE2} a velikost maximálního vstupního proudu $I_{RSENSE2(LIMIT)}$. V dané aplikaci byl opět vybrán rezistor s odporem 5 m Ω a hodnota maximálního vstupního proudu byla zvolena 10 A. Hodnotu odporu rezistoru R_{IMON_OUT} se pak následně určí ze vztahu (3.42).

$$\begin{aligned}
 R_{IMON_OUT} &= \frac{1,208 \text{ V}}{I_{RSENSE2(LIMIT)} \cdot 1 \text{ m} \frac{\text{A}}{\text{V}} \cdot R_{SENSE2}} = \\
 &= \frac{1,208}{10 \cdot 1 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 24,160 \text{ k}\Omega
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

V reálné aplikaci bude použit rezistor ze standardizované řady součástek s odporem 24 k Ω .

Napětí na výstupu pinu IMON_OUT musí být filtrováno kondenzátorem C_{IMON_OUT} , protože výstupní proud je značně zvlněn a zarušen svojí nespojitostí, což záleží především na oblasti, ve které obvod LT8705 aktuálně pracuje (buck, boost, buck/boost). Kondenzátor C_{IMON_OUT} lze zvolit podle vztahu (3.43).

$$C_{IMON_OUT} > \frac{100}{f_{OSC} \cdot R_{IMON_OUT}} = \frac{100}{300 \cdot 10^3 \cdot 24 \cdot 10^3} = 13,889 \text{ nF} \tag{3.43}$$

Výsledná velikost přidané paralelní kapacity kondenzátoru $C_{\text{IMON_OUT}}$ by se měla dle doporučení výrobce pohybovat v intervalu 0,1 μF až 1 μF , což by mělo zajistit stabilitu hlavní smyčky v případě, že výstup IMON_OUT pracuje v režimu regulace v regulační smyčce konstantního proudu, tj. není připojen na GND. V dané aplikaci bude tedy použit kondenzátor s kapacitou 100 nF.

Rezistor R_{SENSE2} je nutné vybrat s ohledem na maximální proudové zatížení výstupu IMON_OUT kontroléru LT8705. Maximální úbytek napětí na rezistoru R_{SENSE2} způsobený protékajícím proudem lze spočítat dle vzorce (3.44).

$$U_{\text{RSENSE2}} = R_{\text{SENSE2}} \cdot I_{\text{RSENSE2(LIMIT)}} = 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 50 \text{ mV} \quad (3.44)$$

Dle grafu (Obrázek 3.11) odpovídá proudové zatížení výstupu IMON_IN přibližně 50 μA , což je přípustná hodnota.

3.2.30 Porucha vyvolaná překročením vstupního proudu

V případě, že napětí na pinu IMON_IN vztažené ke GND přesáhne referenční hodnotu 1,61 V, tak dojde k vyvolání poruchy vlivem překročení vstupního proudu a kontrolér LT8705 se zastaví (veškeré tranzistory T_1 až T_4 zůstanou uzavřené, nedochází k jejich spínání).

Velikost proudu vyvolávající tento poruchový stav se určí ze vztahu (3.45).

$$I_{\text{RSENSE1(FAULT)}} = \frac{1,61 \text{ V}}{1,208 \text{ V}} \cdot I_{\text{RSENSE1(LIMIT)}} = \frac{1,61}{1,208} \cdot 18 = 23,990 \text{ A} \quad (3.45)$$

3.2.31 Porucha vyvolaná překročením výstupního proudu

V případě, že napětí na pinu IMON_OUT vztažené ke GND přesáhne referenční hodnotu 1,61 V, tak dojde k vyvolání poruchy vlivem překročení vstupního proudu a obvod LT8705 se zastaví (veškeré tranzistory T_1 až T_4 zůstanou uzavřené, nedochází k jejich spínání).

Velikost proudu vyvolávající tento poruchový stav se určí ze vztahu (3.46).

$$I_{\text{RSENSE2(FAULT)}} = \frac{1,61 \text{ V}}{1,208 \text{ V}} \cdot I_{\text{RSENSE2(LIMIT)}} = \frac{1,61}{1,208} \cdot 10 = 13,328 \text{ A} \quad (3.46)$$

3.2.32 Soft start obvodu LT8705

Obecně funkce soft start slouží pro „měkký“ start, tedy aby nedošlo ke skokovému odběru proudu z napájecího zdroje, a tedy například k aktivaci nadproudových ochran. V inicializačním stavu je na pinu SS obvodu LT8705 držena nízká úroveň (typicky je pin připojen ke společnému potenciálu GND). V případě, že je režim obvodu nastaven na FCM mód, tak je během průběhu sekvence soft startu celý obvod přepnut do režimu DCM mód, aby nedocházelo k průtoku proudu z výstupu na vstup. Po skončení soft start sekvence dojde opět k přepnutí režimu na FCM. Externí kondenzátor C_{SS} je přes interní rezistor o odporu $100\text{ k}\Omega$ postupně nabíjen na napětí $2,5\text{ V}$. Kapacita kondenzátoru C_{SS} je jediným parametrem, který ovlivní rychlost náběhu proudu, a tedy i sklon rampy proudu. Výrobce doporučuje, aby velikost kapacity kondenzátoru připojeného k SS pinu obvodu vůči zemi byla minimálně 100 nF , a proto byl v reálné aplikaci použit kondenzátor o kapacitě $1\text{ }\mu\text{F}$.

3.2.33 Regulace napětí na pinu $INTV_{CC}$ a využití pinu $EXTV_{CC}$

Kontrolér LT8705 disponuje dvojicí LDO napěťových regulátorů s výstupním napětím $6,35\text{ V}$ na pinu $INTV_{CC}$ regulovaným z pinu V_{IN} nebo $EXTV_{CC}$. Napětí na pinu $INTV_{CC}$ napájí gate elektrody tranzistorů T_1 až T_4 prostřednictvím připojení přes $GATEV_{CC}$, většinu interních řídicích obvodů přímo v obvodu LT8705 a dále také napájí regulátor s výstupem na pinu LDO33, který reguluje výstupní napětí na hodnotu $3,3\text{ V}$. Výběr $INTV_{CC}$ LDO regulátoru je automatický a závisí na velikosti napětí na pinu $EXTV_{CC}$. Pokud je napětí na pinu $EXTV_{CC}$ vztažené ke GND menší než $6,22\text{ V}$, tak je napětí na pinu $INTV_{CC}$ regulováno ze vstupního napětí na pinu V_{IN} prvním LDO regulátorem. Po překročení napětí na pinu $EXTV_{CC}$ nad úroveň $6,4\text{ V}$ dojde k přepnutí LDO regulátorů a začne pracovat regulátor se vstupním napětím z pinu $EXTV_{CC}$.

Obvody nadproudové ochrany typicky omezují maximální odebíraný proud z obou LDO regulátorů na hodnotu 127 mA . Když je napětí na pinech $GATEV_{CC}$ a $INTV_{CC}$ nižší než $4,65\text{ V}$ během rozběhu nebo při stavu přetížení, tak je limitní hodnota snížena na úroveň 42 mA . Mezi pin $INTV_{CC}$ a GND musí být připojen keramický kondenzátor o velikosti minimálně $4,7\text{ }\mu\text{F}$ (v dané aplikaci jsou použity dva kondenzátory s kapacitou $4,7\text{ }\mu\text{F}$). Kondenzátory musí být připojeny co nejbližší pinu $INTV_{CC}$ a GND a další keramický kondenzátor by měl být umístěn mezi piny $GATEV_{CC}$ a GND kvůli zajištění dodání dostatečně velkého proudu potřebného pro spínání tranzistorů T_1 až T_4 . V reálné aplikaci bude použit kondenzátor s kapacitou $4,7\text{ }\mu\text{F}$ (výrobce obvodu LT8705 doporučuje použití kondenzátoru s velikostí kapacity v rozmezí $0,1\text{ }\mu\text{F}$ až $4,7\text{ }\mu\text{F}$).

Ztrátový výkon na LDO regulátorech musí být minimalizován z důvodu zvýšení účinnosti a zabránění přehřívání pouzdra kontroléru LT8705. Vzhledem k tomu, že výkonové ztráty LDO regulátorů jsou přímo úměrně dány vstupním napětím a vstupní napětí snímané pinem V_{IN} může dosahovat až 80 V , může být jako vstupní napětí LDO regulátorů použit pin $EXTV_{CC}$, na který je připojeno napájení z externího

zdroje o nižším napětí. Ve většině případů je však pin $EXTV_{CC}$ připojen přímo na výstupní napětí U_{OUT} , protože je výstupní napětí regulátoru většinou mnohem menší než vstupní napětí U_{IN} (v limitním případě maximálně 80 V). Během rozběhu měniče je napájení LDO regulátorů pro spínání tranzistorů T_1 až T_4 , interní řídicí obvody a výstupní pin LDO regulátoru LDO33 odvozeno od vstupního napětí na pinu V_{IN} , dokud úroveň výstupního napětí U_{OUT} , respektive napětí na pinu $EXTV_{CC}$ nepřekročí 6,4 V, následně je napětí pro LDO regulátory odvozeno od výstupního napětí. V případě, že pin $EXTV_{CC}$ není používán, může zůstat nezapojený nebo v lepším případě uzemněný. Pokud je pin $EXTV_{CC}$ použit, tak je připojen přímo na výstupní napětí, případně i k externímu napájecímu zdroji. V reálné aplikaci je pin připojen na výstup měniče a doplněn kondenzátorem C_{EXTVCC} .

Napájení pinu $INTV_{CC}$ z výstupního napětí U_{OUT} respektive pinu $EXTV_{CC}$ může také poskytnout dostatek napětí potřebného pro řízení spínání tranzistorů T_1 až T_4 za předpokladu, že vstupní napětí klesne pod úroveň 2,8 V. Tento stav umožňuje, aby část obvodu pracovala s nižším vstupním napětím do doby, než vstupní napětí dosáhne potřebné úrovně ($> 6,4$ V).

Pin $EXTV_{CC}$ kontroléru LT8705 je možné zapojit těmito třemi způsoby:

1. Pin $EXTV_{CC}$ zůstane nezapojen (případně uzemněn), což způsobí, že pin $INTV_{CC}$ bude napájen ze vstupního napětí U_{IN} interním regulátorem s výstupem 6,35 V.
2. Pin $EXTV_{CC}$ je připojen k výstupnímu napětí měniče U_{OUT} ($U_{OUT} > 6,4$ V). Tento způsob je nejběžnější a obvykle vykazuje nejvyšší účinnost.
3. Pin $EXTV_{CC}$ je připojen k externímu napájecímu zdroji, s minimálním výstupním napětím 6,4 V.

Protože je výstupní napětí navrhovaného měniče 12 V je pin $EXTV_{CC}$ připojen přímo k výstupnímu napětí. Měnič bude pracovat převážně v buck oblasti a tedy ani napájení vnitřních LDO regulátorů ze vstupního napětí nebude mít razantní dopad na účinnost měniče.

3.2.34 Stabilita regulační smyčky

Stabilita regulační smyčky je ovlivněna řadou faktorů, které zahrnují velikost induktoru L_1 , výstupní kondenzátory C_{IN} , odebíraný proud z měniče, velikost vstupního a výstupního napětí U_{IN} a U_{OUT} a rezistor s kondenzátory připojenými k pinu V_C . Kontrolér LT8705 využívá ke kompenzaci regulační smyčky interní chybový zesilovač nastavený externími součástkami připojenými k pinu V_C . Pro většinu aplikací je vhodné dle datasheetu výrobce [6] použití kondenzátoru C_{VCS} s kapacitou 3,3 nF. Paralelně řazený kondenzátor C_{VCP} k sériové kombinaci kondenzátoru C_{VCS} a rezistoru R_{VCS} by měl mít typicky desetinovou velikost oproti kondenzátoru C_{VCS} kvůli filtraci vysokofrekvenčního rušení. Větší hodnota kondenzátoru C_{CVS} může být použita

v případě, že výstupní kapacita C_{OUT} je snížena. Vhodnou počáteční hodnotou pro rezistor R_{CVS} je dle doporučení výrobce kontroléru LT8705 20 k Ω . Nižší hodnota tohoto rezistoru vede ke zvýšení stability, ale dojde tím ke snížení rychlosti odezvy regulační smyčky. Velikost rezistoru R_{CVS} byla vybrána po odsimulování celého zapojení v programu LTSpice. Výsledná hodnota rezistoru R_{CVS} s přihlédnutím především na stabilitu regulační smyčky byla zvolena 24 k Ω . Hodnota kapacity kondenzátoru C_{VCS} byla zvolena 10 nF a hodnota kapacity kondenzátoru C_{VCP} desetinná oproti C_{VCS} , tedy 1 nF. Hodnoty byly při simulaci měněny i řádově a nedocházelo k situacím, kdy by se obvod nekontrolovatelně rozkmital, případně vykazoval velkou časovou odezvu na vyregulování vzniklé odchylky. Experimentálně byly měněny i hodnoty součástek v reálné aplikaci, ale ani v tomto případě nedocházelo k rozkmitávání obvodu.

3.2.35 Interní 3,3 V LDO regulátor

Kontrolér LT8705 disponuje LDO regulátorem s výstupním napětím 3,3 V dostupným na výstupním pinu LDO33. Tento výstupní pin může být využit pro napájení externích periférií (například řídicích mikrokontrolérů). Vstupním napětím do LDO regulátoru s výstupem na pinu LDO33 je napětí připojené na vstupu $INTV_{CC}$, proto musí být na tomto pinu dostatečně velké napětí (typicky > 4 V). Funkce LDO regulátorů je ovlivněna pouze povolením od $\overline{SHDN}$ pinu. Pin SWEN nemá na povolení funkce regulátorů žádný vliv. Maximální proudový odběr z pinu LDO33 limitovaný nadproudovou ochranou je typicky 17,25 mA. Doporučený proudový odběr z pinu LDO33 je dle katalogového listu výrobce 12 mA. Zastavení LDO regulátoru vlivem poklesu výstupního napětí na pinu LDO33 nastává v případě, že hodnota na tomto pinu poklesne pod hodnotu 3,04 V. Mezi pin LDO33 a GND by měl být připojen kondenzátor minimálně s kapacitou 100 nF (při návrhu bude uvažována hodnota 4,7 μ F). V dané aplikaci bude napětí z LDO33 pinu přímo používáno pouze pro napájení signalizačních LED₁ až LED₄ a bude přivedeno na výstupní svorkovnici pro případné napájení externích periférií na další řídicí desce.

3.2.36 Napěťové podmínky blokování obvodu LT8705

Obvod LT8705 obsahuje několik obvodů hlídajících napětí, aby bylo zaručeno, že obvod pracuje za vhodných provozních podmínek. Tabulka 3.1 uvádí veškeré piny, na kterých je sledováno napětí, a také ukazuje stavy, do kterých se obvod LT8705 přepíná, po zjištění nízké nebo vysoké úrovně napětí na příslušném vstupu. Podmínky jsou uvedeny v pořadí dle priorit od nejvyšší po nejnižší. V případě, že je splněno více podmínek vyvolávající přechodové stavy, obvod LT8705 se přepne dle tabulky do stavu s vyšší prioritou.

Vstupní pin	Napěťová úroveň	Stav obvodu
V_{IN}	<2,5 V	celý obvod zastaven
$\overline{SHDN}$	<1,18 V	celý obvod zastaven
INV_{CC} a $GATEV_{CC}$	<4,65 V	spínání výkonových tranzistorů zastaveno
SWEN	<1,18 V	spínání výkonových tranzistorů zastaveno
LDO33	<3,04 V	spínání výkonových tranzistorů zastaveno
IMON_IN	>1,61 V	poruchový stav
IMON_OUT	>1,61 V	poruchový stav
FBIN	<1,205 V	spínání výkonových tranzistorů zastaveno

Tabulka 3.1: Napěťové podmínky blokování obvodu LT8705, převzato z [6].

Vzhledem k přesným prahovým hodnotám mohou být podmínky spouštění obvodu LT8705 nastaveny piny $\overline{SHDN}$ a SWEN. Těmito piny lze nastavit minimální napěťové úrovně, při kterých dochází k vypnutí respektive zapnutí obvodu LT8705 a jeho periférií. Napěťová podmínka vypnutí obvodu LT8705 vyvolaná poklesem napětí na pinu $\overline{SHDN}$ je (3.47).

$$U_{(IN,CHIP_OFF,FALLING)} = 1,184 \text{ V} \cdot \frac{R_{SHDN1}}{R_{SHDN2}} + 1,184 \text{ V} \quad (3.47)$$

Nejprve se určí hodnota napětí $U_{(IN,CHIP_OFF,FALLING)}$, při které dojde k vypnutí obvodu LT8705, v dané aplikaci bude tato hodnota na úrovni 6 V. Následně se určí velikost odporu rezistoru R_{SHDN2} například na hodnotu 18 k Ω a hledaná velikost odporu rezistoru se určí ze vztahu (3.48).

$$\begin{aligned} R_{SHDN1} &= \frac{R_{SHDN2} \cdot (U_{(IN,CHIP_OFF,FALLING)} - 1,184 \text{ V})}{1,184 \text{ V}} = \\ &= \frac{18 \cdot 10^3 \cdot (6 - 1,184)}{1,184} = 73,216 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (3.48)$$

Odpor rezistoru R_{SHDN1} použitý v reálném zapojení bude mít 73,2 k Ω , což je běžná hodnota dostupná v komerčně vyráběných řadách součástek. Pokud dojde ke splnění podmínky $\overline{SHDN}$, tedy napětí klesne pod napěťovou úroveň 1,184 V, tak dojde ke kompletnímu zastavení kontroléru LT8705, včetně integrovaných LDO regulátorů. V případě překročení napěťové úrovně na pinu $\overline{SHDN}$ nad úroveň 1,234 V dojde k zapnutí obvodu LT8705.

Napěťovou podmínku, která vyvolá zapnutí obvodu LT8705 nárůstem napětí na pinu $\overline{SHDN}$, lze spočítat podle vztahu (3.49).

$$\begin{aligned} U_{(IN,CHIP_{OFF},RISING)} &= U_{(IN,CHIP_{OFF},FALLING)} \cdot \frac{1,234 V}{1,184 V} = \\ &= 7,9 \cdot \frac{1,234}{1,184} = 6,253 V \end{aligned} \quad (3.49)$$

Hodnota vypínacího napětí $U_{(IN,CHIP_{OFF},FALLING)}$ a hodnota spouštěcího napětí $U_{(IN,CHIP_{OFF},RISING)}$ je rozdílná z důvodu použití interního komparátoru s hysterezí.

Obdobnými výpočty je možné nastavit úroveň, při které se zastaví řízení tranzistorů T_1 až T_4 . K vypnutí spínání tranzistorů slouží vstupní pin SWEN, na který může být maximálně připojeno napětí o velikosti 7 V. Napěťová podmínka vypnutí spínání výkonových tranzistorů řízenými obvodem LT8705 vyvolaná poklesem napětí na pinu SWEN je (3.50).

$$U_{(IN,SWITCH_{OFF},FALLING)} = 1,184 V \cdot \frac{R_{SWEN1}}{R_{SWEN2}} + 1,184 V \quad (3.50)$$

Nejprve se určí hodnota napětí $U_{(IN,SWITCH_{OFF},FALLING)}$, při které dojde k vypnutí spínání výkonových tranzistorů, v dané aplikaci bude tato hodnota na úrovni 7,9 V. Následně se určí velikost odporu rezistoru R_{SWEN2} například na hodnotu 18 k Ω (s úvahou maximálního vstupního napětí na pinu SWEN 7 V) a hledaná velikost odporu rezistoru se určí ze vztahu (3.51).

$$\begin{aligned} R_{SWEN1} &= \frac{R_{SWEN2} \cdot (U_{(IN,SWITCH_{OFF},FALLING)} - 1,184 V)}{1,184 V} = \\ &= \frac{18 \cdot 10^3 \cdot (7,9 - 1,184)}{1,184} = 102,101 k\Omega \end{aligned} \quad (3.51)$$

Odpor rezistoru R_{SWEN1} použitý v reálném zapojení bude mít 102 k Ω , což je běžná hodnota dostupná v komerčně vyráběných řadách součástek. Pokud dojde ke splnění podmínky SWEN, tedy napětí klesne pod napěťovou úroveň 1,184 V, tak dojde k zastavení spínání výkonových tranzistorů. V případě překročení napěťové úrovně na pinu SWEN nad úroveň 1,206 V dojde k povolení spínání výkonových tranzistorů a měnič začne opět plnit svoji funkci. V případě splnění podmínky na pinu SWEN dojde

pouze k zastavení spínání tranzistorů T_1 až T_4 , ale veškeré periférie (LDO regulátory, řídicí obvody) budou pod napětím a tedy v provozu.

Napěťovou podmínku, která opět spustí řízení výkonových tranzistorů nárůstem napětí na pinu SWEN, lze spočítat podle vztahu (3.52).

$$\begin{aligned} U_{(IN,SWITCH_{OFF},RISING)} &= U_{(IN,SWITCH_{OFF},FALLING)} \cdot \frac{1,206 \text{ V}}{1,184 \text{ V}} = \\ &= 7,9 \cdot \frac{1,206}{1,184} = 8,047 \text{ V} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Hodnota napětí blokující spínání tranzistorů $U_{(IN,SWITCH_{OFF},FALLING)}$ a hodnota napětí spouštěcího spínání tranzistorů $U_{(IN,SWITCH_{OFF},RISING)}$ je rozdílná z důvodu použití interního komparátoru s hysterezí.

3.2.37 Měření vnitřní teploty obvodu LT8705 a tepelná ochrana

Výstupní pin CLKOUT kontroléru LT8705 slouží k synchronizaci více obvodů LT8705, ale může rovněž sloužit i pro určení vnitřní teploty obvodu LT8705. Střída výstupního synchronizačního signálu DC_{CLKOUT} je totiž lineárně závislá na vnitřní teplotě obvodu LT8705 T_J ve stupních Celsia dle vztahu (3.53).

$$T_J = \frac{DC_{CLKOUT} - 35,9 \%}{0,329 \%} \quad (3.53)$$

Měření teploty je pouze orientační, protože rozptyl od aktuální hodnoty se může lišit až o $\pm 10^\circ\text{C}$. V dané aplikaci nebude měření vnitřní teploty obvodu LT8705 uvažováno, ale synchronizační signál z výstupu CLKOUT bude připojen na svorkovnici, takže bude tedy možné při použití nadřazeného mikrokontroléru přibližnou teplotu měřit.

Pokud vnitřní teplota pouzdra kontroléru LT8705 dosáhne hodnoty přibližně 165°C , zareaguje tepelná ochrana obvodu LT8705, která zastaví spínání výkonových tranzistorů T_1 až T_4 a interní LDO regulátory. Zastavené periférie budou opět zapnuty, potom co vnitřní teplota v obvodu klesne přibližně o 5°C . Po opětovném zapnutí obvod projde inicializací i soft startem a v případě opětovného překročení vnitřní teploty nad hodnotu 165°C se celý cyklus opakuje.

3.2.38 Informační stavové výstupy

Kontrolér LT8705 vyráběný v pouzdře QFN (obvod je rovněž vyráběn i v provedení TSSOP, ale v tomto pouzdře signalizačními piny nedisponuje) disponuje celkem čtyřmi informačními výstupy v provedení open drain, na které je možné připojit signalizační LED diody, případně vyhodnocovací logiku (například vstupy mikrokontroléru). Signalizační výstupy jsou označeny následovně: SRVO_FBIN, SRVO_FBOU,

SRVO_IIN, SRVO_IOUT a každý z nich je stažen ke GND v případě, že je aktivní příslušná zpětnovazební regulační smyčka. Pokud jsou signalizační vstupy použity, tak je vhodné k nim připojit pull-up rezistory. Napájení však nesmí přesáhnout kritickou hodnotu 30 V, takže je vhodné použít interní 3,3 V LDO regulátor s výstupem na pinu LDO33. V případě navrhovaného měniče není nutné pull-up rezistory použít, protože ke každému pinu bude připojena signalizační LED dioda. Jak je patrné z blokového zapojení (Obrázek 3.2), tak spínání tranzistorů, jejichž drain elektrody jsou přímo vyvedeny jako signalizační výstupy obvodu LT8705, je určeno výstupní hodnotou chybových zesilovačů (v blokovém schématu označeny jako EA1 až EA4). Pro signalizaci byly vybrány LED diody VL3010 s prahovým napětím $U_{FLED} = 1,9$ V a proudem v propustném směru $I_{FLED} = 2$ mA. Odpovídající odpor předřadného rezistoru má pak velikost dle vztahu (3.54), kde velikost napětí U_{LDO33} je uvažována 3,3 V):

$$R_{LED} = \frac{U_{LDO33} - U_{FLED}}{I_{FLED}} = \frac{3,3 - 1,9}{2 \cdot 10^{-3}} = 700 \, \Omega \quad (3.54)$$

Hodnota odporu všech předřadných rezistorů R_{LED1} až R_{LED4} pro LED diody LED₁ až LED₄ byla vybrána z komerčně dostupné řady součástek, tedy 698 R.

3.2.39 Návrh layoutu desky plošných spojů měniče

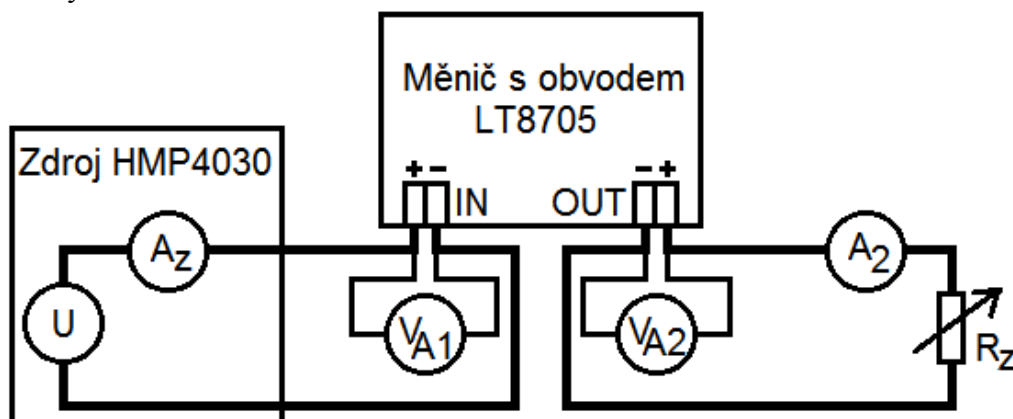
Pro každou vysokofrekvenční aplikaci je nutné dodržet při návrhu layoutu desky plošných spojů jistá pravidla, a to zvláště v případě, kdy deskou tečou proudy v řádu jednotek a desítek ampér. Pro správnou funkci řídicí logiky je nutné oddělit výkonovou zem od signálové země a vzájemně je spojit ideálně na jednom místě (ne však pouze tenkým vodičem). Toto pravidlo zároveň zabraňuje vzniku situace, kdy pracovní proud protéká zemí řídicího obvodu, a tím pádem ovlivňuje jeho správnou funkci. Zároveň je nutné layout navrhnout tak, aby došlo k potlačení parazitních kapacit a indukčností. Vhodné je vytvořit rozlévané země na TOP a BOTTOM vrstvě a následně je prokóvat kvůli potlačení kapacity a snížení vyzařování rušení do okolí desky měniče. Největší nároky jsou však kladeny převážně na výkonovou část, tedy výkonové tranzistory T₁ až T₄ a induktor L₁. Zde je nutné nejen počítat s potlačením proudových smyček, minimalizací vzdáleností mezi součástkami, ale i s faktem, že deska slouží výkonovým SMD tranzistorům zároveň jako chladič.

Deska plošných spojů v realizovaném měniči je včetně schématu navržena v návrhovém prostředí EAGLE 7.2.0 [15]. Měnič je vytvořen na navržené dvouvrstvé DPS o rozměrech 91,5 mm x 97 mm a tloušťce měděné folie 35 μm. Zvolená tloušťka měděné folie je vzhledem k proudovému zatížení adekvátní. Vhodnější by však bylo měnič navrhnout na čtyřvrstvou desku s vnitřními vrstvami typu plane. Motivy obou vrstev plošného spoje desky měniče jsou součástí přílohy A.2.

3.2.40 Měření provedená na měniči s kontrolérem LT8705

Nejdůležitějším parametrem každého měniče je jeho účinnost, a proto byla na navrhnutém a zrealizovaném měniči provedena řada měření při různých vstupních napětích, kdy měnič pracoval v různých pracovních režimech.

Měnič byl při měření výkonu zapojen dle schématu (Obrázek 3.12). Jako zdroj konstantního napětí byl použit třikanálový laboratorní napájecí zdroj Hameg HMP4030 [16] s výstupním výkonem 160 W na kanál (proud až 10 A a napětí až 32 V). Napájecí zdroj v sobě integruje voltmetr včetně ampérmetru pro každý kanál, pro zobrazování aktuálně nastaveného napětí a odebíraného proudu. Výstup měniče byl zatěžován reostatem o odporu 14 Ω . S ohledem na ztráty způsobenými přechodovými odpory a ztrátami na přívodních vodičích byl na vstupní i výstupní straně měniče použit multimetr Agilent 34401A [17] jako stejnosměrný voltmetr (voltmetr V_{A1} a V_{A2} viz Obrázek 3.12). Napětí na napájecím zdroji se tedy upravovalo vzhledem k aktuálnímu napětí na vstupu měniče tak, aby se při změně výstupního proudu udrželo vždy konstantní. Po ukončení všech měření bylo zjištěno, že neustálé dostavování laboratorního zdroje byla zbytečná práce, protože laboratorní zdroj disponuje funkcí, která potlačuje napěťové úbytky na vedení (vstupní svorky měniče by bylo nutné připojit ke vstupům zdroje označené jako SENSE). Této funkce je využito při měření popsaném v podkapitole 4.6. Výstupní proud byl měřen multimetrem UT90A [18] (ampérmetr A_2 viz Obrázek 3.12). Při následných výpočtech nebyly chyby přístrojů uvažovány.



Obrázek 3.12: Schéma zapojení pracoviště při měření účinnosti měniče s kontrolérem LT8705.

Bylo provedeno devět měření: trojice pro každý pracovní režim měniče (DCM, FCM, BURST) při vstupním napětí 9 V, 13 V a 20 V. Dále proběhlo měření při vstupním napětí 13 V v režimu FCM, kdy se dvojnásobně zvýšila frekvence oscilátoru (tj. 300 kHz) kontroléru LT8705 (změna hodnoty odporu rezistoru R_T), a naměřené, respektive vypočítané hodnoty ztrátového výkonu a účinnosti se porovnávaly s původně nastaveným kmitočtem (tj. 150 kHz). Naměřené hodnoty včetně grafického zpracování závislosti účinnosti na výstupním proudu, včetně závislosti ztrátového výkonu na výstupním proudu pro frekvenci oscilátoru 150 kHz a 300 kHz jsou součástí přílohy A.5 a A.6.

Vypočítané hodnoty v tabulkách v příloze A.5 byly počítány následovně:

Pro názorný příklad budou spočítány hodnoty z tabulky A.5.5 pro 4. měření.

$$P_{VST} = U_{VST} \cdot I_{VST} = 13 \cdot 1,912 = 24,86 \text{ W} \quad (3.55)$$

$$P_{VYST} = U_{VYST} \cdot I_{VYST} = 11,955 \cdot 2,02 = 24,15 \text{ W} \quad (3.56)$$

$$\eta = \frac{P_{VYST}}{P_{VST}} = \frac{24,15}{24,86} = 0,972 \quad (3.57)$$

$$P_z = P_{VST} - P_{VYST} = 24,86 - 24,15 = 0,71 \text{ W} \quad (3.58)$$

Přístroj	Rozsah	Poznámka
Laboratorní zdroj HMP4030	0 – 32 V, 0 – 10 A	
Multimetr Agilent 34401A	10 V a 100 V (DC)	použit jako stejnosměrný voltmetr V _{A1}
Multimetr Agilent 34401A	100 V (DC)	použit jako stejnosměrný voltmetr V _{A2}
Multimetr UNI-T UT90A	20 A (DC)	použit jako stejnosměrný ampérmetr A ₂
Reostat Tesla	14 Ω	

Tabulka 3.2: Seznam použitých přístrojů při měření měniče s kontrolérem LT8705.

Z naměřených hodnot je patrné, že nejvýhodnější je použít režim FCM, při kterém dosáhl měnič při vstupním napětí 13 V a výstupním proudu pohybujícím se okolo 2 A účinnosti až 97,2 %. Při maximálním vytížení (tj. více než 9 A) je měnič schopen pracovat s účinností více než 95 % v buck oblasti a s účinností více než 93 % v boost oblasti.

Režim BURST je vhodný zejména pro malé odběry (řádově stovky miliampér), jak bylo zmíněno v podkapitole 3.1.3. Z naměřených, respektive vypočítaných hodnot je zřejmé, že BURST režim dosahuje téměř shodných hodnot účinnosti i ztrátového výkonu v boost oblasti, ale v buck oblasti dosahuje nejmenší účinnosti v porovnání s ostatními režimy. V buck oblasti s nižším vstupním napětím (13 V) měnič dosahuje shodné účinnosti jako ostatní režimy až s výstupním proudem větším než 7 A, při menším odběru je účinnost horší než režimy FCM a DCM, ale stále je větší než 94 %. Při měření v režimu DCM byly obdrženy podobné výsledky jako v režimu FCM. V boost oblasti jsou výsledky opět téměř totožné jako s režimy BURST a FCM. V buck oblasti je účinnost nejdříve patřičně menší než v režimu FCM (větší než 91 %), ale s výstupním proudem větším než 4 A jsou účinnosti téměř shodné jako v režimu FCM (obdobné podmínky platí pro ztrátový výkon). Ztrátový výkon ve všech režimech

narůstá se zvyšujícím se proudem, a to ve všech pracovních režimech. Nejkritičtějších hodnot dosahuje ztrátový výkon P_Z v boost oblasti (tj. při napájecím napětí 9 V) ve všech režimech. Stále se však hodnoty při výstupním výkonu 106,29 W pohybují pod hranicí 8 W. V buck oblasti (napájecí napětí 13 V) se výrazně ztrátový výkon mezi režimy neliší, ale v buck oblasti (napájecí napětí 20 V) dosahuje nejvyšších ztrát BURST režim (stále ale méně než 6 W). Režimy FCM a DCM dosahují téměř stejných hodnot, nejvýše však 3,94 W.

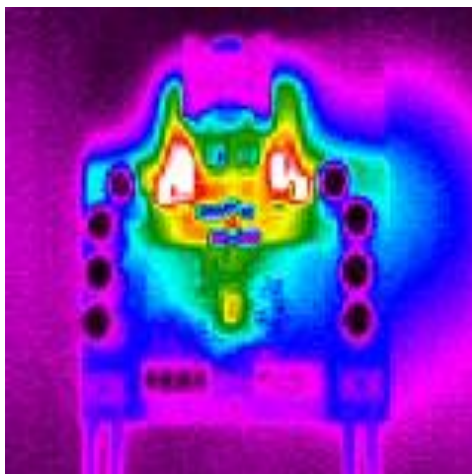
Při vyšším výstupním proudu (více než 10 A) dojde k tomu, že měnič bude udržovat konstantní výstupní proud (tj. 10 A), ale výstupní napětí bude klesat. Z provedených měření je zřejmé, že výstupní napětí se mění maximálně na úrovni jedné desetiny voltu, což lze vzhledem k hodnotám výstupního výkonu (až 120 W) zanedbat.

Protože byly postaveny celkem dva shodné měniče, tak na jednom z nich byla z experimentálních důvodů zdvojnásobena frekvence oscilátoru (tj. 300 kHz) a provedeno měření při napájecím napětí 13 V a režimu FCM. Spínací ztráty tedy narostly na dvojnásobek a účinnost měniče se zmenšila, viz příloha A.6.4. Z pohledu dlouhodobého provozu a snížení spínacích ztrát je tedy vhodné provozovat měnič na nižších frekvencích tedy 150 kHz (minimální frekvence oscilátoru kontroléru LT8705 je 100 kHz). Pro lepší porovnání výkonových ztrát byla pro toto měření zapůjčena infračervená kamera EasIR 4, podrobný popis zde [19]. Snímky jsou pouze ilustrační a mají vytvořit lepší představu o oteplování jednotlivých částí desky plošného spoje měniče. Problematické je však při měření nastavení hodnoty emisivity, protože každá součástka je vyrobena z jiného materiálu, který má jinou emisivitu, a proto by byl vždy jeden materiál snímán správně a zbytek špatně. Emisivita infračervené kamery byla proto při měření nastavena na hodnotu 0,98.

Měření probíhalo v podmínkách, ve kterých bude měnič používán, po přibližně pětiminutovém ustálení. Na fotografii (Obrázek 3.13) je měnič nasnímán při vstupním napětí 13 V v režimu FCM, výstupním proudem 9,5 A a frekvencí oscilátoru 300 kHz. Největší teploty dosahují tranzistory v buck větvi, dále tranzistory v boost větvi a rezistor R_{SENSE} snímající proud induktorem L_1 .

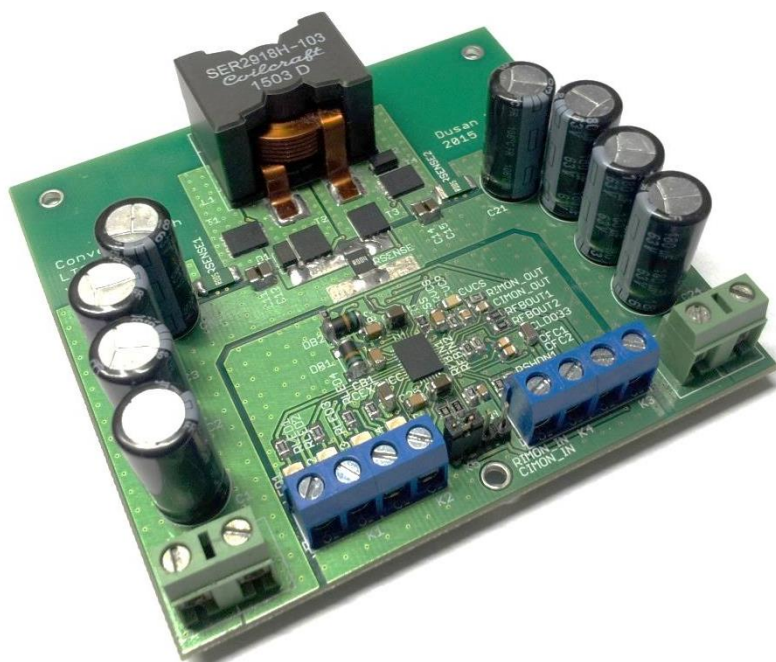


Obrázek 3.13: Snímek měniče pořízený infračervenou kamerou při frekvenci oscilátoru kontroléru LT8705 300 kHz, vstupním napětí 13 V a výstupním proudem 9,5 A.



Obrázek 3.14: Snímek měniče pořízený infračervenou kamerou při frekvenci oscilátoru kontroléru LT8705 150 kHz, vstupním napětí 13 V a výstupním proudu 9,5 A.

V případě druhého nasnímaného obrázku (Obrázek 3.14) jsou vstupní parametry měniče opět shodné, ale frekvence oscilátoru obvodu LT8705 je poloviční, tj. 150 kHz. Největší teploty dosahují opět tranzistory buck a boost větve a snímací rezistor R_{SENSE} . Na obrázku je možné si povšimnout i teplejšího místa na pravé straně snímku (modrá půlkulatá oblast), která vznikla posunutím desky plošného spoje měniče na pracovním stole, kde byl měnič fotografován.

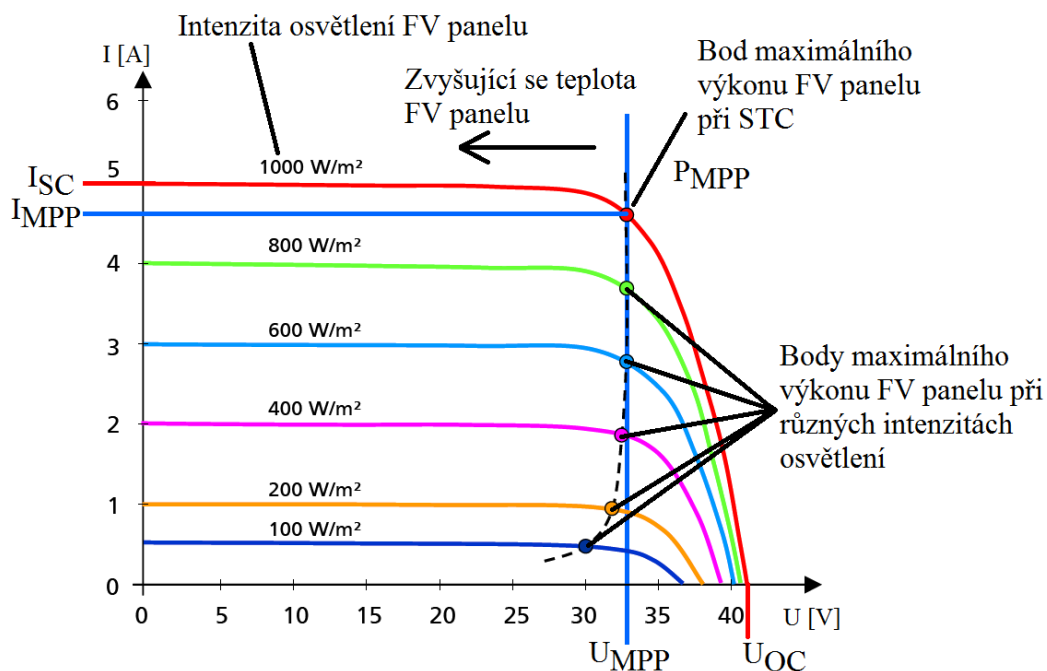


Obrázek 3.15: Osazená deska měniče s kontrolérem LT8705.

4 MPPT REGULÁTOR S NABÍJECÍM AUTOMATEM

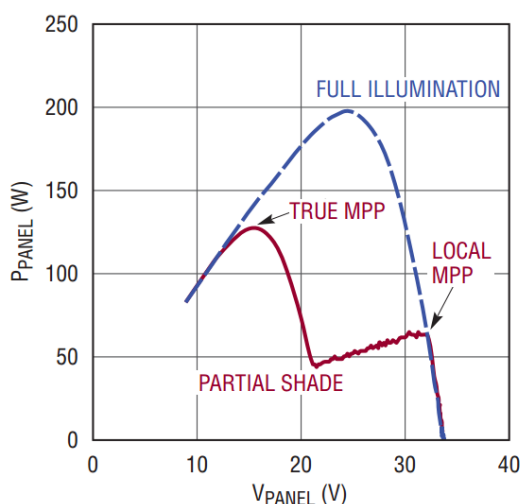
4.1 Problematika MPPT regulace

Pro fotovoltaické panely jsou charakteristické následující veličiny: jmenovitý výkon panelu P_{MAX} , jmenovité napětí U_{MPP} panelu, jmenovitý proud I_{MPP} panelu, napětí panelu na prázdkno U_{OC} , proud panelu nakrátko I_{SC} a samozřejmě účinnost panelu η . Zmiňované hodnoty jsou nejčastěji uváděny při tzv. standartních testovacích podmínkách (STC), což jsou předpoklady značně zidealizované oproti skutečným provozním podmínkám. Z V-A charakteristik (Obrázek 4.1) vyplývá, že V-A charakteristika FV panelu je nelineární a je samozřejmě závislá na intenzitě záření dopadající na FV panel a dále na teplotě panelu. S teplotou se charakteristiky posouvají doleva, tj. klesá napětí v bodu maximálního výkonu U_{MPP} i napětí FV panelu naprázdno U_{OC} . Při regulaci je nejdůležitějším faktorem právě závislost FV panelu na intenzitě osvětlení, která značně kolísá během oblačných dnů respektive během kalendářního roku, a tím pádem dochází i ke kolísání výstupního výkonu panelu. Z V-A charakteristik (Obrázek 4.1) je dále patrné, že při jakékoli intenzitě osvětlení vykazuje FV panel bod maximálního výkonu (MPP – Maximum Power Point), a to při dosažení napětí U_{MPP} a proudu I_{MPP} . Vlivem částečného zakrytí FV panelu (například stín větve stromu), však může dojít k situaci, že V-A charakteristika začne vykazovat dvě maxima, z nichž jedno je větší (viz Obrázek 4.2). I tento fakt je nutné reflektovat při návrhu regulátoru s MPPT algoritmem.



Obrázek 4.1: V-A charakteristiky FV panelu s vyznačenými body maximálního výkonu, převzato z [24] a doplněno.

Úkolem MPPT (Maximum Power Point Tracking) algoritmů je získat z FV panelu maximální výkon, a to i při značných změnách intenzity záření dopadající na panel a teploty panelu, tj. algoritmy se přizpůsobují změnám intenzity osvětlení i teploty panelu. MPPT algoritmy respektive jejich implementace na regulátorech tvořených například analogovou cestou, osmi bitovým kontrolérem, případně jiným typem hardwaru, mění napětí, respektive proud FV panelu změnou střídavého spínání tranzistorů ve výkonové části regulátoru a tím udržují výstupní výkon panelu stále maximální. V následujících podkapitolách budou popsány nejčastěji využívané MPPT algoritmy. Zvláštní důraz bude kladen na algoritmus Perturb and Observe, který je ve svých modifikacích jeden z nejrozšířenějších a nejpoužívanějších MPPT algoritmů. Další algoritmy (zde nepopsané) mohou využívat fuzzy logiku případně i neuronové sítě, více v [20]. Vhodné literatury zabývající se touto problematikou, ze kterých bylo čerpáno v této kapitole i v následujících podkapitolách jsou [21], [22], [23], [24], případně [25].



Obrázek 4.2: Závislost výkonu FV panelu na svorkovém napětí panelu - ukázka vzniku dvojice bodů maximálního výkonu FV panelu vlivem částečného zakrytí panelu, převzato z [25].

4.1.1 Constant voltage

Constant voltage je jeden z nejjednodušších MPPT algoritmů. Stěžejní pro tuto metodu je měření a změna aktuálního napětí FV panelu tak, aby napětí panelu dosahovalo vždy předem pevně nastavené referenční hodnoty - nejčastěji přímo napětí U_{MPP} , případně hodnoty v těsné blízkosti tohoto napětí.

Největší slabinou Constant voltage algoritmu je fakt, že nereflektuje změnu teploty panelu, a jak je patrné z V-A charakteristik (Obrázek 4.1), tak i bod maximálního výkonu panelu, respektive napětí U_{MPP} mění svoji pozici v závislosti na intenzitě osvětlení panelu, z čehož plyne, že dlouhodobě (prakticky nikdy) nelze udržet skutečný bod maximálního výkonu panelu. Implementace tohoto algoritmu je však velmi jednoduchá a dle [20] lze při použití tohoto algoritmu docílit využití energie až 91 % z FV panelu.

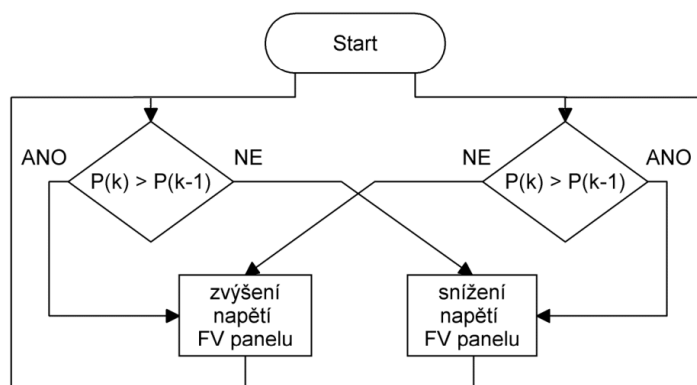
4.1.2 Perturb and Observe

Do češtiny lze algoritmus Perturb and Observe volně přeložit jako „Rozhod’ a sleduj“, z čehož vyplývá, že při regulaci dochází k cílenému vychylování svorkového napětí FV panelu (probíhá zvyšování, respektive snižování svorkového napětí). Pro určení směru vychylování je nutné zjistit první derivaci výkonu podle napětí, je tedy nutné měřit svorkové napětí panelu a proud tekoucí panelem, z čehož se následně spočítá výkon. Toho lze docílit právě definovaným vychylováním napětí FV panelu (derivace se převedou na malé přírůstky), tedy pokud dojde definovanou změnou napětí ke kladné změně výkonu, tak se algoritmus přibližuje k bodu maximálního výkonu FV panelu a směr změny napětí bude mít v následujícím kroku shodnou tendenci. Pokud po vychýlení napětí FV panelu získáme záporný přírůstek, tak se v následujícím kroku bude směr měnit. Algoritmus Perturb and Observe je zobrazen vývojovým diagramem pod textem (Obrázek 4.3), kde $P(k)$ značí hodnotu aktuálního výkonu a $P(k-1)$ hodnotu výkonu FV panelu v předchozím kroku.

Největším nedostatkem tohoto algoritmu je skutečnost, že během vychylování o definovanou velikost napětí nedochází k dynamické změně tohoto přírůstku, tedy velikost napětí, kterým v jednom kroku vychylujeme svorkové napětí FV panelu, je stále stejná. Z tohoto faktu tedy vyplývá to, že při jeho použití nikdy nedosáhneme skutečného bodu maximálního výkonu – po přiblížení k bodu maximálního výkonu FV panelu se bude algoritmus stále snažit rozmítat napětí prostřednictvím stejně velkých přírůstků a tím dojde k oscilacím kolem bodu maximálního výkonu. Pro odstranění výše popsaného nedostatku se používají jisté modifikace využívající dynamickou změnu kroku při vychylování napětí. Změna kroku, respektive velikost napětí přírůstku se postupně snižuje tím více, čím menší je změna výkonu, respektive čím blíže se algoritmus přibližuje k bodu maximálního výkonu. Správná změna velikosti kroku, respektive přírůstku napětí je velmi důležitá pro co možná nejrychlejší přiblížení k bodu maximálního výkonu FV panelu. Pokud tedy bude velikost přírůstku velká, tak se k bodu maximálního výkonu FV panelu algoritmus přiblíží rychle, nicméně s takto definovanou velikostí přírůstku bude algoritmus svými akčními zásahy neustále oscilovat kolem bodu maximálního výkonu ve velkém intervalu, což bude mít za následek snížení účinnosti MPPT regulace. V opačném případě, kdy bude zvolená velikost přírůstku malá, tak se interval, v němž algoritmus osciluje, rovněž zúží. Bohužel, vlivem malého napětíového přírůstku klesne i odezva reakce na rychlou změnu pozice bodu maximálního výkonu FV panelu (například změnou intenzity osvětlení FV panelu), což rovněž povede ke snížení účinnosti MPPT regulace. Dalším neméně významným nedostatkem této metody je fakt, že při razantních změnách sluneční intenzity může dojít k chybnému určení směru přírůstku napětí při vychylování napětí FV panelu.

Mezi další modifikace této metody patří zejména modifikace reflektující při výpočtu nového přírůstku průměrování několika starších hodnot přírůstků. Případně další

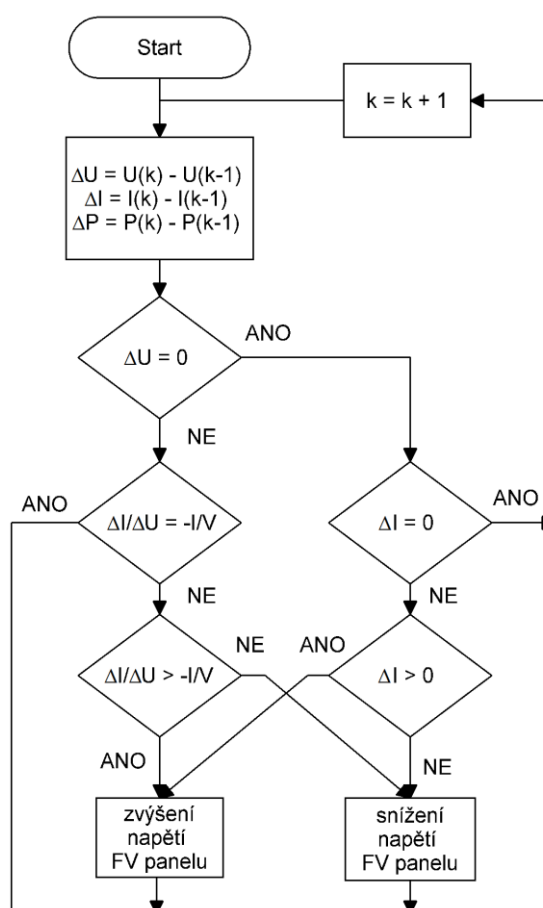
modifikace se zabývá třibodovým měřením s váhovým porovnáním jednotlivých měření.



Obrázek 4.3: Vývojový diagram pro implementaci algoritmu Perturb and Observe, inspirováno dle [23].

4.1.3 Incremental conductance

Algoritmus Incremental conductance (do češtiny jej lze volně přeložit jako „Přírůstková vodivost“) je založen na skutečnosti, že v bodě maximálního výkonu FV panelu je první derivace výkonu podle napětí, respektive proudu nulová (při implementaci tohoto algoritmu lze místo derivací uvažovat malé přírůstky). V bodu maximálního výkonu není tedy nutné provádět žádné úmyslné vychylování svorkového napětí FV panelu, a proto je tento algoritmus schopen trvale pracovat v bodě maximálního výkonu. Obdobně jako v případě algoritmu Perturb and Observe záleží i při použití tohoto algoritmu na velikosti přírůstku $\Delta I/\Delta U$ v každém kroku, pokud se velikost kroku dynamicky nemění, tak opět nebude možné trvale dosáhnout bodu maximálního výkonu FV panelu. V případě nenulového výsledku derivace záleží na znaménku přírůstku $\Delta I/\Delta U$. Kladné znaménko přírůstku $\Delta I/\Delta U$ značí skutečnost, že se pohybujeme na levé straně od bodu maximálního výkonu



Obrázek 4.4: Vývojový diagram pro implementaci algoritmu Incremental conductance, inspirováno dle [21].

a záporné znaménko značí pravý opak. Celý algoritmus je zobrazen na vývojovém diagramu (Obrázek 4.4). Název algoritmu plyne z použitého podílu $\Delta I/\Delta U$, protože se jedná o převrácený vztah pro elektrický odpor, čímž je vlastně elektrická vodivost.

Oproti základní variantě algoritmu Perturb and Observe (bez dynamické změny velikosti přírůstku vychylovacího napětí, případně dalších modifikací) je metoda Incremental conductance náročnější na výpočet. Obdobně jako v případě metody Perturb and Observe je při implementaci tohoto algoritmu nutné měřit svorkové napětí FV panelu a protékající proud FV panelem. Dle [20] se algoritmus Incremental conductance v účinnosti využití energie z FV panelu přibližně vyrovná metodě Perturb and Observe. V obou případech dosahují algoritmy využití energie z FV panelu účinnosti více než 90 % (platí pro rychle se měnící intenzity záření působící na FV panel) a v situaci pomalu se měnící intenzity osvětlení dosahují účinnosti až 99 %.

4.2 Problematika nabíjení olověných akumulátorů

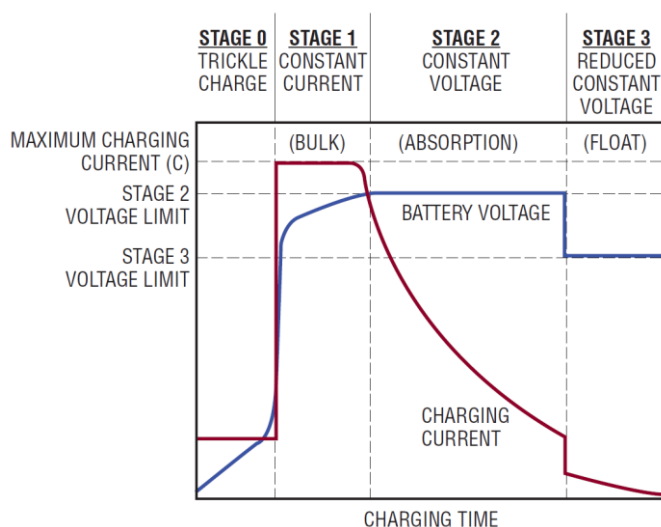
V této podkapitole budou popsány zejména fakta týkající se nabíjení akumulátorů, nikoliv chemické reakce probíhající při nabíjení, respektive vybíjení akumulátoru.

Každý olověný akumulátor je tvořen články o nominálním napětí 2 V (12 V je tedy tvořen šesticí 2 V článků). Při plném nabití a bez připojené zátěže k akumulátoru je napětí jednoho článku typicky 2,1 V, naopak naprázdno při plném vybití 1,95 V. Olověné akumulátory lze rozdělit do několika kategorií, podle typu různých hledisek, ale obecně na údržbové a bezúdržbové. Údržbové akumulátory jsou typicky použity v automotive aplikacích. U těchto akumulátorů je nutné kontrolovat hladinu elektrolytu a případně do akumulátoru ke kyselině dolít destilovanou vodu. Lze dělit i dále, a to akumulátory se zaplavenými elektrodami, vázaným elektrolytem (AGM) a gelové. Poslední dva zmíněné typy bývají označovány i jako VRLA akumulátory, tedy ventilem řízené, které při nabíjení produkují jen nepatrné množství plynů – pouze malé množství vodíku a kyslík prakticky vůbec. Z hlediska bezúdržbovosti a poměru hmotnost/výkon jsou VRLA akumulátory pro fotovoltaické aplikace vhodné (lepšího poměru hmotnost/výkon dosahují samozřejmě baterie typu LiFePo4 a jiné).

Olověné akumulátory lze nabíjet podle nabíjecích charakteristik, kde je však nutné pro konstrukci nabíjecího automatu použít řídicí logiku. Případně je možné akumulátory nabíjet čistě například konstantním proudem (CC), nebo kombinací konstantního proudu a konstantního napětí (CC/CV). Zvolený styl nabíjení se podepisuje zejména na životnosti akumulátoru, tedy na počtu cyklů, kterými je možné akumulátor nabít. Pro dosažení maximální životnosti akumulátoru je vhodné použít nabíječku disponující již zmíněnou nabíjecí charakteristikou. V takovém případě je typicky nabíjený akumulátor nejprve změřen, zda není podbitý (typické svorkové napětí hluboce vybitého, ale stále ještě nabitelného akumulátoru je 10,5 V). Pokud je akumulátor podbitý, nabíjení se zahájí, ale takzvaným zotavovacím proudem v řádech desítek

miliampér (samozřejmě záleží na kapacitě akumulátoru v Ah). V opačném případě se zahájí nabíjení konstantním proudem (v anglické literatuře je tato oblast označována jako bulk) o velikosti maximálně jedné desetiny kapacity akumulátoru. Svorkové napětí akumulátoru roste a po dosažení napětí typicky 14,2 V (případně 14,4 V), dojde k přechodu režimu nabíjecího automatu na režim konstantního napětí (v anglické literatuře je tato oblast označována jako absorption), kdy začne klesat nabíjecí proud až prakticky k nule. Některé nabíjecí automaty disponují ještě další nabíjecí fází (v anglické literatuře je tato oblast označována jako float), ve které je akumulátor stále udržován nabitý, tedy dochází k vyrovnávání samovolného vybíjecího proudu akumulátoru. V situaci, kdy je k akumulátoru během nabíjení připojena i zátěž, pokrývá nabíječka pracující ve vyrovnávacím režimu výkonové ztráty způsobené zátěží a akumulátor stále zůstává nabitý. Pokud svorkové napětí akumulátoru poklesne pod úroveň typicky 12,6 V, dojde k restartu nabíjení a celý cyklus se opakuje. Nabíjecí charakteristika je uvedena na obrázku pod textem (Obrázek 4.5).

Akumulátor použitý ve fotovoltaické elektrárně je vyroben společností HAZE Battery Company a konkrétně se jedná o typ HZB12-200 s kapacitou 200 Ah [26]. Vhodná literatura zabývající se touto problematikou je například [27].



Obrázek 4.5: Čtyřfázová nabíjecí charakteristika olověného akumulátoru, převzato z [7].

4.3 Použité fotovoltaické panely

Navrhovaný MPPT regulátor s nabíjecím automatem bude pracovat s polykrystalickými FV panely vyrobenými v České republice firmou Lintech Solar [28]. Tato firma vyráběla monokrystalické i polykrystalické FV panely v několika typových řadách s různými špičkovými výkony. Pro realizaci své FV elektrárny jsem zvolil polykrystalické FV panely LS Premium 60P se jmenovitým výkonem 250 W a účinností 15 %.

	Zkratka	Idealizované podmínky	Reálné podmínky
Jmenovitý výkon	P_{MPP}	250 W _p	184,89 W _p
Jmenovité napětí	U_{MPP}	31,17 V	28,54 V
Jmenovitý proud	I_{MPP}	8,12 A	6,48 A
Napětí naprázdno	U_{OC}	37,80 V	35,32 V
Proud nakrátko	I_{SC}	8,60 A	6,91 A

Tabulka 4.1: Srovnání idealizovaných a reálně dosažitelných parametrů FV panelu LS Premium 60P, převzato z [28].

Tabulka 4.1 uvádí jednotlivé parametry za idealizovaných podmínek, což jsou podmínky uváděné při tzv. standartních testovacích podmínkách (STC). Při těchto podmínkách je definována intenzita osvětlení panelu jako 1000 W/m², teplota panelu 25 °C a spektrum AM 1,5. Naproti tomu reálné podmínky jsou definovány při intenzitě osvětlení 800 W/m², teplotě panelu 47 °C a spektrum zůstává shodné. Při návrhu výkonových částí MPPT regulátoru s nabíjecím automatem bude nutné uvažovat limitní hodnoty FV panelu, tedy napětí naprázdno a proud nakrátko, které ještě bude nutné doplnit rezervou pro bezporuchový chod (více v podkapitole 4.5 zabývající se samotným návrhem regulátoru).

4.4 Popis kontroléru LT8490

Celý MPPT regulátor včetně nabíjecího automatu je řízen prostřednictvím jednoúčelového kontroléru LT8490 od firmy Linear Technology. Tento kontrolér vychází z kontroléru LT8705 a je rozšířen o MPPT algoritmus a nabíjecí automat. Obvod je schopen pracovat v režimu buck, boost, případně buck/boost, tedy s vyšším, nižším, případně stejným vstupním napětím oproti výstupnímu napětí. Návrh regulátoru napětí s LT8705 je velice detailně popsán v kapitole 3 zabývající se návrhem, konstrukcí a testováním subsystému pro napájení spotřebičů.

LT8490 je určen pro použití v aplikacích napájených z DC zdrojů, případně FV panelů, a proto v sobě integruje MPPT algoritmus Perturb and Observe s funkcí „full panel scans“, která slouží pro periodické skenování FV panelu z důvodu nálezu skutečného bodu maximálního výkonu, viz Obrázek 4.2. Integrovaný nabíjecí automat je schopen nabíjet akumulátory olověné (gelové, hermeticky uzavřené - SLA, nebo zaplavené) a lithium-iontové. Pro oba typy akumulátorů navíc disponuje kontrolér několika nabíjecími režimy – constant-current/constant-voltage (CC/CV) a nabíjecími charakteristikami pro olověné a lithium-iontové akumulátory.

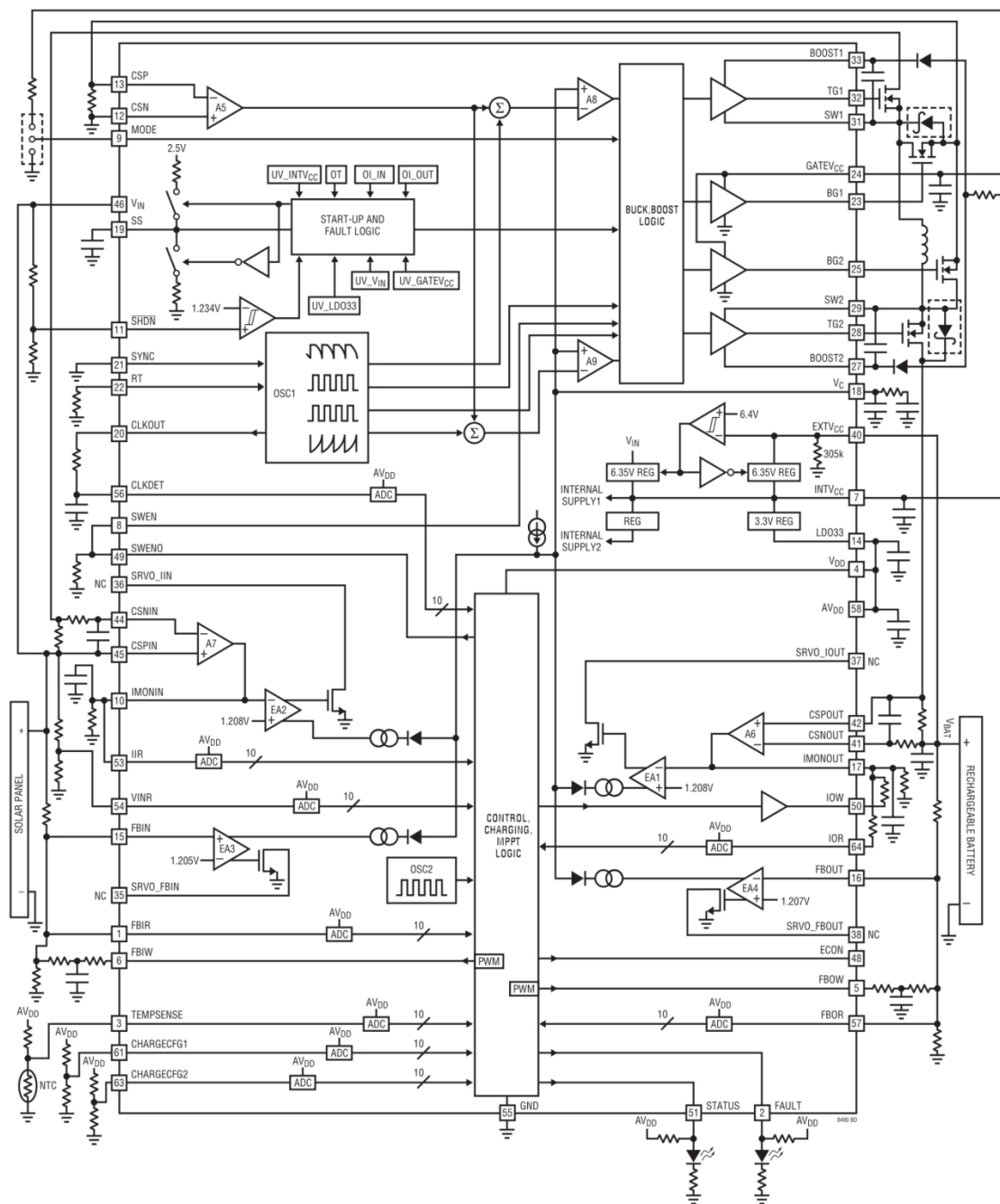
Rozsah vstupních hodnot napětí je v intervalu 6 V – 80 V a rozsah výstupních hodnot napětí je v intervalu 1,3 V – 80 V. Frekvenci oscilátoru kontroléru, respektive frekvenci spínání výkonových tranzistorů lze nastavit v intervalu 100 kHz – 400 kHz, což koresponduje s již zmíněným obvodem LT8705. Kontrolér LT8490 disponuje několika informačními výstupy – digitálními výstupy v provedení open drain, na které je možné připojit signalizační LED diody, a sériovou sběrnici UART, přes kterou může probíhat komunikace s nadřazeným mikrokontrolérem (detailně popsáno v podkapitole 4.5.15 zabývající se komunikací).

Největším omezujícím kritériem obvodu LT8490 je výrobní pouzdro typu QFN (šedesáti čtyř vývodové provedení) se šířkou pájecí plošky $0,25 \pm 0,05$ mm, což je limitující zejména pro volbu tloušťky plátování mědi při návrhu desky plošných spojů (dále jen DPS), kdy při větší tloušťce plátování dochází k podleptávání mědi, a tím pádem ke znehodnocení DPS. Tomuto faktu je nutné věnovat pozornost zejména při návrhu výkonové části desky, kde je paradoxně požadováno co nejtlustší plátování mědi z důvodu proudové zatížitelnosti DPS (detailněji popsáno v kapitole 4.5.16 zabývající se návrhem DPS).

Rozsahy vstupních a výstupních hodnot napětí, pracovní frekvence, integrované periferie a velikost pouzdra předurčují kontrolér pro použití v aplikacích zabývajících se problematikou nabíjení akumulátorů (olověné, případně lithium-iontové) z FV panelů, případně DC zdrojů. Jako typickou aplikaci si lze představit automat na prodej parkovacích lístků s FV panelem a vlastním napájením v podobě oloveného akumulátoru. V neposlední řadě je kontrolér samozřejmě určen pro aplikace týkající se armádního použití (například přenosné dobíjecí komunikační stanice napájené z FV panelů).

4.5 Návrh regulátoru s kontrolérem LT8490

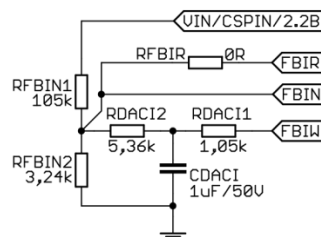
V této kapitole bude proveden detailní návrh MPPT regulátoru s nabíjecím automatem využívající jednoúčelový kontrolér LT8490, který vychází z kontroléru LT8705 a je doplněn o rozšiřující periferie. Z tohoto důvodu nebude u jednotlivých obvodových celků, které byly detailně popsány v kapitole 3, znovu uváděn výpočet. Ve zbylých případech bude odkazováno na již zmíněnou kapitolu 3. Jak již bylo napsáno v podkapitole 4.4, tak kontrolér LT8490 podporuje kromě vstupního napájení z FV panelů i napájení z DC zdroje, vzhledem k použité aplikaci bude však popisována pouze varianta návrhu se vstupem z FV panelu. Důraz bude při návrhu věnován zejména obvodové části zabývající se návrhem nabíjecího automatu. Pokud nebude uvedeno v návrhu jinak, tak budou veškeré rezistory a kondenzátory vybírány v pouzdrech pro povrchovou montáž, tedy v SMD provedení, ve standardizované velikosti 0603. Kondenzátory tvořící vstupní a výstupní kapacity, případně bypass budou voleny ve velikosti 1206. Snímací rezistory proudu budou voleny ve velikosti 2512. Rezistory bez dalších specifikací budou voleny s přesností 1 %. Celý obvodový návrh MPPT regulátoru s nabíjecím automatem včetně použitých vzorců se opírá o datasheety výrobce ke kontrolérům LT8490 [7] a LT8705 [6].



4.5.1 Návrh hodnot součástek pro snímání vstupního napětí

Obvodová část řešící snímání vstupního napětí je uvedena na části schématu pod odstavcem (Obrázek 4.7). Nejdůležitějším vstupním parametrem do následujících rovnic je maximální výstupní napětí FV panelu tedy napětí naprázdno U_{OC} , které je uvedeno v tabulce v (Tabulka 4.1) v kapitole 4.3. Při návrhu je však vhodné uvažovat hodnotu napětí U_{OC} ještě větší než je uvedena v datasheetu výrobce FV panelů, tedy doplnit toto napětí ještě vhodně zvolenou rezervou. Vzhledem k maximálnímu uvedenému výstupnímu napětí FV panelu $U_{OC} = 37,8 \text{ V}$ a teplotní závislosti FV panelu, bude vhodné uvažovat vstupní napětí až 60 V ($U_{IN(MAX)} = 60 \text{ V}$).

Input feedback
resistor network



Obrázek 4.7: Rezistorová síť pro snímání vstupního napětí.

Příslušné hodnoty jednotlivých rezistorů se vypočítají dle vztahů (4.1), (4.2), (4.3), (4.4) a (4.5).

$$R_{FBIN1} = 100k \cdot \frac{1 + \frac{4,470V}{U_{IN(MAX)} - 6V}}{1 + \frac{5,593V}{U_{IN(MAX)} - 6V}} \quad [\Omega] \quad (4.1)$$

$$R_{DACI2} = 2,75 \cdot \frac{R_{FBIN1}}{U_{IN(MAX)} - 6V} \quad [\Omega] \quad (4.2)$$

$$R_{FBIN2} = \frac{1}{\left(\frac{1}{100k - R_{FBIN1}}\right) - \left(\frac{1}{R_{DACI2}}\right)} \quad [\Omega] \quad (4.3)$$

$$R_{DACI1} = 0,2 \cdot R_{DACI2} \quad [\Omega] \quad (4.4)$$

$$C_{DACI} = \frac{1}{1000 \cdot R_{DACI1}} \quad [F] \quad (4.5)$$

Prostřednictvím těchto uvedených vztahů dojdeme ale při nevhodně zvolené velikosti napětí $U_{IN(MAX)}$ k hodnotám, které nejsou součástí žádné standardizované řady součástek, a proto je možné postupovat opačným způsobem, tedy určením některých z hodnot a pomocí iterací dojít k výsledkům, které se alespoň přibližují hodnotám uvedených v elektrotechnických řadách součástek. Případně není problém vhodně zvolenou sériovou a/nebo paralelní kombinací rezistorů dojít k požadované hodnotě. V datasheetu kontroléru LT8490 je navíc uvedena tabulka s typickými hodnotami maximálních vstupních napětí $U_{IN(MAX)}$ včetně hodnoty, která byla pro tento návrh zvolena, tedy $U_{IN(MAX)} = 60 \text{ V}$. Uvedené hodnoty jsou k dispozici v elektrotechnické řadě součástek E96 a jejich přesnost je volena 1 %.

$U_{IN(MAX)}$	R_{FBIN1}	R_{FBIN2}	R_{DACI1}	R_{DACI2}	C_{DACI}
[V]	[kΩ]	[kΩ]	[kΩ]	[kΩ]	[nF]
60	105	3,24	1,05	5,36	1000

Tabulka 4.2: Hodnoty jednotlivých součástek pro nastavení vstupní obvodové části regulátoru při vstupním napětí $U_{IN(MAX)} = 60 \text{ V}$, převzato z [7].

Při použití vztahů (4.6) a (4.7), kterými lze pomocí postupného iterování dojít k výše uvedeným výsledkům (Tabulka 4.2), je nutné při iterování docílit toho, aby se hodnota U_{X1} co možná nejvíce blížila 6 V.

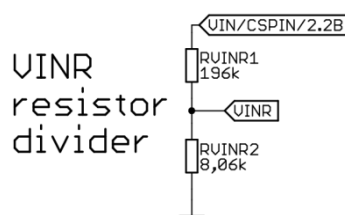
$$U_{X2} = 1,205 \text{ V} \cdot \left(\frac{R_{FBIN1}}{R_{DACI1} + R_{DACI2}} + \frac{R_{FBIN1}}{R_{FBIN2}} + 1 \right) \quad [V] \quad (4.6)$$

$$U_{X1} = U_{X2} - 3,3 \cdot \frac{R_{FBIN1}}{R_{DACI1} + R_{DACI2}} \quad [V] \quad (4.7)$$

4.5.2 Nastavení kontroléru při napájení z FV panelů

Zde popsaná nastavení, případně fakta se týkají jednotlivých obvodových částí návrhu, které jsou rozdílné vzhledem ke zdroji vstupního napětí – FV panel, respektive DC zdroj.

Vstupní pin VINR je nutné připojit k napěťovému děliči složeného z rezistorů o odporech $R_{VINR1} = 196 \text{ k}$ a $R_{VINR2} = 8,06 \text{ k}$, viz část schématu (Obrázek 4.8). Napěťový dělič slouží pro měření aktuálního napětí na FV panelu. Naměřená hodnota je dále využívána pro nastavení MPP trackeru a nabíjecího automatu, viz blokové schéma (Obrázek 4.6).



Obrázek 4.8: Odporový dělič připojený k pinu VINR kontroléru LT8490.

Časovač nabíjecího automatu pro ukončení nabíjení je automaticky vypnut, protože nelze při napájení kontroléru LT8490 z FV panelu zaručit konstantní nabíjecí proud během celého nabíjecího cyklu akumulátoru.

Během nabíjecího cyklu může vzhledem k výstupnímu napětí, respektive proudu z FV panelu poklesnout nabíjecí proud pod desetinu kapacity akumulátoru ($C/10$), a to i v případě kdy je tento stav nežádoucí (nedostatečná intenzita osvětlení). Kvůli nastavení nabíjecího automatu, kdy vlivem poklesu napětí, respektive proudu dochází ke změnám nabíjecího cyklu, by tedy docházelo v případě nedostatečné intenzity osvětlení k nechtěným změnám nabíjecího cyklu (například přechod z CC na CV). Kontrolér LT8490 však dokáže tomuto nechtěnému stavu předejít a v případě opětovného nárůstu intenzity osvětlení FV panelu, respektive nárůstu výkonu pokračuje v nabíjecím cyklu, ve kterém se nacházel před poklesem intenzity osvětlení.

Pro provoz nabíjecího automatu je nutné, aby napětí FV panelu dosahovalo hodnoty minimálně 6 V. V případě aktivace režimu s nízkou spotřebou energie (Low Power Mode) je minimální napětí FV panelu zvětšeno na 10 V (detailně popsáno v kapitole 4.5.13). Naopak v případě, kdy režim s nízkou spotřebou energie není aktivovaný, tak nabíjecí automat stále nabíjí akumulátor, dokud napětí neklesne pod úroveň 6 V. Při poklesu napětí panelu pod 6 V dojde k pozastavení nabíjení a nabíjecí automat automaticky po uplynutí třiceti sekundovém intervalu kontroluje, zda svorkové napětí panelu opět nenarostlo nad 6 V minimum.

4.5.3 Připojená zátěž k akumulátoru během nabíjení

Kontrolér LT8490 je schopen nabíjet akumulátor i v situaci, kdy je k akumulátoru připojena zátěž. Některé typy zátěží (například osvětlení chodby, lednička), které nemají konstantní odběr energie, mohou způsobit naprostou nepředvídatelnost doby nabíjení akumulátoru. Z tohoto pohledu je tedy vhodné zakázat bezpečnostní časovače nabíjení, kterými kontrolér disponuje. Rovněž může nastat situace, kdy je z akumulátoru odebírána větší energie, než je do něho prostřednictvím nabíjecího automatu ukládána – akumulátor se tedy de facto vybije během nabíjení.

Vzhledem k aktuálnímu stavu napětí akumulátoru se nabíjecí automat překlápí mezi čtveřicí stavů. Pokud tedy nastane stav, kdy napětí akumulátoru poklesne pod minimální hodnotu danou příslušnou napěťovou referencí (popsáno v podkapitole 4.5.4), tak se nabíjecí cyklus pozastaví, dokud se napětí akumulátoru opět nezvýší. Informace o tom, že nabíjecí automat se nachází v poruše lze vyčíst prostřednictvím zabudované komunikační sběrnice UART, což může být výhodné zejména pro odpojovače zátěže od akumulátoru chránící akumulátor před hlubokým podbitím. Odpojení akumulátoru je však nutné provést tak, aby kontrolér LT8490 nepracoval přímo do zátěže, tedy bez přítomnosti akumulátoru, protože toho není schopen. Akumulátor musí zůstat připojen pouze k regulátoru s nabíjecím automatem.

4.5.4 Stavy a přechody nabíjecího automatu obvodu LT8490

Jak bylo popsáno v kapitole 4.5.3, tak nabíjecí automat kontroléru LT8490 disponuje čtyřmi stavy (respektive pěti, pokud se započítá i stav indikující podbití akumulátoru), mezi kterými během nabíjecího cyklu akumulátoru přechází. Jednotlivé stavy a přechody jsou přehledně popsány v následující tabulce (Tabulka 4.3).

Přechod	zvýšení/snížení U_{BAT}	U_{BAT}/U_{S2}	U_{BAT}/U_{S3}
podbitý akumulátor $\rightarrow$ stav 0	zvýšení	35 %	-
stav 0 $\rightarrow$ stav 1	zvýšení	70 %	-
stav 1 $\rightarrow$ stav 2	zvýšení	98 %	-
stav 3 $\rightarrow$ stav 0	snížení	-	96 %
stav 2 $\rightarrow$ stav 1	snížení	95 %	-
stav 1 $\rightarrow$ stav 0	snížení	66 %	-
stav 0 $\rightarrow$ podbitý akumulátor	snížení	31 %	-

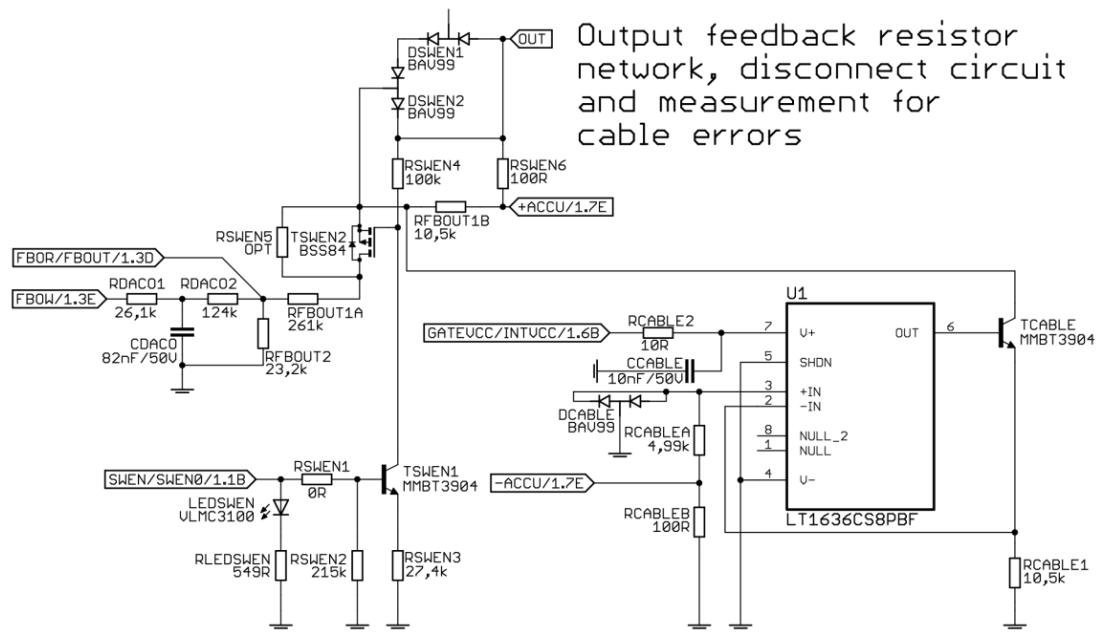
Tabulka 4.3: Přechody a stavy nabíjecího automatu kontroléru LT8490, převzato z [7].

Jednotlivé zkratky veličin uvedené v tabulce (Tabulka 4.3) jsou voleny následovně: U_{BAT} je aktuální napětí nabíjeného akumulátoru, U_{S2} je maximální zvolené napětí ve stavu 2 a U_{S3} je stejně jako U_{S2} maximální nastavené napětí pro stav 3.

Do stavu 3 se nabíjecí automat během nabíjecího cyklu dostane v případě dosažení 85 % napětí U_{S2} . Stav 3 je možné povolit případně zakázat, detailněji popsáno v podkapitole 4.5.8.

Maximální napětí ve stavu 2 se volí dle jmenovitého napětí nabíjeného akumulátoru. Pro standardní 12 V akumulátory je toto napětí typicky 14,2 V (přesnou hodnotu napětí uvádí vždy výrobce akumulátoru). Napětí U_{S2} lze navíc dynamicky měnit (pokud je tato funkce povolena) v závislosti na aktuální teplotě nabíjeného akumulátoru, tj. v případě, že se teplota akumulátoru zvýší nad 25 °C, dojde ke snížení nastavené hodnoty U_{S2} , v opačném případě se tato hodnota zvyšuje. Změna napěťové úrovně není razantní a pohybuje se v řádu jednotek procent.

Obvodová část řešící problematiku správného nastavení maximální hodnoty napětí U_{S2} je uvedena na části schématu pod textem (Obrázek 4.9). Prostřednictvím vztahů (4.8), (4.9), (4.10) a (4.11) je možné vypočítat jednotlivé hodnoty součástek uvedených v části schématu (Obrázek 4.9). Velikost rezistoru R_{FBOUT2} se volí dle doporučení výrobce kontroléru LT8490 v intervalu 4,99 k Ω až 49,9 k Ω .



Obrázek 4.9: Obvodová část realizující snímání výstupního napětí, odpojování celého bloku měření výstupního napětí, včetně měření úbytku napětí na vodičích mezi měničem a akumulátorem.

$$R_{FBOU1} = R_{FBOU2} \cdot \left[U_{S2} \cdot \left(\frac{1,241}{1,211} - 0,128 \right) - 1 \right] [\Omega] \quad (4.8)$$

$$R_{DACO2} = \frac{R_{FBOU1} \cdot R_{FBOU2} \cdot 0,833}{R_{FBOU2} \cdot U_{S2} \cdot \frac{1,241}{1,211} - R_{FBOU2} - R_{FBOU1}} [\Omega] \quad (4.9)$$

$$R_{DACO1} = 0,2 \cdot R_{DACI2} [\Omega] \quad (4.10)$$

$$C_{DACO} = \frac{1}{500 \cdot R_{DACO1}} [F] \quad (4.11)$$

Obdobně jako v podkapitole 4.5.1, kde se řeší nastavení součástek pro vstupní obvodovou část regulátoru, tak i pro nastavení velikosti napětí U_{S2} výrobce kontroléru LT8490 v datasheetu uvádí typické hodnoty jednotlivých součástek pro standartní jmenovitá napětí olověných akumulátorů, tedy i pro 12 V akumulátory.

U_{BAT}	$U_{S2(MAX)}$	R_{FBOU1}	R_{FBOU2}	R_{DACO1}	R_{DACO2}	C_{DACO}
[V]	[V]	[k Ω]	[k Ω]	[k Ω]	[k Ω]	[nF]
12	14,2	274	23,2	26,1	124	82

Tabulka 4.4: Hodnoty jednotlivých součástek pro nastavení výstupní obvodové části regulátoru při napětí nominálním napětí akumulátoru $U_{BAT} = 12$ V, převzato z [7].

Naprostu shodně jako v podkapitole 4.5.1 můžeme při použití vztahů (4.12), (4.13) a (4.14), kterými lze pomocí postupného iterování dojít k výše uvedeným výsledkům

(Tabulka 4.4), je nutné při iterování docílit tohoto, aby se parametr N_1 co možná nejvíce blížil k hodnotě 1,22 a parametr N_2 k hodnotě 0,805.

$$X = 1,211 \cdot \left(1 + \frac{R_{DACO1} + R_{DACO2}}{R_{FBOUT2}} + \frac{R_{DACO1} + R_{DACO2}}{R_{FBOUT1}} \right) [-] \quad (4.12)$$

$$N_1 = \frac{X - 1,89}{X - 3,3} [-] \quad (4.13)$$

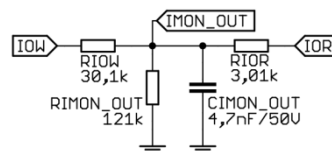
$$N_2 = 1 - \frac{1,89}{X} [-] \quad (4.14)$$

Pokud napětí akumulátoru klesne pod úroveň 35 % z napětí U_{S2} , tak se nabíjecí cyklus pozastaví a prostřednictvím komunikační sběrnice UART je tento stav poslán nadřazenému kontroléru. Nabíjení opět začne pokračovat po překročení 35 % napětí U_{S2} . Při opětovném poklesu pod úroveň 31 % dojde opět k pozastavení nabíjecího automatu a znovu je tento stav signalizován prostřednictvím sériové sběrnice UART.

4.5.5 Limitace nabíjecího proudu

Nabíjecí proud je měřen prostřednictvím napěťového úbytku na snímacím rezistoru R_{SENSE2} , který je zesílen diferenciálním zesilovačem obsaženým v kontroléru LT8490 (obdobně jako v případě limitace vstupního proudu popsaného v podkapitole 4.5.6). Výstup zesilovače je přiveden na výstup IMON_OUT, ke kterému se připojuje RC člen pro omezení nabíjecího proudu. Prostřednictvím vztahů (4.15), (4.16) a (4.17) se provede výpočet jednotlivých součástí obvodové části týkající se omezení nabíjecího proudu. Část blokového schématu řešící problematiku limitace nabíjecího proudu je zobrazena pod textem (Obrázek 4.10).

Output current regulation loop



Obrázek 4.10: Obvodová část řešící korektní nastavení velikosti nabíjecího proudu.

$$R_{SENSE2} = \frac{0,0497}{I_{OUT(MAX)}} = \frac{0,0497}{20} = 2,485 \div 2,5 \text{ m}\Omega \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} R_{IMONOUT} &= \frac{1208}{I_{OUT(MAX50)} \cdot R_{SENSE2}} = \frac{1208}{5 \cdot 2,5 \cdot 10^{-3}} = \\ &= 120,8 \cdot 10^3 \div 121 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (4.16)$$

$$R_{IOW} = \frac{24,3 \cdot 10^3 \cdot R_{IMON_{OUT}}}{R_{IMON_{OUT}} - 24,3 \cdot 10^3} = \frac{24,3 \cdot 10^3 \cdot 240 \cdot 10^3}{240 \cdot 10^3 - 24,3 \cdot 10^3} =$$

$$= 30,406 \cdot 10^3 \doteq 30,1 \text{ k}\Omega \quad (4.17)$$

Proudem $I_{OUT(MAXS0)}$ se určuje maximální velikost proudu, kterým se akumulátor nabíjí ve stavu 0. Velikost proudu $I_{OUT(MAXS0)}$ musí být větší než 20 % z maximálního nabíjecího proudu $I_{OUT(MAX)}$, zde je proto volena velikost proudu 5 A. Velikost odporu rezistoru R_{IOR} je zvolena dle datasheetu výrobce jako 3,01 k Ω .

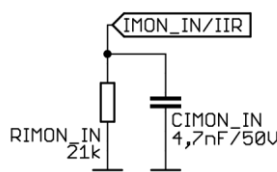
Snímací rezistor R_{SENSE2} byl vybrán v SMD provedení o velikosti 2512 s výkonovým zatížením 1 W, což je vzhledem k hodnotám výstupního proudu adekvátní.

Kondenzátor C_{IMON_OUT} tvořící s rezistorem R_{IMON_OUT} RC článek se dle doporučení výrobce obvodu LT8490 volí v rozsahu 4,7 nF – 22 nF. V dané aplikaci proto bude použit kondenzátor o kapacitě 4,7 nF.

4.5.6 Limitace vstupního proudu

Vzhledem k tomu, že měnič je napájen z fotovoltaického panelu, který je již proudově limitován (Tabulka 4.1), tak limitace vstupního proudu regulátoru v podstatě ztrácí význam. Nicméně tato limitace může sloužit jako proudová ochrana vstupních částí regulátoru. Při nastavování jednotlivých hodnot součástek je nutné uvažovat dostatečnou rezervu maximálního proudu, aby nedocházelo k situaci, kdy by byl omezován proud, respektive výkon FV panelu. Rezervu je vhodné volit alespoň 20 % z maximálního výstupního proudu FV panelu, což je proud nakrátko za ideálních podmínek, tedy $I_{SC} = 8,6 \text{ A}$. S dostatečnou rezervou se zvolí limitující maximální proud $I_{IN(MAX)}$ jako 11 A. Příslušná část blokového schématu řešící limitaci vstupního proudu je zobrazena pod textem (Obrázek 4.11).

Input current
regulation loop



Obrázek 4.11: RC článek realizující limitaci vstupního proudu z FV panelu.

Velikost odporu snímacího rezistoru R_{SENSE1} se vypočte dle vztahu (4.18).

$$R_{SENSE1} = \frac{1000 \cdot \left(\frac{1,208V}{21k\Omega} - 7\mu A \right)}{I_{IN(MAX)}} = \frac{0,0505}{11} =$$

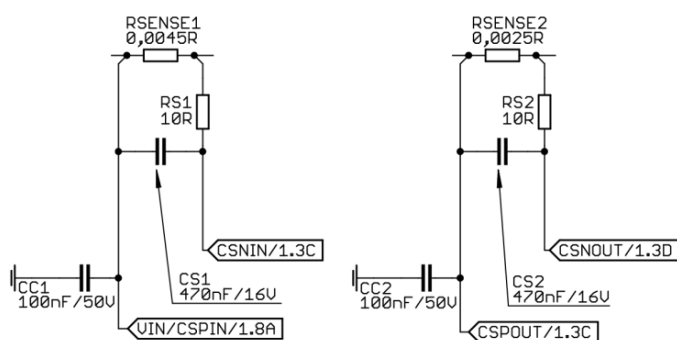
$$= 4,591 \cdot 10^{-3} \doteq 4,5 \text{ m}\Omega \quad (4.18)$$

Snímací rezistor R_{SENSE1} byl vybrán v SMD provedení o velikosti 2512 s výkonovým zatížením 2 W, což je vzhledem k hodnotám vstupního proudu adekvátní.

Velikost odporu rezistoru R_{IMON_IN} se dle doporučení výrobce kontroléru LT8490 zvolí 21 k Ω . Kapacitu kondenzátoru C_{IMON_IN} lze obdobně jako v případě kondenzátoru C_{IMON_OUT} volit v intervalu 4,7 nF – 22 nF, a proto byl zvolen kondenzátor o kapacitě 4,7 nF.

4.5.7 Filtrace snímaných napětí na snímacích rezistorech R_{SENSE1} a R_{SENSE2}

Filtry tvořené vždy dvojicí kondenzátorů a rezistorem slouží k filtrování snímaného napětíového úbytku, který je dále zpracováván a slouží vždy pro limitaci vstupního, respektive výstupního proudu. Obvodový návrh obou filtrů je uveden pod textem (Obrázek 4.12). Diferenciální zesilovače uvnitř kontroléru LT8490 jsou schopné zesílit vždy jen kladné napětíové úbytky, a proto je nutné zajistit, aby nedocházelo k situaci, kdy může při malých vstupních, respektive výstupních proudech docházet ke zvlnění snímaného napětí – napětí tedy dosahuje i záporných hodnot. Popsané filtry zajistí potlačení případně vzniklých negativních kmitů. Hodnoty filtru je vhodné volit následovně: rezistory R_{S1} a R_{S2} o velikosti odporu 10 Ω , kondenzátory C_{S1} a C_{S2} o kapacitě 470 nF a kondenzátor C_{C1} a C_{C2} o kapacitě 100 nF. Veškeré součástky je nejvhodnější umístit co nejbližše kontroléru LT8490. Napětíový úbytek na rezistorech R_{S1} a R_{S2} způsobí snížení nastaveného proudu (popis nastavení popsán v podkapitolách 4.5.5 a 4.5.6) v řádech desetinách procent, což je vzhledem k přesnostem odporu snímacích rezistorů R_{SENSE1} a R_{SENSE2} zanedbatelné.

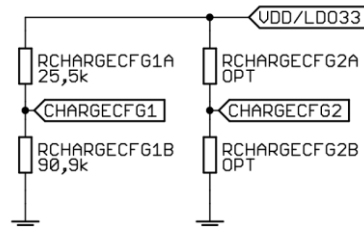


Obrázek 4.12: Snímací rezistory vstupního a výstupního proudu měniče s filtry.

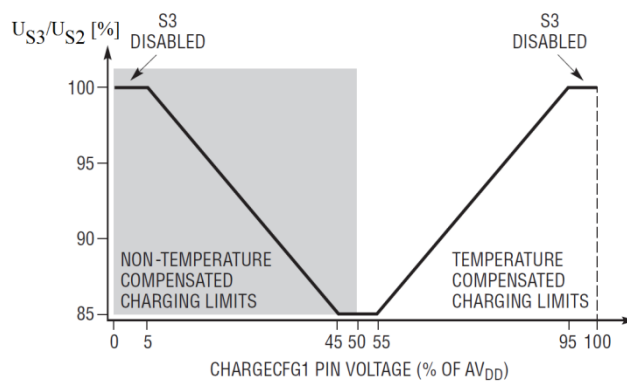
4.5.8 Nastavení nabíjecího automatu

Kontrolér LT8490 disponuje pro správné nastavení nabíjecího automatu dvojicí vstupních pinů CHARGECONFIG1 a CHARGECONFIG2. Prostřednictvím těchto pinů se nastavují počty nabíjecích stavů a doby trvání jednotlivých stavů, čili bezpečností časovače.

Charger resistor network setup



Obrázek 4.13: Rezistorové děliče pro nastavení nabíjecího automatu kontroléru LT8490.



Obrázek 4.14: Závislost poměru napětí U_{S3}/U_{S2} na poměru aktuálního napětí na pinu CHARGECFG1 vůči napětí na pinu AV_{DD} , převzato z [7] a upraveno.

Napětíovými úrovněmi na pinu CHARGECFG1 lze nastavit teplotní kompenzaci během nabíjení a zakázat, respektive povolit stav 3 během nabíjecího cyklu. Pro správné nastavení je stěžejní závislost poměru napětí U_{S3}/U_{S2} na poměru aktuálního napětí na pinu CHARGECFG1 vůči napětí na pinu AV_{DD} , viz grafická závislost (Obrázek 4.14). Při návrhu regulátoru bylo požadováno, aby byla aktivní funkce teplotní kompenzace během nabíjení a povolen stav 3 během nabíjecího cyklu. Proto je nutné zvolit poměr napětí na pinu CHARGECFG1 vůči napětí na pinu AV_{DD} v intervalu 55 % až 95 %. Poměr napětí U_{S3}/U_{S2} bude uvažován 93,7 %, z čehož vyplývá, že napětí ve stavu 3 bude udržováno na úrovni 13,3 V ($U_{S3} = 13,3$ V). Takto zvolené hodnoty jsou zároveň nutné pro správné nastavení nabíjecího automatu z hlediska typu akumulátoru, v tomto případě olověného. Následně se vypočítá poměr pinu CHARGECFG1 vzhledem k napětí na pinu AV_{DD} pomocí vztahu (4.19).

$$\begin{aligned} CHARGECFG1\% &= \left[2,67 \cdot \left(\frac{U_{S3}}{U_{S2}} - 0,85 \right) + 0,55 \right] \cdot 100 = \\ &= \left[2,67 \cdot \left(\frac{13,3}{14,2} - 0,85 \right) + 0,55 \right] \cdot 100 = 78,12 \% \end{aligned} \quad (4.19)$$

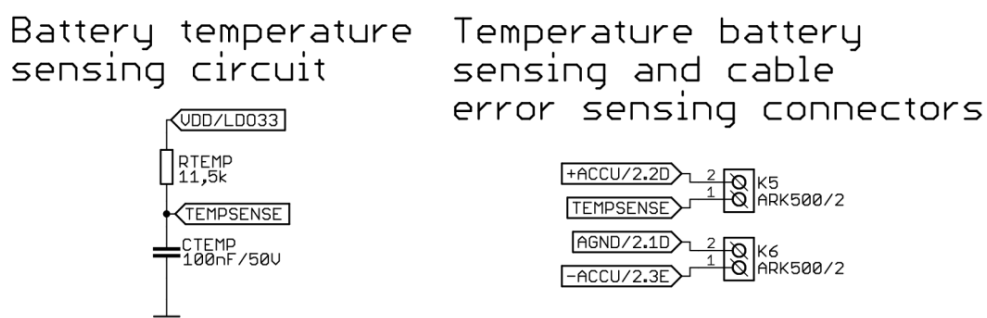
Rezistory $R_{CHARGECFG1A}$ a $R_{CHARGECFG1B}$ tvořící dělicí odporovou síť nesmí mít v součtu menší odpor než 100 k Ω . Vzhledem k vypočítanému poměru

$\text{CHARGECFG1}\% = 78,12\%$ se zvolí rezistory následovně: $R_{\text{CHARGECFG1A}} = 25,5 \text{ k}\Omega$ a $R_{\text{CHARGECFG1B}} = 90,9 \text{ k}\Omega$.

Prostřednictvím pinu CHARGECFG2 se nastavují bezpečnostní časovače pro jednotlivé nabíjecí stavy. Vzhledem k tomu, že se regulátor napájí z FV panelů a při nabíjení je k akumulátoru připojena zátěž stává se čas nabíjení naprosto nedeterministický, a proto je nutné veškeré bezpečnostní časovače zakázat, protože jinak by docházelo k chybám způsobených přetečením těchto časovačů, například vlivem nedostatečné energie FV panelu, případně z důvodu proměnlivé zátěže připojené k akumulátoru. Pin CHARGECFG2 bude tedy přímo připojen k pinu AV_{DD} . Vzhledem k testování a případnému budoucímu rozšíření však bude na DPS vytvořeno místo pro dvojici rezistorů s označením $R_{\text{CHARGECFG2A}}$ a $R_{\text{CHARGECFG2B}}$ připojených obdobně jako v případě zapojení pinu CHARGECFG1.

4.5.9 Měření a kompenzace teploty akumulátoru

Prostřednictvím měření teploty je kontrolér schopen upozornit na nechtěné vzniklé stavy a zároveň je i řešit. Obvodová část realizující připojení termistoru je zobrazena na části schématu pod textem (Obrázek 4.15). Kontrolér LT8490 měří teplotu prostřednictvím NTC termistoru o odporu $10 \text{ k}\Omega$, který je připojený mezi vstupní pin TEMPSENSE a GND. Dále je nutné připojit rezistor R_{TEMP} mezi pin AV_{DD} a TEMPSENSE o odporu $11,5 \text{ k}\Omega$ a kondenzátor C_{TEMP} o kapacitě 100 nF mezi piny TEMPSENSE a GND. Kontrolér LT8490 je schopen rozeznat zda došlo k odpojení termistoru při stavu, kdy dojde k tomu, že na vstupním pinu TEMPSENSE je větší napětí než 96% napětí na pinu AV_{DD} .



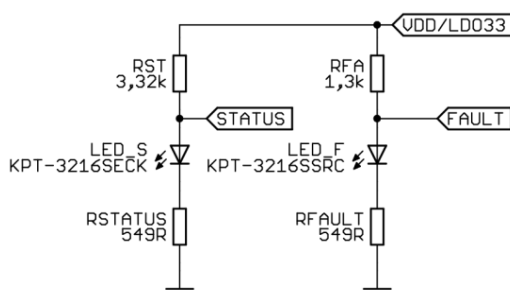
Obrázek 4.15: Obvodová část řešící připojení termistoru, včetně připojení akumulátoru pro měření úbytků napětí na přírodních vodičích.

Kontrolér upozorňuje na stav týkající se neadekvátní teploty akumulátoru při opuštění teplotního intervalu $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Porucha přetrvává, dokud se teplota nesníží do intervalu $-15\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+45\text{ }^{\circ}\text{C}$ ($5\text{ }^{\circ}\text{C}$ hystereze). Během této aktivní poruchy je pozastaven nabíjecí cyklus. LT8490 dále dynamicky mění maximální dosažitelné napětí ve stavu S2, tedy napětí U_{S2} . Se zvyšující se teplotou toto napětí klesá, ale jen v řádech jednotek procent.

4.5.10 Indikace stavů, chyb a připojení sběrnice UART

Kontrolér LT8490 disponuje čtveřicí výstupů pro indikaci aktuální regulační smyčky, regulace na: výstupní napětí, vstupní napětí, výstupní proud a vstupní proud. Tyto výstupy jsou v provedení open drain a slouží, buď k připojení signalizačních LED, případně k připojení s nadřazeným kontrolérem hlídající aktuální stav regulátoru. Pro signalizaci stavu nabíjecího automatu slouží dva výstupní piny STATUS a FAULT. Opět je možné k těmto pinům připojit signalizační LED, případně vstupy nadřazeného kontroléru. Výstup STATUS je možné proudově namáhat až do 2,5 mA a výstup FAULT až do 1 mA. Pro běžné signalizační LED je tato hodnota naprosto bezproblémová. Obvodová část řešící zapojení signalizačních LED je uvedena pod textem (Obrázek 4.16).

STATUS and FAULT LEDs



Obrázek 4.16: Signalizační LED diody s předřadnými rezistory.

LED diody připojené k pinům STATUS a FAULT blikají v závislosti na aktuálním stavu nabíjecího automatu. Perioda vysílaných světelných zpráv je 3,5 s.

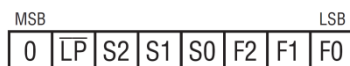
Aktuální stav	Podmínky	S2	S1	S0
Stav 0	-	0	0	0
Stav 1	-	0	0	1
Stav 2	Stav 3 je povolen	0	1	0
	Časovače a stav 3 zakázán, nabíjecí proud se zvýšil na C/5			
	Časovače a stav 3 zakázán, nabíjecí proud klesl nad C/10	1	0	0
Stav 3	-	0	1	1
Nabíjení dokončeno	-	1	0	1

Tabulka 4.5: Bitová reprezentace aktuálního stavu prostřednictvím bitů S2, S1 a S0, převzato z [7].

Popis chyby	F2	F1	F0
Žádná chyba	0	0	0
Akumulátor nebo termistor odpojen	0	0	1
Nevyhovující teplota akumulátoru	0	1	0
Porucha vyvolaná časovačem	0	1	1
Podbitá baterie	1	0	0

Tabulka 4.6: Bitová reprezentace chybových stavů prostřednictvím bitů F2, F1 a F0, převzato z [7].

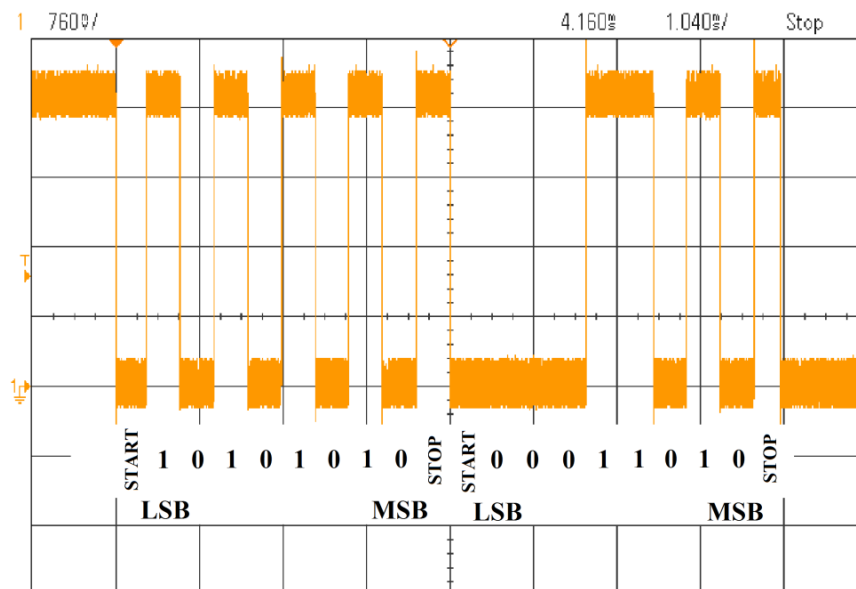
Výstupní pin STATUS zároveň slouží i jako jednosměrná sběrnice (pouze vysílač) UART. Komunikace probíhá rychlostí 2400 baud. Skladba každé zprávy je následující: start bit, synchronizační bajt (0x55), stop bit, start bit, datový bajt a nakonec stop bit. Přenos neobsahuje žádné paritní bity. Přičemž v datovém bajtu je vysílán jako první nejméně významný bit. Bitová skladba datového bajtu je uvedena na obrázku pod textem (Obrázek 4.17).



Obrázek 4.17: Bitová struktura bajtu vysílaného prostřednictvím sběrnice UART kontrolérem LT8490, převzato z [7].

Význam jednotlivých částí datového bajtu je přehledně uveden v tabulkách (Tabulka 4.5 a Tabulka 4.6). Bit $\overline{LP}$ (Low Power) je nulový v případě, že regulátor pracuje v režimu nízké spotřeby.

Příklad nasnímaného průběhu signálu na výstupním pinu STATUS při nabíjení akumulátoru a nabíjecím automatu v nabíjecí fázi 3 viz Obrázek 4.18. Průběh byl nasnímán na osciloskopu Agilent DSO-X 3012A. Dekódování přijaté zprávy se provede následujícím způsobem. Pořadí přijatých bitů je nejprve nutné otočit, protože nejvýznamnější bit je na posledním místě. Po přečtení bitů od konce tedy získáme 01010101, což v hexadecimální reprezentaci odpovídá 0x55, tedy hodnotě synchronizačního bajtu. Druhý bajt se dekoduje naprosto totožně a dle bitové struktury datového bajtu (Obrázek 4.17) a příslušných tabulek (Tabulka 4.5 a Tabulka 4.6) lze následně určit, v jakém stavu se nabíjecí automat nachází a zda není generována některá z chyb. V tomto případě bitová reprezentace přijatého a převráceného datového bajtu odpovídá 01011000. Tedy bit $\overline{LP}$ = 1, tj. regulátor nepracoval v režimu snížené spotřeby (napájecí napětí bylo při měření nastaveno na 22 V), trojice bitů reprezentující aktuální stav nabíjecího automatu ($S2 = 0$, $S1 = 1$ a $S0 = 1$) odpovídá stavu 3 a poslední trojice reprezentující chyby a poruchy ($F2 = 0$, $F1 = 0$ a $F0 = 0$) určuje dle tabulky (Tabulka 4.6), že se regulátor nenachází v žádné poruše.



Obrázek 4.18: Nasnímaný průběh na pinu STATUS při nabíjení akumulátoru doplněný bitovým popisem obou bajtů.

4.5.11 Shodná nastavení s měničem obsahující LT8705

Jak bylo popsáno v úvodu této kapitoly, tak kontrolér LT8490 vychází z kontroléru LT8705, což má za následek to, že mnoho obvodových částí MPPT regulátoru s nabíjecím automatem lze řešit naprosto totožně jako v případě měniče s obvodem LT8705. Detailní informace lze nalézt v kapitole 3, případně datasheetu výrobce obvodu LT8705 [6].

Obvodové shody se týkají například spouštění kontroléru LT8490 prostřednictvím pinu $\overline{\text{SHDN}}$, stability hlavní regulační smyčky s připojenými externími součástkami k pinu V_C , taktování obvodu LT8490, řízení napájení pro výkonové tranzistory T_1 a T_4 , vstupní a výstupní kapacity regulátoru a volbu induktoru L_1 [11] včetně filtru pro snímání proudu induktorem. Výše popsané obvodové části již nebudou detailně rozváděny, tj. nebudou popisovány ani prováděny jednotlivé výpočty.

4.5.12 Režimy spínání výkonových tranzistorů a jejich dimenzování

Režimy spínání výkonových tranzistorů jsou prakticky shodné jako v případě měniče s kontrolérem LT8705, ale vzhledem k velkým pracovním proudům bude provedeno letmo jejich dimenzování.

Nastavení pracovního módu regulátoru lze nastavit napětíovou úrovní na pinu MODE. Oproti obvodu LT8705 není na výběr režim FCM, který umožňoval proudů téci z výstupu na vstup. V této aplikaci by však za použití tohoto režimu docházelo k situaci, kdy by byly FV panely při nedostatečné intenzitě osvětlení napájeny z akumulátoru, což je samozřejmě naprosto nesmyslné. Na výběr je tedy z běžného DCM režimu,

případně z režimu CCM/DCM, který slouží k potlačení výkonových ztrát na tranzistoru T_4 . V této aplikaci bude využit režim CCM/DCM, tudíž pin MODE bude připojen ke GND.

Vzhledem k tomu, že měnič bude většinu času (prakticky trvale) pracovat v režimu buck, tak budou nejvíce výkonově namáhány tranzistory T_1 a T_2 přepínacími ztrátami a tranzistor T_4 ztrátami vzniklými v sepnutém stavu. S přihlédnutím na výpočty lze určit, že se maximální výkonové ztráty zmíněných tranzistorů budou pohybovat v okolí 3 W. Nicméně tato hodnota je získána pro naprosto limitní stavy, při kterých měnič nikdy nebude pracovat, protože jich nedosáhne. Trvalá výkonová ztráta všech tranzistorů se bude pohybovat na třetinové hodnotě, tedy v okolí 1 W. Vzhledem k výkonovému, respektive teplotnímu namáhání tranzistorů T_1 až T_4 budou všechny tranzistory zdvojeny. Měnič tedy bude osazen tranzistory BSC014N06NS [29] od společnosti Infineon Technologies s napětím $U_{DS} = 60$ V, proudem $I_D = 100$ A a sériovým odporem $R_{DS(ON)} = 1,45$ m Ω .

4.5.13 Režim nízké spotřeby

Režim nízké spotřeby najde své opodstatnění zejména v aplikacích napájených z FV panelů, a to v případech kdy výstupní proud tekoucí z panelu není dostatečný. Režim nízké spotřeby je aktivován automaticky kontrolérem LT8490 v situaci, kdy výkon panelu není dostatečný, a tím pádem by došlo k pozastavení nabíjení akumulátoru. Režim využívá přelévání energie prostřednictvím vstupních kondenzátorů, které jsou nabíjeny energií z FV panelu. Po dosažení dostatečné úrovně napětí na vstupních kondenzátorech (kondenzátory se musí nabít na napětí minimálně 10 V) dojde k přelití energie do akumulátoru (nabíjecí proces se periodicky na krátkou dobu zastavuje, pokud není výkon FV panelů dostatečný). Z toho vychází i fakt, že pokud je povolen režim nízké spotřeby, tak je minimální napětí, při kterém dochází k nabíjení akumulátoru, zvýšeno na úroveň 10 V (při deaktivaci režimu je tato úroveň 6 V).

Dle doporučení výrobce kontroléru LT8490 by měli mít vstupní kondenzátory kapacitu minimálně 50 μ F při nabíjení akumulátoru s nominální hodnotou svorkového napětí 12 V. V dané aplikaci však bude použita čtveřice elektrolytických kondenzátorů o kapacitě 180 μ F [13].

Režim nízké spotřeby se automaticky ukončí v případě, kdy je dosaženo adekvátního vstupního proudu, respektive snímaného napětí na pinu FBIR prostřednictvím odporového děliče tvořeného rezistory R_{FBIN1} a R_{FBIN2} .

Zakázání režimu nízké spotřeby je možné připojením rezistoru o odporu 3,01 k Ω mezi piny FBIR a FBIN.

4.5.14 Odpojování snímacích rezistorů a čtyř vodičové měření napětí akumulátoru

Po odpojení nabíječky od napájení je nutné řešit vzniklý problém – akumulátor je k nabíječce stále připojený a tím pádem dochází k vybíjení akumulátoru prostřednictvím odporového děliče (tvořený rezistory R_{FBOUT1} a R_{FBOUT2}) snímající aktuální napětí akumulátoru během nabíjení. Odpojení snímacího odporového děliče je možné prostřednictvím pinu SWEN0, který se překlápí do nízké úrovně po ukončení nabíjení, respektive po odpojení nabíječky od napájecího napětí. V datasheetu výrobce kontroléru LT8490 je uvedeno několik variant obvodového řešení tohoto problému. Pin SWEN0 je zároveň spojen se vstupním pinem SWEN, který v případě stažení pinu na nízkou úroveň (GND) blokuje spínání výkonových tranzistorů. K pinu je připojena i signalizační LED umožňující kontrolovat, zda je povoleno, respektive blokováno spínání výkonových tranzistorů.

Zároveň je však nutné vyřešit i problematiku úbytku napětí na kabeláži mezi měničem a akumulátorem. Úbytky napětí narůstají se zvyšujícím se nabíjecím proudem a v závislosti na délce a průřezu kabeláže mohou dosahovat několika desetin až jednotek voltu, což je při nabíjení obecně velká ztráta. Úbytek na vedení nelze odstranit, lze však takto vzniklý úbytek vyregulovat vzhledem ke svorkám akumulátoru, tj. řešit připojení akumulátoru čtyř vodičově. Na části schématu (Obrázek 4.9) je uvedeno zapojení řešící problematiku ztrát na kabeláži i odpojení snímacího odporového děliče. Vzhledem k těmto změnám je nutné provést přepočty rezistoru R_{FBOUT1} na dvojici rezistorů $R_{FBOUT1A}$ a $R_{FBOUT1B}$. Zbylé součástky jsou vybrány dle doporučení datasheetu ke kontroléru LT8490 [7].

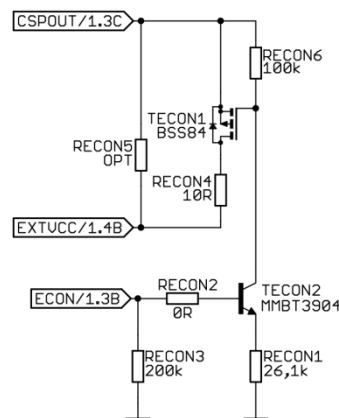
$$R_{FBOUT1B} = \frac{0,5 \cdot R_{FBOUT1}}{U_{S2} - 1,211} = \frac{0,5 \cdot 274 \cdot 10^3}{14,2 - 1,211} = 10,547 \cdot 10^3 \doteq 10,5 \text{ k}\Omega \quad (4.20)$$

$$R_{FBOUT1A} = R_{FBOUT1} - R_{FBOUT1B} = 274 \cdot 10^3 - 10,5 \cdot 10^3 = 263,5 \cdot 10^3 \doteq 261 \text{ k}\Omega \quad (4.21)$$

$$R_{OUTA} = R_{FBOUT1B} = 10,5 \text{ k}\Omega \quad (4.22)$$

Posledním prvkem, který je vhodné odpojovat od akumulátoru, je vstup $EXTV_{CC}$ sloužící pro samotné napájení kontroléru LT8490. Odpojení je podobné jako v případě odporového děliče pro snímání napětí akumulátoru, s tím rozdílem, že se využívá pinu ECON. Tento pin se překlápí mezi úrovněmi v závislosti na napětí na výstupním pinu IMON_OUT. Obvodová část řešící odpojení pinu $EXTV_{CC}$ je uvedena pod textem (Obrázek 4.19).

EXTUCC disconnect circuit



Obrázek 4.19: Obvodová část realizující odpojení pinu EXTUCC od nabíjeného akumulátoru.

4.5.15 Propojení regulátoru s nadřazeným kontrolérem

Při návrhu bylo uvažováno propojení regulátoru s nadřazeným kontrolérem z hlediska vzdáleného dohledu. Zároveň bylo nezbytné, aby nadřazený kontrolér mohl zasáhnout do nabíjecího cyklu a v případě vzniku neočekávané situace zastavit celý regulátor. Vzhledem k výše popsaným požadavkům je nutné snímat, respektive ovládat tyto piny: SRVO_FBIN, SRVO_FBOU, SRVO_IIN, SRVO_IOUT, CLKOUT, $\overline{\text{SHDN}}$, STATUS a samozřejmě GND. Prostřednictvím prvních čtyř uvedených pinů lze určit, která ze zpětnovazebních smyček je aktivní. Pin CLKOUT může sloužit pro vzdálené měření teploty, protože střída tohoto signálu je úměrná teplotě kontroléru LT8490. Pinem $\overline{\text{SHDN}}$ lze vzdáleně zastavit celý kontrolér. Signalizační výstup STATUS signalizuje stavy kontroléru LT8490 prostřednictvím LED diody, ale zároveň jej lze využít i pro jednosměrnou komunikaci po sběrnici UART. Aby bylo možné signály vůbec měřit, tj. měřit napětí mezi dvěma body, tak je samozřejmě nutné vyvést společnou zem GND.

S ohledem na spolehlivost a možné namáhání kabelů budou pro propojení použity svorkovnice s 5 mm roztečí.

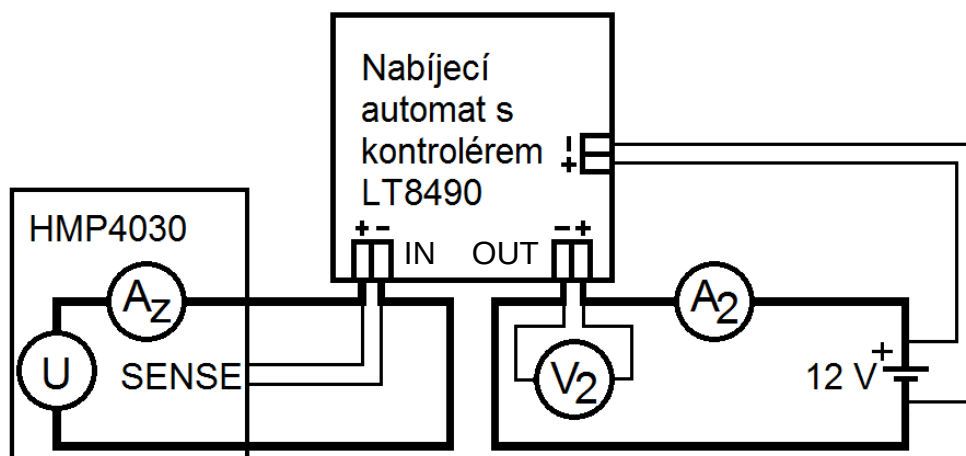
4.5.16 Návrh DPS regulátoru

Návrh schématu včetně desky plošných spojů byl proveden opět v návrhovém prostředí EAGLE 7.2.0 [15]. Pro DPS platí naprosto stejná návrhová pravidla jako pro DC/DC měnič popsaná v podkapitole 3.2.39 s tím rozdílem, že se jedná o čtyřvrstvou desku. Finální rozměry desky jsou 70 mm x 100 mm a tloušťka plátování měděné folie je 18 μm .

4.6 Provedená měření na MPPT regulátoru s nabíjecím automatem

Jak bylo několikrát zmíněno, tak kontrolér LT8490 vychází z kontroléru LT8705, tj. hlavní faktory, které mají dopad na výslednou účinnost měniče, jsou prakticky totožné, a proto není nutné měřit tak důkladně účinnost měniče, jak tomu bylo v případě měniče s kontrolérem LT8705. Nicméně byla experimentálně změřena, respektive vypočtena velikost účinnosti pro významné hodnoty (Tabulka 4.7). Dále bylo provedeno orientační měření průchodu tepla DPS pomocí infračervené kamery. Jednotlivé poznatky ze všech měření jsou popsány v této podkapitole.

Měnič byl při měření nejprve napájen z laboratorního zdroje Hameg HMP4030, který disponuje pro každý kanál vstupy „SENSE“ (bližší specifikace viz [16]), kterými je možné připojit napájenou aplikaci čtyř vodičově, čímž se potlačí ztráty vzniklé na vedení, tj. výstupní napětí nastavené na zdroji přímo odpovídá hodnotě na vstupních svorkách měniče. Obdobně jako zdroj, je i akumulátor možné připojit čtyř vodičově, takže je možné opět potlačit napěťové úbytky na vedení, které jsou obecně závislé na délce a průřezu spojujícího vodiče (čím kratší vodič s větším průřezem, tím menší ztráty na vedení – snižuje se odpor vedení). Schéma zapojení, při kterém měření probíhalo je uvedeno na obrázku pod textem (Obrázek 4.20).



Obrázek 4.20: Zapojení pracoviště při měření nabíjecího automatu s kontrolérem LT8490.

Ze vstupní strany měniče nebylo nutné připojovat žádné další přístroje vyjma laboratorního zdroje HMP4030. Na výstupní straně měniče byl připojen voltmetr označený ve schématu jako V₂ (multimetr Agilent 34401A [17] použit jako stejnosměrný voltmetr) měřící aktuální napětí na výstupních svorkách měniče a ampérmetr označený jako A₂ (multimetr UT58D [30] použit jako stejnosměrný ampérmetr) měřící výstupní proud měniče.

Vzhledem k tomu, že měnič potlačuje napěťové úbytky na vedení k akumulátoru, jsou v tabulce (Tabulka 4.7) uvedena naměřená napětí o velikosti přesahující hodnotu 14,2 V, což je bezpečná hranice při nabíjení standardních 12 V olověných akumulátorů. Například bylo na výstupních svorkách měřeno napětí o velikosti 14,992 V, ale na akumulátoru napětí dosahovalo nastavených 14,2 V.

Výsledky měření s přihlédnutím na účinnost jsou patrné z tabulky pod textem (Tabulka 4.7). V tabulce je uvedeno u trojice řádků v poznámce „FV panel“, což značí, že hodnoty byly změřeny a následně zpracovány při napájení měniče z FV panelu. Účinnost měniče neklesá při výstupním proudu větším než 3 A pod 96 %. Měnič byl při tomto měření napájen z laboratorního zdroje a výstup měniče byl připojen na akumulátor zatížený spotřebiči tak, aby se výstupní proud měniče měnil (v závislosti na aktuálním počtu připojených spotřebičů) a nabíjecí automat pracoval v režimu konstantního napětí (na výstupních svorkách udržováno napětí 14,2 V a proud při nabíjení postupně klesá).

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	P_{VST}	U_{VYST}	I_{VYST}	P_{VYST}	P_Z	η	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[W]	[V]	[A]	[W]	[W]	[-]	
1	20,00	8,208	164,2	14,711	10,72	157,7	6,4	0,961	
2	20,00	7,738	154,8	14,812	10,05	148,9	5,9	0,962	
3	20,00	4,368	87,4	14,684	5,74	84,3	3,1	0,965	
4	20,00	3,199	64,0	14,593	4,22	61,6	2,4	0,963	
5	26,00	6,418	166,9	14,871	10,84	161,2	5,7	0,966	
6	26,00	6,022	156,6	14,960	10,22	152,9	3,7	0,976	
7	28,34	1,104	31,3	14,205	2,12	30,1	1,2	0,962	FV panel
8	28,34	5,497	155,8	14,973	10,02	150,0	5,8	0,963	FV panel
9	28,34	5,396	152,9	14,885	9,94	148,0	4,9	0,968	FV panel
10	30,00	5,739	172,2	14,907	11,09	165,3	6,9	0,960	
11	30,00	5,242	157,3	14,820	10,08	149,4	7,9	0,950	
12	30,00	5,163	154,9	14,905	9,98	148,8	6,1	0,960	
13	33,00	5,212	172,0	14,722	11,26	165,8	6,2	0,964	Př. výpočtu
14	33,00	4,784	157,9	14,992	10,14	152,0	5,8	0,963	

Tabulka 4.7: Naměřené a vypočítané hodnoty při měření účinnosti MPPT regulátoru s nabíjecím automatem.

Pro názorný příklad budou vypočítány hodnoty pro 13. měření z uvedené tabulky (Tabulka 4.7). Při výpočtech nebyly reflektovány chyby, respektive nejistoty použitých přístrojů.

$$P_{VST} = U_{VST} \cdot I_{VST} = 33 \cdot 5,212 = 172,0 \text{ W} \quad (4.23)$$

$$P_{VYST} = U_{VYST} \cdot I_{VYST} = 14,722 \cdot 11,26 = 165,8 \text{ W} \quad (4.24)$$

$$\eta = \frac{P_{VYST}}{P_{VST}} = \frac{165,8}{172,0} = 0,964 \quad (4.25)$$

$$P_Z = P_{VST} - P_{VYST} = 172,0 - 165,8 = 6,2 \text{ W} \quad (4.26)$$

Přístroj	Rozsah	Poznámka
Laboratorní zdroj HMP4030	0 – 32 V, 0 – 10 A	
Multimetr Agilent 34401A	100 V (DC)	použit jako stejnosměrný voltmetr V_2
Multimetr UNI-T UT58D	20 A (DC)	použit jako stejnosměrný ampérmetr A_2
Olověný akumulátor HZB12-200	12 V	

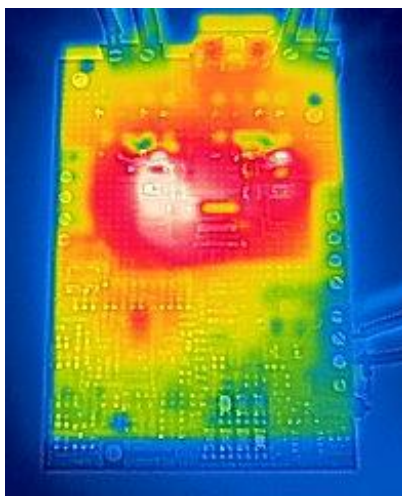
Tabulka 4.8: Seznam použitých přístrojů při měření MPPT regulátoru s nabíjecím automatem.

Měření bylo provedeno i s připojeným FV panelem popsáním v podkapitole 4.3 a bylo dosaženo obdobných výsledků. Byla ověřena i funkce MPPT, kdy měnič neustále sledoval bod maximálního výkonu a v závislosti na jeho poloze nastavoval velikost vstupního napětí, respektive proudu. Vstupní napětí měniče se tedy pohybovalo přibližně po stejné charakteristice uvedené v podkapitole 4.1. Při měření s FV panelem byla ověřena i funkce kontroléru LT8490, kdy intenzita slunečního svitu není dostatečná a nabíjecí automat tedy není schopen nabíjet akumulátor kontinuálně, ale pouze pulzně po dostatečném nabití vstupních kondenzátorů. Energie se tedy postupně naakumuluje ve vstupních kapacitách a po překročení dostatečné hodnoty je měničem převedena do akumulátoru. Akumulátor je tedy možné nabíjet i při malé intenzitě osvětlení FV panelu (přítmí, mraky).

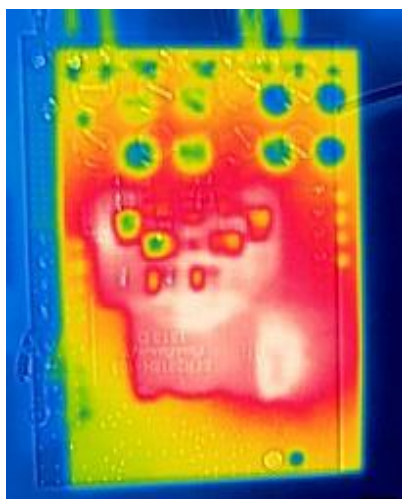
Nabíjecí automat byl navrhován i pro akumulátory s integrovaným termistorem monitorující teplotu akumulátoru. Pokud akumulátor termistorem nedisponuje, nebo popsaná funkce není žádoucí, je možné funkci zablokovat připojením rezistoru o odporu 10 k Ω na místo termistoru. Pokud je funkce povolena a dojde během nabíjení k odpojení termistoru, přestane nabíjecí automat pracovat a přepne se do chybového stavu, ze kterého se dostane po opětovném připojení termistoru (rezistoru). Pokud ale dojde k odpojení během nabíjení pouze akumulátoru a termistor, respektive rezistor zůstane zapojený, tak nabíjecí automat nepřestane pracovat a ani se nepřepne do chybového stavu. Důvodem je výstupní kapacita kondenzátorů měniče, která je dostatečně velká a vnitřní odpor kondenzátorů malý. Kondenzátory se tedy tváří jako nabíjený akumulátor a nabíjecí automat tuto situaci vyhodnotí a signalizuje přechodem do udržovacího režimu, který je doprovázen poklesem vstupního proudu tekoucího do měniče. V případě, že je nejprve připojeno napájecí napětí k měniči, a pak teprve připojen akumulátor, tak nabíjecí automat se nepřepne do udržovacího stavu, ale bude hlásit chyby nepřipojené baterie, protože na výstupu nebylo detekováno napětí a nebyly tedy nabity ani výstupní kapacity měniče.

Poslední měření prováděné na MPPT regulátoru s nabíjecím automatem bylo zaměřeno na orientační zjištění rozvodu tepla po DPS prostřednictvím infračervené kamery FLIR E5 [31]. Infračervená kamera byla při měření nastavena shodně jako infračervená kamera použitá při měření popisovaném v podkapitole 3.2.40 a opět platí,

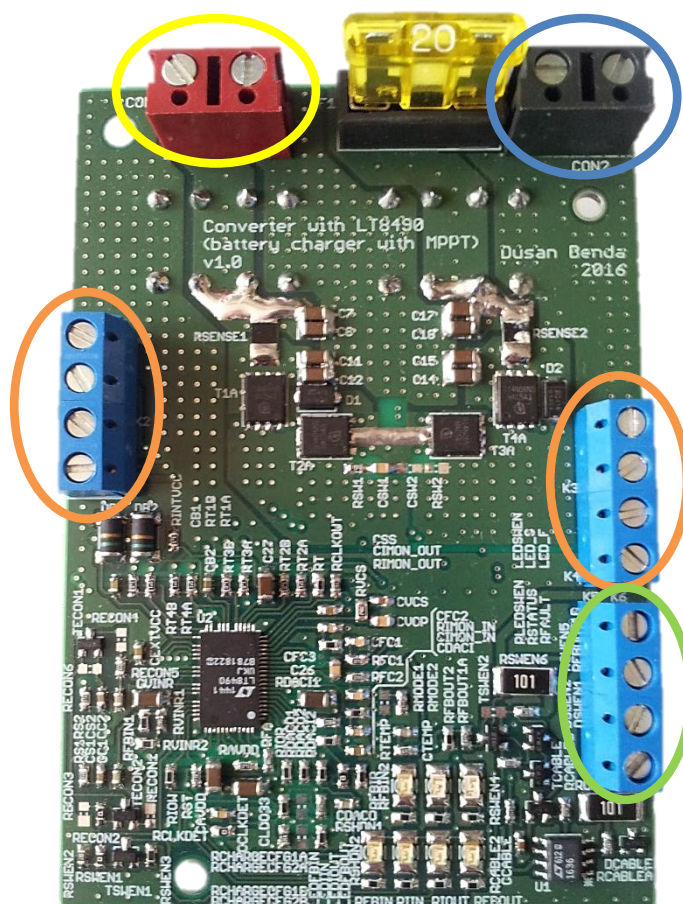
že výsledek měření je pouze orientační. Ze získaných fotografií (Obrázek 4.21 a Obrázek 4.22) je patrné, že největší oteplování DPS je v okolí tranzistoru T_{1A} a T_{2A} , což je očekávatelné, protože se jedná o tranzistory reprezentující buck větev. V buck režimu měnič pracuje prakticky trvale, a proto jsou tyto tranzistory nejvíce teplotně namáhané. Při návrhu DPS ale byla uvažována možnost zdvojnásobení tranzistorů, tj. v případě nutnosti je možné ze strany BOTTOM napájet další tranzistory (T_{1B} a T_{2B}). Fotografie byly pořízeny při hodnotách změřených při 8. měření (Tabulka 4.7). Z infračervených fotografií je patrné, že se termografický snímek rozchází s konturami reálné desky plošných spojů, ale vzhledem k tomu, že se jedná pouze o orientační měření, tak tento problém nevadí.



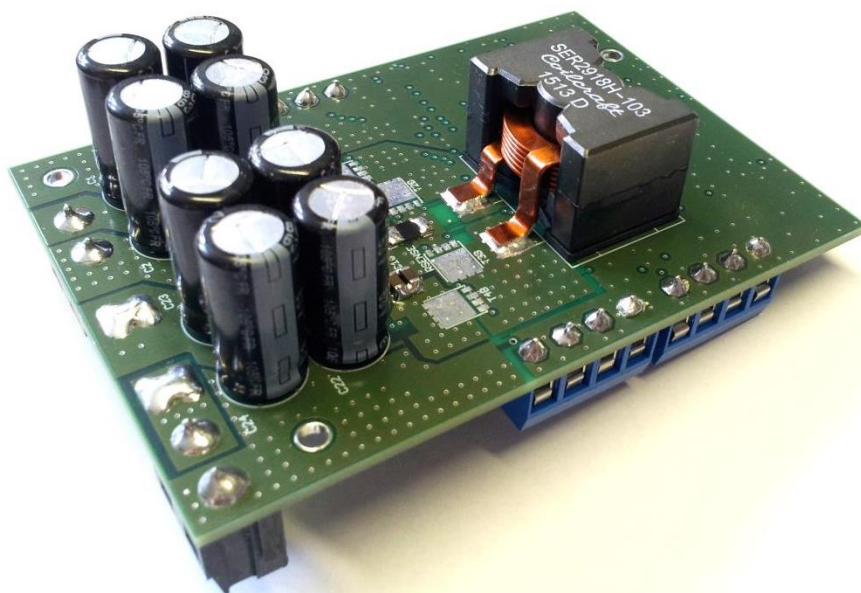
Obrázek 4.21: Snímek MPPT regulátoru s nabíjecím automatem pořízený infračervenou kamerou - strana TOP.



Obrázek 4.22: Snímek MPPT regulátoru s nabíjecím automatem pořízený infračervenou kamerou - strana BOTTOM.



Obrázek 4.23: Snímek desky s kontrolérem LT8490 a označenými vstupy a výstupy (žlutý ovál – vstup, oranžový ovál – výstupy aktuálního stavu a připojení k nadřazenému kontroléru, zelený ovál – čtyř vodičové připojení akumulátoru a termistoru, modrý ovál – výstup).



Obrázek 4.24: Osazená DPS MPPT regulátoru s nabíjecím automatem řízená kontrolérem LT8490.

5 MONITOR AKTUÁLNÍHO STAVU FOTOVOLTAICKÉHO POLE A VYROBENÉ ENERGIE

5.1 Popis sběrnice I²C

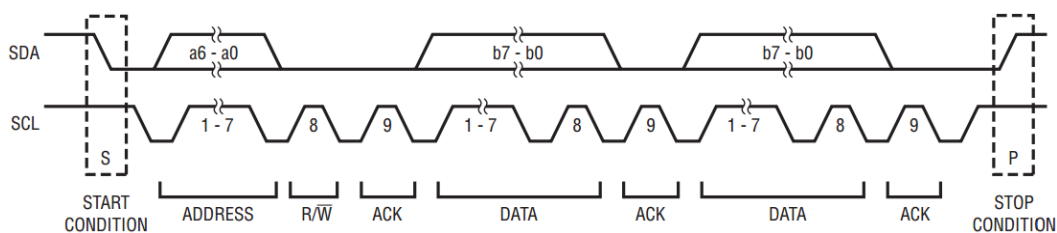
Sběrnice Inter Integrated Circuit (dále jen zkráceně I²C) byla vytvořena firmou Philips a její vznik je datován do roku 1986. Vzhledem k licenčním a patentovým ochranám vznikaly různé identické klony této sběrnice, například pod označením TWI (Two Wire Interface) – firma Atmel. Od 10. října 2006 však nejsou nutné pro využití sběrnice v integrovaných obvodech žádné licenční poplatky, ale platí se pouze za přidělování adres.

Sběrnice I²C je jednou z nejrozšířenějších sériových sběrnic z důvodu propojení jednotlivých zařízení prostřednictvím pouze dvojice vodičů, a to datového SDA a hodinového SCL. Komunikace po sběrnici je řízena masterem, který generuje hodinový signál a zahajuje a ukončuje komunikaci s připojenými periferiemi. Jednotlivé připojené periferie k řídící jednotce (mastrovi) jsou označovány slave. Přenos dat kvůli jednomu datovému vodiči nemůže být mezi masterem a slavem/slavy v jeden okamžik obousměrný, a proto je tedy přenos dat halfduplexní. S ohledem na jednoduchost implementace je sběrnice I²C často využíváno ve spotřební elektronice (pro řízení displejů, D/A a A/D převodníků, v obvodech reálného času atd.).

Sběrnicí I²C je možné díky základnímu sedmi-bitovému adresovacímu prostoru propojit až 128 zařízení. V rozšířené variantě je možné propojit až 1024 různých periferií (deseti-bitová adresa). Přenosová rychlost sběrnice pro obousměrný přenos dat je v základní verzi (označováno Standard-mode) 100 kbit/s, ve variantě Fast-mode 400 kbit/s, Fast-mode Plus 1 Mbit/s, případně 3,4 Mbit/s ve verzi High-speed mode. Pokud dostačuje pouze jednosměrná komunikace (master → slave) může rychlost přenosu dat dosahovat až rychlosti 5 Mbit/s (označováno jako Ultra Fast-mode). S ohledem na používanou přenosovou rychlost je nutné vhodně volit velikosti odporu pull-up rezistorů. Zařízení (master i slave) většinou disponují možností nastavení adresy, prakticky nikdy však v plném rozsahu sedmi, respektive deseti bitů. Z hlediska adresace proto vzniká jeden nedostatek, a to ten, že v případě shodné adresy dvou zařízení připojených na jednu sběrnici, není možné s těmito periferiemi komunikovat, protože vznikne kolize adres.

Jak bylo popsáno v úvodu této kapitoly, tak přenos dat zahajuje master. Na obrázku pod textem (Obrázek 5.1) je uveden typický průběh signálů SDA a SCL v případě posílání paketu se sedmi bitovou adresou a dvojicí osmi bitovým datových příkazů. Naprosto totožný paket se používá ke komunikaci s kontrolérem LTC2946 [8], který bude detailně popsán v podkapitole 5.3. Skladba vysílané zprávy je následující. Nejprve je generován START bit, který vzniká změnou logické úrovně (1 → 0)

na vodiči SDA v případě logické úrovně 1 na hodinovém vodiči SCL. Dále je vysílána sedmi-bitová adresová část zprávy zakončena bitem $R/\bar{W}$ signalizující čtení, případně zápis z této adresy. Data jsou vysílána od bitu s nejvyšším významem (MSB) po bit s nejnižším významem (LSB). Po každých odeslaných osmi bitech masterem se očekává přijetí příznaku ACK (acknowledgement), tedy potvrzení vyslaných dat, od připojené a adresované periferie. V případě, že je požadováno, aby slave odesílal data masterovi, tak je osmice bitů zakončena znakem NACK. Celý paket je zakončen generováním STOP bitu, kdy se mění logická úroveň signálu SDA ($0 \rightarrow 1$) při logické 1 na signálu SCL.



Obrázek 5.1: Průběh signálů SDA a SCL v čase, převzato z [8].

Přesné nastavení sběrnice bude řešeno v podkapitole 5.3 s ohledem na požadavky kontroléru LTC2946. Další informace týkající se sběrnice I^2C lze nalézt v [32]. Zmíněná literatura zároveň sloužila pro inspiraci při psaní této podkapitoly.

5.2 Popis kontroléru LTC2946

Sběr informací o aktuálním výkonu FV panelů zajišťují kontroléry LTC2946, které jsou schopny měřit napětí, proud a počítat výkon, náboj a vyrobenou energii. Napájecí napětí obvodu je možné volit v rozsahu 4 V – 100 V (vstupní napětí je regulováno na hodnotu 5 V interním LDO regulátorem), což je vhodné zejména v případě, že je kontrolér napájen přímo napětím, které zároveň měří. Zde však vzniká problém v situaci, kdy měřené napětí není dostatečné a kontrolér tedy přestává pracovat. Případně je možné zvolit napájení prostřednictvím externího zdroje. Při tomto zapojení se vstupní napětí může pohybovat v intervalu 2,7 V – 5,9 V. Měřené veličiny (napětí a proud) jsou kontrolérem vzorkovány dvanáctibitovým delta-sigma A/D převodníkem (vhodná literatura zabývající se delta-sigma A/D převodníky je [8]). Výpočet výkonu probíhá integrací podle externích hodinových pulsů, krystalu, případně interního oscilátoru používaného jako časové základny pro výpočet náboje a energie. Přesná interní časová základna umožňuje kontroléru, aby přesnost měření, respektive výpočtu byla lepší než $\pm 0,6\%$ v případě výpočtu náboje a energie $\pm 1\%$.

Komunikace s nadřazeným kontrolérem probíhá prostřednictvím sběrnice I^2C , kdy lze na jedné sběrnici adresovat až devět těchto obvodů. LTC2946 umožňuje prostřednictvím konfigurovatelným výstupním pinům upozornit na stavy, kdy dojde k překročení, respektive podkročení uživatelsky nastavené hodnoty minima/maxima.

Propojení kontroleru s okolím je rovněž možné provést s galvanickým oddělením prostřednictvím optiky. Pro tuto situaci LTC2946 disponuje vstupním (SDAI) a výstupním (SDAO) pinem SDA, protože v případě optického oddělení pomocí párové dvojice fotodioda-fototranzistor není možné komunikovat obousměrně, ale pouze simplexně. S optickým oddělením samozřejmě také dojde k omezení přenosové rychlosti po sběrnici I²C (limitující je rychlost optického oddělovacího členu). Maximální komunikační rychlost po sběrnici I²C je až 400 kHz, ale limitní přenosová rychlost optočlenu s tranzistorovým výstupem se pohybuje maximálně v řádech desítek kilohertzů.

[illegible]

5.2.1 Napájení kontroléru LTC2946

Pokud je napájecí napětí odvozeno od vstupního napětí, tedy pinu V_{DD} , respektive SENSE+, tak interval napájecího napětí je 4 V – 100 V. LDO regulátor uvnitř kontroléru stabilizuje toto napětí na 5 V (platí pro napětí >5 V), a tímto napětím

je celý kontrolér napájen. Zároveň je při takto zvolené konfiguraci napájení obvodu LTC2946 a vstupním napětím větším jak 8 V, možné odebrat z pinu $INTV_{CC}$ proud až 10 mA při napětí 5 V, což může být vhodné zejména pro signalizační výstupy, případně nadřazený kontrolér. Vnitřní LDO regulátor je stejně jako zbytek kontroléru chráněn teplotní pojistkou, která pozastaví LDO regulátor a tím pádem zbytek obvodu v případě nárůstu teploty obvodu nad 150 °C.

V případě vysoké hodnoty vstupního napětí (typicky >50 V) je vhodné s ohledem na výkonové zatížení interního LDO regulátoru zvolit externí napájecí zdroj s výstupním napětím v intervalu 2,7 V – 5,9 V. Zdroj externího napětí se připojuje k pinu $INTV_{CC}$, ke kterému se zároveň připojí i pin V_{DD} . Při této konfiguraci lze navíc s kontrolérem komunikovat i v situaci, kdy není připojeno měřené napětí, nebo je toto napětí nulové.

Obvod LTC2946 může měřit a zároveň být i napájen napětím větším než 100 V. Bližší specifikace tohoto řešení včetně aplikačních příkladů realizujících i optické oddělení I^2C sběrnice jsou uvedeny v [8].

5.2.2 Převod, zpracování a uchování naměřených dat

Jak bylo zmíněno v kapitole 5.2, tak kontrolér využívá při převodu z naměřené analogové hodnoty na digitální číslo dvanáctibitový delta-sigma převodník, který průměruje vstupní měřený signál a potlačuje rušení. Proud se měří jako napěťový úbytek mezi piny $SENSE+$ a $SENSE-$. Snímá se tedy napěťový rozdíl $\Delta SENSE$ s rozlišením 25 μV . Maximální velikost $\Delta SENSE$ může dosahovat maximálně 102,4 mV, což umožňuje použití malé hodnoty odporu snímacího rezistoru v řádech jednotek až desítek miliohmů. Napětí je měřeno na pinech V_{DD} a $SENSE+$ s rozlišením 25 mV a maximální hodnota napětí může být limitně 102,4 V. Případně lze napětí měřit na pinu $ADIN$ s rozlišením 0,5 mV ale pouze do maximální hodnoty 2,048 V.

Hodnota výkonu je dvaceti čtyřbitová, protože vznikne vynásobením dvojice dvanácti bitových hodnot (napětí a proud). Pro uložení hodnoty výkonu je tedy v LTC2946 vyhrazena trojice osmi bitových registrů.

Vnitřní A/D převodník je multiplexován mezi měřená napětí $U_{\Delta SENSE}$, U_{DD} , U_{SENSE+} a U_{ADIN} , viz blokové schéma (Obrázek 5.2) s volitelným časovým intervalem. Zároveň také probíhá kalibrace interního diferenciálního zesilovače napěťového úbytku $\Delta SENSE$. Sekvenci přepínání mezi měřenými napětími je nutné volit s ohledem na přítomnost vyšších harmonických měřeného proudu (napěťového úbytku $\Delta SENSE$) v případě, kdy A/D převodník aktuálně napěťový úbytek $\Delta SENSE$ nevzorkuje. V opačném případě, kdy dochází k razantně častějšímu měření napěťového úbytku $\Delta SENSE$ oproti vstupnímu napětí, respektive provádění kalibrace, tak může dojít k posunu měřeného vstupního napětí oproti aktuální hodnotě (je nutné uvažovat nejenom rušení od vyšších harmonických složek, ale i vliv teploty). Z toho následně vyplývá, že se měří s chybou nejenom vstupního napětí, ale i vypočítané hodnoty jsou zatíženy chybou. Proto je nutné zvolit vhodné časové intervaly, ve kterých měření vzorků probíhá.

Kontrolér dále umožňuje použití takzvaného snapshot módu, který oproti kontinuálnímu měření provede na požadavek po sběrnici I²C pouze jedno měření zvoleného napětí ($U_{\Delta SENSE}$, U_{DD} , U_{SENSE+} nebo U_{ADIN}). Ve snapshot režimu nedochází k obnovování registrů s hodnotami výkonu, náboje, energie a obnovování časovačů.

5.2.3 Blok vnitřních hodin

Přesné výpočty výkonu, energie a náboje kontrolérem vyžadují, aby LTC2946 byl časován přesným hodinovým signálem, který realizuje přesnou integrační periodu. Časování kontroléru je možné zvolit interní, případně externí. Interní oscilátor LTC2946 se povolí připojením pinu CLKIN na GND a pin CLKOUT se nechá nezapojený. S ohledem na přesnost je vhodné zvolit externí časování, které lze realizovat krystalem připojeným mezi piny CLKIN a CLKOUT. Případně je možné připojit hodinový signál pouze k pinu CLKIN (například synchronizace více obvodů LTC2946 jejich zřetěžením) v intervalu 1 MHz – 25 MHz a pin CLKOUT nechat nezapojený.

5.2.4 Konfigurovatelné piny

Kontrolér LTC2946 disponuje trojicí uživatelsky konfigurovatelných vstupně výstupních pinů GPIO1, GPIO2 a GPIO3. Interní zapojení pinů je patrné z blokového schématu kontroléru (Obrázek 5.3). Nastavení pinů se provádí příslušnými registry. V navrhované aplikaci budou na piny připojeny signalizační LED diody, které budou signalizovat dosažení jisté napěťové, proudové a výkonové úrovně na každém měřeném kanálu.

5.2.5 Vnitřní registry

Obvod LTC2946 disponuje několika registry, ke kterým přistupuje nadřazený kontrolér vzdáleně prostřednictvím sběrnice I²C. Registry lze obecně rozdělit na konfigurační a na ty, co ukládají měřené, respektive předem nastavené hodnoty. LTC2946 v sobě integruje celkem 69 osmi bitových registrů. Pro hlavní konfiguraci kontroléru slouží registry CTRLA a CTRLB. S ohledem na dvanácti bitový A/D převodník a následné výpočty, jejichž výsledek může mít délku až dvacet čtyři bitů, je pro uložení vypočítaných dat nutné použít trojici osmi bitových registrů, respektive dva registry pro dvanáctibitovou hodnotu. Čas a energie jsou ukládány jako třiceti dvou bitová hodnota, a proto je použita čtveřice osmibitových registrů.

Pokud dojde k vyvolání poruchy vlivem překročení, respektive podkročením nastavené hodnoty, tak je tato chyba zaznamenána do registru GPIO3_CTRL a je nutné ji vždy kvitovat (čtení, nebo zápis do registru GPIO3_CTRL), čímž porucha zmizí.

Zajímavé jsou také zejména registry, které ukládají minimální, respektive maximální hodnotu během měření v časovém úseku. Těmito registry disponují veličiny napětí, proud a výkon. Každý výsledek měření, respektive následný výpočet provedený kontrolérem je porovnáván s hodnotou uloženou v těchto registrech, a pokud je hodnota

mimo interval minimální a maximální hodnoty, tak dojde k přepisu příslušné hodnoty registru (maximální/minimální hranice).

Kompletní detailní popis komunikace prostřednictvím sběrnice I²C, popis registrů, včetně jejich defaultních hodnot po resetu a popis jednotlivých bitů je uveden v datasheetu výrobce [8].

5.3 Popis kontroléru STM32F103RBT6

Pro řízení celé desky monitorování aktuálního stavu fotovoltaického pole byl vybrán 32-bitový mikrokontrolér STM32F103RBT6 s jádrem M3 Cortex od společnosti ST Microelectronics, a to převážně kvůli dostupnosti sběrnic. Mikrokontrolér může být taktován na frekvenci až 72 MHz, disponuje programovou pamětí FLASH o velikosti 128 kbyte, pamětí SRAM o velikosti 20 kbytu a napájecí napětí obvodu musí spadat do intervalu 2 V - 3,6 V. Obvod obsahuje dvojici dvanácti bitových A/D převodníků, které jsou multiplexovány do šestnácti kanálů, dále disponuje celkem sedmi časovači a dvojicí watchdog časovačů. Velkou výhodou tohoto kontroléru je počet a rozmanitost komunikačních sběrnic: dvojice I²C, dvojice SPI, trojice USART, USB 2.0 a CAN. STM32F103RBT6 disponuje rovněž DMA řadičem, který umožňuje komunikaci připojených periférií (komunikačních sběrnic, časovačů a A/D převodníků) přímo s pamětí, bez nutnosti přenosu dat přes procesor. Mikrokontrolér je zapouzdřen do pouzdra LQFP s šedesáti čtyřmi vývody.

Detailní popis veškerých periférií, včetně jejich nastavení je uveden v datasheetu výrobce [32].

5.4 Návrh monitorující jednotky

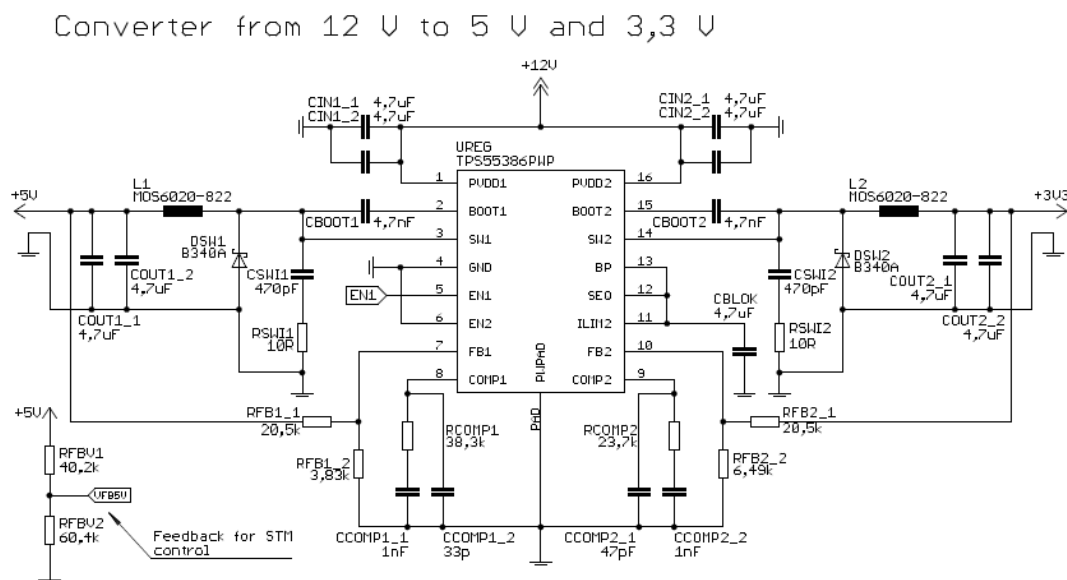
Monitorující jednotku fotovoltaického pole a vyrobené energie lze rozdělit na část realizující samotné měření a část, která zajišťuje napájení, provádí zpracování dat a zprostředkovává komunikaci s nadřazenými perifériemi.

5.4.1 Napájecí zdroj

S ohledem na použité kontroléry je nutné zajistit napájecí napětí 3,3 V pro napájení kontroléru STM32F103RBT6 a 5 V pro napájení kontrolérů LTC2946. Proto byl vybírán regulátor realizující stabilizaci těchto napěťových hodnot v jednom pouzdře. Pro finální aplikaci byl nakonec zvolen kontrolér TPS55386 disponující v jednom pouzdře dvojicí step-down (buck) regulátorů. V pouzdře kontroléru jsou zároveň integrovány i výkonové tranzistory. Frekvence spínání těchto tranzistorů je nastavena na fixní hodnotu 600 kHz a maximální velikost výstupního proudu je 3 A na kanál. Každý kanál je navíc možné vzdáleně blokovat prostřednictvím pinů $\overline{EN1}$ a $\overline{EN2}$, což vede k úspoře energie nejenom samotného měniče, ale i připojených periférií (v noci nemá smysl kontroléry LTC2946 měřit vyrobenou energii na FV panelech).

Kanál č. 1 realizuje výstupní napětí 5 V a kanál č. 2 reguluje výstupní napětí na hodnotu 3,3 V. Vzdálené blokování kanálu č. 1 zprostředkovává kontrolér STM32F103RBT6 (blokovat kanál č. 2 kontrolérem STM32F103RBT6 postrádá naprosto smysl, protože napětím 3,3 V je tento kontrolér napájen).

V datasheetu výrobce kontroléru je navíc uveden kompletní návrh pro výstupní napěťové úrovně 5 V a 3,3 V a vstupní napětí v intervalu 9,6 V – 13,2 V. Vstupní napájecí napětí celé desky bude 12 V, a proto je možné tento referenční návrh výrobce uvedený v datasheetu beze změn použít. Kompletní schéma je uvedeno na obrázku pod textem (Obrázek 5.3). Výrobce navíc uvádí i referenční vzor layoutu desky plošných spojů a špičková účinnost takto navrženého měniče je garantovaná výrobcem až 93 %. Více informací přímo k referenčnímu návrhu je uvedeno v datasheetu výrobce [4] ke kontroléru TPS55386.



Obrázek 5.3: Schéma zapojení napájecího zdroje s kontrolérem TPS55386.

5.4.2 Kompletní hardwarová realizace

Celé zařízení je koncipováno tak, aby bylo možné zároveň sledovat až desítku FV panelů, a proto je nutné použít v návrhu celkem deset kontrolérů LTC2946. Tento kontrolér je zapojen dle datasheetu výrobce [8] v takové konfiguraci, aby byl schopen pracovat i v případě nulového vstupního měřeného signálu, tj. potřebuje pro svoji činnost externí 5 V napájení, které je získáno z napájecího zdroje popsáno v podkapitole 5.4.1. Každý obvod LTC2946 disponuje vlastním časováním pomocí 4 MHz krystalu. Nejdůležitější součástí, kterou je nutné před samotnou realizací vhodně vybrat s ohledem na rozlišení snímání proudu, je snímací rezistor. Pro všechny měřicí kanály byl vybrán rezistor o odporu 5 mΩ. Větší hodnota odporu snímacího rezistoru zvyšuje rozlišitelnost měření, ale zvyšuje napěťové úbytky způsobené protékajícím proudem. Návrh měřicích kanálů je proveden tak, aby vstupní

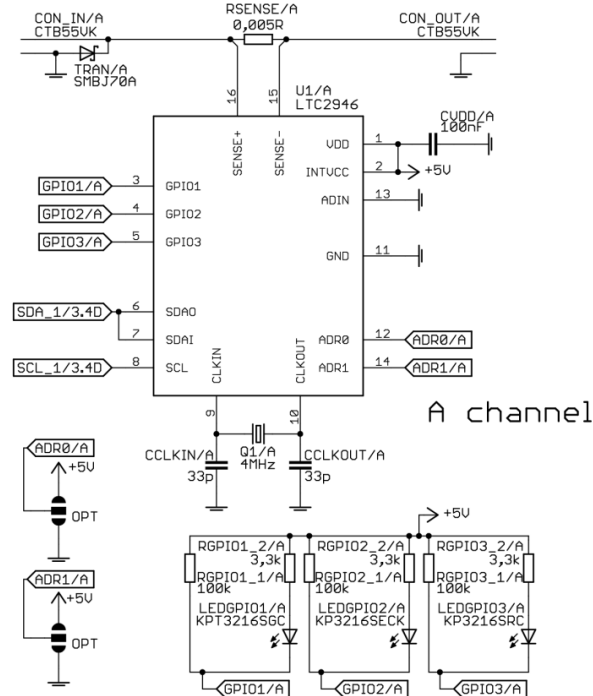
napětí mohlo dosahovat napětí až 70 V a proud tekoucí kanálem až 15 A. Dle vztahů (5.1), (5.2), (5.3) a (5.4) získaných z datasheetu výrobce kontroléru [8] lze vypočítat minimální rozlišovací hodnoty pro jednotlivá měření, respektive výpočty. Minimální měřitelné hodnoty označené jako LSB (typicky napětí a čas) byly rovněž získány z datasheetu výrobce. K nastavení adresy pro komunikaci po I²C sběrnici slouží konfigurovatelné propojky připojené k pinům ADR0 a ADR1. Kompletní zapojení jednoho měřicího kanálu je uvedeno na obrázku pod textem (Obrázek 5.4).

$$I_{LSB} = \frac{U_{LSB}}{R_{SENSE}} = \frac{25 \mu V/LSB}{5 \cdot 10^{-3}} = 5 mA/LSB \quad (5.1)$$

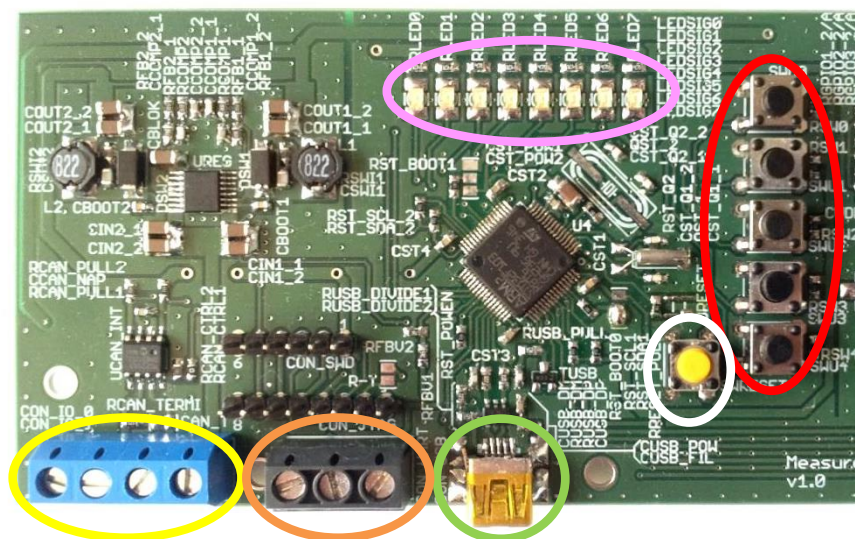
$$P_{LSB} = U_{LSB} \cdot I_{LSB} = 25 mV/LSB \cdot 5 mA/LSB = 125 \mu W/LSB \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} Q_{LSB} &= I_{LSB} \cdot 16 \cdot t_{LSB} = \\ &= 5 mA/LSB \cdot 16 \cdot 16,396 ms/LSB = \\ &= 1,312 mC/LSB \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} W_{LSB} &= P_{LSB} \cdot 65536 \cdot t_{LSB} = \\ &= 125 \mu W/LSB \cdot 65536 \cdot 16,396 ms/LSB = \\ &= 134,316 mJ/LSB \end{aligned} \quad (5.4)$$



Obrázek 5.4: Schéma zapojení jednoho z deseti měřících kanálů s kontrolérem LTC2946.



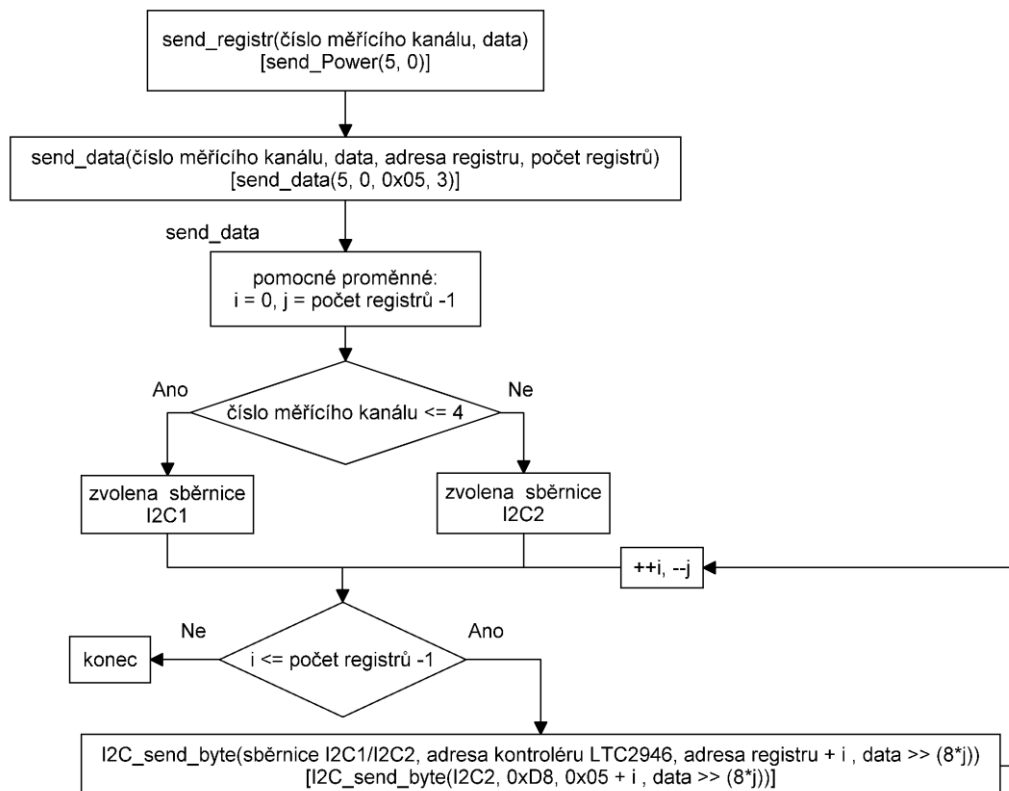
Obrázek 5.5: Detail na přípojné svorkovnice a další periferie monitorující jednotky (žlutý ovál – napájení 12 V a CAN, oranžový ovál - UART, zelený ovál – USB, červený ovál – konfigurovatelná tlačítka, růžový ovál – konfigurovatelné LED, bílý ovál – resetovací tlačítko).

Kontroléry LTC2946 komunikují s kontrolérem STM32F103RBT6 po sběrnici I²C. Vzhledem k tomu, že lze na jedné sběrnici adresovat pouze devět obvodů LTC2946 jsou u STM32F103RBT6 využity obě dvě komunikační sběrnice I²C (k jedné sběrnici je připojeno vždy pět LTC2946). STM32F103RBT6 slouží ke zpracování naměřených dat a zároveň jako interface s okolím. Proto byla při hardwarovém návrhu zohledněna zejména konektivita různých komunikačních rozhraní. Na svorkovnici je proto vyvedeno USB rozhraní, CAN a UART. Pro správné resetování kontroléru ARM byl zvolen integrovaný obvod ADM6315 [34] od společnosti Analog Devices. Pro potřeby programování a případné uživatelské nastavení je návrh doplněn o osm konfigurovatelných LED diod a pětici tlačítek. Programování ARM kontroléru je možné prostřednictvím rozhraní JTAG, případně SWD.

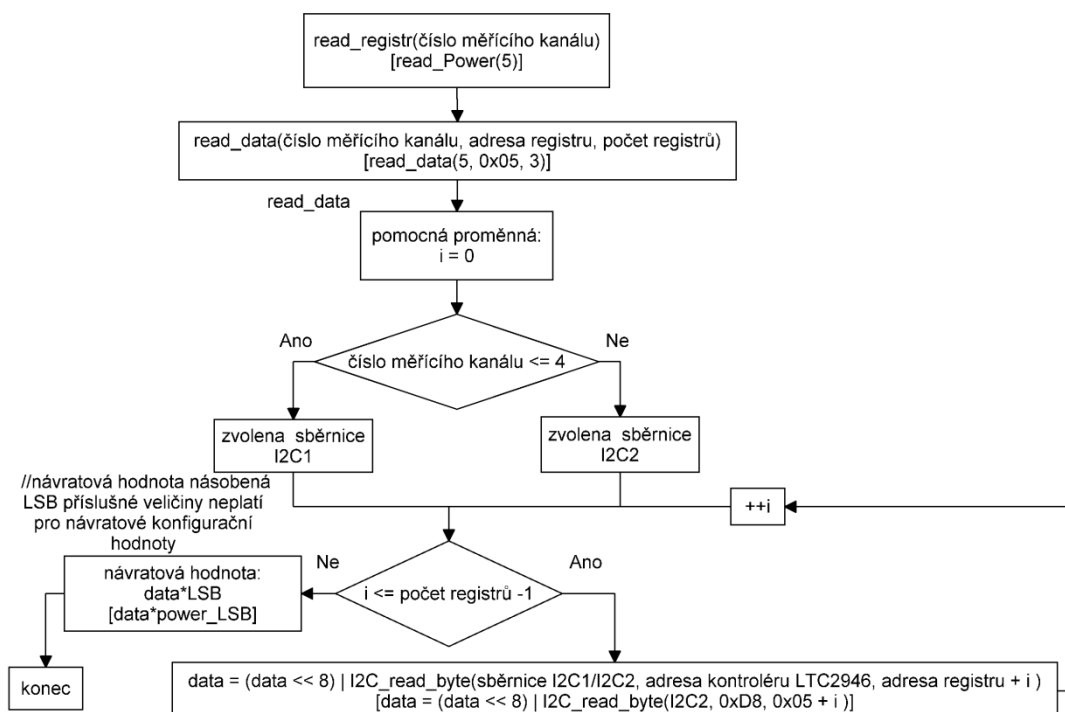
Deska plošných spojů monitoru aktuálního stavu fotovoltaického pole a vyrobené energie je navržena stejně jako předešlé DPS v návrhovém programu EAGLE 7.2.0 jako dvojvrstvá DPS o rozměrech 60 mm x 360 mm s tloušťkou plátování mědi 18 μm.

5.4.3 Softwarové realizace

Program pro monitorující jednotku je celý napsán ve vývojovém prostředí TrueSTUDIO [35] od společnosti Atolic. Prostředí poskytuje nejenom editor pro vytvoření kódu, ale zároveň i debugger. ARM kontroléry od společnosti ST jsou navíc zmíněným prostředím podporované, tj. je možné přímo pro daný typ kontroléru, respektive vývojový kit založit projekt.



Obrázek 5.6: Vývojový diagram průběhu zápisu do registrů kontroléru LTC2946 po I²C sběrnici.



Obrázek 5.7: Vývojový diagram průběhu čtení z registrů kontroléru LTC2946 po I²C sběrnici.

S ohledem na seznámení použitého kontroléru, byl program částečně vytvořen a otestován na vývojové desce Nucleo-F103RB [36], která je osazena právě zvoleným

typem kontroléru, tedy typem STM32F103RBT6. Při psaní byla využita kostra demo programu, který je k vývojovému kitu dodáván (základní inicializaci a nastavení periférií ARM kontroléru). Po osazení a oživení DPS monitorující jednotky byl program dále rozšiřován a testován již pouze na této DPS. Úkolem bylo napsat obslužné základní drivery pro komunikaci ARM kontroléru a snímacích obvodů LTC2946.

Nejdůležitější z celého programu bylo správné nastavení periférií uvnitř ARM kontroléru, konkrétně dvojice I²C kanálů. Taktování I²C sběrnice bylo zvoleno s ohledem na maximální možnou komunikační rychlost kontrolérů LTC2946, tedy 400 kHz (nasnímaný průběh viz Obrázek 5.9 – zobrazený průběh zápisu hodnoty 0x1B do kontroléru s adresou 0xD8 a jeho registru CTRLA). Samotný ARM kontrolér je taktován na frekvenci 8 MHz prostřednictvím interního oscilátoru. Postupně byly napsány a testovány jednotlivé funkce určené pro vyčítání a zapisování do registrů obvodu LTC2946. Vývojové diagramy obou typů funkcí jsou uvedeny na obrázcích nad textem (Obrázek 5.6 a Obrázek 5.7). Jak je na vývojových diagramech uvedeno, tak jsou postupně volány funkce na nižší a nižší úrovni, až po funkci, která přímo obsluhuje I²C sběrnici (funkce I2C_send_byte, respektive I2C_read_byte). Vývojové diagramy jsou navíc doplněny praktickou ukázkou hodnot vstupních parametrů jednotlivých funkcí. Funkce realizující vyčítání pouze jednobajtových registrů (konfigurační registry) vracejí jako návratovou hodnotu typu u8, tedy bezznaménkovou osmibitovou hodnotu. Naopak ostatní funkce určené pro vyčtení hodnot vracejí proměnou typu float, protože všechny tyto hodnoty jsou minimálně dvanáctibitové, některé až třiceti dvou bitové (datový typ float je v ARM kontroléru reprezentován čtyřmi bajty). Datový typ float je zvolen také z důvodu násobení vyčtené hodnoty příslušnou konstantou vypočtenou v rovnicích (5.1), (5.2), (5.3), případně (5.4), tj. výsledkem není celé číslo. Tyto funkce, respektive funkce jimi volané tedy zároveň řeší korektní složení jednotlivých přijatých bajtů tak, aby výsledkem bylo pouze jediné číslo. Vstupním parametrem těchto funkcí je pouze číslo měřicího kanálu, tedy hodnota od 0 po 9, která koresponduje s nastavenou adresou jednotlivých kontrolérů LTC2946 pomocí konfiguračních propojek na DPS (nastavené adresy od kanálu 0: 0xD8, 0xDA, 0xD2, 0xD4, 0xCE, 0xD8, 0xDA, 0xD2, 0xD4 a 0xCE).

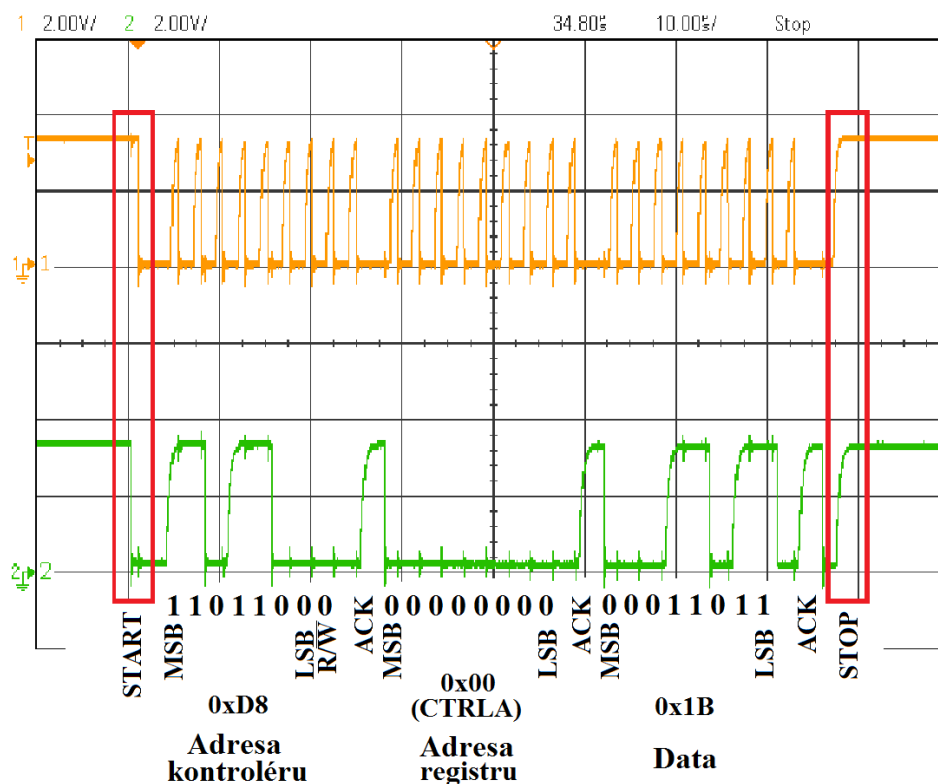
```
float read_Power(u8 addr)
{
    return (LTC2946_power_LSB*read_data(addr,LTC2946_Power_MSB,LTC2946_Power_num));
}
void send_Power(u8 addr, u32 data)
{
    send_data(data, addr, LTC2946_Power_MSB, LTC2946_Power_num);
}
```

Obrázek 5.8: Ukázka funkcí realizující čtení a zápis aktuálně měřené hodnoty výkonu na zvoleném kanále.

Další skupinou jsou funkce realizující zápis do registrů, tedy v podstatě realizují to samé jako funkce použité k vyčítání, ale v opačném pořadí. Zapisovaná hodnota je nejprve rozdělena na jednotlivé bajty a následně posílána po I²C sběrnici do kontroléru LTC2946. Vstupními parametry zapisovacích funkcí jsou číslo měřicího

kanálu a číselná hodnota zapisovaná do registru. Ukázka obou typů funkcí je uvedena na obrázku nad textem (Obrázek 5.8). Vstupní parametry do funkcí (číslo měřicího kanálu a případně i data) jsou dále parametry dalších funkcí realizující zápis a čtení dat na I²C sběrnici. V ukázce je uveden zápis a čtení do registrů s aktuální hodnotou měřeného výkonu. Hodnota výkonu je reprezentována třemi registry, které jsou řazeny za sebou, respektive jejich pointery v kontroléru LTC2946, a proto se do funkce jako další parametr přidává ještě celkový počet registrů s touto uloženou hodnotou (v tomto případě hodnota tři reprezentující tři osmibitové registry). Prvotní adresa registrů a počet registrů, do kterých se bude provádět zápis, respektive se z nich bude číst, jsou nadefinovány jako makra. Pro veškeré funkce platí obdobná pravidla, jaká jsou uvedena u tohoto příkladu. Prototypy všech funkcí jsou obsaženy v knihovně `i2c_ltc2946.h` umístěné na přiloženém CD stejně jako zbytek programového vybavení monitorující jednotky.

Součástí DPS monitorující jednotky je i komunikační interface pro CAN, USB a UART. Pro testování programu plně dostačoval debugger, nicméně pro vyčítání a především pro zobrazování většího počtu dat byly napsány funkce pro zápis a čtení prostřednictvím sběrnice UART (ukázka výpisu registrů kontroléru LTC2946 je uvedena v podkapitole 5.5). Dále byly samozřejmě realizovány i další funkce pro nastavování, respektive monitorování zbylých periférií monitorující jednotky (LED, tlačítka, blokování výstupní 5 V větve regulátoru TPS55386 atd.).



Obrázek 5.9: Nasnímaný průběh komunikace mezi kontrolérem STM32F103RBT6 s bitovým popisem (na kanále 1 průběh SCL a na kanále 2 průběh SDA).

107

5.5 Provedená měření na monitorující jednotce s kontroléry LTC2946 a STM32F103

Jako na všech zatím realizovaných subsystémech, tak i na tomto byla provedena měření, respektive ověření funkčnosti. Při osazování DPS monitorující jednotky byl nejprve zprovozněn napěťový regulátor a ověřena jeho stabilita v závislosti na výstupním proudu každé napěťové větve. Následně byly osazeny jednotlivé měřicí kanály řízené kontroléry LTC2946 a nakonec ARM kontrolér STM32F103RBT6.

U předešlých subsystémů se měření zaměřovalo především na účinnost a výkonové ztráty obou měničů. U tohoto subsystému se ale měření zaměřilo zejména na testování komunikace jednotlivých kontrolérů po I²C sběrnici, sběr a akvizici dat. Pro výpis naměřených dat byla zvolena sběrnice UART, která je přes převodník UART ↔ USB připojena k počítači. S ohledem na programové vybavení ARM kontroléru probíhá komunikace obousměrně. Přijatá data jsou v počítači vypisována v textovém terminálu Termite 3.2 [37]. Ukázka výpisu je uvedena obrázku pod textem (Obrázek 5.11). Výpis je rozdělen na část zahrnující naměřená data a část realizující konfiguraci kontroléru LTC2946. Nastavení komunikačního portu při měření bylo následující: 8 datových bitů, 1 stop bit, bez parity a baud rate 115200 Bd.

```
-----Measurement-----
Power:                676000 uW
Power MAX:            2091250 uW
Power MIN:            0 uW
Power MAX thres:      1000000000 uW
Power MIN thres:      0 uW
dSENSE:               40 mA
dSENSE MAX:           70 mA
dSENSE MIN:           0 mA
dSENSE MAX thres:     10000 mA
dSENSE MIN thres:     0 mA
VIN:                  16900 mV
VIN MAX:               29875 mV
VIN MIN:               0 mV
VIN MAX thres:        35000 mV
VIN MIN thres:        0 mV
ADIN:                  0 mV
ADIN MAX:              0 mV
ADIN MIN:              0 mV
ADIN MAX thres:       100 mV
ADIN MIN thres:       0 mV
Time counter:         13116 ms
Charge:                511555 uC
Energy:                9267 mJ
-----Control-----
CTRL A:                27
CTRL B:                32
Alert 1:                8
Alert 2:                0
Status 1:              0
Status 2:              0
Fault 1:               0
Fault 2:               128
GPIO cfg:              16
GPIO3 CTRL:            0
CLK div:                4
ID:                    24577
-----
```

Obrázek 5.11: Ukázka výpisu všech naměřených hodnot a konfiguračních registrů kontroléru LTC2946 při měření prostřednictvím textového terminálu.

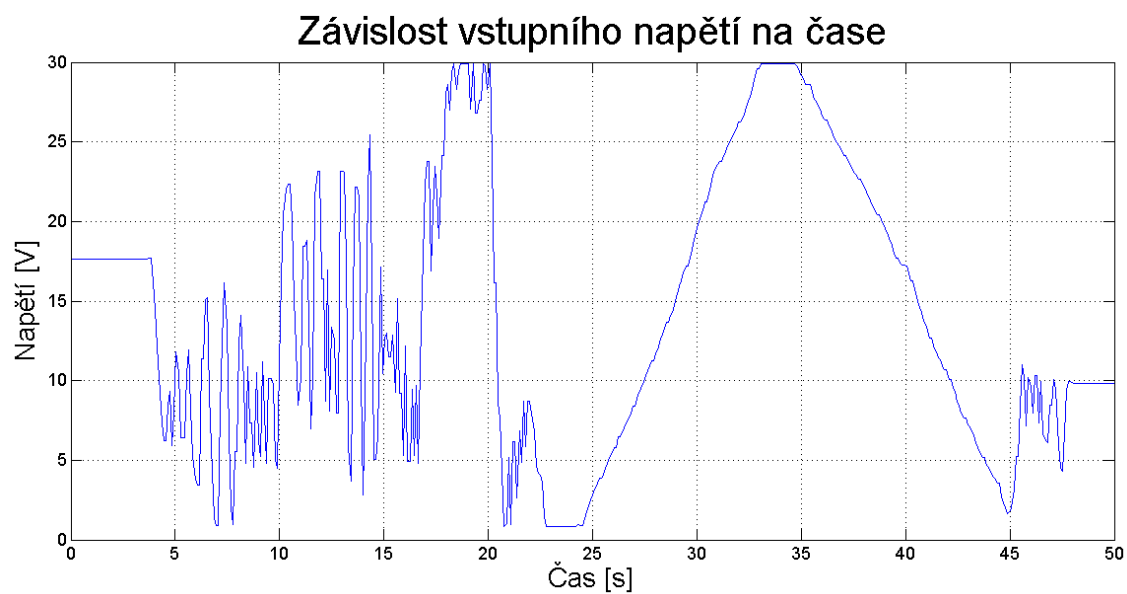
Akvizice dat byla provedena prostřednictvím programu Matlab R2014a, ve kterém byl napsán skript realizující sběr dat přijímaných po sériové lince. Data jsou nejen zaznamenávána, ale po ukončení příjmu dat dojde k jejich grafické interpretaci. Pro příklad bude uvedena akvizice vstupního napětí na měřicím kanále 5. Délku měření je možné zvolit v sekundách před spuštěním skriptu zápisem do proměnné `time_measurement`. Začátek celého měření zahájí skript v programu Matlab, který prostřednictvím sériové linky pošle do ARM kontroléru znak ‚S‘. ARM kontrolér nejprve vyčte z příslušného obvodu LTC2946 velikost vstupního napětí a čas, kdy byla naměřená hodnota pořízena a následně takto získaná data posílá po sběrnici UART do počítače s periodou 100 ms. V počítači jsou data vydělena tisícem, protože přicházejí v milivoltech a milisekundách, a zaznamenávána do dvojice vektorů `voltage_data` a `time_data`. Po ukončení měření dojde po sériové lince k odeslání znaku ‚D‘, uzavře se komunikační kanál a vykreslí se grafická závislost napětí na čase. Po rekonfiguraci je samozřejmě možné provádět záznam jakékoliv veličiny (proud, energie, výkon, atd.). Ukázka kódu v programu Matlab realizující akvizici dat je uvedena na obrázku pod textem (Obrázek 5.12).

```
time_measurement = 50; % in second
voltage_data = 1:(time_measurement*10);
time_data = 1:(time_measurement*10);

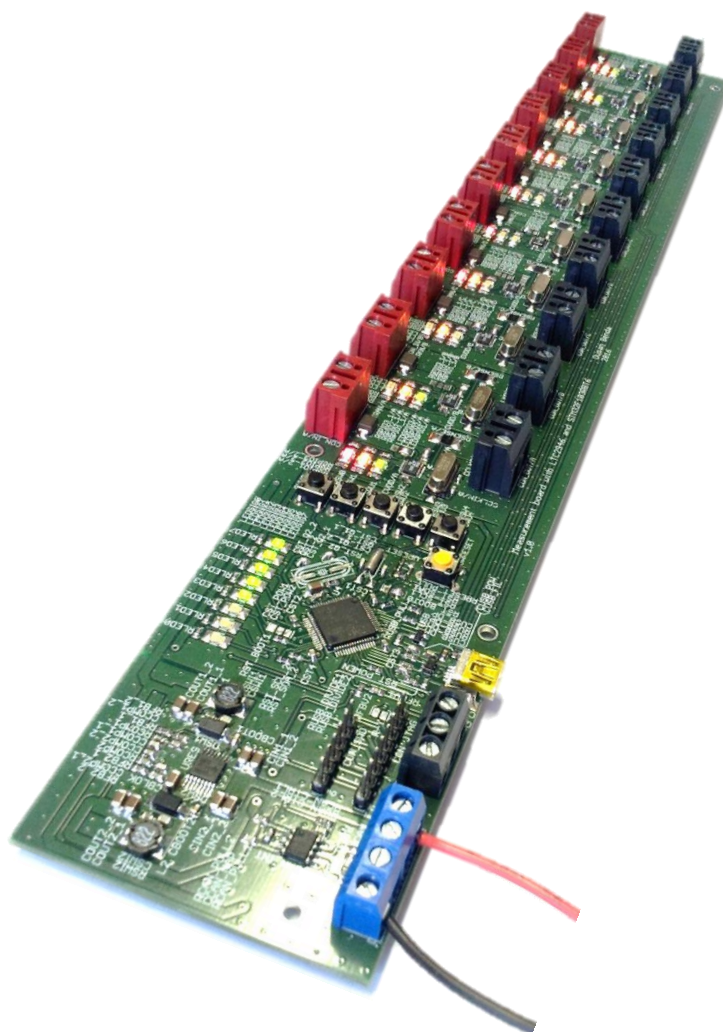
s = serial('COM6','BaudRate',115200);
fopen(s);
fprintf(s,'%s','S');
for i=1:(time_measurement*10)
    voltage_data(i) = str2num(fscanf(s))/1000;
    time_data(i) = str2num(fscanf(s))/1000;
end
fprintf(s,'%s','D');
fclose(s);
```

Obrázek 5.12: Ukázka kódu realizující akvizici dat v programu Matlab.

Graf vygenerovaný z naměřených hodnot je znázorněn na obrázku pod textem (Obrázek 5.13). Při akvizici hodnot byl na vstup měřeného kanálu připojen laboratorní napájecí zdroj s rozsahem výstupního napětí 0 V – 30 V. Výstupní napětí bylo nejprve ponecháno konstantní, následně se napětí na zdroji náhodně přenastavovalo a nakonec pozvolna zvyšovalo a snižovalo. Doba záznamu byla nastavena ve skriptu na 50 sekund. Skript napsaný v programu Matlab je rovněž přiložen na doprovodném CD.



Obrázek 5.13: Grafická závislost nasnímaného vstupního napětí v závislosti na čase.



Obrázek 5.14: Monitorující jednotka v provozu.

ZÁVĚR

Cílem práce a jejím výstupem bylo navrhnout subsystémy pro malé fotovoltaické elektrárny. Prvním subsystémem, který byl realizován, je měnič napětí pro napájení 12 V spotřebičů. Při návrhu a realizaci tohoto subsystému byl kladen největší důraz na účinnost z důvodu potlačení výkonových ztrát. Měnič dosahuje v jistých situacích účinnosti až 97,2 % a bylo zjištěno, že účinnost neklesá pod úroveň 90 %. V provozních podmínkách (napájecí napětí > 12,5 V, režim FCM) však měnič bude dosahovat trvale účinnosti vyšší než 96 %.

Dalším realizovaným subsystémem je MPPT regulátor s nabíjecím automatem, což byl z hlediska návrhu a následné realizace nejnáročnější subsystém. Především díky čtyřvrstvému layoutu DPS a řadě nastavovacích prvků. Při měření účinnosti dosahoval prakticky totožných výsledků jako měnič pro napájení spotřebičů. S ohledem na maximální výstupní výkon, respektive proud, kterým budou trvale nabíjeny baterie, tedy přibližně 180 W se volba čtyřvrstvé DPS ukázala jako velice vhodná, z důvodu lepšího rozvodu tepla po celé DPS oproti dvouvrstvé desce plošných spojů (především v okolí výkonových tranzistorů). Při návrhu DPS regulátoru však byla opomenuta vcelku podstatná věc, a to připojení pinu STATUS na svorkovnici. Nicméně nejedná se o neřešitelný problém, protože je stále možné připájet například k signalizační LED připojené k pinu STATUS kabel, který bude připojen ke svorkovnici a vhodně zafixován (kupříkladu přilepením svorkovnice k již stávajícím svorkovnicím). Až na tento nedostatek funguje regulátor naprosto dle požadavků vytyčených při návrhu.

Posledním zkonstruovaným subsystém je monitorující jednotka, která byla náročná především více z hlediska softwarového, než hardwarového návrhu. Tento subsystém disponuje deseti měřicími kanály se vstupním napětím až 70 V a proudem až 15 A. Co se týká samotného softwarového vybavení, tak je monitorující jednotka vybavena napsanými drivery pro komunikaci mezi jednotlivými kontroléry, a proto v budoucnu nebude problém připojit nadřazený systém, který bude naměřená data dále zpracovávat a případně ukládat na datové uložště.

MPPT regulátor s nabíjecím automatem provozuji více než dva měsíce, subsystém pro napájení více než půl roku a zatím se nevyskytl vůbec žádný problém. Veškeré body plynoucí ze zadání bakalářské práce byly úspěšně splněny. Závěrem je vhodné uvést ještě výrobní náklady na veškeré realizované subsystémy, které se pohybují okolo 15 000 Kč.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] VICTRON ENERGY. *Produktové portfolio: Solární regulátory nabíjení*. [cit. 2015-11-25]. Dostupné na URL: <https://www.victronenergy.cz/solar-charge-controllers>
- [2] FRONIUS. *Produktové portfolio: Střídače*. [cit. 2015-11-25]. Dostupné na URL: http://www.fronius.com/cps/rde/xchg/SID-A59AD9A7-28177466/fronius_ceska_republika/hs.xsl/30_5050.htm#.Vn7Vo_nhDIU
- [3] TEXAS INSTRUMENTS. *LM5175: 42 V Wide VIN Synchronous 4-Switch Buck-Boost Controller* [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5175.pdf>
- [4] TEXAS INSTRUMENTS. *TPS55386: 3-A Dual Non-Synchronous Converter With Integrated High-Side Mosfet And External Compensation* [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.ti.com/cn/cn/lit/ds/slus818/slus818.pdf>
- [5] LINEAR TECHNOLOGY. *LTpowerCAD: User's Guide* [software]. [cit. 2015-10-14]. Dostupné na URL: <http://cds.linear.com/docs/en/software-and-simulation/LTpowerCADIIhelp.pdf>
- [6] LINEAR TECHNOLOGY. *LT8705: 80V V_{IN} and V_{OUT} Synchronous 4-Switch Buck-Boost DC/DC Controller*. [cit. 2015-10-14]. Dostupné na URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8705ff.pdf>
- [7] LINEAR TECHNOLOGY. *LT8490: High Voltage, High Current Buck-Boost Battery Charge Controller with Maximum Power Point Tracking (MPPT)*. [cit. 2016-2-21]. Dostupné na URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/8490fa.pdf>
- [8] LINEAR TECHNOLOGY. *LTC2946: Wide Range I2C Power, Charge and Energy Monitor* [cit. 2016-2-21]. Dostupné na URL: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2946fa.pdf>
- [9] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoprůdné elektrotechnice*. VUTUM, Brno, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6
- [10] DOBKIN, Bob; WILLIAMS, Jim. *Analog Circuit Design A Tutorial Guide to Applications and Solutions*. Elsevier, USA, 2011. ISBN 978-0-12-385185-7
- [11] COILCRAFT. *Shielded Power Inductors – SER2900*. [cit. 2015-10-14]. Dostupné na URL: <http://www.coilcraft.com/pdfs/ser2900.pdf>
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. *CSD18502Q5B: 40 V N-Channel NexFET Power MOSFET*. [cit. 2015-10-14]. Dostupné na URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/csd18502q5b.pdf>
- [13] PANASONIC ELECTRONIC COMPONENTS. *Aluminium Electrolytic Capacitors*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.farnell.com/datasheets/1897635.pdf>
- [14] VISHAY GENERAL SEMICONDUCTOR. *Surface Mount Glass Passivated Ultrafast Rectifier: BYM12-50 thru BYM12-400, EGL41A thru EGL41G*. [cit. 2015-10-14]. Dostupné na URL: <http://www.farnell.com/datasheets/64488.pdf>
- [15] CADSOFT COMPUTER. *EAGLE PCB Design software* [software]. [cit. 2015-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.cadsoftusa.com/>

- [16] HAMEG INSTRUMENTS. *Programmable 3[4] Channel High - Performance Power Supply HMP4030 [HMP4040]*. [cit. 2015-11-12]. Dostupné na URL: <http://www.testequity.com/documents/pdf/HMP4030-HMP4040-ds.pdf>
- [17] AGILENT TECHNOLOGIES. *Agilent 34401A Multimeter*. [cit. 2015-11-12]. Dostupné na URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-0162EN.pdf>
- [18] UNI-TREND LIMITED. *UT90A Multimeter*. [cit. 2015-11-12]. Dostupné na URL: http://www.uni-trend.com/en/product/2014_0728_784.html
- [19] WUHAN GUIDE INFRARED. *EasIR-4 Infrared camera*. [cit. 2015-11-12]. Dostupné na URL: <http://eshop.micronix.cz/data/cz/att/002/3816-1519.pdf>
- [20] ELGENDY, M. A.; ZAHAWI, B.; ATKINSON, D. J.. *Low Cost MPPT Algorithms for PV Application: PV Pumping Case Study*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/EAUSIGA/lecture/2011-2012-W/Guests/MPPT_for_PV_systems_II.pdf
- [21] SINGH, Pulkit; PALWALIA, D. K.; KUMAR, Prakash. *Comparison of Photovoltaic Array MPPT Techniques*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.iajset.com/upload/2015/si/ncree-15/IARJSET%2087%20P155.pdf>
- [22] MORALES, David Sanz. *Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://lib.tkk.fi/Dipl/2010/urn100399.pdf>
- [23] MICROCHIP. *AN1521 - Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00001521A.pdf>
- [24] FRONIUS. *Ost/West-ausgerichtete PV-Anlagen mit nur einem MPP-Tracker*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.fronius.com/cps/rde/xbcr/SID-540368D3-6DCC1060/fronius_international/SE_TA_East_West_Oriented_PV_Systems_With_One_MPP_DE_320590_snapshot.pdf
- [25] LINEAR TECHNOLOGY. *LT Journal of Analog Innovation V24N1 - April 2014 - 80V Buck-Boost Lead-Acid and Lithium Battery Charging Controller Actively Finds True Maximum Power Point in Solar Power Applications*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://cds.linear.com/docs/en/lt-journal/LTJournal-V24N2-03-df-LT8490-TageBjorklund.pdf>
- [26] HAZE. *HZB12-200 Valve Regulated Lead Acid battery. 12 year design life for stand by power applications. 12 Volts 200 Ah*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.gylling.no/produkter/batterier/haze/pdf/HZB12-200.pdf>
- [27] MARCONI. *Skoro vše o akumulátorech a nabíjení*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.motola.cz/UserFiles/Diskuzni_clanky/akumulatory.pdf
- [28] LINTECH SOLAR. *Produktová řada LS Premium 60P*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.enfsolar.com/ApolloF/solar/Product/pdf/Crystalline/559e25a02d391.pdf>
- [29] INFINEON TECHNOLOGIES. *BSC014N06NS: OptiMOS™ Power-Transistor*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSC014N06NS-DS-v02_01-en.pdf?fileId=db3a3043382e837301386ab95a521dcd
- [30] UNI-TREND LIMITED. *UT58D Multimeter*. [cit. 2015-11-12]. Dostupné na URL: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/722/285/digitalni-multimetr-rlc-uni-t-ut58d-datasheet-2.pdf>

- [31] FLIR. *FLIR E4, E5, E6, E8 with MSX Enhancement*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.flir.com/uploadedFiles/Thermography_USA/Products/Product_Literature/FLIR-Ex-Series-Datasheet.pdf
- [32] NXP. *I²C-bus specification and user manual*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10204.pdf
- [33] STMICROELECTRONICS. *STM32F103RBT6: Mainstream Performance line, ARM Cortex-M3 MCU with 128 Kbytes Flash, 72 MHz CPU, motor control, USB and CAN*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www2.st.com/content/st_com/en/products/microcontrollers/stm32-32-bit-arm-cortex-mcus/stm32f1-series/stm32f103/stm32f103rb.html
- [34] ANALOG DEVICES. *Open-Drain Microprocessor Supervisory Circuit in 4-Lead SOT-143*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADM6315.pdf>
- [35] ATOLLIC. *TrueStudio* [software]. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: <http://timor.atollic.com/truestudio/>
- [36] STMICROELECTRONICS. *Demo board Nucleo-F103RB*. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.st.com/web/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/LN1847/PF259875?icmp=nucleo-ipf_pron_pr-nucleo_feb2014&sc=nucleoF103RB-pr
- [37] COMPU PHASE. *Termite 3.1 RS232 terminal* [software]. [cit. 2016-2-19]. Dostupné na URL: http://www.compuphase.com/software_termite.htm

SEZNAM PŘÍLOH

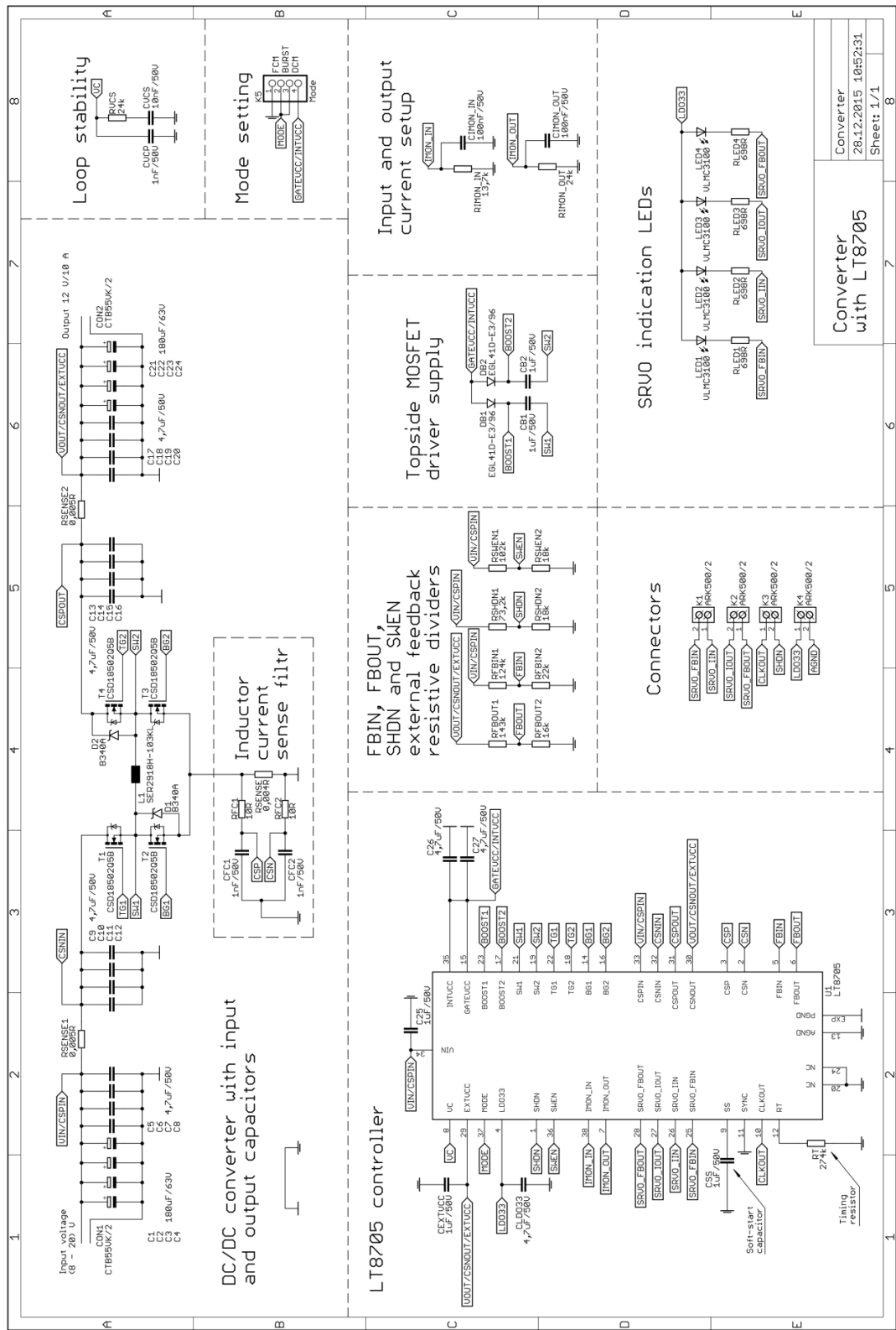
A	DC/DC měnič pro napájení spotřebičů	I
A.1	Schéma zapojení měniče s obvodem LT8705	I
A.2	Vrstvy desky plošných spojů	II
A.2.1	Vrstva TOP	II
A.2.2	Vrstva BOTTOM	II
A.3	Osazovací výkres desky plošných spojů	III
A.3.1	Strana TOP	III
A.3.2	Strana BOTTOM	III
A.4	Seznam použitých součástek	IV
A.5	Naměřené hodnoty při měření účinnosti	V
A.5.1	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 9 V, režim BURST	V
A.5.2	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 9 V, režim FCM	VI
A.5.3	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 9 V, režim DCM	VII
A.5.4	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim BURST	VIII
A.5.5	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim FCM	IX
A.5.6	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim DCM	X
A.5.7	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 20 V, režim BURST	XI
A.5.8	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 20 V, režim FCM	XII
A.5.9	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 20 V, režim DCM	XIII
A.5.10	Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim FCM a dvojnásobnou frekvenci oscilátoru obvodu LT8705	XIV
A.6	Naměřené a vypočtené hodnoty zpracované graficky	XV
A.6.1	Závislost účinnosti měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 9 V	XV
A.6.2	Závislost účinnosti měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 13 V	XV
A.6.3	Závislost účinnosti měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 20 V	XVI

A.6.4	Závislost ztrátového výkonu měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 13 V a režimu FCM pro dvě různé frekvence oscilátoru kontroléru LT8705	XVI
B	MPPT regulátoru s nabíjecím automatem	XVII
B.1	Schéma zapojení regulátoru	XVII
B.2	Vrstvy desky plošných spojů.....	XIX
B.2.1	Vrstva TOP.....	XIX
B.2.2	Vnitřní vrstva 1	XX
B.2.3	Vnitřní vrstva 2	XXI
B.2.4	Vrstva BOTTOM	XXII
B.3	Osazovací výkres desky plošných spojů	XXIII
B.3.1	Strana TOP	XXIII
B.3.2	Strana BOTTOM.....	XXIV
B.4	Seznam použitých součástek	XXV
C	Monitor aktuálního stavu fotovoltaického pole a vyrobené energie.....	XXVII
C.1	Schéma zapojení monitoru	XXVII
C.2	Vrstvy desky plošných spojů.....	XXX
C.2.1	Vrstva TOP.....	XXX
C.2.2	Vrstva BOTTOM	XXXI
C.3	Osazovací výkres desky plošných spojů	XXXII
C.3.1	Strana TOP	XXXII
C.3.2	Strana BOTTOM.....	XXXIII
C.4	Seznam použitých součástek	XXXIV
D	Příložené CD.....	XXXVII

Přílohy

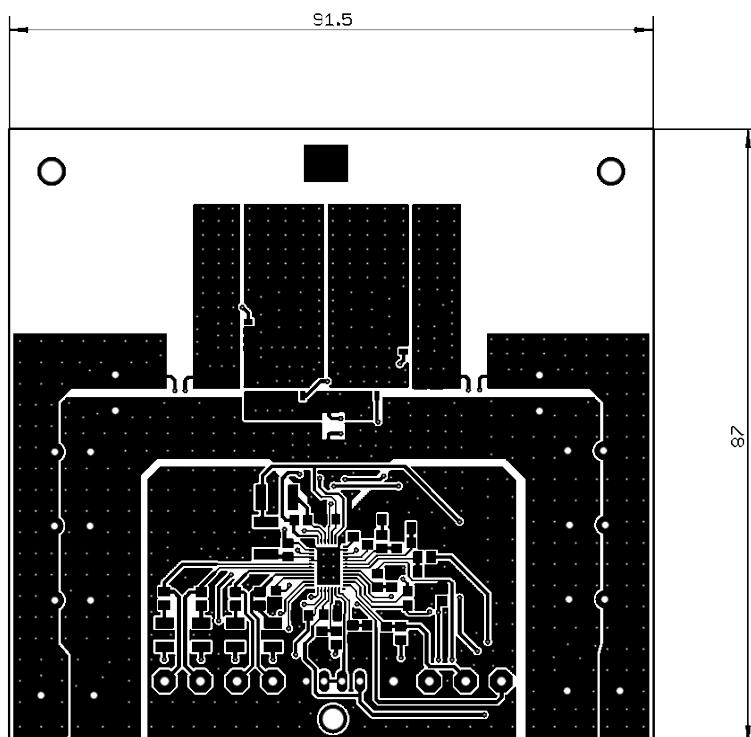
A DC/DC měnič pro napájení spotřebičů

A.1 Schéma zapojení měniče s obvodem LT8705

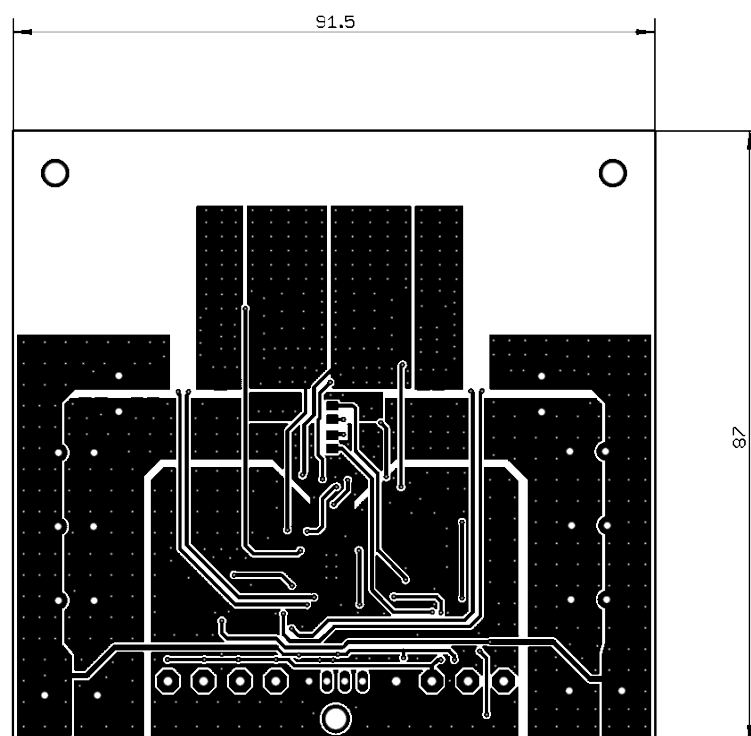


A.2 Vrstvy desky plošných spojů

A.2.1 Vrstva TOP

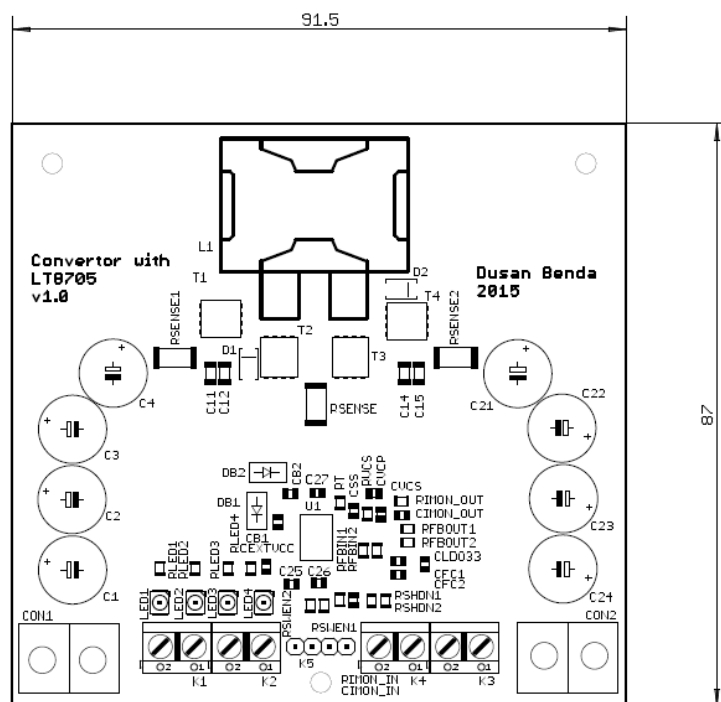


A.2.2 Vrstva BOTTOM

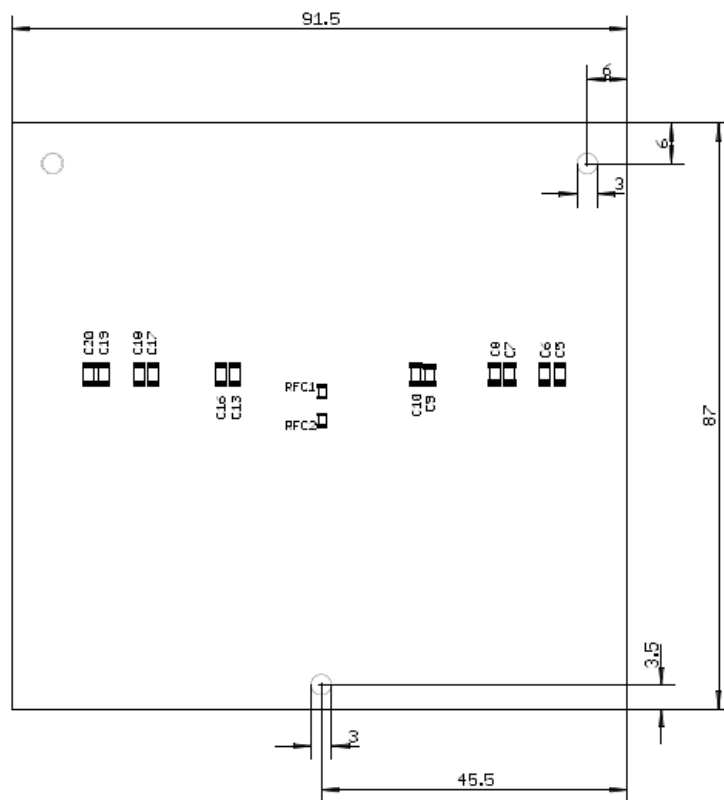


A.3 Osazovací výkres desky plošných spojů

A.3.1 Strana TOP



A.3.2 Strana BOTTOM



A.4 Seznam použitých součástek

Počet	Hodnota	Pouzdro	Označení	Farnell kód
8	180uF/63V	E5-10,5	C1, C2, C3, C4, C21, C22, C23, C24	2079301
3	1uF/50V	C0805	C25, CEXTVCC, CSS, CB1, CB2	2496995
3	4,7uF/50V	C0805	C26, C27, CLDO33	1759478
16	4,7uF/50V	C1206	C5, C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20	1828858
2	1nF/50V	C0805	CFC1, CFC2, CVCP	1759226
1	100nF/50V	C0805	CIMON_IN, CIMON_OUT	1759265
2	CTB55VK/2	CTB55VK/2	CON1, CON2	2315351
1	10nF/50V	C0805	CVCS	1759246
2	B340A	SMA-DIODE	D1, D2	2335183
2	EGL41D-E3/96	DO-213AB	DB1, DB2	1336521
4	ARK500/2	ARK500/2	K1, K2, K3, K4	151789
1	MODE	PINHEAD 1X04	K5	1022250
1	SER2918H-103KL	SER2918H	L1	2288915
4	VLMC3100	PLCC2	LED1, LED2, LED3, LED4	1659076
1	124k	R0805	RFBIN1	2303769
1	22k	R0805	RFBIN2	2447607
2	143k	R0805	RFBOUT1, RT	2139043
1	16k	R0805	RFBOUT2	1652925
2	10R	R0805	RFC1, RFC2	2447556
1	13,7k	R0805	RIMON_IN	1652919
2	24k	R0805	RIMON_OUT, RVCS	2447613
4	698R	R0805	RLED1, RLED2, RLED3, RLED4	2303535
1	0,004R	R2512	RSENSE	2079418
2	0,005R	R2512	RSENSE1, RSENSE2	2079417
1	73,2k	R0805	RSHDN1	2303742
2	18k	R0805	RSHDN2, RSWEN2	9237780
1	102k	R0805	RSWEN1	2139031
4	CSD18502Q5B	PG-TDSON-8	T1, T2, T3, T4	2501095
1	LT8705	QFN38-5X7	U1	2356046

A.5 Naměřené hodnoty při měření účinnosti

A.5.1 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 9 V, režim BURST

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	9	1,197	0,84	11,861	10,77	9,96	0,925	0,81	
2	9	1,378	0,98	11,859	12,40	11,62	0,937	0,78	
3	9	2,091	1,51	11,853	18,82	17,90	0,951	0,92	
4	9	2,731	1,98	11,844	24,58	23,45	0,954	1,13	
5	9	3,467	2,52	11,845	31,20	29,85	0,957	1,35	
6	9	4,146	3,02	11,845	37,31	35,77	0,959	1,54	
7	9	4,867	3,55	11,843	43,80	42,04	0,960	1,76	
8	9	5,561	4,06	11,843	50,05	48,08	0,961	1,97	
9	9	6,216	4,54	11,842	55,94	53,76	0,961	2,18	
10	9	6,884	5,02	11,830	61,96	59,39	0,959	2,57	
11	9	7,872	5,72	11,818	70,85	67,60	0,954	3,25	
12	9	8,357	6,05	11,814	75,21	71,47	0,950	3,74	
13	9	9,043	6,53	11,816	81,39	77,16	0,948	4,23	
14	9	9,666	6,93	11,814	86,99	81,87	0,941	5,13	
15	9	10,359	7,42	11,806	93,23	87,60	0,940	5,63	
16	9	11,186	7,99	11,796	100,67	94,25	0,936	6,45	
17	9	12,088	8,63	11,782	108,79	101,68	0,935	7,11	
18	9	12,618	9,07	11,719	113,56	106,29	0,936	7,27	

A.5.2 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 9 V, režim FCM

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	9	1,193	0,85	11,845	10,74	10,07	0,938	0,67	
2	9	1,409	1,01	11,845	12,68	11,96	0,943	0,72	
3	9	2,109	1,52	11,841	18,98	18,00	0,948	0,98	
4	9	2,771	2,01	11,840	24,94	23,80	0,954	1,14	
5	9	3,505	2,56	11,838	31,55	30,31	0,961	1,24	
6	9	4,170	3,05	11,837	37,53	36,10	0,962	1,43	
7	9	4,819	3,53	11,835	43,37	41,78	0,963	1,59	
8	9	5,557	4,07	11,831	50,01	48,15	0,963	1,86	
9	9	6,228	4,56	11,828	56,05	53,94	0,962	2,12	
10	9	7,002	5,11	11,823	63,02	60,42	0,959	2,60	
11	9	7,652	5,57	11,819	68,87	65,83	0,956	3,04	
12	9	8,288	6,02	11,814	74,59	71,12	0,953	3,47	
13	9	8,908	6,45	11,810	80,17	76,18	0,950	3,99	
14	9	9,726	7,02	11,805	87,53	82,87	0,947	4,66	
15	9	10,620	7,65	11,798	95,58	90,26	0,944	5,32	
16	9	11,430	8,20	11,791	102,87	96,68	0,940	6,19	
17	9	11,914	8,55	11,781	107,23	100,73	0,939	6,50	
18	9	12,620	9,08	11,704	113,58	106,27	0,936	7,31	

A.5.3 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 9 V, režim DCM

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	9	1,229	0,87	11,839	11,06	10,30	0,931	0,76	
2	9	1,430	1,02	11,840	12,87	12,08	0,938	0,79	
3	9	2,089	1,51	11,837	18,80	17,87	0,951	0,93	
4	9	2,784	2,03	11,837	25,06	24,03	0,959	1,03	
5	9	3,438	2,51	11,838	30,94	29,71	0,960	1,23	
6	9	4,240	3,10	11,833	38,16	36,68	0,961	1,48	
7	9	5,030	3,68	11,829	45,27	43,53	0,962	1,74	
8	9	5,674	4,15	11,828	51,07	49,08	0,961	1,98	
9	9	6,497	4,75	11,824	58,47	56,16	0,960	2,31	
10	9	7,115	5,18	11,818	64,04	61,22	0,956	2,82	
11	9	7,823	5,68	11,813	70,41	67,10	0,953	3,31	
12	9	8,662	6,26	11,808	77,96	73,91	0,948	4,04	
13	9	9,192	6,62	11,807	82,73	78,16	0,945	4,56	
14	9	10,016	7,20	11,800	90,14	84,96	0,943	5,18	
15	9	10,660	7,65	11,796	95,94	90,24	0,941	5,70	
16	9	11,382	8,17	11,788	102,44	96,31	0,940	6,13	
17	9	11,848	8,51	11,783	106,63	100,27	0,940	6,36	
18	9	12,629	9,06	11,723	113,66	106,21	0,934	7,45	

A.5.4 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim BURST

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	13	0,828	0,85	11,952	10,76	10,16	0,944	0,61	
2	13	0,990	1,02	11,952	12,87	12,19	0,947	0,68	
3	13	1,448	1,50	11,951	18,82	17,93	0,952	0,90	
4	13	1,907	1,98	11,950	24,79	23,66	0,954	1,13	
5	13	2,384	2,48	11,950	30,99	29,63	0,956	1,36	
6	13	2,914	3,04	11,949	37,88	36,32	0,959	1,56	
7	13	3,475	3,63	11,947	45,18	43,37	0,960	1,81	
8	13	3,872	4,05	11,946	50,34	48,38	0,961	1,95	
9	13	4,404	4,61	11,945	57,25	55,07	0,962	2,19	
10	13	4,765	4,99	11,944	61,95	59,60	0,962	2,34	
11	13	5,354	5,61	11,943	69,60	67,00	0,963	2,61	
12	13	5,761	6,04	11,941	74,89	72,13	0,963	2,77	
13	13	6,271	6,58	11,941	81,52	78,57	0,964	2,96	
14	13	6,758	7,09	11,942	87,85	84,67	0,964	3,18	
15	13	7,239	7,59	11,941	94,11	90,63	0,963	3,48	
16	13	7,693	8,06	11,939	100,01	96,23	0,962	3,78	
17	13	8,169	8,55	11,934	106,20	102,03	0,961	4,17	
18	13	8,753	9,18	11,881	113,79	109,07	0,958	4,72	

A.5.5 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim FCM

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	13	0,830	0,86	11,959	10,79	10,28	0,953	0,51	
2	13	0,969	1,01	11,958	12,59	12,08	0,959	0,52	
3	13	1,453	1,53	11,956	18,89	18,29	0,968	0,60	
4	13	1,912	2,02	11,955	24,86	24,15	0,972	0,71	
5	13	2,367	2,50	11,953	30,77	29,88	0,971	0,89	
6	13	2,872	3,03	11,955	37,34	36,22	0,970	1,11	
7	13	3,435	3,62	11,953	44,66	43,27	0,969	1,39	
8	13	3,854	4,06	11,952	50,10	48,52	0,968	1,58	
9	13	4,348	4,58	11,950	56,52	54,73	0,968	1,79	
10	13	4,779	5,03	11,948	62,13	60,10	0,967	2,03	
11	13	5,214	5,48	11,947	67,78	65,47	0,966	2,31	
12	13	5,757	6,05	11,945	74,84	72,27	0,966	2,57	
13	13	6,229	6,54	11,943	80,98	78,11	0,965	2,87	
14	13	6,756	7,09	11,941	87,83	84,66	0,964	3,16	
15	13	7,226	7,57	11,940	93,94	90,38	0,962	3,55	
16	13	7,694	8,06	11,938	100,02	96,22	0,962	3,80	
17	13	8,233	8,61	11,931	107,03	102,72	0,960	4,31	
18	13	8,562	8,96	11,910	111,31	106,72	0,959	4,59	

A.5.6 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim DCM

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	13	0,845	0,84	11,960	10,99	10,05	0,915	0,94	
2	13	1,018	1,02	11,959	13,23	12,20	0,922	1,04	
3	13	1,473	1,49	11,958	19,15	17,82	0,930	1,33	
4	13	1,970	2,02	11,957	25,61	24,15	0,943	1,46	
5	13	2,471	2,56	11,954	32,12	30,60	0,953	1,52	
6	13	2,891	3,03	11,955	37,58	36,22	0,964	1,36	
7	13	3,331	3,50	11,954	43,30	41,84	0,966	1,47	
8	13	3,836	4,04	11,952	49,87	48,29	0,968	1,58	
9	13	4,425	4,66	11,950	57,53	55,69	0,968	1,84	
10	13	4,869	5,12	11,949	63,30	61,18	0,966	2,12	
11	13	5,304	5,58	11,947	68,95	66,66	0,967	2,29	
12	13	5,752	6,05	11,945	74,78	72,27	0,966	2,51	
13	13	6,233	6,55	11,944	81,03	78,23	0,965	2,80	
14	13	6,748	7,08	11,942	87,72	84,55	0,964	3,18	
15	13	7,193	7,54	11,940	93,51	90,03	0,963	3,48	
16	13	7,636	8,00	11,938	99,27	95,51	0,962	3,76	
17	13	8,234	8,62	11,931	107,04	102,84	0,961	4,20	
18	13	8,639	9,06	11,899	112,31	107,80	0,960	4,50	

A.5.7 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 20 V, režim BURST

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	20	0,556	0,86	11,955	11,12	10,28	0,924	0,84	
2	20	0,651	1,01	11,955	13,02	12,07	0,927	0,95	
3	20	0,955	1,49	11,954	19,10	17,81	0,933	1,29	
4	20	1,284	2,01	11,953	25,68	24,03	0,936	1,66	
5	20	1,599	2,51	11,952	31,98	30,00	0,938	1,98	
6	20	1,915	3,01	11,951	38,30	35,97	0,939	2,33	
7	20	2,213	3,48	11,950	44,26	41,59	0,940	2,68	
8	20	2,541	4,00	11,949	50,82	47,80	0,940	3,03	
9	20	2,867	4,52	11,948	57,34	54,00	0,942	3,34	
10	20	3,207	5,06	11,947	64,14	60,45	0,942	3,69	
11	20	3,513	5,55	11,946	70,26	66,30	0,944	3,96	
12	20	3,830	6,05	11,945	76,60	72,26	0,943	4,34	
13	20	4,068	6,43	11,944	81,36	76,80	0,944	4,56	
14	20	4,506	7,13	11,942	90,12	85,15	0,945	4,97	
15	20	4,780	7,57	11,941	95,60	90,39	0,946	5,21	
16	20	5,102	8,09	11,939	102,04	96,58	0,947	5,46	
17	20	5,395	8,57	11,929	107,90	102,23	0,947	5,67	
18	20	5,682	9,09	11,864	113,64	107,85	0,949	5,79	

A.5.8 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 20 V, režim FCM

číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	20	0,545	0,85	11,966	10,89	10,17	0,934	0,72	
2	20	0,639	1,01	11,965	12,79	12,08	0,945	0,70	
3	20	0,947	1,51	11,963	18,93	18,06	0,954	0,87	
4	20	1,236	1,99	11,961	24,72	23,80	0,963	0,92	
5	20	1,547	2,50	11,959	30,94	29,90	0,966	1,04	
6	20	1,869	3,03	11,958	37,38	36,23	0,969	1,15	
7	20	2,193	3,56	11,956	43,86	42,56	0,970	1,30	
8	20	2,482	4,03	11,954	49,64	48,18	0,970	1,47	
9	20	2,752	4,47	11,953	55,04	53,43	0,971	1,61	
10	20	3,091	5,02	11,951	61,82	59,99	0,970	1,83	
11	20	3,397	5,52	11,950	67,94	65,96	0,971	1,98	
12	20	3,742	6,08	11,947	74,84	72,64	0,971	2,20	
13	20	4,103	6,66	11,946	82,06	79,56	0,970	2,50	
14	20	4,345	7,05	11,944	86,90	84,21	0,969	2,69	
15	20	4,645	7,52	11,943	92,90	89,81	0,967	3,09	
16	20	4,975	8,05	11,940	99,50	96,12	0,966	3,38	
17	20	5,178	8,38	11,937	103,56	100,03	0,966	3,53	
18	20	5,521	8,94	11,910	110,42	106,48	0,964	3,94	

A.5.9 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 20 V, režim DCM

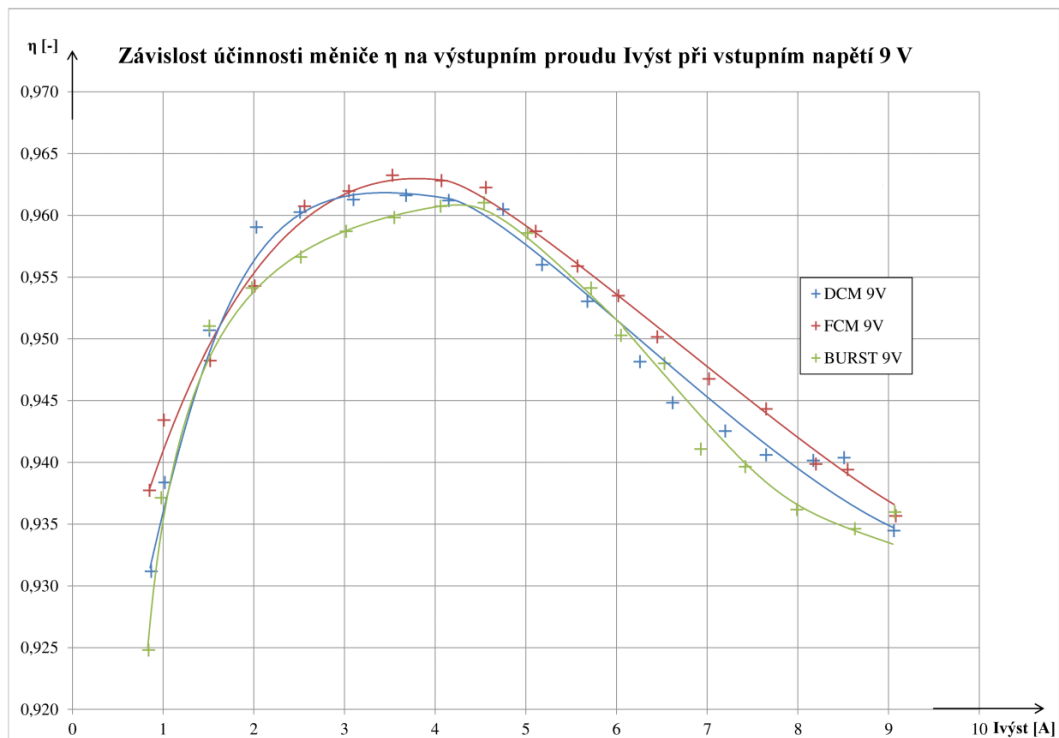
číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	20	0,566	0,86	11,969	11,32	10,29	0,909	1,03	
2	20	0,664	1,02	11,968	13,29	12,21	0,919	1,08	
3	20	0,979	1,52	11,965	19,57	18,19	0,929	1,38	
4	20	1,284	2,02	11,963	25,68	24,17	0,941	1,51	
5	20	1,581	2,51	11,962	31,62	30,02	0,950	1,60	
6	20	1,879	3,01	11,960	37,58	36,00	0,958	1,58	
7	20	2,135	3,44	11,959	42,70	41,14	0,963	1,56	
8	20	2,425	3,93	11,956	48,50	46,99	0,969	1,51	
9	20	2,778	4,51	11,954	55,56	53,91	0,970	1,65	
10	20	3,064	4,98	11,952	61,28	59,52	0,971	1,76	
11	20	3,417	5,55	11,950	68,34	66,32	0,971	2,02	
12	20	3,749	6,08	11,949	74,98	72,65	0,969	2,33	
13	20	4,058	6,58	11,947	81,16	78,61	0,969	2,55	
14	20	4,293	6,96	11,946	85,86	83,14	0,968	2,72	
15	20	4,681	7,58	11,943	93,62	90,53	0,967	3,09	
16	20	4,987	8,07	11,941	99,74	96,36	0,966	3,38	
17	20	5,347	8,65	11,931	106,94	103,20	0,965	3,74	
18	20	5,525	8,95	11,907	110,50	106,57	0,964	3,93	

A.5.10 Tabulka hodnot pro: vstupní napětí 13 V, režim FCM a dvojnásobnou frekvenci oscilátoru obvodu LT8705

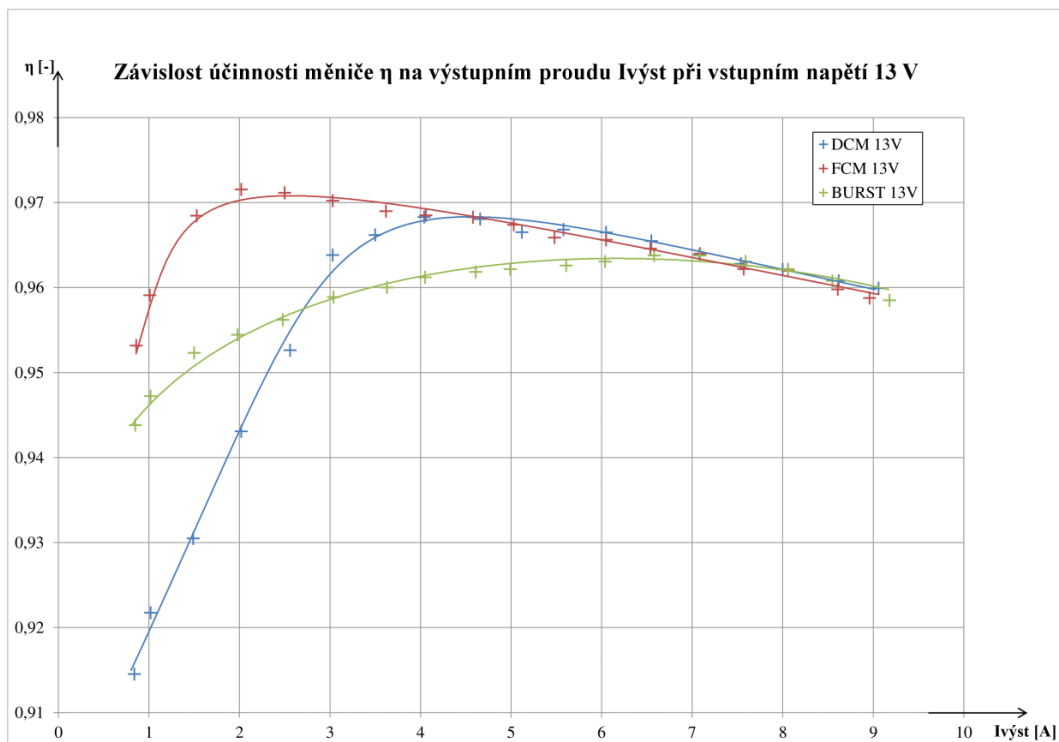
číslo měření	U_{VST}	I_{VST}	I_{VYST}	U_{VYST}	P_{VST}	P_{VYST}	η	P_Z	Poznámka
[-]	[V]	[A]	[A]	[V]	[W]	[W]	[-]	[W]	
1	13	0,899	0,87	12,007	11,68	10,45	0,894	1,24	
2	13	1,040	1,02	12,006	13,52	12,25	0,906	1,27	
3	13	1,525	1,53	12,004	19,83	18,37	0,926	1,46	
4	13	2,028	2,07	12,002	26,36	24,84	0,942	1,52	
5	13	2,490	2,56	12,001	32,37	30,72	0,949	1,65	
6	13	2,949	3,04	11,999	38,34	36,48	0,951	1,86	
7	13	3,521	3,64	11,997	45,77	43,67	0,954	2,10	
8	13	3,862	4,00	11,996	50,21	47,98	0,956	2,22	
9	13	4,336	4,49	11,995	56,37	53,86	0,955	2,51	
10	13	4,792	4,96	11,993	62,30	59,49	0,955	2,81	
11	13	5,195	5,37	11,992	67,54	64,40	0,954	3,14	
12	13	5,801	6,00	11,990	75,41	71,94	0,954	3,47	
13	13	6,273	6,48	11,988	81,55	77,68	0,953	3,87	
14	13	6,788	7,02	11,987	88,24	84,15	0,954	4,09	
15	13	7,309	7,55	11,982	95,02	90,46	0,952	4,55	
16	13	7,846	8,08	11,980	102,00	96,80	0,949	5,20	
17	13	8,431	8,68	11,976	109,60	103,95	0,948	5,65	
18	13	9,024	9,29	11,938	117,31	110,90	0,945	6,41	

A.6 Naměřené a vypočtené hodnoty zpracované graficky

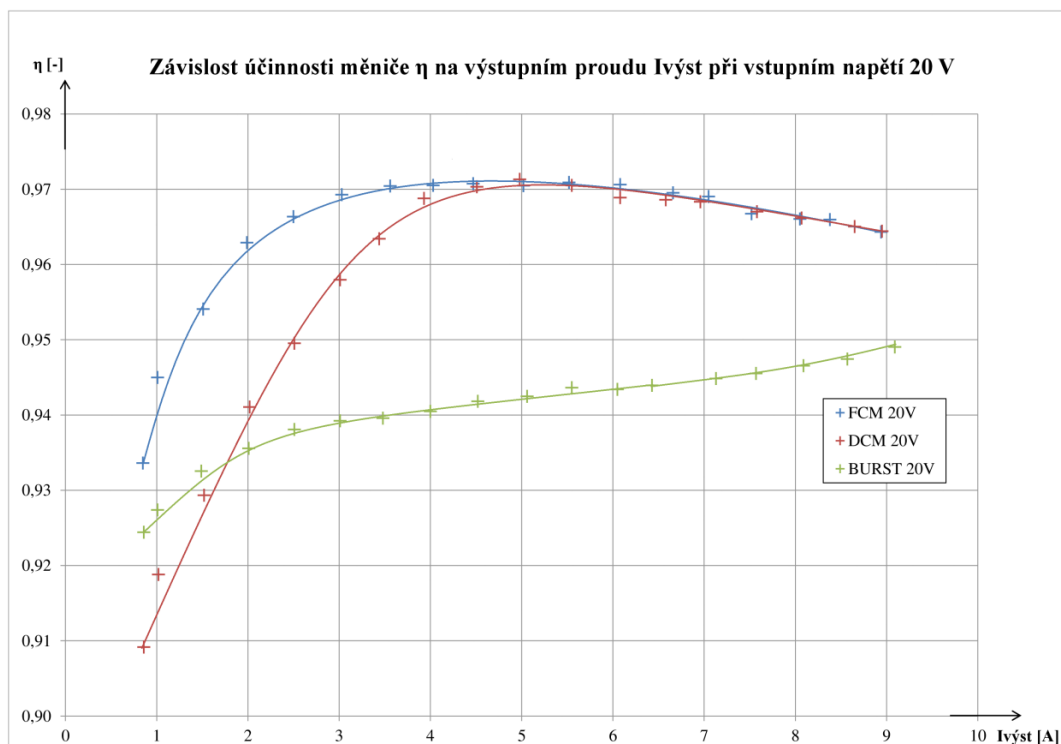
A.6.1 Závislost účinnosti měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 9 V



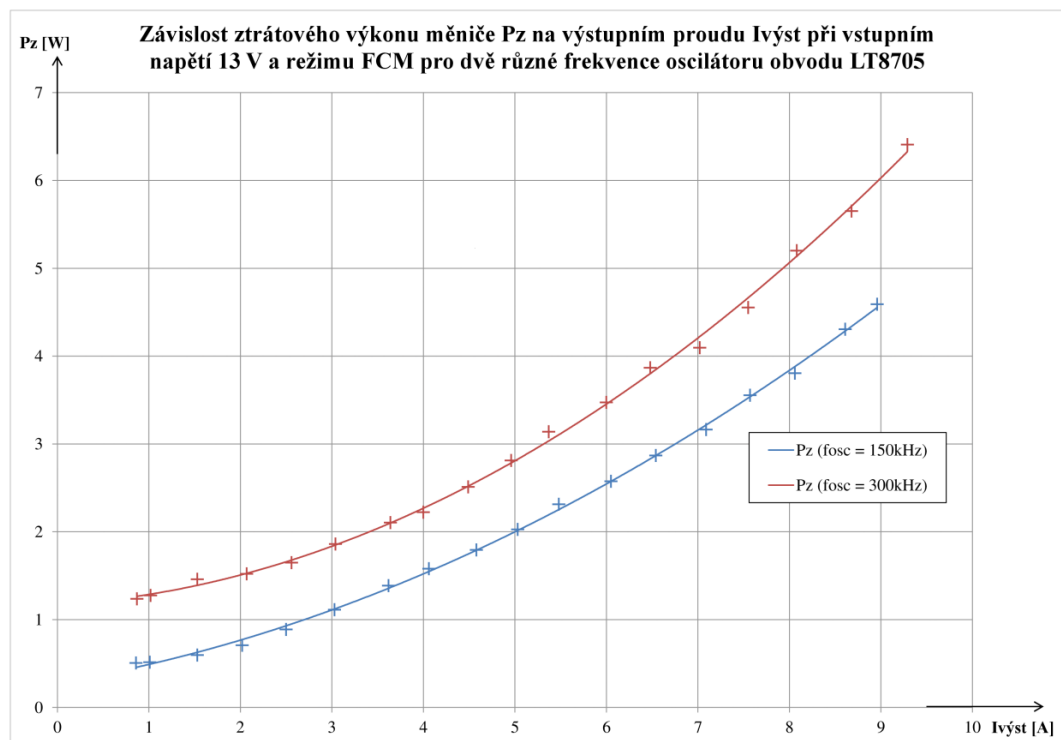
A.6.2 Závislost účinnosti měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 13 V



A.6.3 Závislost účinnosti měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 20 V

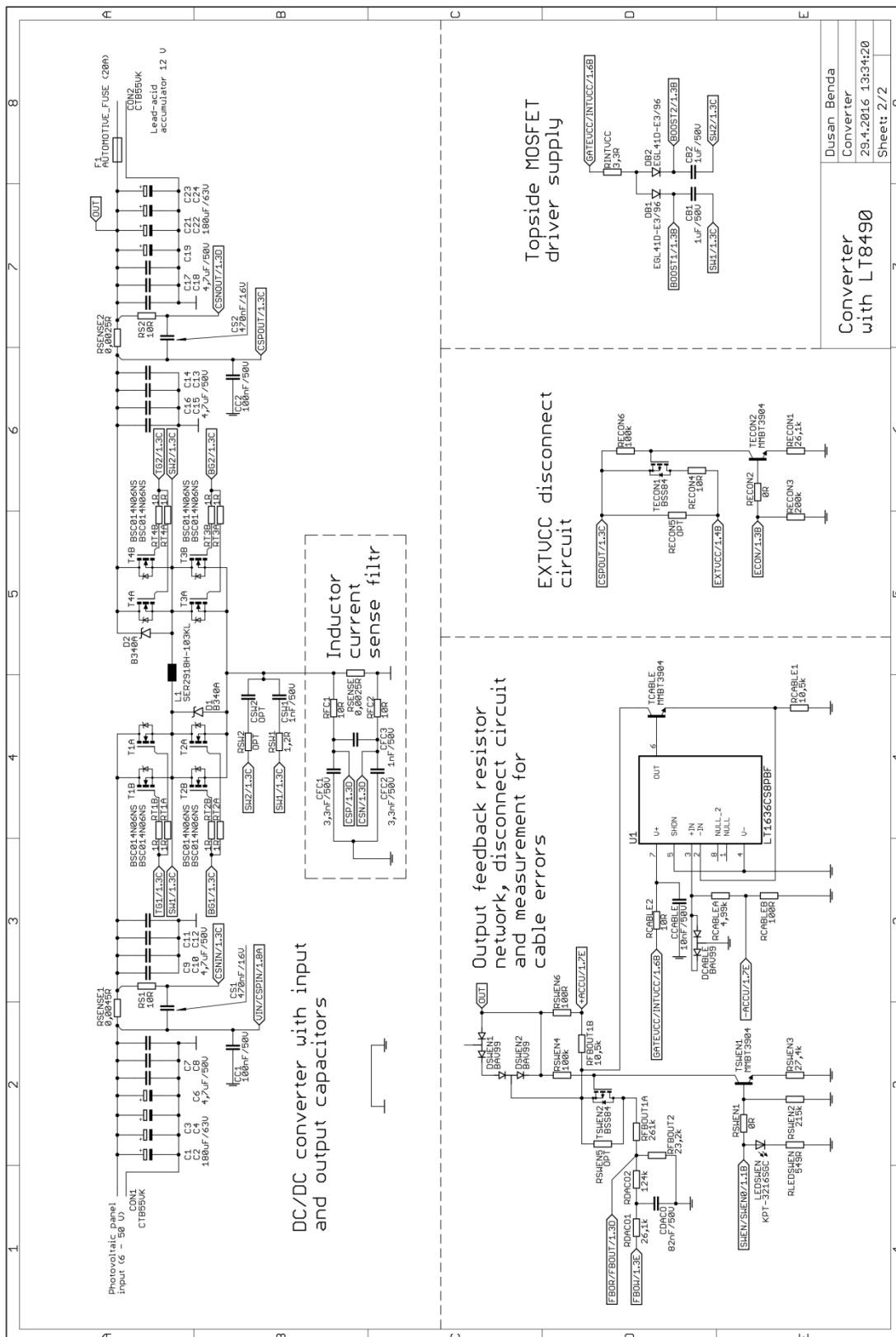


A.6.4 Závislost ztrátového výkonu měniče na výstupním proudu při vstupním napájecím napětí 13 V a režimu FCM pro dvě různé frekvence oscilátoru kontroléru LT8705



B.1 Schéma zapojení regulátoru

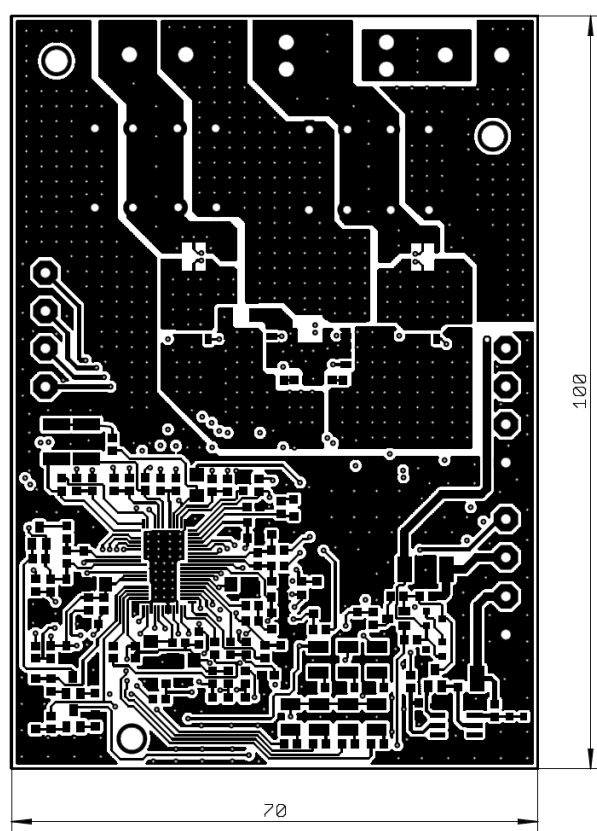




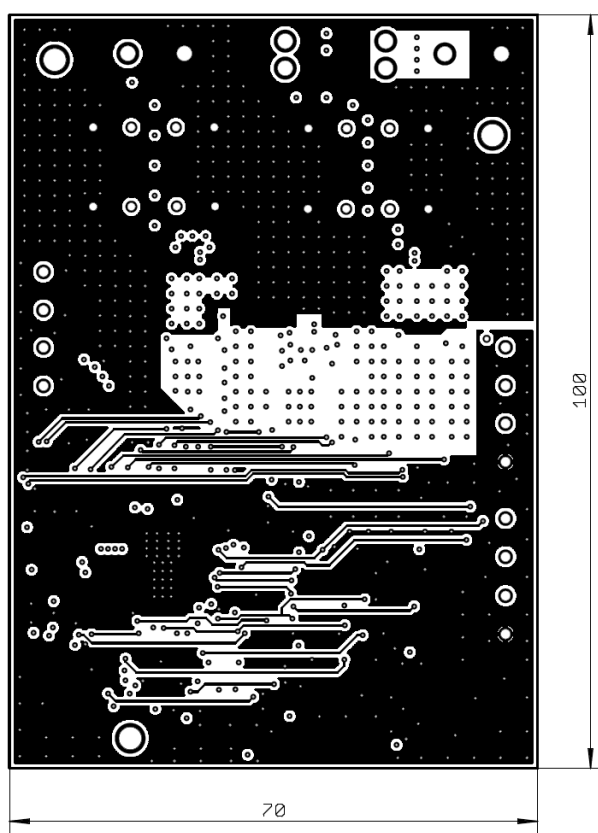
Converter with LT8490	
Dusan Benda	
Converter	
29.4.2016 13:34:20	
Sheet: 2/2	

B.2 Vrstvy desky plošných spojů

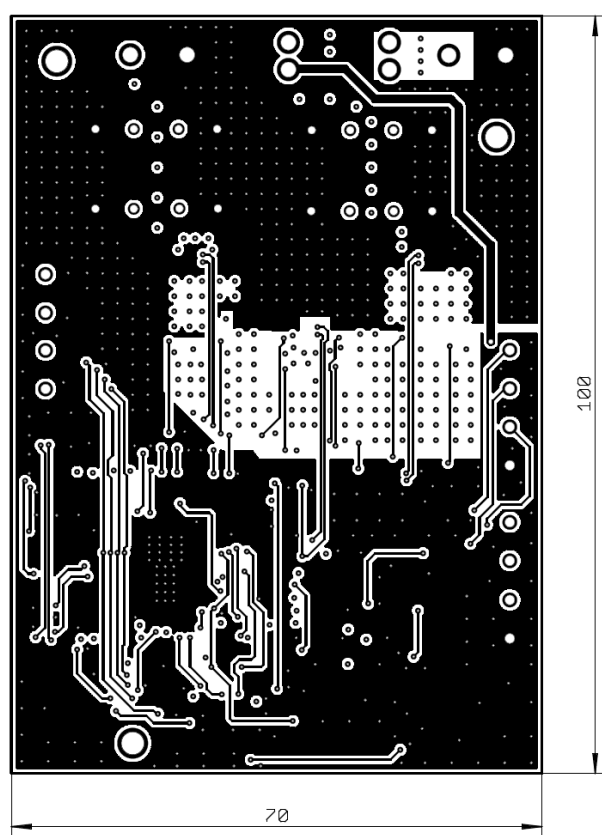
B.2.1 Vrstva TOP



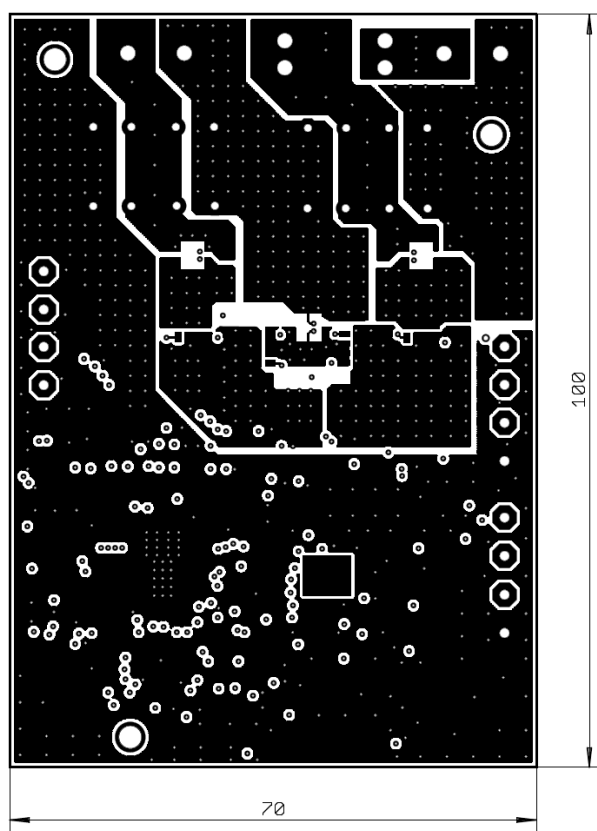
B.2.2 Vnitřní vrstva 1



B.2.3 Vnitřní vrstva 2

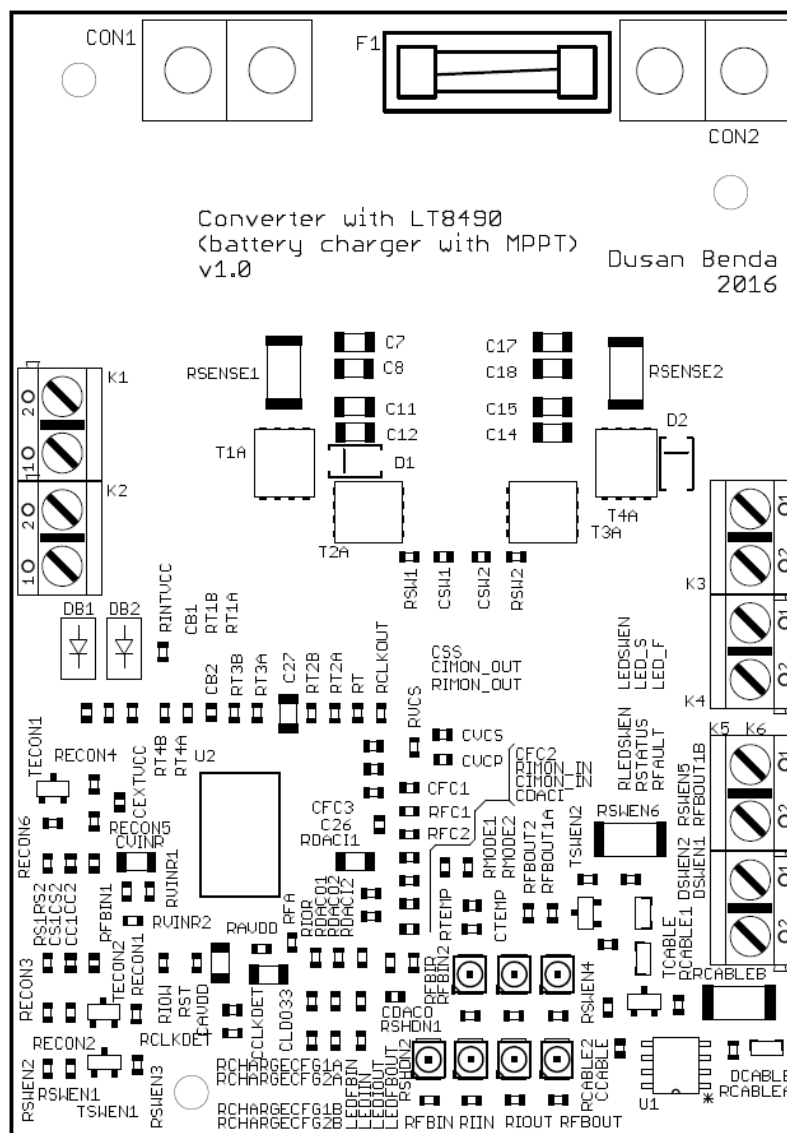


B.2.4 Vrstva BOTTOM

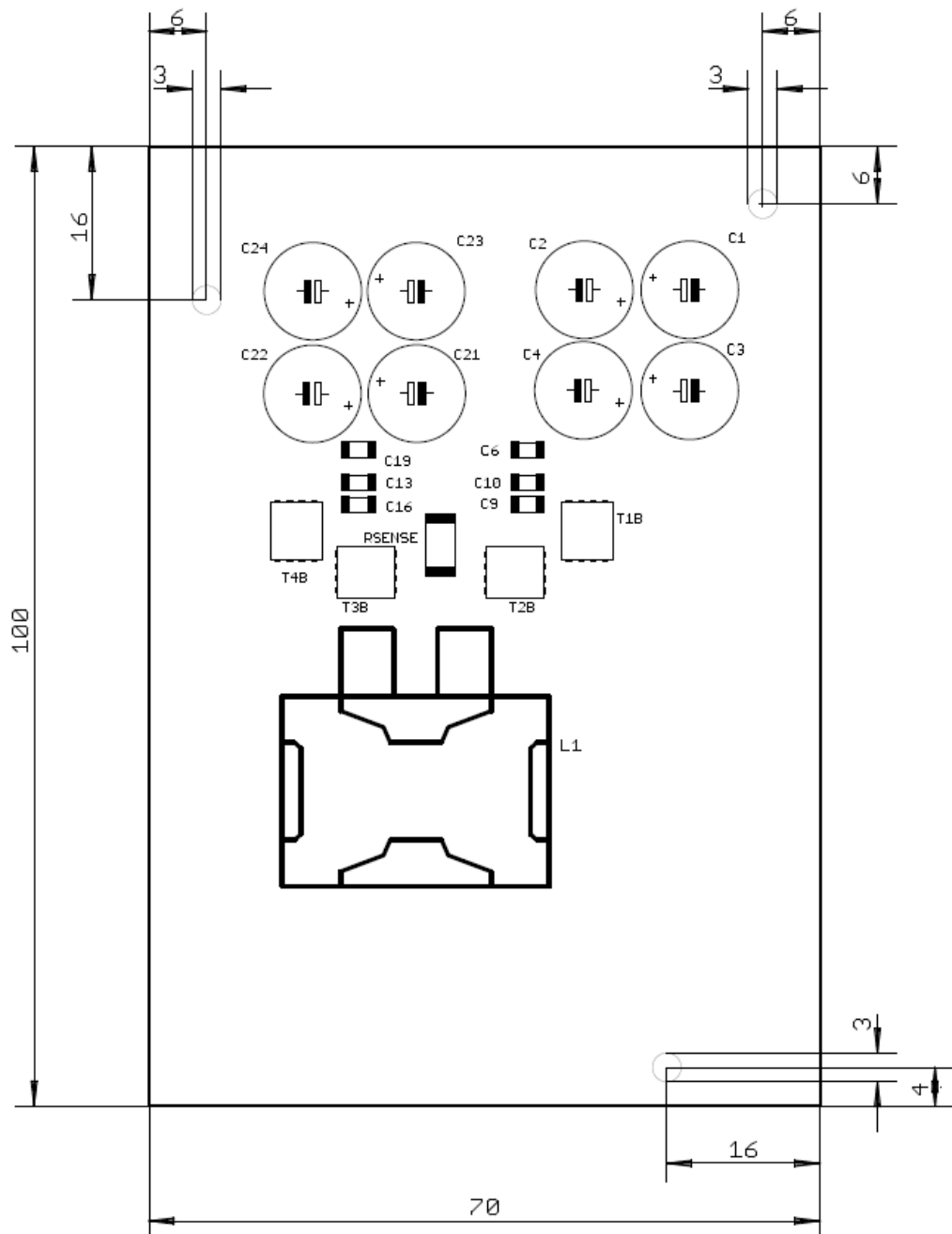


B.3 Osazovací výkres desky plošných spojů

B.3.1 Strana TOP



B.3.2 Strana BOTTOM



B.4 Seznam použitých součástek

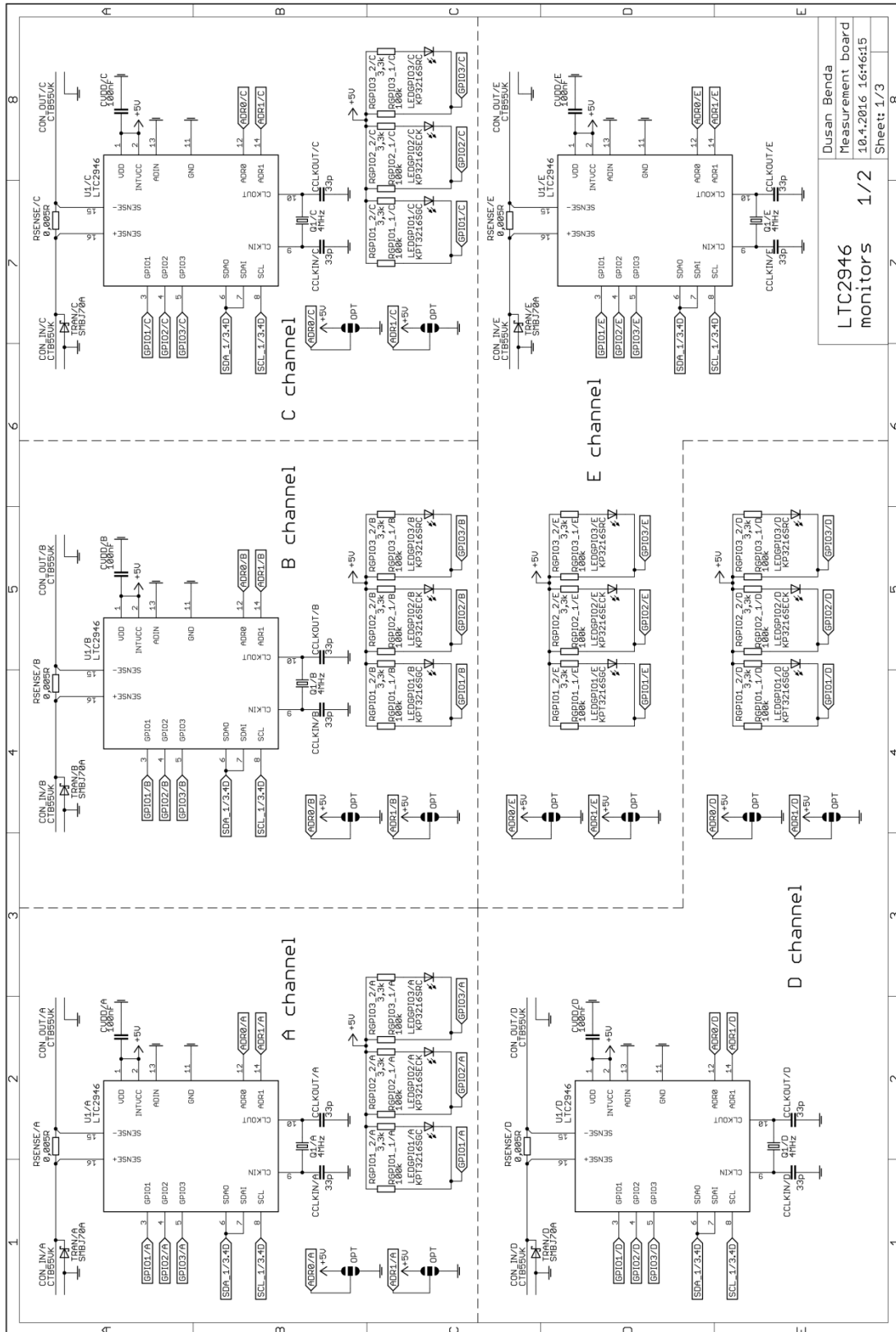
Počet	Hodnota	Pouzdro	Označení	Farnell kód
8	180uF/63V	E5-10,5	C1, C2, C3, C4, C21, C22, C23, C24	2079301
19	4,7uF/50V	C1206	C6, C7, C8, C9, C10, C11, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C26, C27, CAVDD, CLDO33, CVINR	1828858
5	1uF/50V	C0603	CB1, CB2, CDACI, CEXTVCC, CSS	2112858
3	100nF/50V	C0603	CC1, CC2, CTEMP	2496834
2	10nF/50V	C0603	CCABLE, CVCS	2496872
1	68nF/50V	C0603	CCLKDET	2496871
1	82nF/50V	C0603	CDACO	1759121
2	3,3nF/50V	C0603	CFC1, CFC2	2210883
3	1nF/50V	C0603	CFC3, CSW1, CVCP	2496822
2	4,7nF/50V	C0603	CIMON_IN, CIMON_OUT	2496863
2	CTB55VK	CTB55VK	CON1, CON2	2315351
2	470nF/16V	C0603	CS1, CS2	2496876
1	OPT	C0603	CSW2	*
2	B340A	SMA	D1, D2	2335183
2	EGL41D-E3/96	DO-213AB	DB1, DB2	1336521
3	BAV99	SOT23-3	DCABLE, DSWEN1, DSWEN2	1621837
1	AUTO_FUSE (20A)	MINI	F1	2292904
6	CTB5202/2	CTB5202/2	K1, K2, K3, K4, K5, K6	1717001
1	SER2918H-103KL	SER2918H	L1	2288915
1	KPT-3216SSRC	PLCC2	LED_F	2463998
1	KPT-3216SECK	PLCC2	LED_S	2290334
5	KPT-3216SGC	PLCC2	LEDFBIN, LEDFBOUT, LEDIIN, LEDIOUT, LEDSWEN	2099247
9	1R	R0603	RAVDD, RT1A, RT1B, RT2A, RT2B, RT3A, RT3B, RT4A, RT4B	2059528
2	10,5k	R0603	RCABLE1, RFBOUT1B	2447231
7	10R	R0603	RCABLE2, RECON4, RFC1, RFC2, RMODE2, RS1, RS2	2502394
1	4,99k	R0603	RCABLEA	2447388
2	100R	R2512	RCABLEB, RSWEN6	2502819
4	0R	R0603	RCLKDET, RECON2, RFBIR, RSWEN1	2309106
1	56,3k	R0603	RCLKOUT	2447395
1	1,05k	R0603	RDACI1	2311916
1	5,36k	R0603	RDACI2	2059382
1	26,1k	R0603	RDACO1	2059445
1	124k	R0603	RDACO2	2059499
1	26,1k	R0603	RECON1	1170928
1	200k	R0603	RECON3	9330780
1	1,3k	R0603	RFA	2447277
7	549R	R0603	RFAULT, RFBIN, RFBOUT, RIIN, RIOUT, RLED SWEN, RSTATUS	2059314
1	105k	R0603	RFBIN1	2059494
1	3,24k	R0603	RFBIN2	2059361
1	261k	R0603	RFBOUT1A	2447312
1	23,2k	R0603	RFBOUT2	2059439
1	25,5k	R0603	RCHARGE CFG1A	2059444

Počet	Hodnota	Pouzdro	Označení	Farnell kód
1	90,9k	R0603	RCHARGECFG1B	1170982
6	OPT	R0603	RCHARGECFG2A, RCHARGECFG2B, RECON5, RMODE1, RSW2, RSWEN5	*
1	21k	R0603	RIMON_IN	2059434
1	121k	R0603	RIMON_OUT	2059498
1	3,3R	R0603	RINTVCC	2059535
1	3,01k	R0603	RIOR	2059358
1	30,1k	R0603	RIOW	2059452
2	0,0025R	R2512	RSENSE, RSENSE2	1292477
1	0,0045R	R2512	RSENSE1	2116019
1	110k	R0603	RSHDN1	2502402
1	35,7k	R0603	RSHDN2	2059458
1	3,32k	R0603	RST	2447360
1	1,2R	R0603	RSW1	9238131
1	215k	R0603	RSWEN2	1171017
1	27,4k	R0603	RSWEN3	2059448
2	100k	R0603	RECON6, RSWEN4	2502398
1	274k	R0603	RT	2303263
1	11,5k	R0603	RTEMP	2447238
1	24k	R0603	RVCS	2447613
1	196k	R0603	RVINR1	1171014
1	8,06k	R0603	RVINR2	2059398
8	BSC014N06NS	TDSON-8	T1A, T1B, T2A, T2B, T3A, T3B, T4A, T4B	2443419
3	MMBT3904	SOT23	TCABLE, TECON2, TSWEN1	9846727
2	BSS84	SOT23	TECON1, TSWEN2	1094997
1	LT1636CS8PBF	SOIC8	U1	1663456
1	LT8490	UKJ64	U2	2426294

* - takto označené součástky jsou volitelné (OPT), tj. při návrhu layoutu DPS pro ně bylo vyčleněno místo, ale osazení je závislé čistě na požadavcích realizované aplikace a uživateli

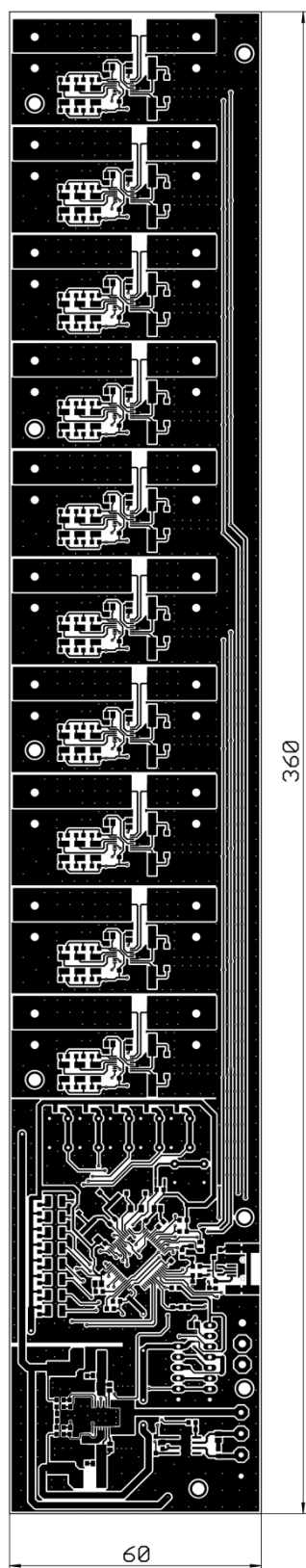
C Monitor aktuálního stavu fotovoltaického pole a vyrobené energie

C.1 Schéma zapojení monitoru

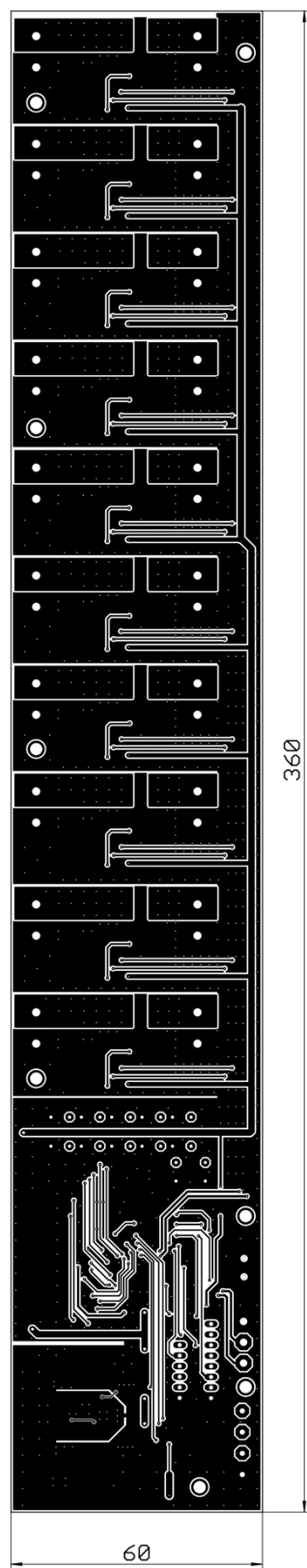


C.2 Vrstvy desky plošných spojů

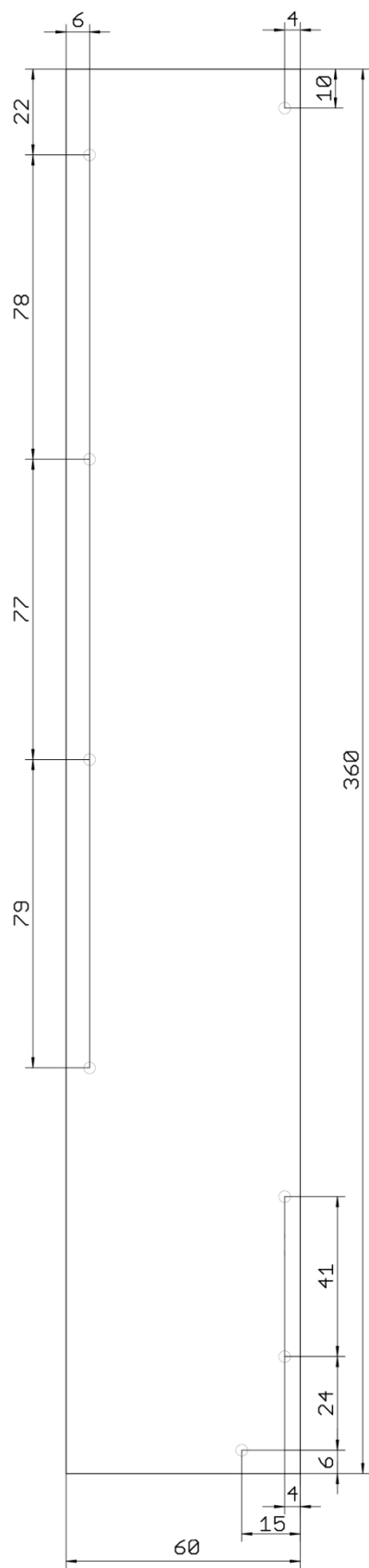
C.2.1 Vrstva TOP



C.2.2 Vrstva BOTTOM



C.3.2 Strana BOTTOM



C.4 Seznam použitých součástek

Počet	Hodnota	Pouzdro	Označení	Farnell kód
2	OPT	PAD	CAN_T, R-T	*
10	4,7uF	C1206	CBLOK, CIN1_1, CIN1_2, CIN2_1, CIN2_2, COUT1_1, COUT1_2, COUT2_1, COUT2_2, CST_POW1	1828858
2	4,7nF	C0603	CBOOT1, CBOOT2	2496863
17	100nF	C0603	CCAN_NAP, CST1, CST2, CST3, CST4, CST_POW2, CUSB_POW, CVDD/A, CVDD/B, CVDD/C, CVDD/D, CVDD/E, CVDD/F, CVDD/G, CVDD/H, CVDD/I, CVDD/J	2496834
20	33p	C0603	CCLKIN/A, CCLKIN/B, CCLKIN/C, CCLKIN/D, CCLKIN/E, CCLKIN/F, CCLKIN/G, CCLKIN/H, CCLKIN/I, CCLKIN/J, CCLKOUT/A, CCLKOUT/B, CCLKOUT/C, CCLKOUT/D, CCLKOUT/E, CCLKOUT/F, CCLKOUT/G, CCLKOUT/H, CCLKOUT/I, CCLKOUT/J	2496900
2	1nF	C0603	CCOMP1_1, CCOMP2_2	2496822
1	33p	C0603	CCOMP1_2	2496900
20	CTB55VK	CTB55VK	CON_IN/A, CON_IN/B, CON_IN/C, CON_IN/D, CON_IN/E, CON_IN/F, CON_IN/G, CON_IN/H, CON_IN/I, CON_IN/J, CON_OUT/A, CON_OUT/B, CON_OUT/C, CON_OUT/D, CON_OUT/E, CON_OUT/F, CON_OUT/G, CON_OUT/H, CON_OUT/I, CON_OUT/J	2315351
2	CTB5202/2	CTB5202/2	CON_IO_0, CON_IO_1	1717001
1	8_HEADER	MA08-1	CON_JTAG	1593416
1	6_HEADER	MA06-1	CON_SWD	1593415
1	CTB5202/3	CTB5202/3	CON_UART	1717002
1	USB-MINI	USB_MINI	CON_USB	1125348
2	10pF	C0603	CST_Q1_1, CST_Q1_2	2496879
2	27pF	C0603	CST_Q2_1, CST_Q2_2	2496897
2	470pF	C0603	CSWI1, CSWI2	2496859
3	47pF	C0603	CCOMP2_1, CUSB_DM, CUSB_DP	2496905
1	10nF	C0603	CUSB_FIL	2496872
2	B340A	SMA	DSW1, DSW2	2335183
2	MOS6020_822	MOS6020	L1, L2	2287995
18	KPT3216SGC	PLCC2	LEDGPIO1/A, LEDGPIO1/B, LEDGPIO1/C, LEDGPIO1/D, LEDGPIO1/E, LEDGPIO1/F, LEDGPIO1/G, LEDGPIO1/H, LEDGPIO1/I, LEDGPIO1/J, LEDSIG0, LEDSIG1, LEDSIG2, LEDSIG3, LEDSIG4, LEDSIG5, LEDSIG6, LEDSIG7	2099247
10	KP3216SECK	PLCC2	LEDGPIO2/A, LEDGPIO2/B, LEDGPIO2/C, LEDGPIO2/D, LEDGPIO2/E, LEDGPIO2/F, LEDGPIO2/G, LEDGPIO2/H, LEDGPIO2/I, LEDGPIO2/J	2290334

Počet	Hodnota	Pouzdro	Označení	Farnell kód
10	KP3216SRC	PLCC2	LEDGPIO3/A, LEDGPIO3/B, LEDGPIO3/C, LEDGPIO3/D, LEDGPIO3/E, LEDGPIO3/F, LEDGPIO3/G, LEDGPIO3/H, LEDGPIO3/I, LEDGPIO3/J	2463998
10	4MHz	HC49	Q1/A, Q1/B, Q1/C, Q1/D, Q1/E, Q1/F, Q1/G, Q1/H, Q1/I, Q1/J	2395957
1	32,768kHz	TC26H	QST_1	1611828
1	8MHz	HC49	QST_2	2508478
1	0R	R0603	RCAN_CTRL1	2309106
4	10k	R0603	RCAN_CTRL2, RRESET_PULL, RST_BOOT0, RST_BOOT1	2447230
12	4,7k	R0603	RCAN_PULL1, RCAN_PULL2, RST_POWER, RST_SCL1, RST_SCL_2, RST_SDA1, RST_SDA_2, RSW0, RSW1, RSW2, RSW3, RSW4	2447385
1	120R	R0603	RCAN_TERM1	2447240
1	38,3k	R0603	RCOMP1	2447351
1	23,7k	R0603	RCOMP2	2447303
2	20,5k	R0603	RFB1_1, RFB2_1	2059433
1	3,83k	R0603	RFB1_2	1170847
1	6,49k	R0603	RFB2_2	2447426
1	40,2k	R0603	RFBV1	1170948
1	60,4k	R0603	RFBV2	2059478
30	100k	R0603	RGPIO1_1/A, RGPIO1_1/B, RGPIO1_1/C, RGPIO1_1/D, RGPIO1_1/E, RGPIO1_1/F, RGPIO1_1/G, RGPIO1_1/H, RGPIO1_1/I, RGPIO1_1/J, RGPIO2_1/A, RGPIO2_1/B, RGPIO2_1/C, RGPIO2_1/D, RGPIO2_1/E, RGPIO2_1/F, RGPIO2_1/G, RGPIO2_1/H, RGPIO2_1/I, RGPIO2_1/J, RGPIO3_1/A, RGPIO3_1/B, RGPIO3_1/C, RGPIO3_1/D, RGPIO3_1/E, RGPIO3_1/F, RGPIO3_1/G, RGPIO3_1/H, RGPIO3_1/I, RGPIO3_1/J	2447226
30	3,3k	R0603	RGPIO1_2/A, RGPIO1_2/B, RGPIO1_2/C, RGPIO1_2/D, RGPIO1_2/E, RGPIO1_2/F, RGPIO1_2/G, RGPIO1_2/H, RGPIO1_2/I, RGPIO1_2/J, RGPIO2_2/A, RGPIO2_2/B, RGPIO2_2/C, RGPIO2_2/D, RGPIO2_2/E, RGPIO2_2/F, RGPIO2_2/G, RGPIO2_2/H, RGPIO2_2/I, RGPIO2_2/J, RGPIO3_2/A, RGPIO3_2/B, RGPIO3_2/C, RGPIO3_2/D, RGPIO3_2/E, RGPIO3_2/F, RGPIO3_2/G, RGPIO3_2/H, RGPIO3_2/I, RGPIO3_2/J	9233440
8	470R	R0603	RLED0, RLED1, RLED2, RLED3, RLED4, RLED5, RLED6, RLED7	2447374
10	0,005R	R2512	RSENSE/A, RSENSE/B, RSENSE/C, RSENSE/D, RSENSE/E, RSENSE/F, RSENSE/G, RSENSE/H, RSENSE/I, RSENSE/J	1254667
1	1M	R0603	RST_Q2	2447285
2	10R	R0603	RSW11, RSW12	2502394

Počet	Hodnota	Pouzdro	Označení	Farnell kód
1	22k	R0603	RUSB_DIVIDE1	2447299
1	15k	R0603	RUSB_DIVIDE2	2447256
2	22R	R0603	RUSB_DM, RUSB_DP	2447301
1	1,5k	R0603	RUSB_PULL	2447279
22	OPT	SJ_2	SJ1, SJ2, SJ3, SJ4, SJ5, SJ6, SJ7, SJ8, SJ9, SJ10, SJ11, SJ12, SJ13, SJ14, SJ15, SJ16, SJ17, SJ18, SJ19, SJ20, SJ21, SJ22	*
6	B3F1002	P-B1720	SWRESET, SWU0, SWU1, SWU2, SWU3, SWU4	1960936
10	SMBJ70A	SMB	TRAN/A, TRAN/B, TRAN/C, TRAN/D, TRAN/E, TRAN/F, TRAN/G, TRAN/H, TRAN/I, TRAN/J	9886389
1	DTA114YKA	SOT-23	TUSB	1680186
10	LTC2946	MSOP16	U1/A, U1/B, U1/C, U1/D, U1/E, U1/F, U1/G, U1/H, U1/I, U1/J	2461140
1	STM32F103RBT6	LPTQFP64	U4	1447640
1	MCP2551-I/SN	SO-08	UCAN_INT	9758569
1	TPS55386PWP	TSSOP16	UREG	1684753
1	ADM6315-45D3ARTRL7	SOT192	URESET	2457304
1	PRTR5V0U4Y	SOT457	UUSB	1757870

* - takto označené součástky (v tomto případě konfigurační propojky) je nutné vhodně propojit tak, aby bylo dosaženo požadované konfigurace, v tomto zapojení především adresy kontrolérů LTC2946 a povolení, respektive blokování zakončovacího rezistoru pro CAN sběrnici

D Přiložené CD

1. Schémata a návrhy DPS v programu EAGLE pro všechny typy subsystémů
2. Programové vybavení monitorující jednotky (projekt v programu TrueSTUDIO)
3. Skript napsaný v programu Matlab pro akvizici dat monitorující jednotky
4. Zdrojový tvar bakalářské práce
5. Datasheety hlavních použitých kontrolérů