

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky

Zařízení ovládající maticově uspořádané LED

Bc. Ondřej Janovský

Vedoucí: Ing. Tomáš Teplý
Obor: Elektronika a komunikace
Studijní program: Elektronika
Leden 2023

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Janovský** Jméno: **Ondřej** Osobní číslo: **465922**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Specializace: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Zařízení ovládající maticově uspořádané LED

Název diplomové práce anglicky:

LED Matrix Control Device

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte zařízení sloužící k ovládní maticově uspořádaných LED. Zařízení bude možné napájet z autobaterie, bude tedy napájeno stejnosměrným napětím v rozsahu přibližně 8 V – 16 V a bude obsahovat soustavu zvyšujících a snižujících měničů, aby bylo možné připojit různé typy LED. Pro řízení LED využijte integrovaných obvodů, tzv. matrix managerů. Každý z těchto obvodů bude mít vlastní napájecí obvod a systém bude obsahovat nejméně dva tyto bloky. Zařízení bude řízeno mikrokontrolérem, který bude komunikovat s obslužným PC po sběrnici USB. Zařízení bude schopné zobrazit minimálně tři různé světelné vzory na LED matici.

Postup řešení: 1) Proveďte výběr vhodných typů integrovaných obvodů pro řízení maticově uspořádaných LED.

2) Proveďte návrh obvodového zapojení dle výše uvedených pokynů.

3) Zařízení realizujte, otestujte funkčnost řešení a zhodnoťte dosažené výsledky.

Seznam doporučené literatury:

[1] Lenk, R. – Lenk, C.: Practical Lighting Design with LEDs, John Wiley & Sons, 2017

[2] Winder, S.: Power Supplies for LED Driving, Elsevier Science & Technology, 2017

[3] Robert B. Reese: Microprocessors From Assembly Language to C Using the PIC18Fxx2, Da Vinci Engineering Press, Hingham, Massachusetts, 2005

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Tomáš Teplý katedra mikroelektroniky FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **19.09.2022**

Termín odevzdání diplomové práce: **10.01.2023**

Platnost zadání diplomové práce: **24.09.2024**

Ing. Tomáš Teplý
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Rád bych poděkoval zaměstnancům firmy MAGNA Lighting Ing. Danielu Rzymankovi, Ing. Jiřímu Kociánovi, Ing. Jiřímu Kazárikovi a dalším za odborné vedení, připomínky, věnované komponenty a věnovaný čas. Dále bych rád poděkoval svému vedoucímu práce Ing. Tomáši Teplému za vedení práce a podnětné rady. Také bych rád poděkoval své rodině a přátelům za morální podporu.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, 10. ledna 2023

Abstrakt

Tato diplomová práce se věnuje modelovému návrhu DC/DC měniče typu Boost-Buck pro model LED maticového světloometu. Zabývá se také řízením světloometu pomocí obvodů Matrix Manger typu TPS92662A1. Práce nastiňuje princip funkce systému, postup návrhu DC/DC měniče a zobrazení naprogramovaných vzorů na model maticového světloometu.

Klíčová slova: automotive, boost, buck, DC-DC měnič, LED, LM3409, Matrix Manager, TLD5097 TPS92662A1

Vedoucí: Ing. Tomáš Teplý
České vysoké učení technické v Praze,
Fakulta elektrotechnická,
Katedra mikroelektroniky,
Technická 2,
16627 Praha 6

Abstract

This thesis describes the model design of a Boost-Buck DC/DC converter for an LED matrix headlight. Thesis also deals with headlight control using TPS92662A1 Matrix Manger circuits. The thesis outlines the principles of system function, the DC/DC converter design procedure and the display of programmed patterns on a matrix headlight model.

Keywords: automotive, boost, buck, DC-DC converter, LED, LM3409, Matrix Manager, TLD5097 TPS92662A1

Title translation: A matrix-arranged LEDs controlling device

Obsah

1 Úvod	1	3.1.4 Deska s řídicí jednotkou	50
2 Seznámení se systémem a jeho stavebními bloky	3	3.1.5 Deska převodníku UART/USB/RS232	51
2.1 Přehled typů měničů	3	3.2 Software	51
2.1.1 Volba topologie	6	3.3 Fotografie zařízení	52
2.2 Obvody pro maticové řízení LED diod	7	3.3.1 Fotografie z ožívování	52
2.2.1 STP16CP05	7	3.3.2 Fotografie systému v činnosti	55
2.2.2 LT3965/LT3965-1	7	3.3.3 Ukázka vzoru blinkr	58
2.2.3 Matrix manager TPS92662A1	8	4 Závěr	61
2.2.4 Sběrnice UART	9	Literatura	63
2.3 Celkový popis navrhovaného systému	10	5 Přílohy	67
3 Realizace systému	13	5.1 Seznamy použitých součástek a desky plošných spojů	68
3.1 Popis desek	13	5.1.1 Boost	68
3.1.1 Zvyšovací měnič - Boost	13	5.1.2 Buck	73
3.1.2 Snižovací měnič - Buck	32	5.1.3 Deska LED diod a Matrix Managerů	78
3.1.3 Deska LED diod a Matrix Managerů	46	5.1.4 Deska s řídicí jednotkou	83
		5.1.5 Deska převodníku UART/USB/RS232	86

Obrázky

2.1 Měníč typu Boost [15]	4	3.4 Průběh nabíjení gatu NMOSu [10]	19
2.2 Měníč typu Buck [15]	5	3.5 Schéma zpětnovazebního systému v měníči boost [10]	21
2.3 Měníč typu Boost [15]	5	3.6 Měníč boost - schéma zapojení .	29
2.4 Měníč typu Čuk - Middlebrook [15]	6	3.7 Boost - plošný spoj - vrchní strana	30
2.5 Typická aplikace obvodu STP16CP05 s řetězením [19]	7	3.8 Boost - 8V - průběh napětí	31
2.6 Typická aplikace obvodu LT3965/LT3965-1 [18]	8	3.9 Boost - 12V - průběh napětí ...	31
2.7 TPS92662 příklad zapojení [16][17]	8	3.10 Boost - 16V - průběh napětí ..	32
2.8 TPS92662 řetězení[16][17]	9	3.11 LM3409 - Typické zapojení [5]	33
2.9 UART komunikační protokol [16][17]	9	3.12 Buck - proud cívkou [5]	34
2.10 UART ukázkové odeslání dvou bytů [16][17]	9	3.13 Obvod kontroly špičkového proudu [5]	34
2.11 Blokový diagram systému [16][17]	10	3.14 Obvod realizace OFF-time R_{SNS} [5]	35
3.1 Příklad aplikace měniče boost s obvodem TLD5097 [6]	14	3.15 Nabíjecí exponenciála t_{OFF} obvodu [5]	36
3.2 Typický průběh proudu cívkou [10]	15	3.16 Napětí na snímacím odporu R_{SNS} [5]	37
3.3 Průběh nabíjení gatu NMOSu [10]	18	3.17 Kompenzace offsetu snímacího komparátoru R_{SNS} [5]	38
		3.18 Měníč buck - schéma zapojení .	44

3.19 Buck - plošný spoj - vrchní strana	45	3.32 Pohled na zapojené desky a PICkit4 z blízka	57
3.20 Buck - žlutá = výstupní napětí; fialová = výstupní proud	46	3.33 Pohled na zapojené desky a napájecí zdroj	58
3.21 Deska LED diod a Matrix Managerů - schéma zapojení	48	3.34 Pohled na celou sestavu seshora	58
3.22 Deska LED diod a Matrix Managerů - plošný spoj - vrchní strana	49	3.35 Vzor blinkr	59
3.23 Deska s řídicí jednotkou - schéma zapojení	50	3.36 Vzor blinkr	59
3.24 Boost - buck samostatně	53	3.37 Vzor blinkr	59
3.25 Oživování stupně buck - pohled na osciloskop	53	3.38 Vzor blinkr	59
3.26 Oživování stupně buck - pohled na LED diody	54	3.39 Vzor blinkr	60
3.27 Oživování komunikace při napájení z laboratorního zdroje	54	3.40 Vzor blinkr	60
3.28 Ovládání přes příkazový řádek a pohled na zdroj SPS 605/605D	55	3.41 Vzor blinkr	60
3.29 Pohled na desky a laboratorní zdroj	56	3.42 Vzor blinkr	60
3.30 Pohled na zapojené desky a PICkit4 z blízka	56	5.1 Měnič boost - schéma zapojení	69
3.31 Pohled na zapojené desky z blízka	57	5.2 Měnič boost - osazovací plánek	70
		5.3 Boost - plošný spoj - vrchní strana	71
		5.4 Boost - plošný spoj - spodní strana	72
		5.5 Měnič buck - schéma zapojení	74

5.6 Měnič buck - osazovací plánek . .	75	5.18 Deska převodníku UART/USB/RS-232 - osazovací plánek.....	88
5.7 Buck - plošný spoj - vrchní strana	76		
5.8 Buck - plošný spoj - spodní strana	77	5.19 Deska převodníku UART/USB/RS-232 - plošný spoj	88
5.9 Deska LED diod a Matrix Managerů - schéma zapojení	79		
5.10 Deska LED diod a Matrix Managerů - osazovací plánek	80		
5.11 Deska LED diod a Matrix Managerů - plošný spoj - vrchní strana	81		
5.12 Deska LED diod a Matrix Managerů - plošný spoj - spodní strana	82		
5.13 Deska s řídicí jednotkou - schéma zapojení	84		
5.14 Deska s řídicí jednotkou - osazovací plánek	84		
5.15 Deska s řídicí jednotkou - plošný spoj - vrchní strana	85		
5.16 Deska s řídicí jednotkou - plošný spoj - spodní strana	85		
5.17 Deska převodníku UART/USB/RS-232 - schéma zapojení	87		

Tabulky

3.1 Boost - návrhové specifikace . . .	14
3.2 Buck - návrhové specifikace	39
5.1 Měnič Buck - seznam součástek .	68
5.2 Měnič Buck - seznam součástek .	73
5.3 Deska LED diod a Matrix Managerů seznam součástek	78
5.4 Deska s řídicí jednotkou seznam součástek	83
5.5 Deska převodníku UART/USB/RS-232 seznam součástek	86

Kapitola 1

Úvod

Automobilové světlomety prodělaly bouřlivý vývoj. V šedesátých letech nahradila halogenová svítidla do té doby používané typy. V devadesátých letech se pak v dražších modelech začal používat svítidla xenonová. I ta však nyní ustupují LED maticovým světlometům pro automobily. Děje se tak z důvodu jejich vyšší účinnosti a vyšší intenzity svícení. Další klíčová výhoda však plyne z faktu, že LED maticové světlomety se na rozdíl od dříve používaných typů neskládají pouze z jednoho zdroje světla v každém světlometu, ale z maticové soustavy mnoha LED diod. To má dalekosáhlé důsledky, co se možnosti směřování světelných paprsků týče. Umožňuje to požívat dálková světla nepřetržitě bez nutnosti jejich ztlumení z důvodu zabránění oslnění ostatních účastníků silničního provozu. Pokud palubní kamera detekuje protijedoucí vozidlo, dojde ke ztlumení pouze těch LED diod, které by jej přímo oslňovaly. Zbylé LED diody, osvětlující zbytek vozovky a krajnici, svítí v nezměněné intenzitě. Taktéž při průjezdu zatáčkou se intenzita přizpůsobí tak, aby byla viditelnost optimální. Dnes nejsou touto technologií vybavovány pouze prémiové modely, ale proniká i do vozů střední třídy. Samotné světlomety, jejich systémy řízení jsou tedy čím dál potřebnější a vyráběny ve stále větších objemech. LED diody jsou velmi citlivé na napěťové špičky [1] [2], a i návrhu napájecích zdrojů je tedy potřeba věnovat náležitou pozornost.

V této diplomové práci bude jedna soustava modelu LED světlometu, jednoho napájecího zdroje a řídicí jednotky navržena a zkonstruována.

Kapitola 2

Seznámení se systémem a jeho stavebními bloky

2.1 Přehled typů měničů

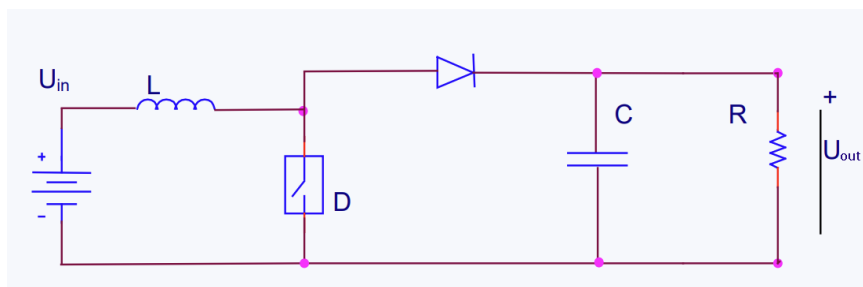
V této kapitole si popíšeme základní typy měničů, jejichž aplikace připadá v úvahu [4][15]. Všechny tyto obvody slouží k převodu stejnosměrného napětí na jinou, vyšší, nebo nižší hodnotu. V automobilech se typicky jedná o převod 12-13V z autobaterie na jiné potřebné hodnoty dle konkrétní aplikace.

Měnič typu boost

Měnič typu boost na výstupu poskytuje vyšší napětí, než je to vstupní. [2] Jeho principiální schéma vidíme na obr. 2.3. Také zde je klíčovým komponentem induktor. Na rozdíl od bucku však proud induktorem teče do zátěže pouze ve druhé fázi. V první fázi se magnetické pole induktoru nabije proudem tekoucím přes sepnutý tranzistor do země. V druhé fázi se tranzistor rozezne. Naakumulované napětí na induktoru se sečte s napětím zdroje a výsledkem je tak vyšší napětí, než bylo původní napětí zdroje. Na výstupu opět najdeme vyrovnávací kapacitor. I zde rozlišujeme spojitý a nespojitý mód [4][15]. Pro střidu tranzistoru (δ [-]), vstupní a výstupní napětí platí vztah:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{1 - \delta} \quad (2.1)$$

Kde t_{off} je část střídavy, kdy je tranzistor rozepnutý a T je perioda střídavy.



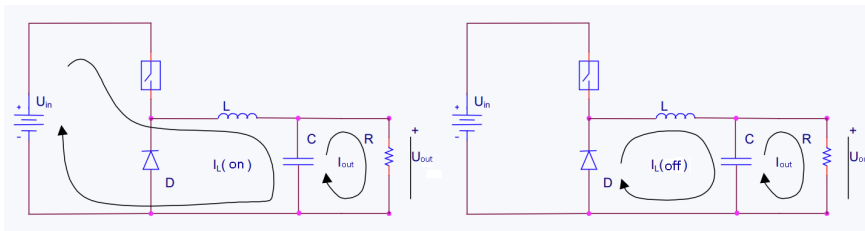
Obrázek 2.1: Měnič typu Boost [15]

■ Měnič typu Buck

Základní vlastností měniče typu buck je, že slouží ke snižování hodnoty napětí. Jeho principiální schéma vidíme na obr. 2.2. Měnič typu buck využívá setrvačnosti cívky a kondenzátoru. Jeho pracovní cyklus se skládá ze dvou částí [4][15] [2]. V první části je tranzistor sepnut. Induktorem protéká proud přímo do zátěže a zároveň nabíjí kapacitor na výstupu. Po rozepnutí tranzistoru se zdrojem proudu stává induktor a nadále napájí zátěž. Ze zátěže se proud vrací diodou zpět do induktoru a obvod se uzavírá. Měnič typu buck může pracovat ve dvou základních módech [4][15], a sice spojitým a nespojitým. Rozdíl spočívá v tom, zda se během fáze, kdy je tranzistor rozepnutý, hodnota proudu induktorem sníží až na nulu, či nikoliv. Pro naše potřeby je zajímavý spojitý mód, neboť chceme zajistit co nejstálější hodnotu výstupního proudu a napětí. Pro střídavu tranzistoru (δ [-]), vstupní a výstupní napětí ve spojitým platí vztah [15] [2]:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{t_{on}}{T} = \delta \quad (2.2)$$

Kde t_{on} je část střídavy, kdy je tranzistor sepnutý a T je perioda střídavy.



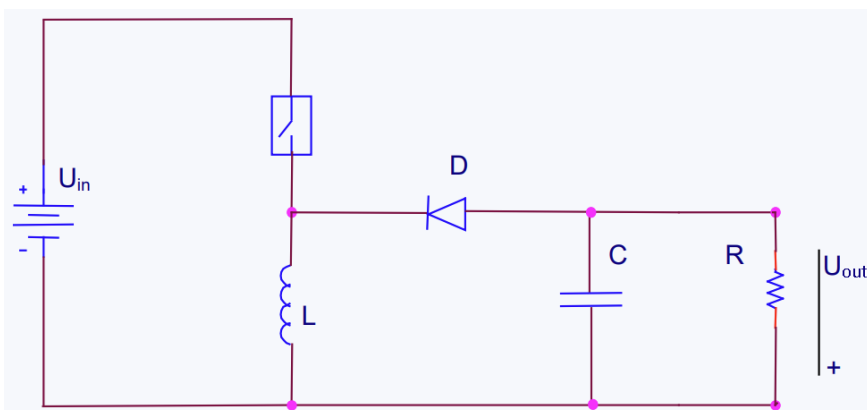
Obrázek 2.2: Měnič typu Buck [15]

■ Měnič typu buck-boost (Flyback)

Měnič typu buck boost, také známý jako Flyback [15] [2], může napětí zvyšovat i snižovat. A to v rámci pouze jednoho obvodu. Jeho principiální schéma vidíme na obr. 2.3. Je-li tranzistor sepnutý, tak proud protéká cívkou do země. Po rozeptnutí tranzistoru se na cívce vygeneruje napětí opačné polarity, než je polarita zdroje, a proud teče do zátěže. Na výstupu je nutný vyrovnávací kapacitor. Je nutné mít na zřeteli, že zdroj otáčí polaritu napětí [4][15]. Pro střihu tranzistoru (δ [-]), vstupní a výstupní napětí platí vztah:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (2.3)$$

Kde t_{off} je část střidy, kdy je tranzistor rozeptnutý a T je perioda střidy.



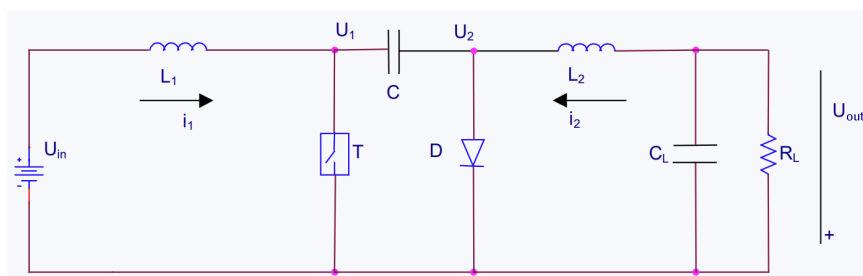
Obrázek 2.3: Měnič typu Boost [15]

■ Měnič Ćuk - Middlebrook

Měnič typu boost může opět napětí snížit i zvýšit. Jeho principiální schéma vidíme na obr. 2.4. Zde je přes cívku nabíjen kondenzátor, na kterém se akumuluje výstupní napětí. Výstupní napětí určuje doba sepnutí tranzistoru. [2] Měnič je vhodný pro kolísající vstupní napětí. Dodává konstantní proudy, ale napětí je opět invertované[4][15]. Pro střidu tranzistoru (δ [-]), vstupní a výstupní napětí platí vztah:

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (2.4)$$

Kde t_{off} je část střidy, kdy je tranzistor rozepnutý a T je perioda střidy.



Obrázek 2.4: Ćuk - Middlebrook [15]

■ 2.1.1 Volba topologie

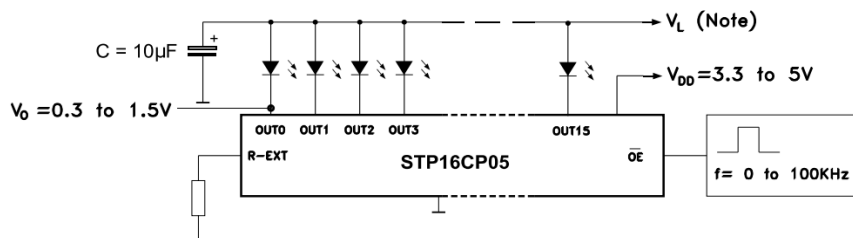
Pro naše účely se jako nejvhodnější jeví topologie dvou samostatných měničů Boost - Buck. Základním důvodem je fakt, že obvod se musí vyrovnat s proměnlivým napájením (rozsah 8 až 16 V) ale také proměnlivou zátěží (Matrix Managery zkratují LED diody). Nelze tedy zkonstruovat jen měnič typu boost na příslušné napětí a proud. Je nutné mezi dvěma stupni vytvořit mezistupeň s konstantním napětím, aby mohl proudový zdroj stupně buck řádně pracovat. Dalším důvodem je, že LED diody jsou velmi citlivé na proudové špičky. Proudové špičky LED diodám drasticky snižují životnost [1]. To vylučuje použití výstupního kondenzátoru, který by při náhlém odpojení napájecího napětí takové špičky mohl vytvářet. Místo toho je na výstupu pouze cívka, která ze své povahy proudové špičky potlačuje. Toto je možné v topologii Boost - Buck s použitím obvodu LM3409 v Bucku, který umožňuje realizaci Bucku bez výstupní kapacity [5] [10].

2.2 Obvody pro maticové řízení LED diod

Nyní si představíme několik obvodů využitelných pro maticové řízení LED světloometu. Tyto obvody jsou tím posledním článkem v řetězci, který realizuje změny jasu či vytváří vzory na LED svítidlech. Jedná se o Manager TPS92662A1 a jemu příbuzná rodina integrovaných obvodů od firmy Texas Instruments [7][14][17]. Dále například obvody LT3965/LT3965-1[18] od firmy Analog Devices nebo obvod STP16CP05 od firmy ST Microelectronics [19].

2.2.1 STP16CP05

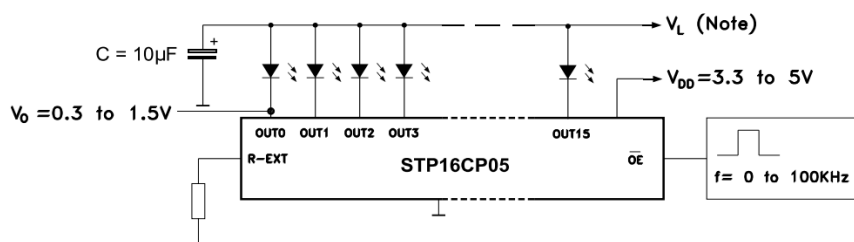
Tento obvod slouží k řízení spíše méně náročných aplikací, pokud jde o výkon řízených LED diod. Výstupní proud je zde od 5 do 100 mA [19]. Na výstup lze dodat až 20 V a lze tak do série zapojit více LED diod. Pro hlavní dálková světla tedy není příliš vhodný, pro obrysová a jiná méně jasná světla či osvětlení interiéru však postačovat může. Jas diody lze dále upravovat externím rezistorem R_i . Příklad použití obvodu vidíme na obr. 2.5



Obrázek 2.5: Typická aplikace obvodu STP16CP05 řetězení [19]

2.2.2 LT3965/LT3965-1

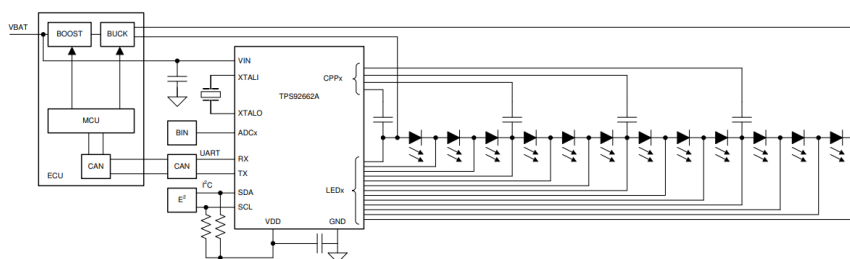
V případě této dvojice obvodů jde o řídicí obvod až 8 kanálů po až 4 LED diodách určený i pro automobilová světla. Maximální výstupní napětí na jeden kanál je zde již 25 V. Využití nicméně nalezne i v interiéru. Obě varianty tohoto obvodu se od sebe liší inicializační hodnotou všech spínačů. Příklad použití obvodu vidíme na obr. 2.6.



Obrázek 2.6: Typická aplikace obvodu LT3965/LT3965-1 [18]

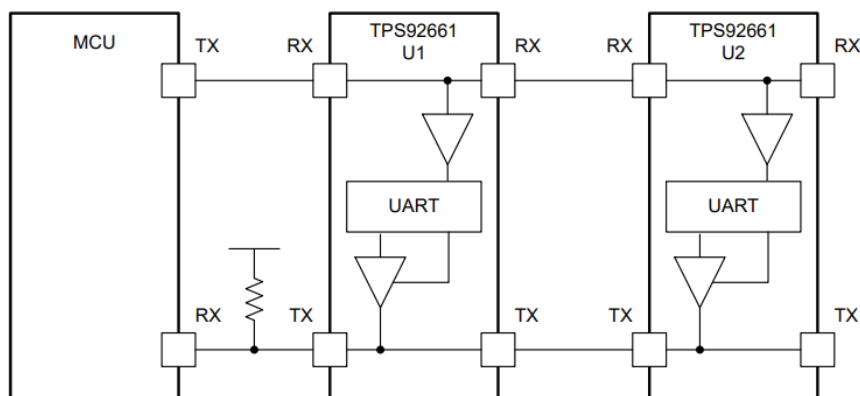
2.2.3 Matrix manager TPS92662A1

TPS92662A1 je obvod pro maticové řízení LED světlometů od firmy Texas Instruments. Typické zapojení můžeme vidět na obr. 2.7. Obvod komunikuje s řídicí jednotkou přes sběrnici UART [16]. Na základě instrukcí zaslaných z řídicí jednotky a uložených do příslušných řídicích registrů dokáže obvod TPS92662A1 zkratovat až 12 připojených LED diod a tím měnit jejich jas, případně i fázi vůči sobě navzájem. Možností přivedení hodinového signálu, je více. Může být i externí z řídicí jednotky, avšak v našem případě využijeme krystal. Jedná se o výkonný řídicí obvod určený především pro přední světlometry. Tento obvod mi byl také doporučen ve firmě Magna Lighting díky rychlé dostupnosti. Avšak i svými parametry je to ideální volba.



Obrázek 2.7: TPS92662 příklad zapojení [16][17]

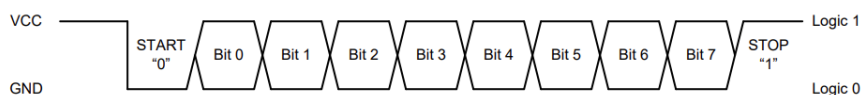
jak můžeme vidět na obr. 2.8, tak matrix managery lze zapojovat do série, kdy jsou všechny připojeny na jedné sběrnici UART [16][17]. Obvod má tři adresní piny, lze tak tedy připojit až 8 Matrix Managerů. V případě využití až dvou ADC převodníků k adresaci jich pak může být v sérii až 32.



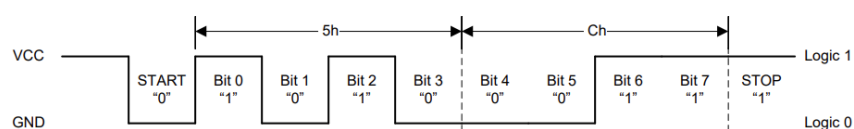
Obrázek 2.8: TPS92662 řetězení [16][17]

2.2.4 Sběrnice UART

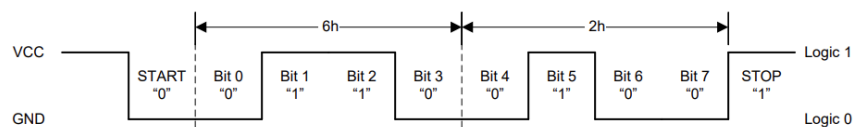
Jak již bylo řečeno, Matrix Managery komunikují po sběrnici UART. na obr. 2.9 vidíme komunikační protokol pro sběrnici UART. Odeslání každého bytu začíná nulovým start bitem, pak proběhne 8 datových bitů a končí jedničkovým stop bitem [16][17][3]. Na obr. 2.10 pak vidíme příklad odeslání dvou bytů.



Obrázek 2.9: UART komunikační protokol [16][17]



UART Sending 0xC5 Byte (1100 0101)



UART Sending 0x26 Byte (0010 0110)

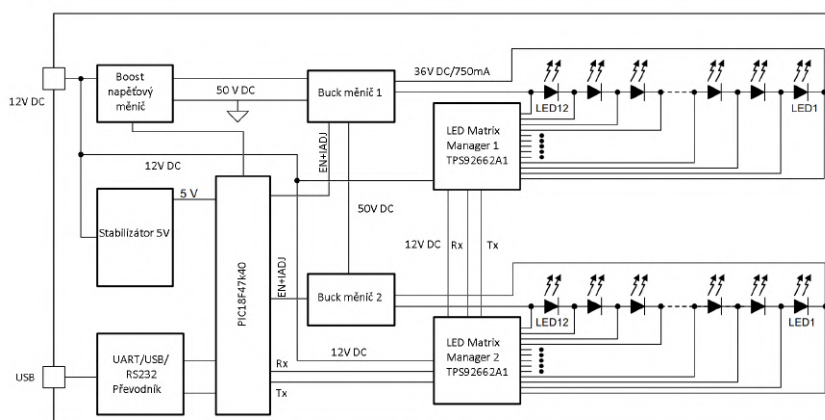
Obrázek 2.10: UART ukázkové odeslání dvou bytů [16][17]

Rychlost komunikace je závislá na zvoleném krystalu. Pro 115 kbaud zvolíme krystal 1,8432 MHz. Tato hodnota je zvolená s ohledem na kompatibilitu s

UART rozhraním procesoru PIC18F47K40 [13].

2.3 Celkový popis navrhovaného systému

Na obr. 2.11 vidíme blokový diagram navrhovaného systému. Začneme od přívodu 12V stejnosměrných z autobaterie. Nicméně 12V je zde typická hodnota, boost je schopen provozu v rozsahu napájecího napětí 8V až 16V. Totéž pak platí i pro z něj napájenou desku řídicí jednotky a napájení Matrix Managerů. Dále nicméně pro přehlednost bude o tomto napětí psáno jako o 12V. Z tohoto bodu je 12V rozvedených do napěťového měniče Boost. Ten pak napětí zvýší na 50V stejnosměrných, Toto napětí je pak rozvedeno do dvou měničů typu Buck, které jej sníží na 36V stejnosměrných. Ale hlavně je na výstup pouštěn co možná nejstálější proud 750 mA. Z Měničů typu buck je pak toto napětí a proud dále rozváděno do řetězců LED diod. Vzhledem k tomu, že obvody Matrix Manager TPS92662A1, které LED diody řídí, jich mohou řídit maximálně 12, má každá sada 12 diod svůj Matrix Manager a svůj měnič buck.



Obrázek 2.11: [Blokový diagram systému [16][17]

Vrátíme-li se však zpět na začátek, všimneme si, že napětí 12V je rozváděno také do Matrix Managerů a na desku řídicí jednotky. Není tomu tak přímo ze vstupu, ale tato odbočka se odpojuje v boostu za přepětovou ochranou a ochranou proti přepólování. Zbytek boostu nicméně míjí. Do Matrix managerů je toto napětí dále přivedeno bez dalších úprav, neboť Matrix Managery vyžadují napájecí napětí v rozmezí 5-50V[13]. Na desce řídicí jednotky nicméně následuje stabilizátor napětí na 5V. Následuje samotný procesor

PIC18F47K40 [13]. Tento typ byl zvolen s ohledem na velikost programové paměti (jednotlivé vzory zobrazované na LED diodách obsahují poměrně rozsáhlý sled příkazů, včetně inicializačních), a také s ohledem na potřebné periferie. Jejich účel si nyní popíšeme.

Všechny tři měniče disponují funkcí tzv. Analog Diming. LED diody mají z výroby určitou toleranci ve vícero parametrech. Pro nás je důležitá svítivost. Prodávají se v tzv. binech, kdy jsou podle skutečné svítivosti zhruba seřazeny stejné do jedné zásilky. Protože nevíme, jaký bin obdržíme, je zde možnost měniče trochu přitlumit v případě, že přijde bin s větší svítivostí, než je potřeba. Děje se tak pomocí řídicího napětí. U boostu i bucků platí, že je-li toto napětí rovno 5V, pak se svítivost nemění. Při jeho poklesu lineárně klesá napětí/proud na jejich výstupech a svítivost LED diod klesá [6][10]. Toto analogové napětí je pro boost realizováno DAC převodníkem [3][13] a pro oba bucky pulsně-šířkovou modulací s následným RC filtrem na deskách měničů buck generujícím požadované napětí. Procesor PIC18F47K40 disponuje [13][3] požadovanými periferiemi přesně v tomto počtu. Navíc ještě dvěma UARTovými [3] rozhraními, viz. dále.

Všechny desky měničů dále mají digitální enable pin. Při log. 1 (=5V) na jejich vstupech je měnič aktivní. Toto umožňuje i jejich PWM regulaci, avšak v tomto zařízení je ponecháme konstantně sepnuté. Obvod TLD 5097 ještě nabízí možnost přivedení externího hodinového signálu. Tato funkce není v této práci využita, avšak přivedeným kabelem od procesoru byla pro další vývoj ponechána možnost tuto funkci využít. Dále zde ještě nalezneme pin zpětné signalizace procesoru [12], který ale také není použit. Opět je ale ponechán vodič do procesoru pro další vývoj.

Dále je zde propojení procesoru s Matrix Managery přes UARTové rozhraní. Použity jsou piny TX a RX (při návrhu pozor na jejich komplementární zapojení [3]), a rozvod 12V napájení. Matrix Managery mají ještě piny pro externí přivedení hodinového signálu a synchronizační puls. Toto není aplikováno, hodinový signál generuje s pomocí krystalu první Matrix Manager v sérii a taktéž generuje synchronizační pulzy. Pro větší univerzálnost však byly tyto signály vyvedeny na procesor. Nyní jsou rozpojeny, avšak osazení 2 rezistorů o hodnotě 0Ω umožňuje tuto funkci v případě potřeby využít.

A nakonec zde nalezneme druhé UARTové rozhraní pro komunikaci s převodníkem UART/USB pro komunikaci s PC.

Kapitola 3

Realizace systému

3.1 Popis desek

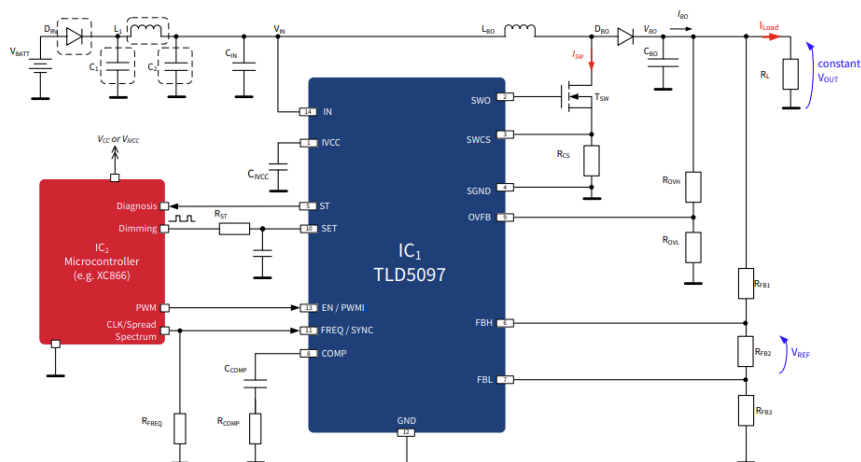
A nyní již přistoupíme k popisu výsledků realizace jednotlivých desek - částí systému. Začneme měničem boost a pak přejdeme ke dvojici identických měničů typu buck. Ve firmě Magna mi pro účely diplomové práce byly doporučeny (a věnovány) obvody TLD5097 [6], TLD5098 [24] a LM3409QHV. V případě měniče Buck je na výstupu kvůli omezení napěťových špiček nutná nulová výstupní kapacita. Ze zmíněné trojice bez výstupní kapacity může fungovat jedině LM3409QHV, pro měnič buck byl tedy jasnou volbou. Obvody TLD5097 a TLD5098 se liší jen v detekci zkratu na výstupu v případě TLD5098. Tato funkce je ale určena pro jiné typy měničů, u měniče boost použít nelze. Vybral jsem si tedy TLD5097. Velkou výhodou všech tří zmíněných obvodů, dále Matrix Manageru TPS92662A-Q1, věnovaných cívek 100 μH a 15 μH byla jejich okamžitá dostupnost. A nyní přistupme k popisu samotného návrhu.

3.1.1 Zvyšovací měnič - Boost

Prvním stupněm napěťového měniče je zvyšovací stupeň (boost). Jeho úkolem je ze stejnosměrného napěťového zdroje s rozsahem hodnot 8 až 16V (typicky autobaterie) vyrobit napětí 50V s výstupním výkonem 60W. Jádrem měniče typu boost je obvod TLD5097. Modelový příklad aplikace obvodu TLD5097

vidíme na obr. 3.1.

Postup návrhu zvyšovacího měniče sestává z následujících postupných kroků



Obrázek 3.1: Příklad aplikace měniče boost s obvodem TLD5097 [6]

Definování spínací frekvence [6] [10]

Následující výpočty jsou počítány pro hodnotu vstupního napětí 8V, protože tehdy systémem tečou největší proudy a systém je nejvíce namáhán. Výpočty pro 16V jsou identické, ale vycházejí s velkou rezervou ve všech parametrech.

V tabulce 3.1 je seznam vstupních specifikací pro návrh stupně typu boost. Na následujících stranách budou na základě těchto specifikací a vztahů z příslušné application note [10] vypočteny potřebné komponenty. Oproti Application Note V1.3 je spínací frekvence dána cívkou o hodnotě $15\mu\text{H}$ vzhledem k tomu, že tato byla jako jedna z mála vyhovujících dostupná.

Tabulka 3.1: Boost - návrhové specifikace

Parametr	Označení	Hodnota
Napájecí napětí	V_{IN}	8 až 16 V
Výstupní napětí	V_{OUT}	50 V
Typický výstupní proud	I_{OUT}	1,08 A
Hodnota použité cívky	L_1	$15\mu\text{H}$
Maximální odchylka výstupního napětí	ΔV_{OUT}	100 mV
Maximální odchylka vstupního napětí	ΔV_{IN}	100 mV
Maximální odchylka špičkového proudu oproti minimu	$\Delta I_{L\%}$	20 %
Referenční napětí ve zpětné vazbě [6][10]	V_{REF}	300 mV

Začneme výpočtem rezistoru definujícího pracovní frekvenci f_{SW} [Hz]. Ta musí být menší než 500 kHz. Vzhledem k nárokům na systém, komponentům a ohledům na fázovou stabilitu (viz. kapitola Fázová stabilita) bylo nutné zvolit frekvenci 490 kHz. Příslušný rezistor tedy vypočteme jako:

$$R_{FREQ} = \frac{1}{141 \cdot 10^{12} F \cdot f_{SW} \text{Hz}} - 3,5 \cdot 10^3 = 10,973 \text{ k}\Omega \quad (3.1)$$

Z řady hodnot byla vybrána hodnota 12 k Ω . Nyní vypočítáme střídu (duty cycle) měniče. Jedná se o bezrozměrnou veličinu určující, jakou část periody bude tranzistor sepnutý.

$$D \simeq \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}} = 0,872 - \quad (3.2)$$

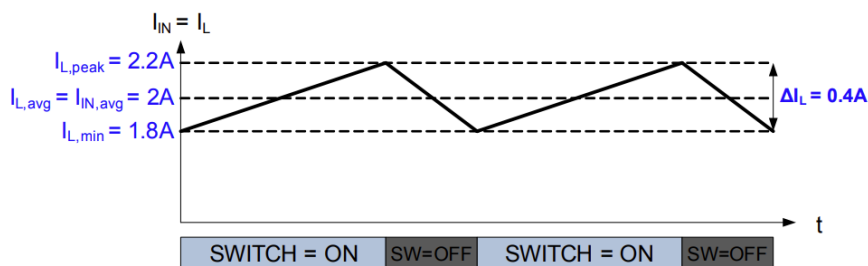
Nyní vypočítám délku částí střídy, jak dlouho je tranzistor sepnut a jak dlouho nikoliv.

$$T_{SW} = \frac{1}{f_{SW}} = 2,04 \mu\text{s} \quad (3.3)$$

$$t_{on} = D \cdot T_{SW} = 1,78 \mu\text{s} \quad (3.4)$$

$$t_{off} = (1 - D) \cdot T_{SW} = 0,26 \mu\text{s} \quad (3.5)$$

Nyní vypočítáme proud cívku. Typický průběh a významné hodnoty vidíme na obr. 3.2



Obrázek 3.2: Typický průběh proudu cívku [10]

Napřed spočítáme průměrný proud cívku. $I_{L(AVRG)}$ je výsledná průměrná

hodnota. Jedná se o zásadní hodnotu z toho pohledu, že podle ní se dimenzují komponenty z hlediska tepelného namáhání. I_{OUT}

$$I_{L(AVRG)} = \frac{I_{OUT}}{1 - D} = 8,4375 \text{ A} \quad (3.6)$$

A z něj potom rozdíl mezi proudovou špičkou a minimem. Tedy, jaký minimální a maximální špičkový (nikoliv již průměrný) proud bude cívkou protékat.

$$\Delta I_L = I_{L(AVRG)} \cdot \Delta I_{L\%} = 1,6875 \text{ A} \quad (3.7)$$

$$I_{L(peak)} = I_{L(AVRG)} + \frac{\Delta I_L}{2} = 9,2513 \text{ A} \quad (3.8)$$

$$I_{L(min)} = I_{L(AVRG)} - \frac{\Delta I_L}{2} = 7,5938 \text{ A} \quad (3.9)$$

A nyní vypočítáme velikost odporu měřícího velikost protékajícího proudu tranzistorem. Tento rezistor je součástí zpětnovazebné smyčky řídicí celý boost. Při dosažení stanovené špičky naměří obvod TLD5097 na tomto rezistoru napětí 300mV a dojde k zavření tranzistoru. Kromě toho odpor zajišťuje ochranu proti příliš velkým proudovým špičkám po otevření tranzistoru [10]. Vzhledem k jeho velmi malé hodnotě je nutno dbát na co nejmenší vzdálenost od obvodu TLD5097. Z důvodu velkých protékajících proudů a tím pádem vyšších výkonových ztrát byl rozdělen na sérioparalelní kombinaci 12 rezistorů o hodnotě 47 mΩ. V_{SWCS00} je napětí na snímacím rezistoru uvedené v dokumentaci [6], při které dojde k rozepnutí spínacího tranzistoru. Jeho hodnota činí 150mV. Takto nízká je z důvodu co nejvyšší energetické účinnosti systému, neboť pak má rezistor nejnižší tepelné ztráty.

$$R_{CS} = \frac{V_{SWCS} 0,15V}{I_{limit} 10A} = 0,015 \Omega \quad (3.10)$$

I_{limit} je hodnota vyšší o dostatečnou rezervu oproti špičkovému proudu. 15mV je pak napěťový úbytek na snímacím rezistoru, při kterém dojde k

rozeptnutí tranzistoru. Nyní propočítáme minimální velikost pracovní cívky L_{BO} :

$$L_{BO} \geq \frac{V_{OUT} \cdot R_{CS}}{106^{-3}V \cdot f_{SW}} = 14,439 \mu\text{H} \quad (3.11)$$

Byla tedy vybrána cívka IHLP6767GZER150M11 o indukčnosti $15 \mu\text{H}$. Výběr cívky je vždy kompromis mezi velikostí a cenou. Čím vyšší hodnota, tím vyšší účinnost a možná nižší spínací frekvence, ale dramaticky rostoucí náklady při sériové výrobě. Nyní propočítáme hodnotu výstupního kondenzátoru C_{OUT} . ΔV_{OUT} je maximální přípustné zvlnění výstupního napětí. V návrhu byla zvolena jako 100mV . Hodnota pochází z [9] a je kompromisem mezi stálostí výstupu a cenou (i plochou na DPS) použitých kondenzátorů.

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT} \cdot D}{\Delta V_{OUT} \cdot f_{SW}} = 14,43 \mu\text{F} \quad (3.12)$$

Hodnota byla naddimenzována na $44\mu\text{F}$. U osazených kondenzátorů je nutno dbát na jejich co nejnižší ESR rating z důvodu velkých proudových špiček. Proto byly v souhrnné hodnotě $18,5\mu\text{F}$ osazeny keramické kondenzátory, které tyto špičky zachytí. Zbytek hodnoty je doplněn kondenzátory elektrolytickými. Nyní propočítáme efektivní hodnotu jimi protékajícího proudu.

$$I_{RMS_{C_{OUT}}} = \sqrt{I_{OUT}^2 \cdot \frac{D}{1-D} + \frac{\Delta I_L^2}{12} \cdot 1 - D^2} = 2,83 \text{ A} \quad (3.13)$$

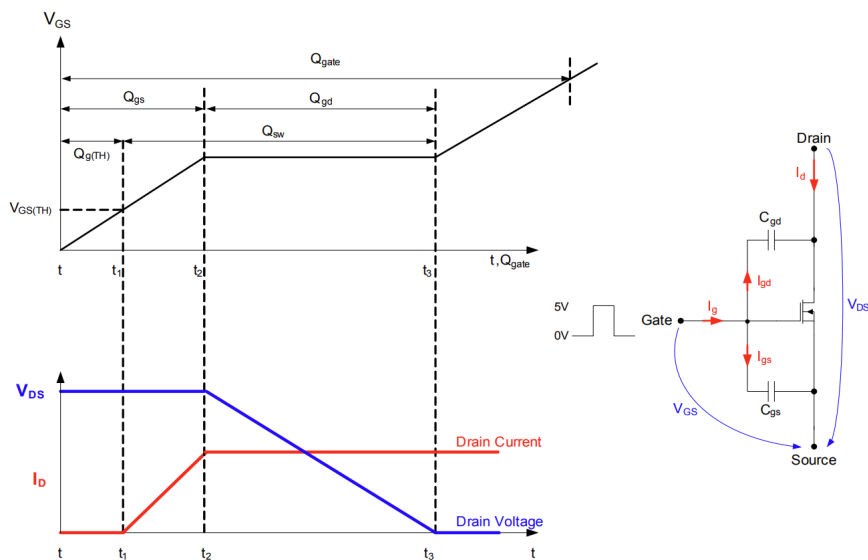
Nyní propočítáme minimální vstupní kapacitu. ΔV_{IN} je maximální přípustné zvlnění napájecího napětí. Je to opět standardní hodnota z dokumentace [6] [9].

$$C_{IN} \geq \frac{\Delta I_L \cdot T_{SW}}{8 \cdot \Delta V_{IN}} = 4,3 \mu\text{F} \quad (3.14)$$

Zvolíme kondenzátory s celkovou kapacitou $28 \mu\text{F}$. Efektivní hodnota proudu kondenzátory pak bude:

$$I_{RMSCIN} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}} = 2,13 \text{ A} \quad (3.15)$$

Z důvodu nízké hodnoty ESR je vstupní kapacita opět řešena paralelní kombinací keramických kondenzátorů o hodnotách $4,7\mu\text{F}$ a $2,2\mu\text{F}$ doplněných několika menšími. Nyní propočítáme parametry tranzistoru. Obvod TLD5097 vyžaduje, aby to byl tranzistor typu NMOS. Kromě dostatečné rezervy pro maximální napětí a proud mezi vývody source a drain zde záleží zejména na kapacitě vývodu gate tranzistoru. Spínací frekvence 490 kHz je již poměrně vysoká a je třeba volit tranzistor s malou kapacitou mezi gate a source. Nabíjecí charakteristiku gate tranzistoru vidíme na obr. 3.3. Ačkoliv již v čase t_0 začneme přivádět napětí na gate tranzistoru, tak až v čase t_1 se gate nabije na prahové napětí a až v čase t_2 je plně otevřený. Toto není jen problém rychlosti spínání jako takové, ale také tepelných ztrát a tedy účinnosti. Kapacita gate vůči source by tedy měla být co nejmenší.



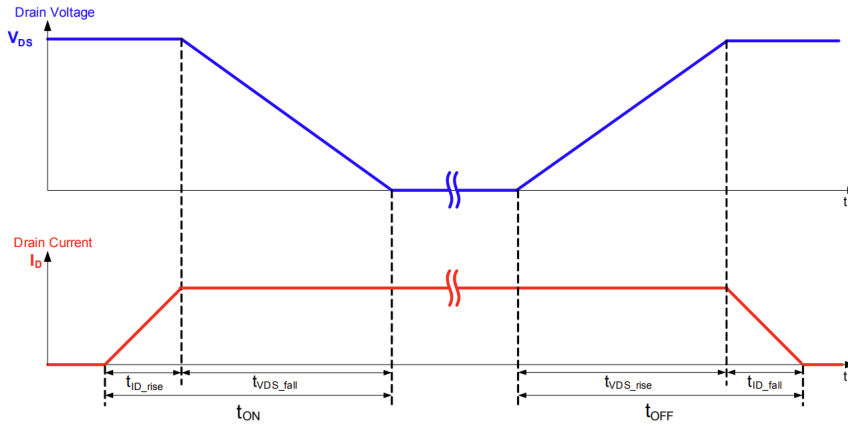
Obrázek 3.3: Průběh nabíjení gate NMOSu [10]

Nyní propočítejme časy sepnutí a rozepnutí NMOSu. Náboj gate nalezneme v datasheetu obvodu TLD 5097 [6], příslušné nabíjecí a vybíjecí proudy také. Q_{gate} je náboj potřebný k nabití kapacity přechodu gate - source tranzistoru a jeho hodnotu nalezneme v dokumentaci [22]. Hodnoty $I_{SWO,SRC}$ a $I_{SWO,SNK}$ jsou hodnoty nabíjecích a vybíjecích proudů kapacity tranzistoru a nalezneme je opět v [22].

$$t_{ON} = \frac{Q_{gate}}{I_{SWO, SRC}} = 17,22 \text{ ns} \quad (3.16)$$

$$t_{OFF} = \frac{Q_{gate}}{I_{SWO, SNK}} = 11,82 \text{ ns} \quad (3.17)$$

Pro úplnost ještě na obr. 3.4 uvedme definici doby nabíjení a vybíjení:



Obrázek 3.4: Průběh nabíjení gatu NMOSu [10]

Na základě propočtených parametrů byl vybrán tranzistor BUK9Y19-75B [22]. Nyní vypočteme hodnotu zpětnovazebních rezistorů detekujících napětí na výstupu. Hodnota rezistoru R_{FB2} je pevně stanovena na $1\text{k}\Omega$. Zbylé rezistory je pak nutno dopočítat tak, aby v rámci napěťového děliče tvořeného rezistory $R_{FB1,2,3}$ zůstal na R_{FB2} napěťový úbytek $V_{REF}300\text{mV}$ daný [6][9].

$$R_{FB1} = 1,2 \text{ k}\Omega \quad (3.18)$$

$$R_{FB1} = R_{FB3} = \frac{300\text{mV} \cdot 200 \cdot \frac{1000}{V_{OUT}}}{1 - \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}} = 100 \text{ k}\Omega \quad (3.19)$$

Nyní vypočteme hodnoty rezistorů detekce přepětí R_{OVH} a R_{OVL} . $V_{OVFB,TH}$ je hodnota výstupního napětí, kdy má přepětová ochrana začít pracovat byla stanovena jako napětí o 1,25 vyšší, než výstupní napětí.

$$I_{OV} = \frac{V_{OVFB,TH}}{R_{OVL}} = 1,25 \text{ mA} \quad (3.20)$$

$$R_{OVH} = \frac{V_{OUT,max}}{I_{OV}} = 42400 \Omega \quad (3.21)$$

Z řady hodnot byl vybrán rezistor 43k Ω . Hodnota rezistoru R_{OVL} je fixně stanovena na 1k Ω . Při výstupním napětí vyšším, než 53V dojde k vypnutí měniče. A nyní výpočet bufferového kondenzátoru pro výstup I_{VCC} obvodu TLD5097. Výpočet je sice standardní, ale pro pořádek jej uvedme. $I_{SWO,SNK}$ je nám již známá hodnota nabíjecích proudů tranzistoru [22].

$$C_{IVCC} = \frac{I_{SWO,SNK} \cdot t_{ON}}{dV} = 327 \text{ pF} \quad (3.22)$$

■ Fázová stabilita [6] [10]

A nyní přistoupíme k výpočtu fázové stability. Na úvod je třeba říci, že zde uvedené výpočty jsou pouze orientační. Slouží k hrubé představě o hodnotách kompenzačních prvků (R_{COMP} , C_{COMP1} a C_{COMP2}). Nicméně přesné nastavení fázové stability se pak provádí empiricky na oživovaném zařízení. Je také třeba říci, že fázové rozpětí se liší podle připojené zátěže. Ta se mění i tehdy, když Matrix Managery zkratují některé (nebo všechny) LED diody a při návrhu je na toto nutné pamatovat. Jak brzy uvidíme, výpočty jsou poměrně rozsáhlé, a tak v této kapitole provedeme ukázkový výpočet pro případ, že jsou všechny LED diody rozsvíceny. Tomuto stavu odpovídá výstupní odpor stupně boost (alias vstupní odpor stupně buck) 46,3 Ω . Tato hodnota byla spočítána přes přenesený výkon. Při proudu 750mA jednou větví měniče buck a 12 LED diod s úbytkem napětí 3V je přenesený výkon pro jednu větev buck měniče: N_{LED} je počet Matrix Managerem nevyzkratovaných (svítících) diod v zátěži. V_{FW} je úbytek napětí na jedné diodě. a I_{LED} je proud každou 12-ti člennou sérií LED diod.

Hodnoty kompenzačních prvků byly zjištěny iteračně. Pro tento ukázkový výpočet zadejme finální použité hodnoty v hotovém zařízení:

$$R_{COMP} = 12 \text{ k}\Omega, C_{COMP1} = 270 \text{ nF} \text{ a } C_{COMP2=1} \text{ nF.}$$

$$P = N_{LED} \cdot V_{FW} \cdot I_{LED} = 12 \cdot 3 \cdot 0,75 = 27 \text{ W} \quad (3.23)$$

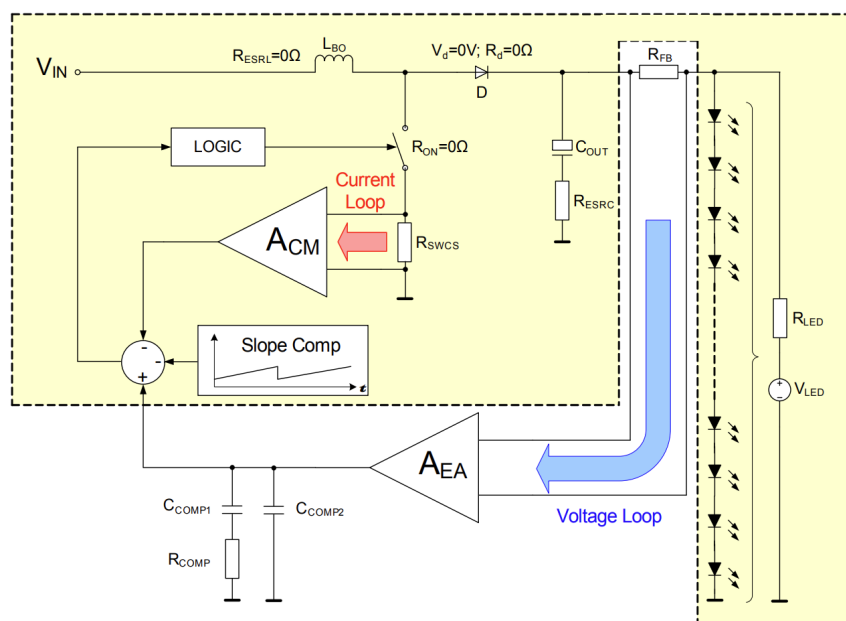
Bucky jsou však dva, celkem tedy 54W. Proud z boostu tedy bude:

$$I = \frac{P}{V} = 54/50 = 1,08 \text{ A} \quad (3.24)$$

Vstupní odpor bucku pak je:

$$R_{LOAD} = \frac{V_{BUCK}}{I_{BUCK}} = \frac{50}{1,08} = 46,3 \Omega \quad (3.25)$$

Nejprve se však podívejme na schéma celého systému obr. 3.5. Systém se skládá ze dvou zpětnovazebních smyček [6][10]. První smyčkou je proudová snímající proud procházející rezistorem R_{CS} , na obrázku jako R_{SWCS} . Druhá ZV smyčka je napěťová. Výstupní napětí je snímání na rezistoru R_{FB} . Avšak ZV systém na obrázku je proudový, nikoliv napěťový zdroj, jako v našem případě. Zpětnovazební rezistor R_{FB} není v sérii s výstupem, ale paralelně k němu. Pro potřeby výpočtů ale nebudeme uvažovat jeho hodnotu jako $1,2\text{k}\Omega$, jaká byla reálně použita. Použijeme takovou, jaká by byla zvolena pro proudový zdroj se stejným výstupním proudem, jaký je použit v našem zapojení. Pak budou výsledky vztahů z Application Note V1.3 [10] použitelné.



Obrázek 3.5: Schéma zpětnovazebního systému v měniči boost [10]

A nyní již přejděme k samotnému výpočtu stability systému:

Hodnota kompenzačních prvků je vstupem výpočtu a neexistuje pro ni jen jedno správné řešení. Získává se iteračním způsobem. Počítejme tedy, že $R_{COMP}=12\text{k}\Omega$, $C_{COMP1}=120\text{nF}$ a $C_{COMP2} = 1\text{nF}$.

$$T \cong A_{CM} \cdot A_{EA} \cdot \beta \quad (3.26)$$

Kde T je celkové zesílení celého systému, A_{CM} je zesílení proudové smyčky a A_{EA} zesílení napěťové smyčky. β je zpětnovazební síť popisující vztah mezi vstupním a výstupním signálem [10]. Tyto složky vypočítáme podle následujících vztahů.

$$A_{CM} \cong \frac{0,2 \cdot D' \cdot R_{LOAD}}{\left(1 + \frac{V_{OUT-NLED} \cdot V_{FWLED}}{V_{OUT}}\right) \cdot R_{SWCS}} \cdot \frac{(1 - \tau_{z1} \cdots) \cdot (1 + \tau_{z2} \cdot s)}{(1 + \tau_{p1} \cdot s) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_n \cdot Q} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (3.27)$$

Kde $D = (1 - D')$

$$A_{EA} \cong 0,0006 \times R_{EA} \times \frac{(1 + \tau_{z3} \cdot s)}{(1 + \tau_{p2} \cdot s) \cdot (1 + \tau_{p3} \cdot s)} \quad (3.28)$$

kde 0,0006 je $g_m EA$ neboli transkonduktance rozdílového zesilovače.

$$\beta = \frac{R_{FB}}{R_{load}} \quad (3.29)$$

Avšak popořadě, nejprve si musíme zadefinovat nuly a póly systému. Pro pořádek si zopakujme, jak jsme vypočítali střídu systému:

$$D' = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{8\text{V}}{50\text{V}} = 0,16 \quad (3.30)$$

$$D = (1 - D') = 0,84 \quad (3.31)$$

První jsou na řadě nuly systému. U první nuly jsme se se všemi proměnnými seznámili již dříve. U druhé nuly přibyla hodnota ekvivalentního sériového odporu použitých kapacitorů. Tato hodnota se vztahuje k nejnižší hodnotě ze všech použitých kapacitorů. Je tomu tak proto, že tyto (konkrétně keramické kapacitory $4,7 \mu\text{F}$ a $2,2 \mu\text{F}$) vykrývají nárazové špičky a u nich jejich ESR hraje největší roli. Hodnota pochází z dokumentace ke kapacitorům. [23]. Role větších elektrolytických kapacitorů je stabilizace v delších časových úsecích a v neposlední řadě dodatečná fázová kompenzace. U třetí nuly jsou dosazeny iteračně volené hodnoty kompenzačních prvků C_{COMP1} a R_{COMP} , o nichž již byla řeč.

$$\tau_{z1} \cong \frac{L_{BO}}{R_{load} \cdot D^2} \cdot \frac{V_{OUT} - N_{LED} \cdot V_{FW}}{V_{OUT}} = 5,57 \cdot 10^{-7} \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (3.32)$$

$$\tau_{z2} \cong C_{out} \cdot R_{ESRCout} = 50 \mu\text{F} \cdot 1,25 \Omega = 6,25 \cdot 10^{-5} \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (3.33)$$

$$\tau_{z3} \cong C_{COMP1} \cdot R_{COMP} = 50 \mu\text{F} \cdot 1,25 \Omega = 3,24 \cdot 10^{-3} \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (3.34)$$

A nyní vypočteme i póly.

$$\tau_{p1} \cong \frac{C_{out} \cdot (R_{load} + 2 \cdot R_{ESRCout})}{1 + \frac{V_{OUT} - n \cdot V_{thLED}}{V_{OUT}}} = 2,27 \cdot 10^{-3} \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (3.35)$$

$$\tau_{p2} \cong (C_{comp1} \cdot C_{comp2}) \cdot R_{EA} = 0,68 \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (3.36)$$

Zde je navíc jen kompenzační prvek C_{COMP2} a R_{EA} , což je interní rezistor rozdílového zesilovače a jeho hodnota činí $2,5 \text{ m}\Omega$ [6] [9].

$$\tau_{p3} \cong C_{comp1} \cdot R_{comp} = 1,2 \cdot 10^{-5} \frac{\text{s}}{\text{rad}} \quad (3.37)$$

Nyní je na řadě definice kompenzačních členů strmosti [10]. Nejprve internal slope compensation [10]:

$$S_e = \frac{50 \cdot 10^{-6} \text{ A}}{T_{SW}} = 24,5 \frac{\text{ A}}{\text{ s}} \quad (3.38)$$

Kde T_{SW} je spínací perioda. Nyní ON-period slope:

$$S_n = 10,18 \cdot \frac{V_{IN}}{L_{BO}} \cdot R_{SWCS} = 13 \frac{\text{ A}}{\text{ s}} \quad (3.39)$$

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n} = 3,41 [-] \quad (3.40)$$

A nyní koeficient kvality Q:

$$Q \cong \frac{1}{\pi(m_c \cdot D\ddagger - 0,5)} = 1,52 [-] \quad (3.41)$$

Koeficient kvality je značně vysoký a klade velké nároky na fázovou kompenzaci. Neznamená však sám o sobě, že navržený měnič bude kmitat. Takto vysoká hodnota je dána proudovými omezeními hlavní cívký měniče. Dala by se dále snížit jejím nahrazení cívkou o vyšší hodnotě vyráběnou ve stejném pouzdru a následnou úpravou celého obvodu. Vysoké hodnotě koeficientu kvality budou uzpůsobeny rezistor a kondenzátory fázové kompenzace. Během procesu ladění bylo z tohoto důvodu také nutno přidat do výstupní kapacity další kondenzátor o hodnotě 220 μF , aby kmitání měniče ustalo. Výstupní filtr je totiž také jednou z mnoha veličin, která fázovou stabilitu ovlivňuje. Dále to může být induktor či kondenzátory vstupního filtru a mnohé další prvky. Toto je nutno ladit empiricky. Vzorce, ať už z dokumentace, application note, či mimo ně, toto dost dobře nepostihují a ani nemohou. Jsou pouze prvním vodítkem.

Nyní vypočteme zesílení zpětné vazby proudové smyčky:

$$A_{CM}(0) \cong \frac{0,2 \cdot D' \cdot R_{LOAD}}{\left(1 + \frac{V_{OUT} - n \cdot V_{thLED}}{V_{OUT}}\right) \cdot R_{SWCS}} = 152,57 [-] \quad (3.42)$$

A teď zesílení napěťové smyčky:

$$A_{EA}(0) \cong 0,0006 \times R_{EA} = 1500 [-] \quad (3.43)$$

Koeficient zpětné vazby je poté dán zpětnovazebním odporem napěťové smyčky a zátěží. Toto znamená, že fázová stabilita měniče je závislá na připojené zátěži. A mění se tedy i tehdy, když jsou v zátěži Matrix Managerem vyzkratovány LED diody. Fázová kompenzace tedy nikdy není jen jedna hodnota, ale musí se zvažovat pro celý rozsah možných zátěží. Na tomto místě se však omezíme na ukázkový výpočet pro všechny LED ve aktivním stavu (nevyzkratované). Vždy však platí, že fázová jistota by měla být vyšší, než 60°

$$\beta = \frac{R_{FB}}{R_{load}} = 6 \cdot 10^{-3} \quad (3.44)$$

Zisk celé ZV smyčky je pak následující:

$$T(0) \cong A_{CM} \cdot A_{EA} \cdot \beta = 1373 [-] \quad (3.45)$$

$$T(0)[dB] = 20 \log(2876582) = 62,75 \text{ dB} \quad (3.46)$$

A můžeme tedy vypočítat zlomovou frekvenci:

$$f_{cross_over} \cong \frac{T(0)}{2 \cdot \pi \cdot C_{comp1} \cdot R_{EA}} = 323,74 \text{ Hz} \quad (3.47)$$

Po převedení na radiány pak dostaneme hodnotu:

$$\omega_{c_o} = 2 \cdot \pi \cdot f_{cross_over} = 2034,15 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (3.48)$$

A nyní vypočteme samotnou fázovou jistotu.

$$\begin{aligned} \phi_m = 180 - \arctan(\omega_{c0} \cdot \tau_{p1}) - \arctan(\omega_{c0} \cdot \tau_{p2}) - \arctan(\omega_{c0} \cdot \tau_{p3}) - \\ - \arctan(\omega_{c0} \cdot \tau_{z1}) - \arctan(\omega_{c0} \cdot \tau_{z2}) - \arctan(\omega_{c0} \cdot \tau_{z3}) = 99,41^\circ \end{aligned} \quad (3.49)$$

Z hodnoty fázové jistoty je jasné, že systém bude přetlumený. To však není nijak na závadu. Rychlost přeběhu bude sice nižší, avšak vzhledem k aplikaci, v níž se měnič nachází, je důležitější stabilita.

■ Výpočty výkonových ztrát a účinnosti

Nyní propočítáme výkonové ztráty stupně boost. Jako první přijdou na řadu ztráty vnitřního napěťového regulátoru obvodu TLD5097 [6] [9].

$$I_{VCC_{RMS}} = Q_g \cdot f_{SW} = 14,7 \text{ mA} \quad (3.50)$$

S Q_g jsme se již setkali, je to náboj, který nabije kapacitu tranzistoru.

$$P_{LDO} = (V_{IN} - V_{IVCC}) \cdot I_{VCC_{RMS}} = 117,6 \text{ mW} \quad (3.51)$$

Kde I_{VCC} je 5V. Pokračujeme ztrátami dané kapacitou tranzistoru. V_{IVCC} je napětí do gate a $I_{VCC_{RMS}}$ proud do gate tranzistoru.

$$P_{gate_charge} = V_{IVCC} \cdot I_{VCC_{RMS}} = 73,5 \text{ mW} \quad (3.52)$$

$$P_Q = V_{IN} \cdot I_{qon} = 91 \text{ mW} \quad (3.53)$$

Celkové ztráty obvodu TLD5097 tedy jsou součet předešlých:

$$P_{IC} = P_{LDO} + P_{gate_charge} + P_Q = 282,1 \text{ mW} \quad (3.54)$$

Nyní propočteme ztráty tranzistoru. Ztráty proudu z drain do source vypočteme pomocí ekvivalentního odporu R_{DS}

$$P_C = D \cdot I_{IN}^2 \cdot R_{DS(on)} = 217,28 \text{ mW} \quad (3.55)$$

ztráty při spínání tranzistoru potom vypočteme jako:

$$P_{SW} = 0,5 \cdot V_{OUT} \cdot I_{IN} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{SW} = 4,58 \text{ W} \quad (3.56)$$

Součet obou ztrátových výkonů pak je:

$$P_{MOSFET} = 0,5 \cdot V_{OUT} \cdot I_{IN} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_{SW} = 4,8 \text{ W} \quad (3.57)$$

Dalším krokem je výpočet ztrát na rezistoru napěťové zpětné vazby:

$$P_{RFB} = DI_{OUT}^2 \cdot R_{FB} = 0,324 \text{ W} \quad (3.58)$$

Dalším krokem je výpočet ztrát na rezistoru proudové zpětné vazby:

$$P_{RCS} = D \cdot I_{IN}^2 \cdot R_{CS} = 0,16 \text{ W} \quad (3.59)$$

A nyní totéž pro cívku. DCR je odpor cívky pro frekvenci 0 Hz.

$$P_{LBO} = I_{IL,AVG}^2 \cdot DCR = 0,51 \text{ W} \quad (3.60)$$

Nyní ztráty vstupního kapacitoru. Zde znovu využijeme dříve zjištěné hodnoty ESR (ekvivalentního sériového odporu) a efektivní hodnoty proudu jimi protékajícího.:

$$P_{CIN} = I_{RMS}^2 \cdot ESR = 0,21 \text{ W mW} \quad (3.61)$$

$$P_{COUT} = I_{COUT}^2 \cdot ESR = 0,41 \text{ W} \quad (3.62)$$

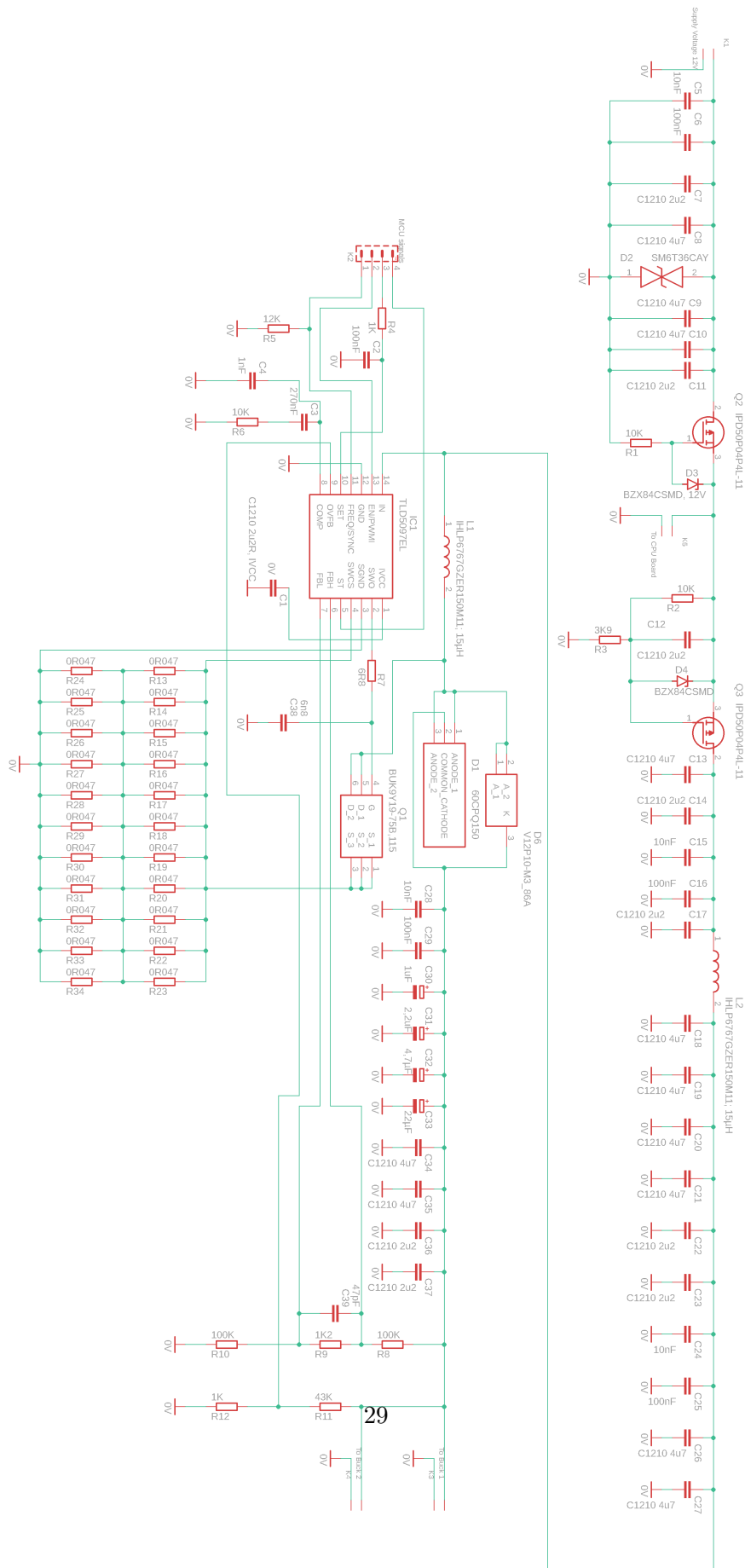
Vidíme tedy, že minimalizace ESR ratingu je z důvodu efektivity měniče naprosto zásadní. Zbývá nám již pouze Schottkyho dioda:

$$P_{diode} = I_{OUT}^2 \cdot V_{FW} = 3,24 \text{ W} \quad (3.63)$$

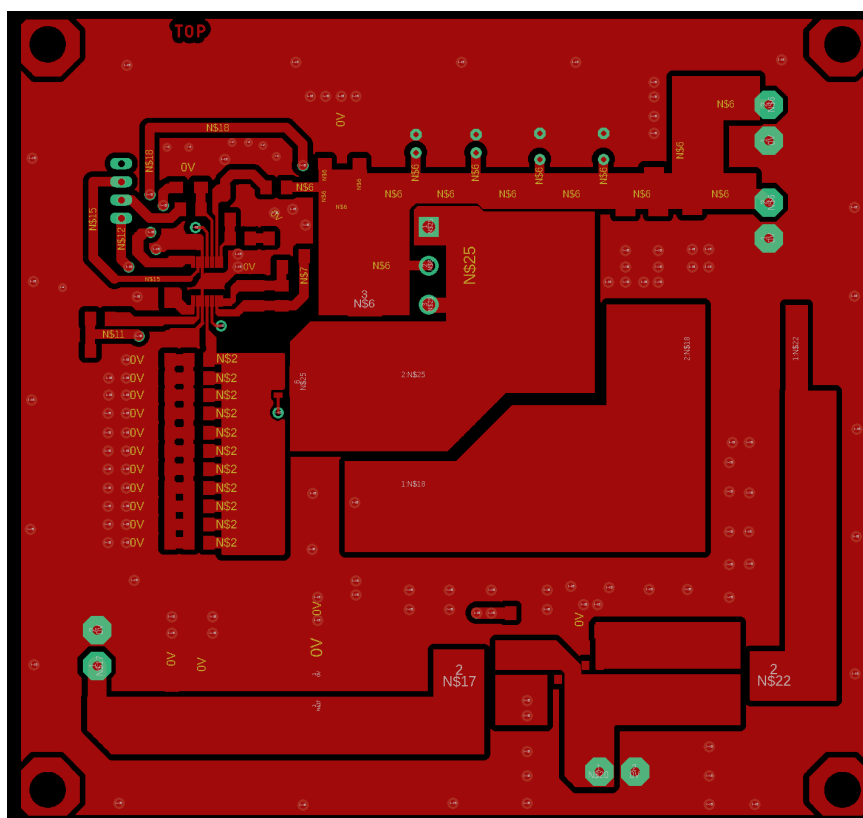
Sečteme-li tedy předchozí dílčí výkonové ztráty, zjistíme, že měnič má tepelné ztráty 9,937 W. Při celkovém výkonu 64W to znamená účinnost 85 %. Tato hodnota je u zařízení tohoto druhu obvyklá, i když špičkové měniče mohou dosahovat účinnosti i přes 90% [6] [5].

Tyto nemalé tepelné ztráty znamenají nutnost dotyčné součástky náležitě chladit. Na obr. 5.3 vidíme rozsáhlé chladičí polygony zejména pro pracovní cívku, Schottkyho diodu a tranzistor. Návrh těchto polygonů byl kompromisem mezi požadavkem na jejich co největší plochu na jedné straně, a co nejkratší vývody snímacího rezistoru proudové smyčky a proudových smyček obecně druhé. Z důvodu lepšího odvodu tepla je deska poseta prokovy na druhou stranu plošného spoje. Obě strany desky jsou mimo ostatní cesty vylity zemí pro co nejlepší tepelnou vodivost. Pro budoucí vývoj či přizpůsobení odlišené zátěži má plošný spoj nachystané pájecí body pro výkonnější Schottkyho diodu, kdyby byla potřeba zvednout maximální špičkový proud. Taktéž zadíváme-li se na soustavu snímacích rezistorů umístěnou těsně pod obvodem TLD5097, nalezneme množství rezervních pájecích kontaktů pro úpravu jeho sérioparalelní kombinace a tím i střídý. Samotný obvod TLD5097 má vespod pájecí kontakt vývodu země pro lepší odvod tepla, neboť je značně tepelně namáhán.

Boost - Schéma a DPS



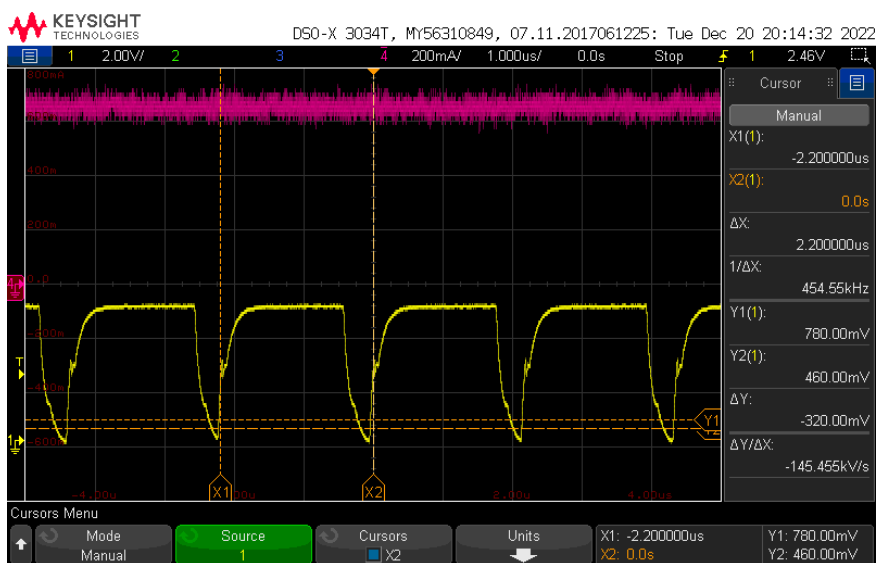
Obrázek 3.6: Měnič boost - schéma zapojení



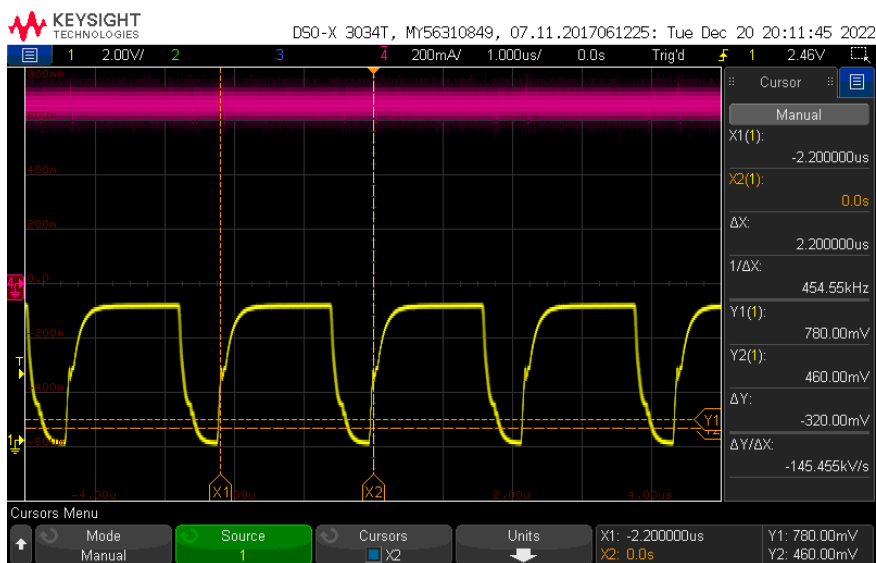
Obrázek 3.7: Boost - plošný spoj - vrchní strana

Nyní následují naměřené průběhy signálu osciloskopem na boostu pro tři úrovně vstupního napětí (8V, 12V a 16V). Na obrázcích vidíme žlutou barvou průběhy napětí (kde napětové špičky odpovídá proudová špička) mezi induktorem, tranzistorem a diodou.

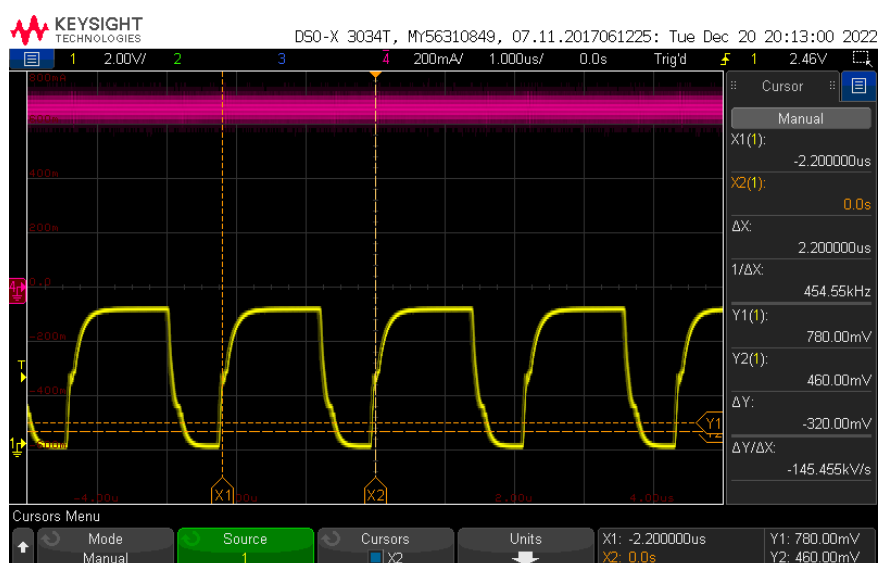
Při sepnutí tranzistoru vidíme charakteristický zákmit. Pak proud roste až do dosažení limitní hodnoty a dojde k rozepnutí tranzistoru. Pak se celý cyklus znova opakuje. Za povšimnutí stojí klesající střída cyklu v souvislosti s tím, jak roste napájecí napětí. Druhý kanál (růžový) pak zobrazuje stále napětí 50V na výstupu. Jak vidíme, pro plný provozní rozsah se stupeň boost ukázal jako plně funkční.



Obrázek 3.8: [Boost - 8V - průběh napětí



Obrázek 3.9: [Boost - 12V - průběh napětí



Obrázek 3.10: [Boost - 16V - průběh napětí

Realizace stupně typu boost se ukázala být poměrně náročnou. Hodnota rezistoru proudové zpětné vazby je velmi malá a vyžadovala zvláštní pozornost při navrhování vodičů směrem k obvodu TLD5097 tak, aby odpor těchto vodičů nebyl srovnatelný s hodnotou samotného rezistoru a nezkrusoval výsledky. Taktéž sestavení kondenzátorových filtrů tak, aby měly co nejnižší hodnoty sériového odporu byla výzva. Taktéž je třeba věnovat zvláštní pozornost délce proudových smyček zejména u proudové zpětné vazby.

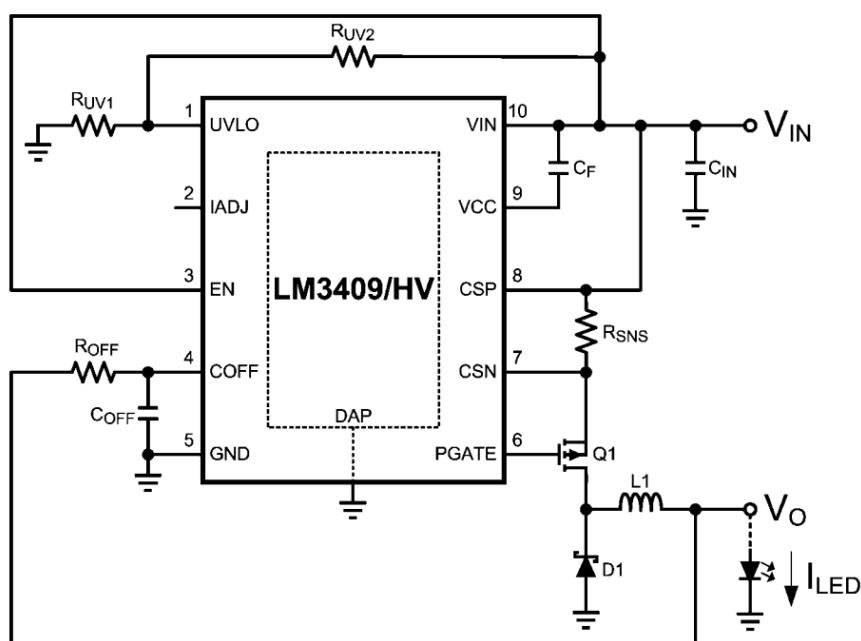
Několikero změn v konstrukci si také vyžádaly úpravy desky, aby byly výkonově namáhané komponenty náležitě chlazeny. Největší výzvou se však ukázala být fázová kompenzace. Vypočtené hodnoty kompenzačních rezistorů a kapacitorů (a také induktorů) musely být mnohokrát experimentálně měněny, než bylo fázové stability dosaženo.

3.1.2 Snížovací měnič - Buck

Dalším stupněm DC/DC měniče je snížovací stupeň – buck. Stupeň buck pracuje v proudovém režimu a jeho úkolem je dodat LED diodám co nejstabilnější proud 700mA. LED diody jsou velmi citlivé na proudové špičky. Tento fakt vylučuje použití výstupní kapacity. Matrix Managery totiž LED diody zkratují a výstupní kapacita by způsobovala velké proudové rázy, což je vysloveně nežádoucí. Na výstupu je tedy pouze indukčnost, která ze své podstaty proudové rázy tlumí. Bucku snižuje napětí z 50V na 36V. Hodnota

36V je dána úbytkem 3V na jedné LED diodě a tím, že je jich v sérii zapojeno 12.

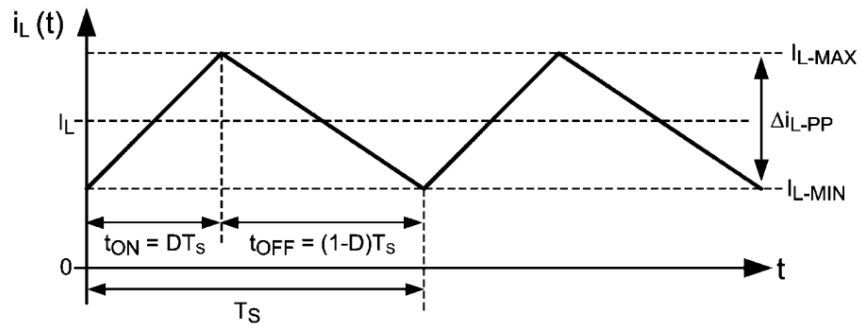
Hlavním komponentem je obvod LM3409. Je určen pro stupně typu Buck za použití tranzistoru typu PMOS a je ideální pro napájení LED diod při zachování vysoké účinnosti [5]. Používá controlled Off-time architekturu umožňující provoz jak v kontinuálním, tak v diskontinuálním režimu bez externí kompenzační smyčky. Proud LED diodami není obvodem pevně dán, závisí na externích součástkách a jeho maximální hodnota je 5A [5]. Pro naše účely však potřebujeme pouze 700mA, rezerva je tedy více než dostatečná. Typické zapojení externích součástek pro měnič typu buck vidíme na obrázku 3.11.



Obrázek 3.11: LM3409 - Typické zapojení [5]

Buck je mezi neizolovanými topologiemi měničů snižujících napětí unikátní tím, že je po celý pracovní cyklus přímo spojen přes cívku se zátěží. Cívka reguluje průtok proudu zátěží a garantuje tak jeho maximální stálost, jak LED diody vyžadují.

Během fáze, kdy je tranzistor Q1 otevřen, se nabíjí cívka L1. Pak, když se tranzistor uzavře, tak se cívka L1 vybíjí. V obou částech cyklu teče proud do zátěže tvořené LED diodami. Dioda D1 otevře a proud ze zátěže se přes ni vrací zpět. Na obrázku 3.12. vidíme průběh proudu cívkou během celého cyklu pro kontinuální režim.

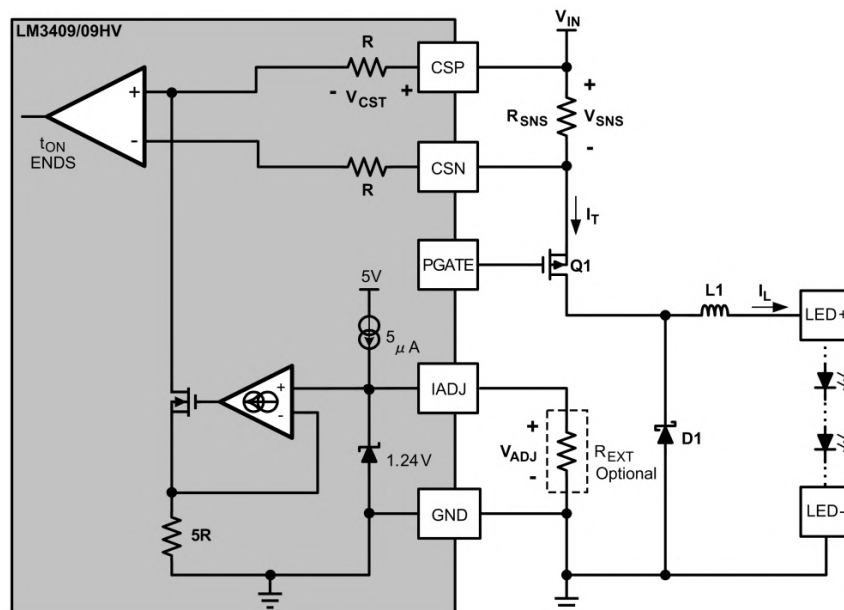


Obrázek 3.12: Buck - proud cívku [5]

Střída (Duty cycle) daného zapojení odpovídá:

$$D = \frac{V_0}{\eta V_{IN}} \quad (3.64)$$

Obvod LM3409 využívá k stanovení střidy tzv. Controlled OFF-Time (COFT) Architecture [5]. Obvod má dvě zpětnovazební smyčky. První smyčkou je detekce špičkového proudu během střidy na odporu R_{SNS} (viz obr. 3.13). Na začátku periody se tranzistor Q1 sepne a proud tranzistorem roste. Když úbytek na rezistoru R_{SNS} dosáhne 150 mV, tranzistor se opět rozezne a proud cívku začne klesat.

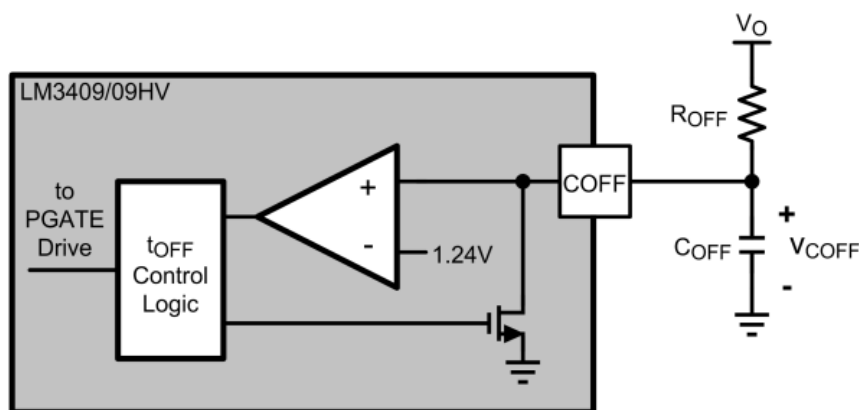


Obrázek 3.13: Obvod kontroly špičkového proudu [5]

Protože LED diody mají z výroby nemalou toleranci, co se úbytkového napětí jasu a dalších parametrů týče, je zde ještě IADJ pin. Ten umožňuje funkci tzv. analog dimingu. Při přivedení napětí 5V na tento pin je hodnota špičkového proudu, při níž dojde k rozepnutí tranzistoru dána pouze úbytkem 150mV na rezistoru R_{SNS} . V případě, že je na IADJ pinu menší napětí, špičkový proud se sníží, tím se sníží i celkový výstupní proud a jas LED diod v zátěži se také sníží.

LED diody se z výroby rozdělí do tzv. binů, tříd s přibližně stejnou hodnotou požadovaného parametru, v našem případě jasnosti a úbytku napětí. Jelikož použité LED diody jsou všechny ze stejného binu, napětí na IADJ pinu je ponecháno na hodnotě 5V a funkce je tak pro použitou zátěž deaktivována. Možnost úpravy je nicméně ponechána. Napětí 5V je v použitém zapojení přivedeno z výstupu PWM modulu procesoru. Následně se RC filtrem z PWM signálu vyfiltruje požadované konstantní napětí.

Druhou smyčkou je pak detekce OFF-time, což není nic jiného, než RC článek postupně nabíjený výstupním napětím. RC článek sestává z rezistoru R_{OFF} a kondenzátoru C_{OFF} . Časovou konstantu pak ještě spoluurčuje výstupní napětí V_{OUT} . Ve chvíli, kdy napětí na RC článku dosáhne 1,24V, obvod LM3409 opět sepne tranzistor a začíná nový cyklus. Tento model kontroly s hysterezí odstraňuje potřebu další kontrolní smyčky a zjednodušuje proces návrhu [5]. Schéma příslušného obvodu vidíme na obr. 3.14.

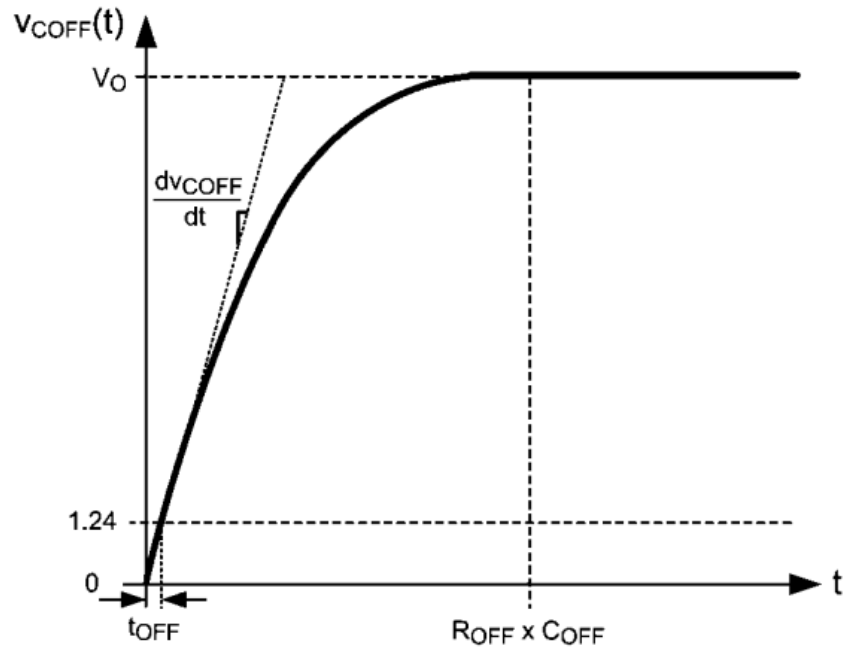


Obrázek 3.14: Obvod realizace OFF-time [5]

OFF-time vypočteme následovně:

$$t_{OFF} = -R_{OFF} \times (C_{OFF} + 20\text{pF}) \times \ln\left(1 - \frac{1,24\text{V}}{V_O}\right) \quad (3.65)$$

Nicméně tento vztah lze v praxi velmi často zlinearizovat. Při zanedbání kapacity 20pF vypadá nabíjecí exponenciála t_{OFF} obvodu jako na obr. 3.15.



Obrázek 3.15: Nabíjecí exponenciála t_{OFF} obvodu [5]

Pak lze určit vztah pro časovou derivaci:

$$\frac{dv_{COFF}(t)}{dt} = \frac{V_O}{R_{OFF} \times C_{OFF}} e^{-\frac{t_{OFF}}{R_{OFF} \times C_{OFF}}} \quad (3.66)$$

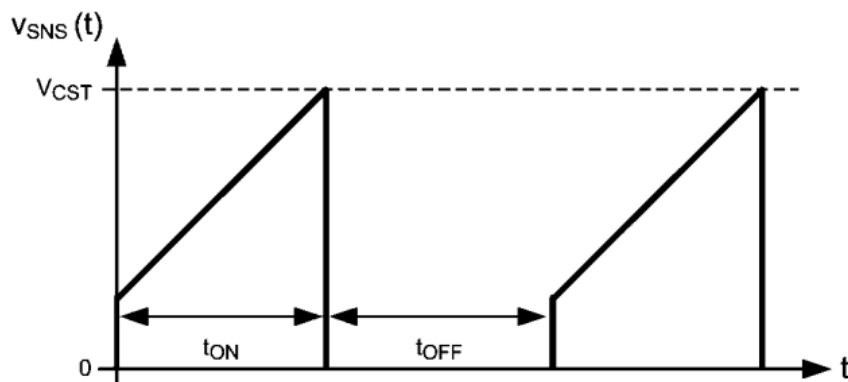
Kde $t_{OFF} \ll R_{OFF} \times C_{OFF}$ A vztah je tak ve většině případů lineární. t_{OFF} pak můžeme aproximovat jako :

$$t_{OFF} = \frac{L_1 \times \Delta I_{L-PP}}{V_O} \quad (3.67)$$

Výhodou tohoto vztahu je, že již neobsahuje ani vstupní napětí V_{IN} , ani výstupní napětí V_O , a je tak nezávislý na napájecím napětí a hlavně na připojené zátěži.

Pokud se jedná o proud zátěží, tak průměrný proud LED diodami je roven

průměrnému proudu induktorem. Použitím COFT architektury snímáme proud tranzistorem na rezistoru R_{SNS} , viz. obr. 3.16.



Obrázek 3.16: Napětí na snímacím odporu R_{SNS} [5]

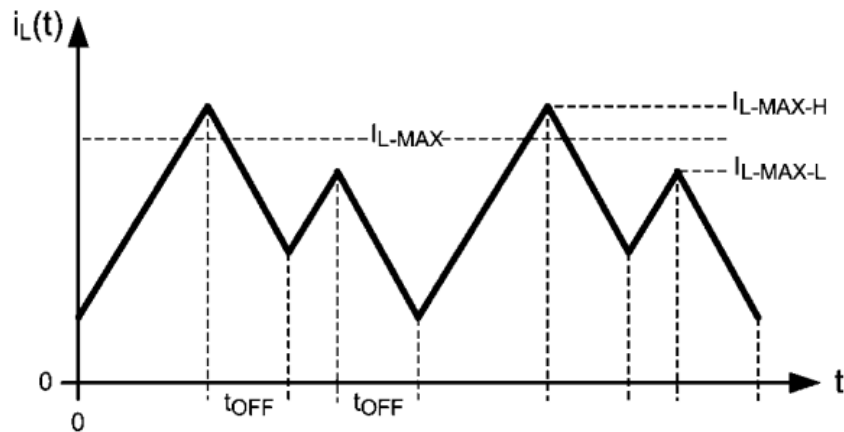
Špičkový proud tranzistorem je pak roven špičkovému proudu induktorem podle vztahu:

$$I_{L-MAX} = I_{T-MAX} = \frac{V_{CST}}{R_{SNS}} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} \quad (3.68)$$

Protože špičkový proud je pevně dán snímacím odporem a jeho následným odečítáním a zákmitý proud na cínce jsou určeny OFF-time rezistorem a kondenzátorem, můžeme upravit předchozí vztah jako:

$$I_{LEDX} = I_{L-MAX} - \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{V_O \times t_{OFF}}{2 \times L_1} \quad (3.69)$$

Kde V_{CST} je špičkové napětí na snímacím rezistoru. Z důvodu kompenzace případného offsetu komparátoru snímajícího špičkový proud se jeho polarita každý cyklus obrací, viz obr. 3.17.



Obrázek 3.17: Kompenzace offsetu snímacího komparátoru R_{SNS} [5]

Aby kompenzace offsetu správně fungovala, musí mít offset určitou minimální hodnotu:

$$\Delta I_{L-PP-MIN} > \frac{24\text{mV}}{R_{SNS}} \quad (3.70)$$

Dalším podstatným parametrem v návrhu systému je spínací frekvence. Její volba je kompromisem mezi vyšší účinností a náklady na cívku s vyšší indukčností na nižších frekvencích oproti opačnému stavu na frekvencích vyšších. V našem případě jsme limitováni dostupnou cívkou $100 \mu\text{H}$, spínací frekvence tedy musí být vyšší. Obvod je schopen teoreticky fungovat až do 5MHz , kvůli náboji pinu gate tranzistoru, vysokému vstupnímu napětí a udržení ztrátového tepelného výkonu v únosných mezích je doporučeno nepřesáhnout frekvenci 1MHz . Při výpočtu spínací frekvence musíme nejprve určit neaktivní část periody:

$$t_{OFF} = \frac{L_1 \times \Delta I_{L-PP}}{V_O} \quad (3.71)$$

A pak již přistoupíme k samotnému výpočtu.

$$f_{SW} = \frac{1 - D}{t_{OFF}} = \frac{1 - 0,758}{312,5 \text{ ns}} \quad (3.72)$$

Indenty Z již známé hodnoty spínací frekvence pak dopočteme hodnoty rezistoru R_{OFF} . Hodnotu kondenzátoru C_{OFF} si musíme při návrhu určit a

iteračně přizpůsobit. Zvolme hodnotu 470 nF.

$$R_{OFF} = \frac{-(1-D)}{(C_{OFF} + 20\text{pF}) \times \ln(1 - \frac{1,24\text{V}}{V_O})} = 18,194 \text{ k}\Omega \quad (3.73)$$

Dále nastavíme hodnotu obvodu UVLO (Under-Voltage Lockout). Při nižší hodnotě vstupního napětí, než požadované dojde k deaktivaci obvodu LM3409. Hodnota je stanovena rezistory R_{UV1} a R_{UV2} tak, aby na odporovém děliči tvořeném zmíněnými odpory klesla u UVLO pinu hodnota napětí pod 1,24V. Hodnota rezistorů je dána vztahem:

$$V_{TURN-ON} = \frac{1,24\text{V} \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}} \quad (3.74)$$

Po dosazení vychází $R_{UV1} = 1835 \Omega$, z řad byl vybrán rezistor 1,8 k Ω a $R_{UV2} = 183545454 \Omega$, z řad byl vybrán rezistor 47 k Ω . A nyní již přistupme k samotnému návrhu. Nejprve si v tabulce 3.2 shrňme požadované návrhové specifikace.

Tabulka 3.2: Buck - návrhové specifikace

Parametr	Označení	Hodnota
Hodnota induktoru	L_1	100 μ H
Napájecí napětí	V_{IN}	50 V
Výstupní napětí	V_{OUT}	36 V
Proud do zátěže	I_{LED}	700 mA
Maximální odchylka proudu do zátěže	ΔI_{L-PP}	112,5 mA
Maximální odchylka vstupního napětí	ΔV_{IN-PP}	100 mV
Nejnižší vstupní operační napětí	$V_{TURN-ON}$	33 V
Napěťová hystereze	V_{HYS}	1 V
Účinnost měniče [5]	η	0,1 V

Nejprve vypočteme hodnotu střídý.

$$D = \frac{V_0}{\eta \times V_{IN}} \quad (3.75)$$

$$D = \frac{36\text{V}}{0,95 \times 50\text{V}} = 0,758 [-] \quad (3.76)$$

Protože v našem případě vycházíme z dostupné cívky $100 \mu\text{H}$, vztah vyjádříme tak, abychom t_{OFF} přizpůsobili hodnotě cívky a do vztahu dosadíme.

$$L_1 = \frac{V_O \times t_{OFF}}{\Delta I_{L-PP}} \quad (3.77)$$

=>

$$t_{OFF} = \frac{L_1 \times \Delta I_{L-PP}}{V_O} = \frac{100 \mu\text{H} \times 0,1125\text{A}}{36\text{V}} = 312,5 \text{ ns} \quad (3.78)$$

Pak vypočteme hodnotu spínací frekvence. Výsledná hodnota $774,74\text{kHz}$ je sice poměrně vysoká, nicméně bezpečně v doporučeném pásmu pod 1MHz . Poměrně vyšší spínací frekvence znamená vyšší tepelné ztráty a nižší účinnost. Použití větší (a tedy dražší) cívky by však sériovou výrobu neúměrně prodražilo.

$$f_{SW} = \frac{1 - D}{t_{OFF}} = \frac{1 - 0,758}{312,5\text{ns}} = 774,74 \text{ kHz} \quad (3.79)$$

Nyní, když známe spínací frekvenci, dopočítáme hodnoty příslušných komponent.

$$R_{OFF} = \frac{-(1 - D)}{(C_{OFF} + 20\text{pF}) \times \ln(1 - \frac{1,24\text{V}}{V_O})} = 18,194 \text{ k}\Omega \quad (3.80)$$

A vybereme nejbližší hodnotu v rezistorové řadě: $18 \text{ k}\Omega$

Dále vypočteme špičkový proud přes zátěž, na který budeme komponenty obvodu dimenzovat:

$$I_{L-MAX} = I_{LED} + \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = 0,806 \text{ A} \quad (3.81)$$

nyní přistoupíme k výpočtu snímacího rezistoru proudu tranzistorem.

$$R_{SNS} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times I_{L-MAX}} = 0,3076 \Omega \quad (3.82)$$

Zde, na rozdíl od stupně boost, není ztrátový výkon tak velký, vystačíme si tedy pouze s jedním rezistorem. Opět je však nutné umístit rezistor co nejbližší obvodu LM3409 z důvodu jeho nízké hodnoty. Při těchto hodnotách již odpor přívodních cest hraje zásadní roli. Dále vypočteme proud LED diodami.

$$I_{LED} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} = 0,6953 \text{ A} \quad (3.83)$$

Proud odpovídá návrhovým specifikacím, vypočteme tedy vstupní kapacitu. Zde je nutno dbát na nízkou hodnotu ESR použitých kondenzátorů. Problém je řešen použitím keramických kondenzátorů $2,2\mu\text{F}$, které vykrývají proudové špičky. Dále jsou doplněny většími elektrolytickými kondenzátory na vykrývání případných větších výkyvů. Ty však již díky přítomnosti keramických kondenzátorů nejsou tolik namáhány a použity být v této kombinaci mohou.

$$t_{ON} = \frac{1}{f_{SW}} - t_{OFF} = 0,978 \mu\text{s} \quad (3.84)$$

$$C_{IN-MIN} = \frac{I_{LED} \times t_{ON}}{\Delta_{VIN-PP} - PP} = 6,802 \mu\text{F} \quad (3.85)$$

kde Δ_{VIN-PP} je zvlnění vstupního napětí $0,1\text{V}$. Pro dostatečnou rezervu vybereme hodnotu $38\mu\text{F}$ složenou z více kondenzátorů různých hodnot. Pro představu o ztrátovém výkonu vypočteme RMS hodnotu protékajícího proudu:

$$I_{IN-RMS} = I_{LED} \times f_{SW} \times \sqrt{t_{ON} \times t_{OFF}} = 0,2978 \text{ A} \quad (3.86)$$

Nyní propočítáme parametry PMOS tranzistoru. Použitý tranzistor IRF9610 je dimenzován s více než dostatečnou rezervou, co se napětí týče (200V v U_{DS}). Dále propočítáme ještě proud, na který je potřeba jej dimenzovat a výkonové ztráty:

$$V_{T-MAX} = V_{IN-MAX} = 200 \text{ V} \quad (3.87)$$

$$I_T = D \times I_{LED} = \frac{V_0 \times I_{LED}}{\eta \times V_{IN}} = 0,5269 \text{ A} \quad (3.88)$$

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \frac{\Delta I_{L-PP}^2}{I_{LED}^2}\right)} = 0,6059 \text{ A} \quad (3.89)$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS(ON)} = 0,04296 \text{ W} \quad (3.90)$$

A nyní analogické výpočty pro Schottkyho diodu uzavírající obvod ze zátěže:

$$V_{D-MAX} = V_{IN-MAX} = 60 \text{ V} \quad (3.91)$$

$$I_D = (1 - D) \times I_{LED} = \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN} \times \eta}\right) \times I_{LED} = 0,1683 \text{ A} \quad (3.92)$$

Byla vybrána dioda s úbytkem napětí 0,85V. Výkonové ztráty diody vypočítáme následujícím způsobem:

$$P_D = I_D \times V_D = 0,1431 \text{ W} \quad (3.93)$$

A nyní UVLO obvod. Standardní provozní napětí LED diod je 36V, napětí pro vypnutí stanovíme jako 33V a vypočteme hodnoty jednotlivých rezistorů:

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{22 \mu\text{A}} = 45457 \Omega \quad (3.94)$$

Z řady hodnot byl vybrán rezistor 47kΩ.

$$V_{HYS} = R_{UV2} \times 22 \mu\text{A} = 1\text{V} \quad (3.95)$$

$$R_{UV1} = \frac{1,24\text{V} \times R_{UV2}}{V_{TURN-ON} - 1,24\text{V}} = 1835 \Omega \quad (3.96)$$

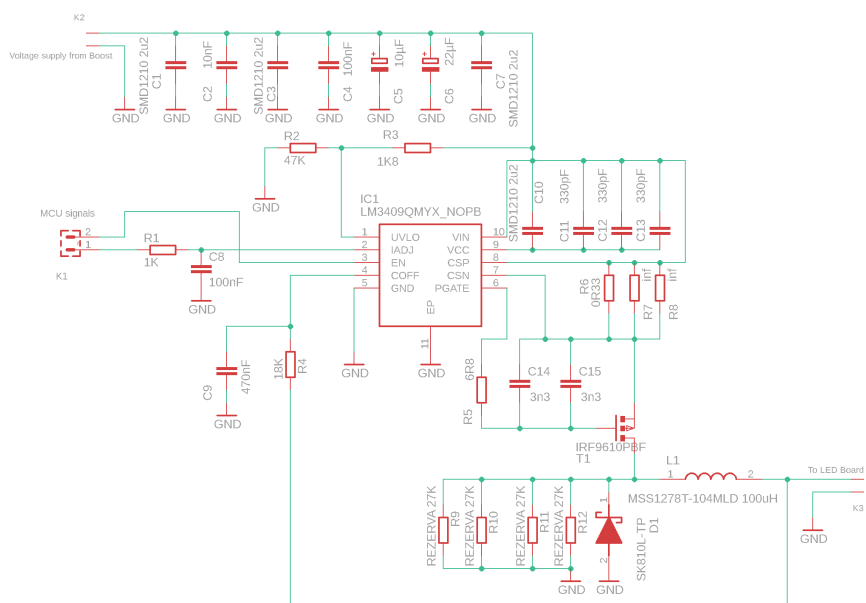
Z řady byl vybrán rezistor 1,8 kΩ.

Výsledné schéma zapojení sestavené z vypočtených komponent vidíme na obr. 3.18. Jak vidíme, výsledné schéma se od doporučeného v manuálu [5] [10] mírně liší. Je zde především vstupní filtr znovu filtrující případné špičky přicházející ze stupně boost. Dále je zde filtrační kondenzátor na vývodu gate tranzistoru. Rezistor proudové zpětné vazby je osazen pouze jeden. Zbylé jsou ponechány jako rezerva pro případné ladění. Taktéž na pin analog diming je přiveden signál z PWM modulu procesoru, což vyžaduje vstupní RC filtr vyrábějící stejnosměrné napětí.

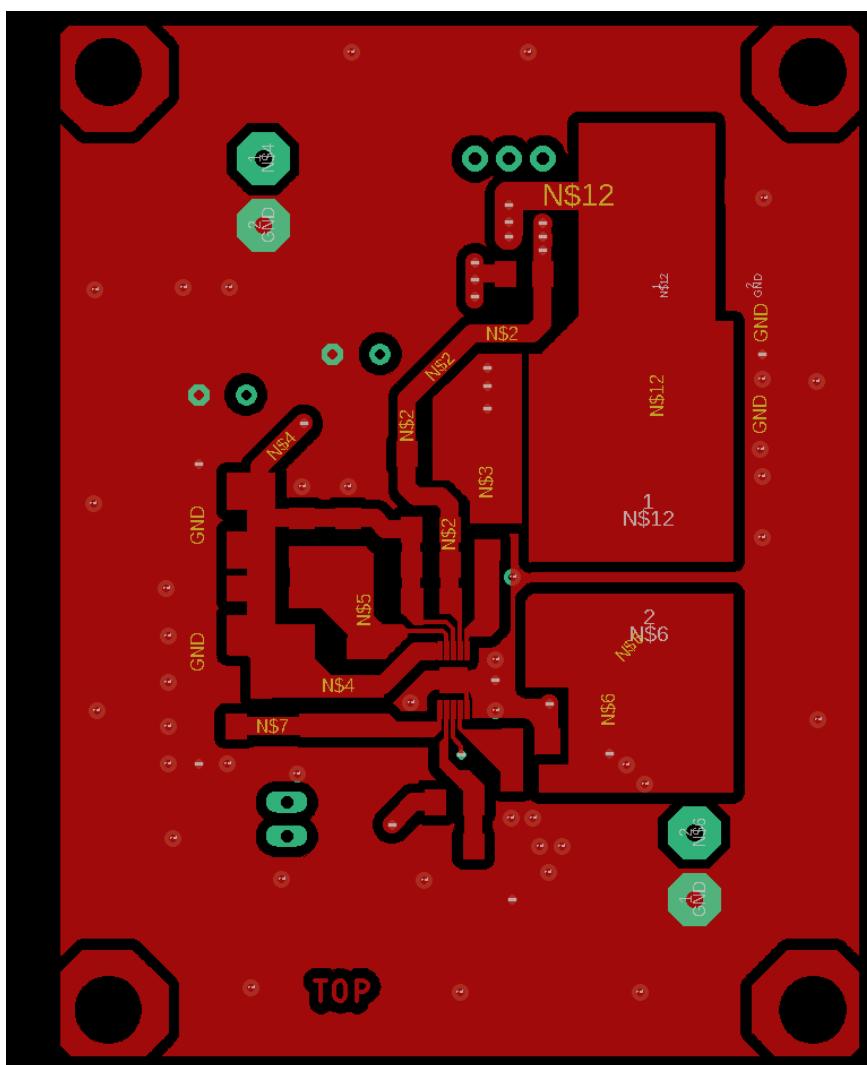
V případě měniče buck je výpočet tepelných ztrát komplikovanější, než u měniče boost. Datasheet [5] [10] nerozebírá položky bod po bodu. Ale zejména, nespecifikuje tepelné ztráty samotného obvodu LM3409Q, které nelze vypočítat analogií vztahů pro měnič boost. Omezuje se na typickou hodnotu účinnosti v příkladu výpočtu parametrů, která činí 95%. V takovém případě by ztráty jednoho měniče buck činily 1,35W. Oba kanály dohromady tedy 2,7W. Na základě empirických pozorování vznikají největší tepelné ztráty na spínacím tranzistoru.

Pro návrh plošného spoje platí podobné zásady, jako u boostu. Plošný spoj vidíme na obr. 3.19. Tak jako u boostu, zde byla snaha o co největší chladicí polygony u tepelně namáhaných součástí. Hlavní tranzistor IRF9610 však tentokrát nemá SMD pouzdro a (coby tepelně nejvíce namáhaný komponent) je chlazen namontovaným chladičem. Ústřední obvod LM3409QHV má vespod pájecí plochu spojenou s vývodem země pro lepší odvod tepla. I zde pak nalezneme prokvy na spodní stranu pro dobrý odvod tepla. Snímací rezistor proudové smyčky kvůli jeho nízké hodnotě nalezneme tak blízko obvodu lm3409HVQ, jak je to jen možné.

3. Realizace systému

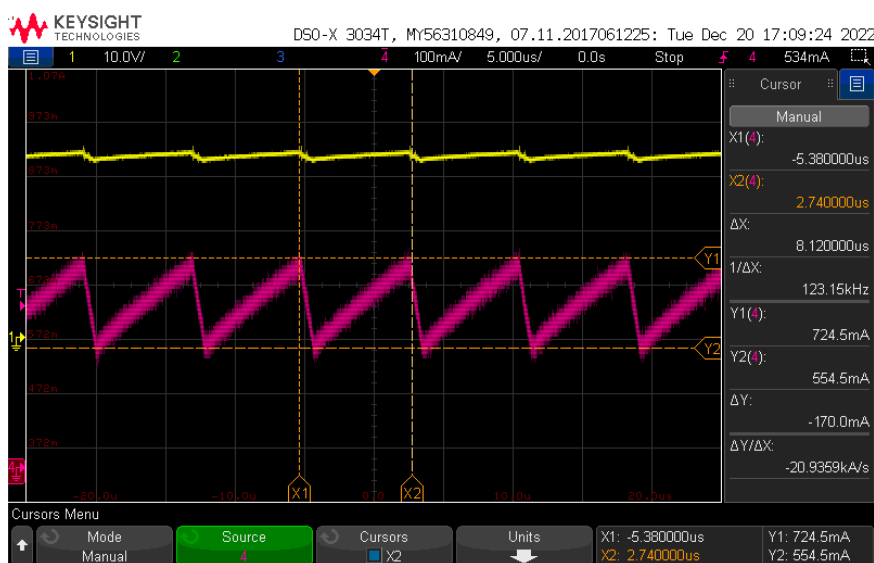


Obrázek 3.18: Měnič buck - schéma zapojení



Obrázek 3.19: Buck - plošný spoj - vrchní strana

A nyní se podívejme na osciloskopické měření.



Obrázek 3.20: Buck - žlutá = výstupní napětí; fialová = výstupní proud

Jak vidíme, tvary naměřených průběhů odpovídají očekáváním. Podíl rozdílu minima a maxima výstupního proudu je však větší, než plánovaný a zahrnutý ve výpočtech. V naměřeném průběhu tvoří špičky pracovního cyklu 23%, kdežto návrhová hodnota byla 15%. tato hodnota je však stále hluboko v tolerančním pásmu diody LUW H9QP [21] a stupeň buck tak použité zátěži vyhovuje.

Rozdíl by mohl být způsoben velmi nízkou hodnotou snímacího rezistoru proudové zpětné vazby, kde i odpor přívodních vodičů hraje roli navzdory snaze o jejich minimalizaci. Výstupní napětí je, navzdory absenci výstupního kondenzátoru, relativně vyhlazené. Buck je tedy funkční.

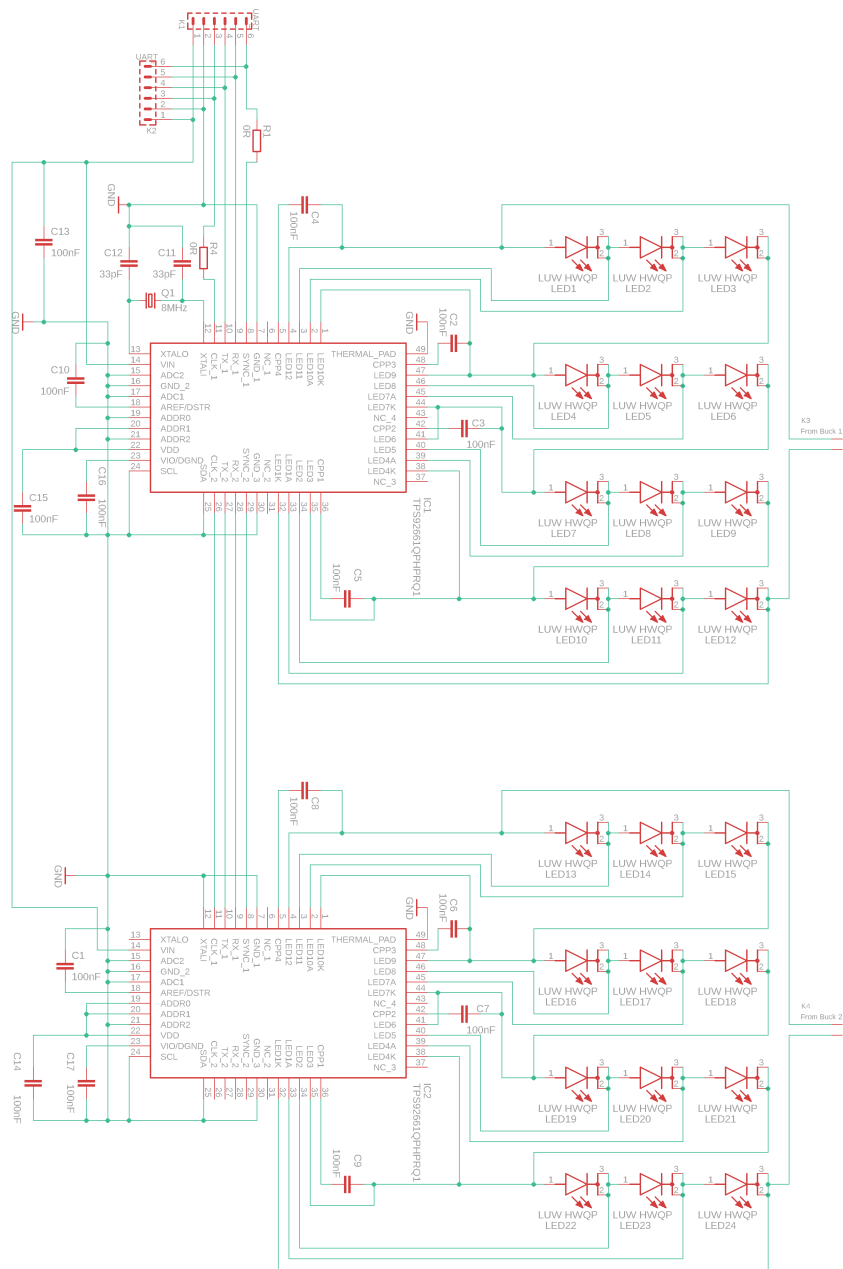
3.1.3 Deska LED diod a Matrix Managerů

Schéma zapojení této desky (obr. 3.21) je dáno doporučeným zapojením a typickými aplikacemi obvodu TPS92662A1 [14] [17]. Největší část této desky zaujímá pole 12x12 LED diod LUW HWQP 8M7N [21]. Led diody jsou velmi citlivé na nesprávné chlazení [1][2]. Velkou část plochy tedy zabírají poměrně rozsáhlé chladičské plochy (viz. obr. 3.22 a obr. 5.12) pro odvod tepla. Účinek těchto chladičských ploch je ještě umocněn polem prokovů kolem každé z nich usnadňující odvod tepla na druhou stranu desky.

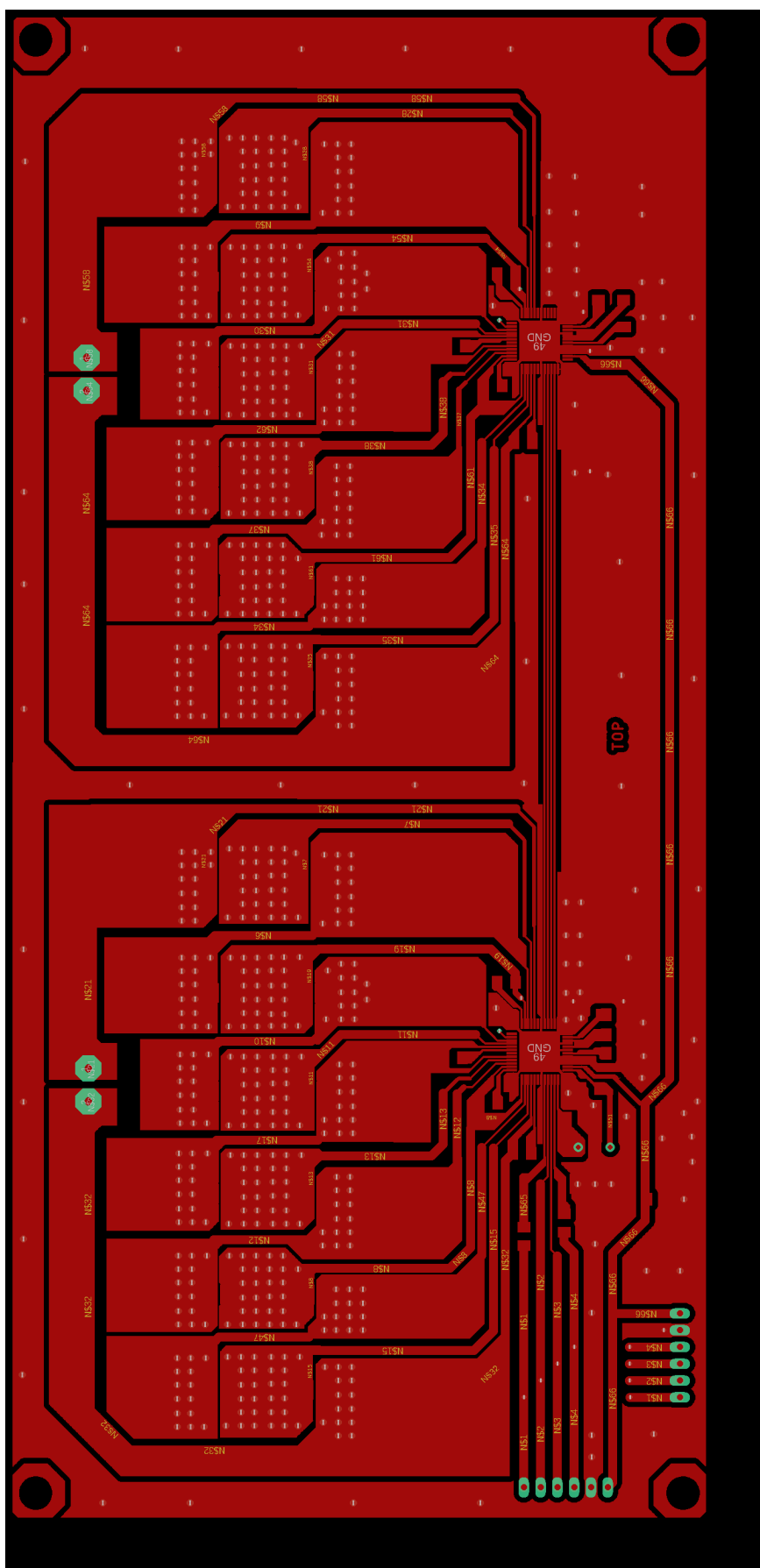
Vedle pole diod nalezneme samotné Matrix Managery TPS92661A. Jsou zde dva, sériově spojeny pomocí UART rozhraní přivedeného z řídicí jednotky. Také obvody Matrix Manager jsou (už vzhledem k faktu, že zkratují proud 750mA přes LED diody) značně tepelně namáhány a je nutno je náležitě chladit. Tak jako integrované obvody v měničích, i on má (poměrně velkou) chladič plochu na své spodní straně. Z této plochy jsou vyvedeny zemnicí vodiče do jeho okolí na přilehlé chladič polygony. Jejich účelem je primárně odvod tepla ze spodní strany Matrix manageru tak účinně, jak je to jen možné. Zdrojem hodinového signálu pro Matrix Managery je krystal o frekvenci 1,8432 MHz. Tato frekvence byla zvolena s ohledem na to, aby umožnila provoz UART rozhraní při rychlosti 115 kbd s téměř nulovou chybovostí. Podmínkou pro to je krystal 18,432MHz coby zdroj hodinového signálu pro procesor PIC18F47K40 [13][3]. Tato hodnota se velmi jednoduše dá vydělit tak, aby výsledkem byl požadovaný baud rate. Matrix Manager blíže k procesoru hodinový signál zprostředkovává druhému matrix Manageru. Tomu taktéž generuje synchronizační impulsy. Aby se tak dělo, je nutno nastavit konfigurační registr SYSCFG v obou Matrix Managerech. V případě obvodu TPS92662A-Q1 je na místě ještě jedno důrazné upozornění. Obvod je mimořádně citlivý na statickou elektřinu. Při práci s ním (i celou deskou) jsou tak bezpodmínečně nutné zásady práce se součástkami citlivými na statickou elektřinu.

UART konektor (zdvojený pro případ dalšího vývoje či pro diagnostiku) obsahuje také vodiče pro hodinový a synchronizační signál z procesoru. Tato funkce však vzhledem k vlastnímu krystalu není implementována. Příslušné vodiče jsou přerušeny pájecími body pro rezistory o hodnotě 0Ω , pokud by zdroj hodinového signálu (a synchronizačních impulsů) z procesoru byl někdy v budoucnu potřeba.

3. Realizace systému



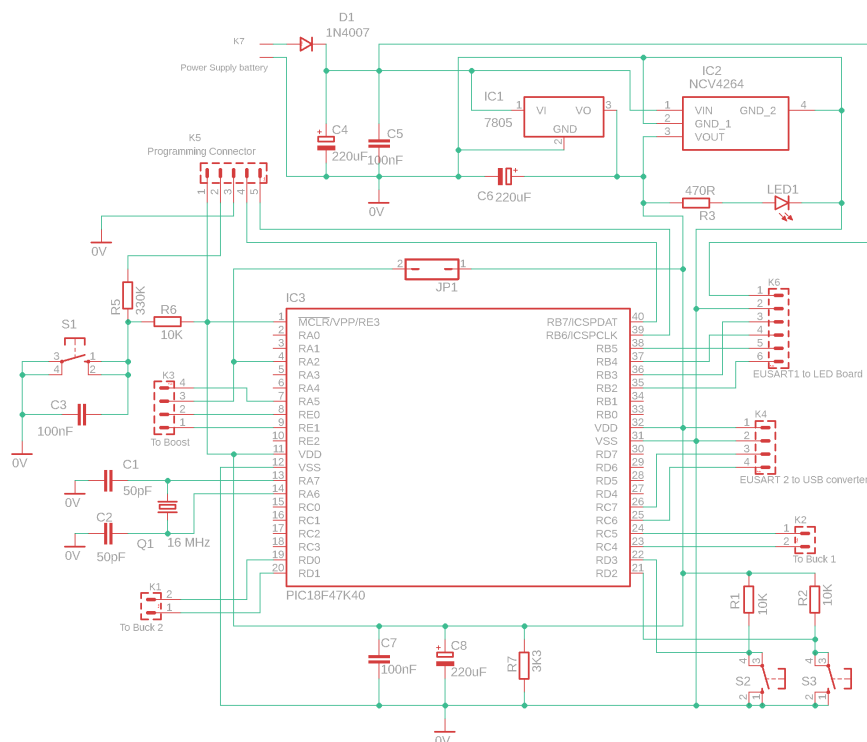
Obrázek 3.21: Deska LED diod a Matrix Managerů - schéma zapojení



Obrázek 3.22: Deska LED diod a Matrix Managerů - plošný spoj - vrchní strana

3.1.4 Deska s řídicí jednotkou

Srdcem této desky (obr. 3.23) je procesor PIC18F47K40 [13]. Ten pomocí dvou UARTových [13][3] periférií komunikuje jak s Matrix managery, které tímto řídí, tak s PC. Na straně PC je komunikace řešena pomocí posílání bytů z terminálu. Dle přijatého bytu mikrokontrolér zvolí jeden ze tří předprogramovaných vzorů (plynulé zvyšování jasu, blinkr či světelný had). Pomocí periférií DAC převodníku a dvou PWM modulů vytváří řídicí napětí pro funkci analog diming u jednotlivých měničů [13][1][2][3]. Spolu s nimi je deska napájena vstupním napětím celého systému v rozsahu 8-16V, které je dále obvodem NCV4264 upravováno na hodnotu 5V. Na desce plošného spoje je ponechána rezerva pro osazení zdroje 785, pokud by v budoucnu při zapojení více Matrix Managerů vyvstala potřeba výkonnějšího zdroje. Deska je také vybavena signální LED diodou, že deska je v činnosti a několika multifunkčními tlačítky coby rezerva pro další vývoj.



Obrázek 3.23: Deska s řídicí jednotkou - schéma zapojení

■ 3.1.5 Deska převodníku UART/USB/RS232

Poslední součástí je pak deska pro převod signálu sběrnice UART na USB či RS-232. Umožňuje zasílání předdefinovaného bytu z příkazového řádku PC. ASCII znak 'a' (0x61) spouští vzor postupného zvyšování jasu, znak 'b' spouští blinkr a znak 'c' světelného hada. Dle přijatého bytu zvolí procesor jeden z předdefinovaných vzorů na LED diodách. Převodník taktéž ponechává možnost zpětné komunikace mikrokontroléru s PC, potažmo obsluhou zařízení za účelem diagnostiky.

Desku lze rozdělit do dvou hlavních sekcí. Jádrem převodníku UART/USB je obvod FTDI232BL zapojený dle jeho doporučeného zapojení. Jádrem převodníku na RS-232 je obvod MAX232 taktéž dle doporučeného zapojení. Spínač S1 určuje, zda bude sběrnice převáděna tam i zpětně na USB či RS-232. Deska byla vyvíjena jako univerzální převodník a není vázána pouze na tuto konkrétní aplikaci. Deska je napájena z desky řídicího modulu.

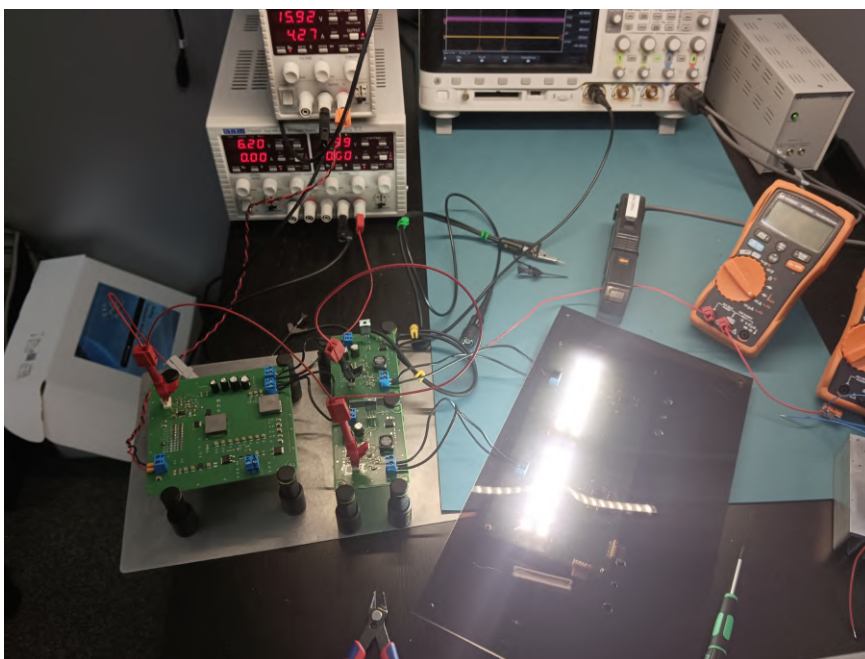
■ 3.2 Software

Obslužný program pro mikrokontrolér PIC18F47K40 byl napsán ve vývojovém prostředí MPLAB s rozšířením MCC od firmy Microchip. Program je napsán v jazyce C a je laskavému čtenáři dostupný v příloze. Jádro programu tvoří tři předdefinované vzory, zobrazované na LED diodách. Jedná se o postupné plynule zvyšování jasu, blinkr a světelný had.

Program přijímá přes desku převodníku USB/UART/RS-232 jednobytové identifikační povely z PC a na základě přijatého bytu vybere jeden ze tří světelných vzorů. Ty Pak přes Matrix Managery zobrazuje na LED diodách.

Instrukce pro Matrix manager mají charakter série šesti bytů. Jsou to:

- Inicializační byte
- Adresa příslušného Matrix manageru
- Adresa registru, kam chceme zapisovat
- Jeden byte zapisovaných dat

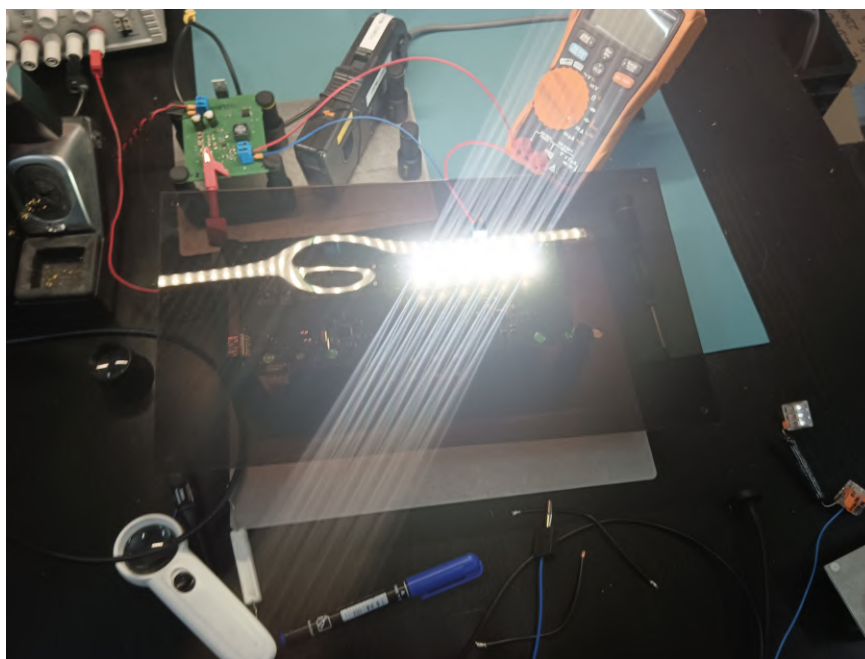


Obrázek 3.24: Boost - buck samostatně

na obr. 3.25 vidíme ožiování stupně buck. Na osciloskopu v pozadí vidíme průběhy výstupního proudu a napětí.

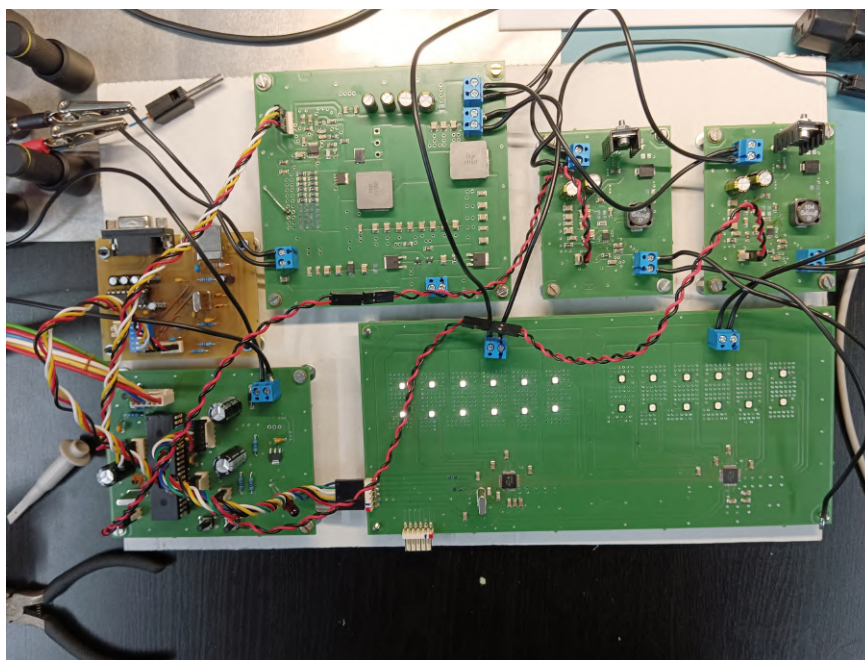


Obrázek 3.25: Ožiování stupně buck - pohled na osciloskop



Obrázek 3.26: Ožívování stupně buck - pohled na LED diody

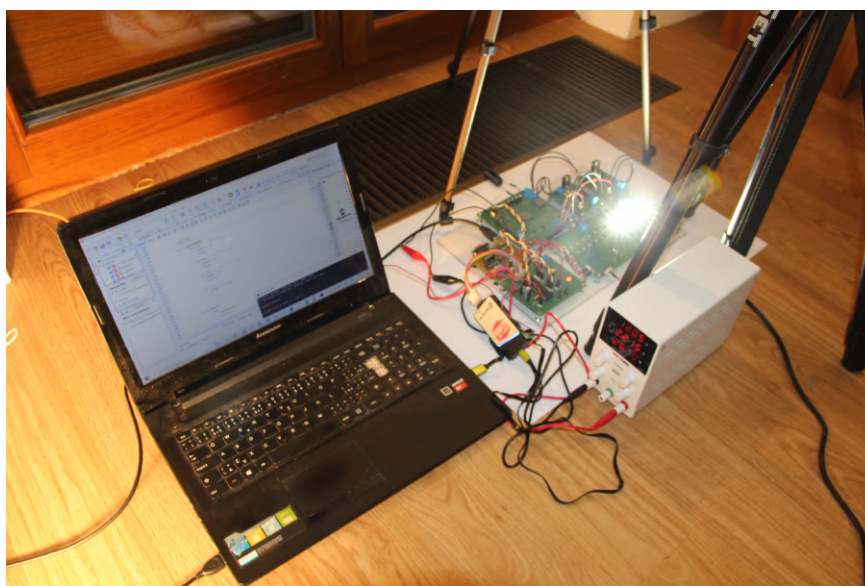
na obr. 3.27 vidíme ožívování komunikace, v tuto chvíli napájeno nikoliv z měniče, ale z laboratorního zdroje.



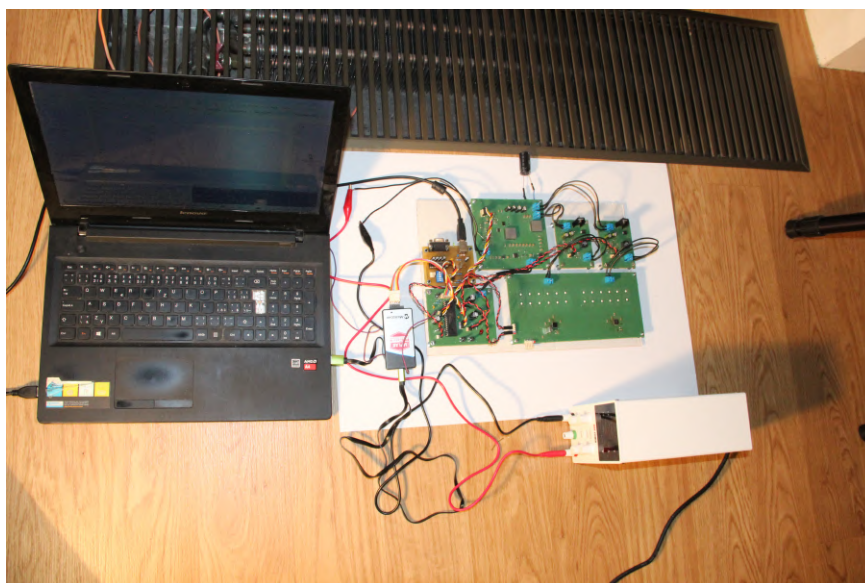
Obrázek 3.27: Ožívování komunikace při napájení z laboratorního zdroje

3.3.2 Fotografie systému v činnosti

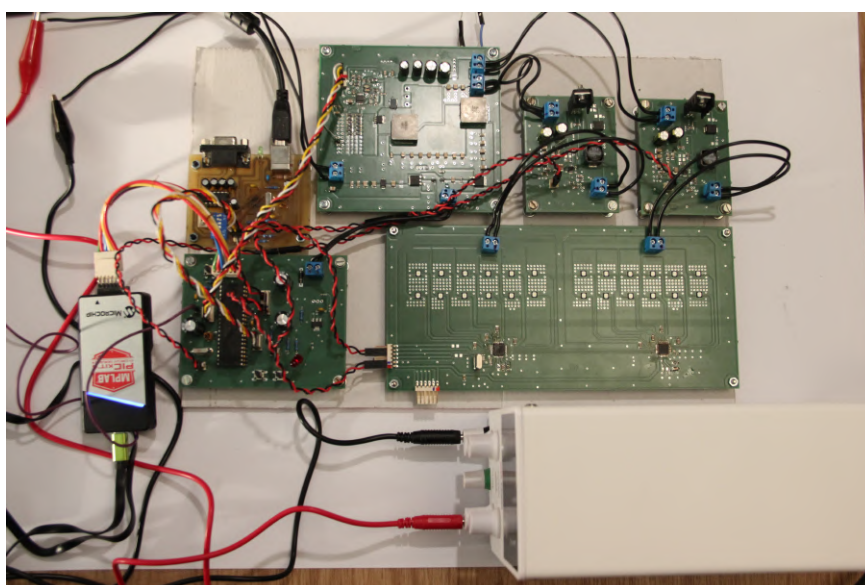
Na této sérii fotografií je plně zapojený systém se všemi komponenty v činnosti. Deska měniče boost je připojena ke spínanému zdroji SPS 605/605D. Napájecí napětí je v tomto případě 12 V stejnosměrných. Všechny další desky jsou pak napájeny z ní s výjimkou případů, kdy je procesorová deska připojena k programátoru PICkit 4 k PC. K PC je připojena také deska USB/UART převodníku. Z příkazového řádku prostřednictvím sériového portu přijímá ASCII znaky 'a' 'b' nebo 'c' které pak procesor interpretuje jako jeden ze zobrazovaných vzorů. Pro zvýšení fázové stability se empiricky ukázalo být potřebné do výstupního filtru měniče boost připojit externí kondenzátor dále zlepšující fázovou stabilitu pro větší rozsah zobrazovaných vzorů a tím i širšího spektra zátěží.



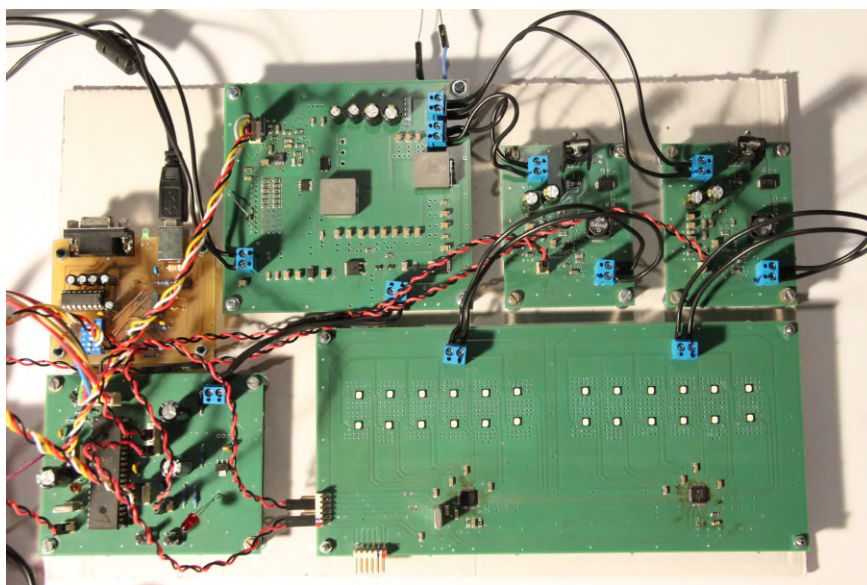
Obrázek 3.28: Ovládání přes příkazový řádek a pohled na zdroj SPS 605/605D



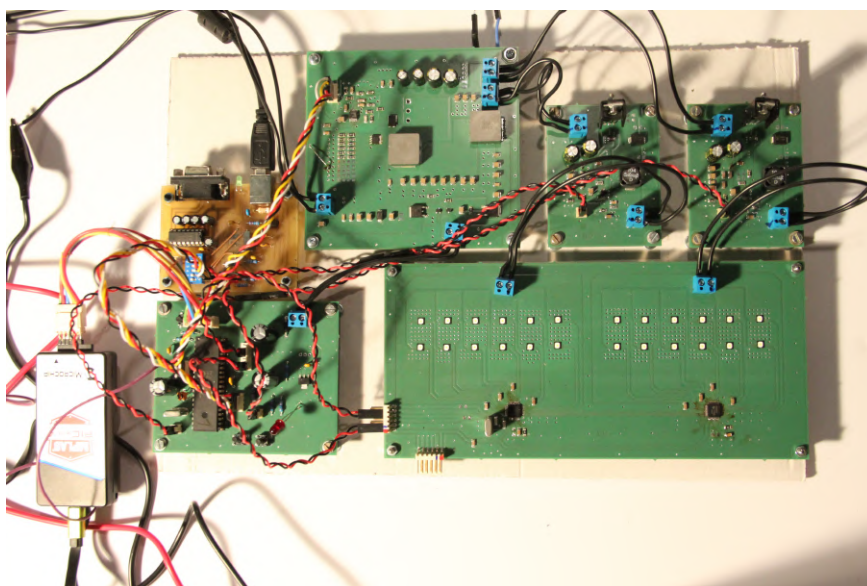
Obrázek 3.29: Pohled na desky a laboratorní zdroj



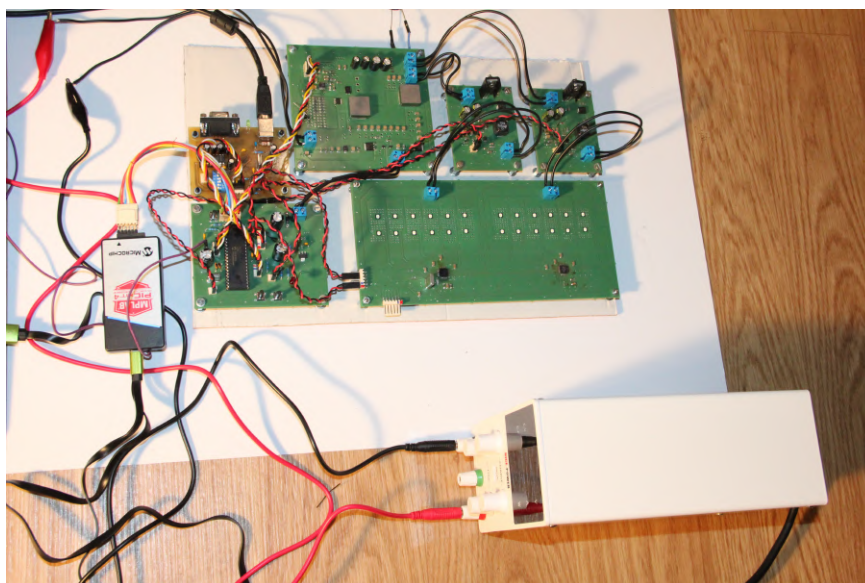
Obrázek 3.30: Pohled na zapojené desky a PICkit4 z blízka



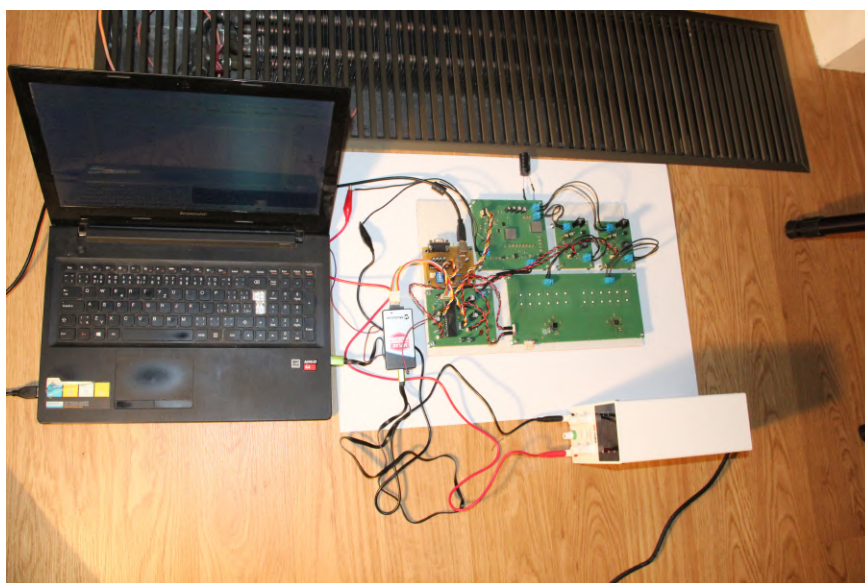
Obrázek 3.31: Pohled na zapojené desky z blízka



Obrázek 3.32: Pohled na zapojené desky a PICkit4 z blízka



Obrázek 3.33: Pohled na zapojené desky a napájecí zdroj

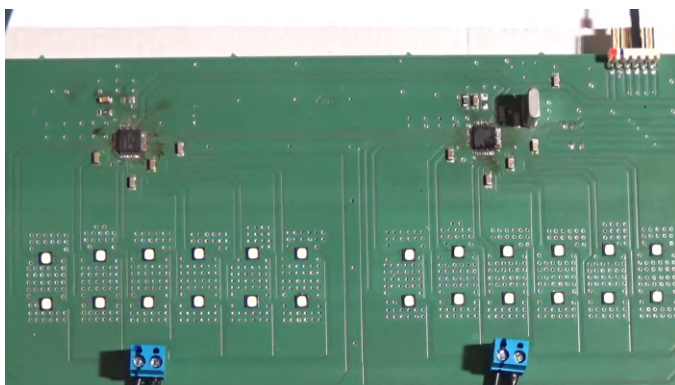


Obrázek 3.34: Pohled na celou sestavu seshora

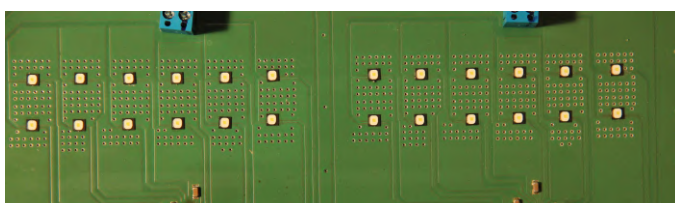
■ 3.3.3 Ukázka vzoru blinkr

V této sekci si ukážeme sekvenci z videa zachycujícího průběh vzoru blinkr na LED diodách. Jas z diod je velmi intenzivní (musíme mít na paměti, že se díváme na model předního světlometu automobilu), a bohužel při všech

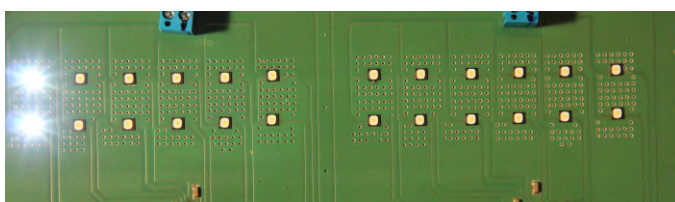
pokusech o natáčení přesvítíl kameru. Nicméně průběh vzoru (a tedy funkčnost celého systému) je i tak jasně patrný.



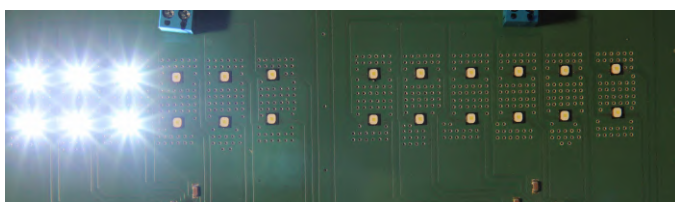
Obrázek 3.35: Vzor blinkr před spuštěním



Obrázek 3.36: Vzor blinkr fáze 1



Obrázek 3.37: Vzor blinkr fáze 2



Obrázek 3.38: Vzor blinkr fáze 3



Obrázek 3.39: Vzor blinkr fáze 4



Obrázek 3.40: Vzor blinkr fáze 5



Obrázek 3.41: Vzor blinkr fáze 6



Obrázek 3.42: Vzor blinkr fáze 7



Kapitola 4

Závěr

V této diplomové práci byl navržen, zhotoven a otestován napájecí zdroj typu boost-buck a maticové ovládaní modelu předního světlometu automobilu včetně softwarového vybavení. Zařízení je plně funkční. Zvlnění proudu na výstupu měniče buck je větší, než bylo plánováno. Nároky LED diod nicméně splňuje.



Literatura

- [1] Lenk, R. – Lenk, C.: Practical Lighting Design with LEDs, John Wiley & Sons, 2017
- [2] Winder, S.: Power Supplies for LED Driving, Elsevier Science & Technology, 2017
- [3] Robert B. Reese: Microprocessors From Assembly Language to C Using the PIC18Fxx2, Da Vinci Engeneering Press, Hingham, Massachusetts, 2005
- [4] MOHAN, Ned, Tore M. UNDELAND a William P. ROBBINS. Power Electronics: Converters, Applications and Design. Second Edition. New York: John Wiley & Sons, 1995. ISBN 0-471-58408-8.
- [5] NATIONAL SEMICONDUCTOR. LM3409 / LM3409HV LM3409Q / LM3409QHV: PFET Buck Controller for High Power LED Drives. In: DatasheetsPDF.com [online]. 2014, 12 April 2010 [cit. 2022-12-29]. Dostupné z: https://cdn.datasheetspdf.com/pdf-down/L/M/3/LM3409Q_NationalSemiconductor.pdf
- [6] TLD5097EL: Multitopology LITIX™ Power DC/DC Controller IC. In: Infineon.com [online]. Munich: Infineon, 2018, 17 October 2018 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLD5097EL-DataSheet-v01_30-EN.pdf?fileId=db3a3043442f820901443eb1f6925bc8
- [7] 120W Dual-Stage Matrix Compatible Automotive Headlight ECU Reference Design: Design Guide: TIDA-050030. In: Ti.com: Texas Instruments [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2019, October 2019 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: <https://www.ti.com>

[//www.ti.com/lit/ug/tidueu1a/tidueu1a.pdf?ts=1662583697600&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ug/tidueu1a/tidueu1a.pdf?ts=1662583697600&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)

- [8] [NCV4264: Linear Regulator, 100mA, Low Dropout. In: Onsemi.com: Intelligent Power and Sensing Technologies [online]. Phoenix: Onsemi, 2022, November 2018 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncv4264-d.pdf>
- [9] PARTH, Dieter a Enrico TONAZZO. Infineon ® Power LED Driver: TLD5095 / TLD5098 DC-DC Multitopology Controller IC. In: Infineon.com [online]. Munich: Infineon, 2022, 08 Aug 2011 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Appnote_TLD5095_98_V13_Aug2011-1-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4625b62cd8a015bc8e43cf231ea
- [10] LM3409 / LM3409HV LM3409Q / LM3409QHV: PFET Buck Controller for High Power LED Drives. In: Datasheetspdf.com [online]. 2020, 12 Apr 2010 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/651927/NationalSemiconductor/LM3409/1>
- [11] MAX232x Dual EIA-232 Drivers/Receivers. In: Ti.com: Texas Instruments [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2022, November 2014 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/max232.pdf?ts=1662527793937&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FMAX232%253FkeyMatch%253DMAX232%2526tisearch%253Dsearch-everything%2526usecase%253DGPN
- [12] FT232BL/BQ USB UART IC: Future Technology Devices International Ltd. In: Datasheetspdf.com [online]. 2011, 2011 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/624931/FutureTechnologyDevices/FT232BL/1>
- [13] PIC18(L)F27/47K40: PIC18(L)F27/47K40 Data Sheet. In: Microchip.com [online]. Chandler, Arizona: Microchip Technology Incorporated, 2017, 2017 [cit. 2022-09-08]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/40001844D.pdf>
- [14] High-Brightness LED Matrix Manager for Automotive Headlight Systems. In: Texas Instruments [online]. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2016, Feb 2016 [cit. 2022-09-07]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92661-q1.pdf?ts=1662580979520&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [15] DRIESEN, Johan. DC-DC converters. Leuven: KU Leuven, 2021.
- [16] Texas Instruments Inc. TPS92662: High-Brightness LED Matrix Manager for Automotive Headlight Systems. In: Component Search Engine [online]. 16 January 2017 [cit. 2023-01-04]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92661-q1.pdf?hkey=EF798316E3902B6ED9A73243A3159BB0>

- [17] Texas Instruments Inc. TPS92662A-Q1: TPS92662A-Q1 High Brightness LED Matrix Manager with EMI Mitigation Techniques. In: Component Search Engine [online]. Texas Instruments, 2020, January 2020 [cit. 2023-01-04]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92662a-q1.pdf?HQS=ti-null-null-sf-df-pf-sep-wwe&ts=1672853579396&ref_url=https%253A%252F%252Fcomponentsearchengine.com%252F
- [18] Analog Devices. LT3965/LT3965-1: 8-Switch Matrix LED Dimmer. In: Analog Devices [online]. Analog Devices, 2019, 2019 [cit. 2023-01-05]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LT3965-3965-1.pdf>
- [19] ST microelectronics. STP16CP05: Low voltage 16-bit constant current LED sink driver. In: St.com [online]. ST Microelectronics, 2017, March [cit. 2023-01-05]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp16cp05.pdf>
- [20] Future Technology Devices International Ltd. FT232BL/BQ USB UART IC. In: FTDI Chip [online]. 2011, Nov. 2011 [cit. 2023-01-05]. Dostupné z: https://ftdichip.com/wp-content/uploads/2020/08/DS_FT232BL_BQ.pdf
- [21] LUW H9QP: OSRON® Black Flat. In: Osram.com [online]. Regensburg: Osram, 2018, 15 November 2018 [cit. 2023-01-08]. Dostupné z: https://dammedia.osram.info/media/resource/hiros/osram-dam-5910137/LUW%20H9QP_EN.pdf
- [22] BUK9Y19-75B: N-channel TrenchMOS logic level FET. In: Nexperia.com [online]. Nexperia, 2010, 13 April 2010 [cit. 2023-01-09]. Dostupné z: <https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BUK9Y19-75B.pdf>
- [23] X7R Dielectric: General Specifications. In: Tme.cz [online]. Brno, TME Electronic [cit. 2023-01-09]. Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/78f46414e6dac38b7cca12338ea208b0/X7RDielectric.pdf>
- [24] TLD5098EL: Multitopology LITIX™ Power DC/DC Controller IC. In: Infineon.com [online]. Munich: Infineon, 2018, 8 August 2018 [cit. 2023-01-10]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLD5098EL-DataSheet-v01_30-EN.pdf?fileId=db3a30432c59a87e012c5e98d2853514



Kapitola 5

Přílohy

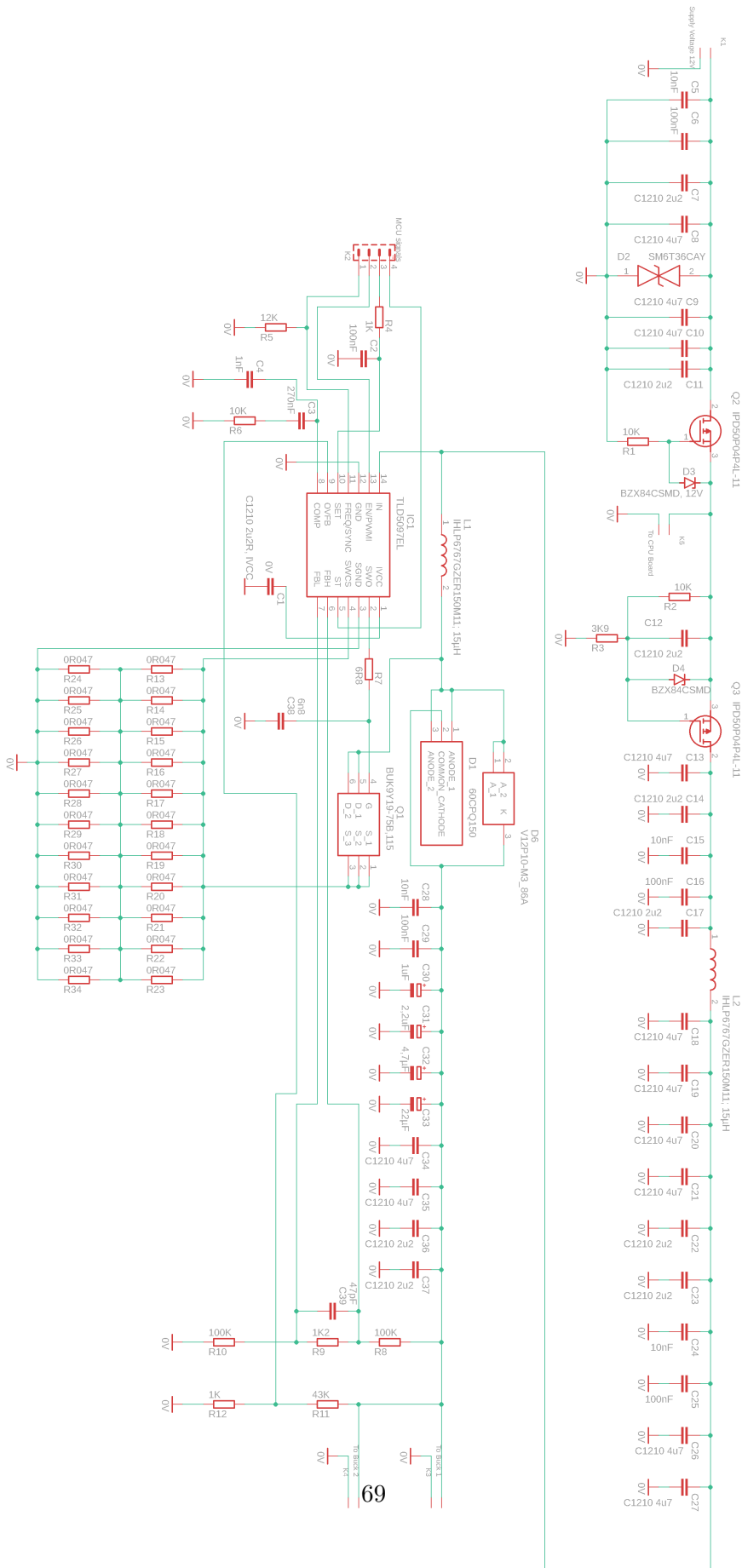
5.1 Seznamy použitých součástek a desky plošných spojů

5.1.1 Boost

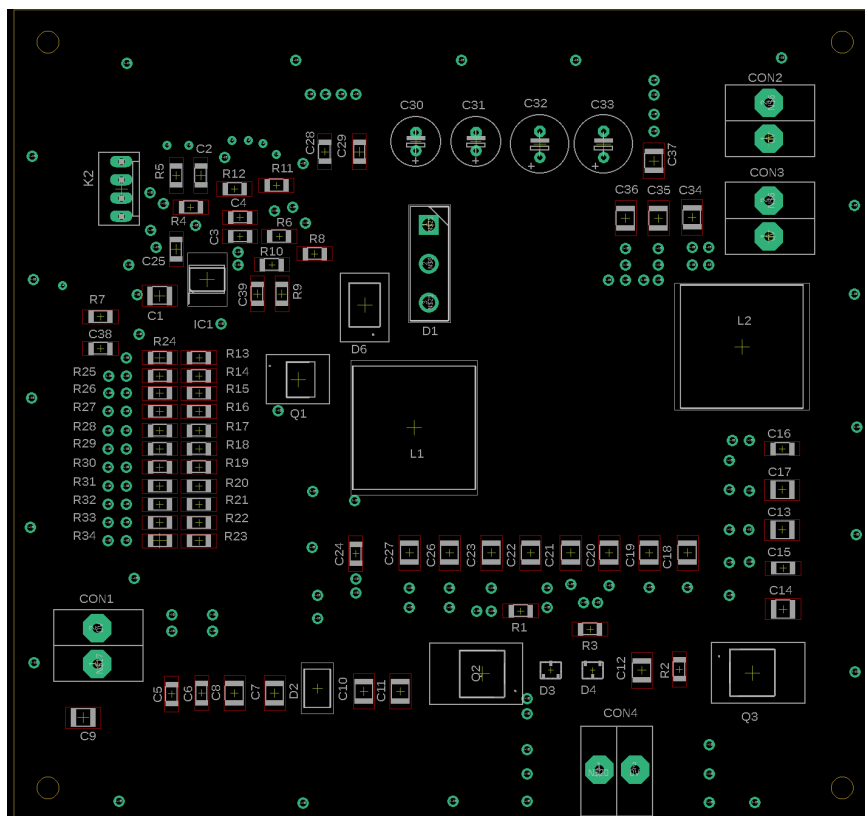
Tabulka 5.1: Měnič Buck - seznam součástek

Součástka	Hodnota
R1,R2,R6,	10 k Ω
R3	3,9 k Ω
R4,R12	1 k Ω
R5	12 k Ω
R7	6,8 Ω
R8,R10	100 k Ω
R9	1,2 k Ω
R11	43 k Ω
R13 až R18, R24 až R29	0,047 Ω
R19 až R23, R30 až R34	Rezerva
C1,C7,C11,C14,C17,C22,C23,C36,C37	2,2 μ F
C2,C6,C16,C25,C29	100 nF
C3,C4,C5,C15,C24,C28	10 nF
C8,C9,C10,C13,C18,C19,C20,C21,C26,C27,C34,C35	4,7 μ F
C30	1 μ F
C31	2,2 μ F
C32	4,7 μ F
C33	22 μ F
C38	6,8 nF
C39	47 pF
K1,K3,K4,K5	ARK300/2
K2	MCU signals
D1	60CPQ150
D2	SM6T36CAY
D3,D4	BZX84CSMD
D6	V12P10-M3 86A
IC1	TLD5097EL
L1,L2	15 μ H IHLP6767GZER150M11
Q1	BUK9Y19-75B,115
Q2,Q3	IPD50P04P4L-11

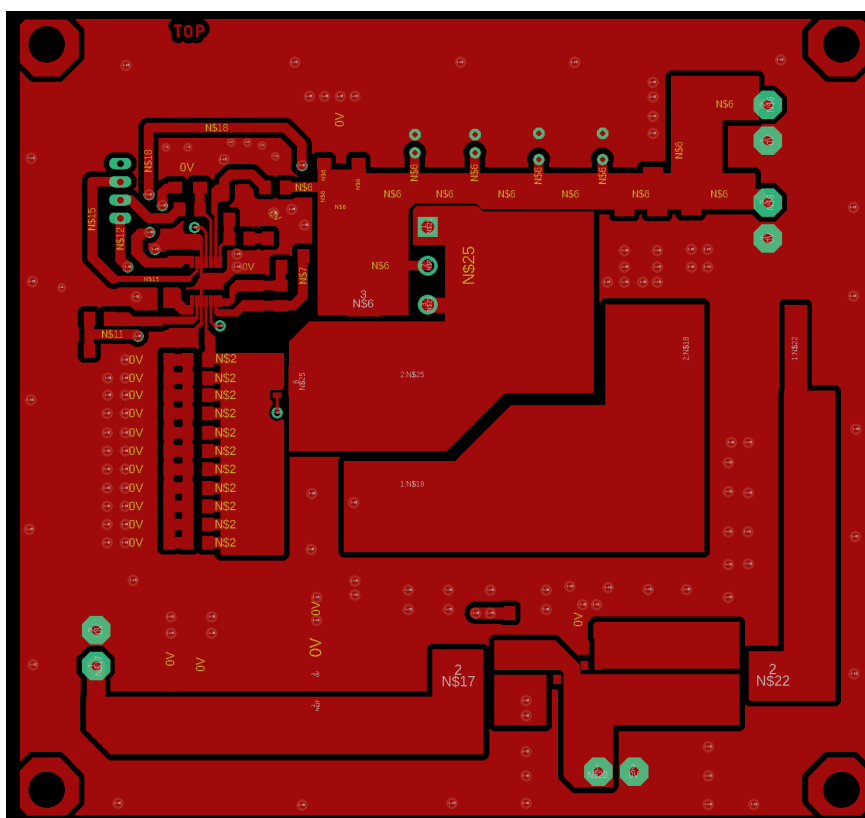
5.1. Seznamy použitých součástek a desky plošných spojů



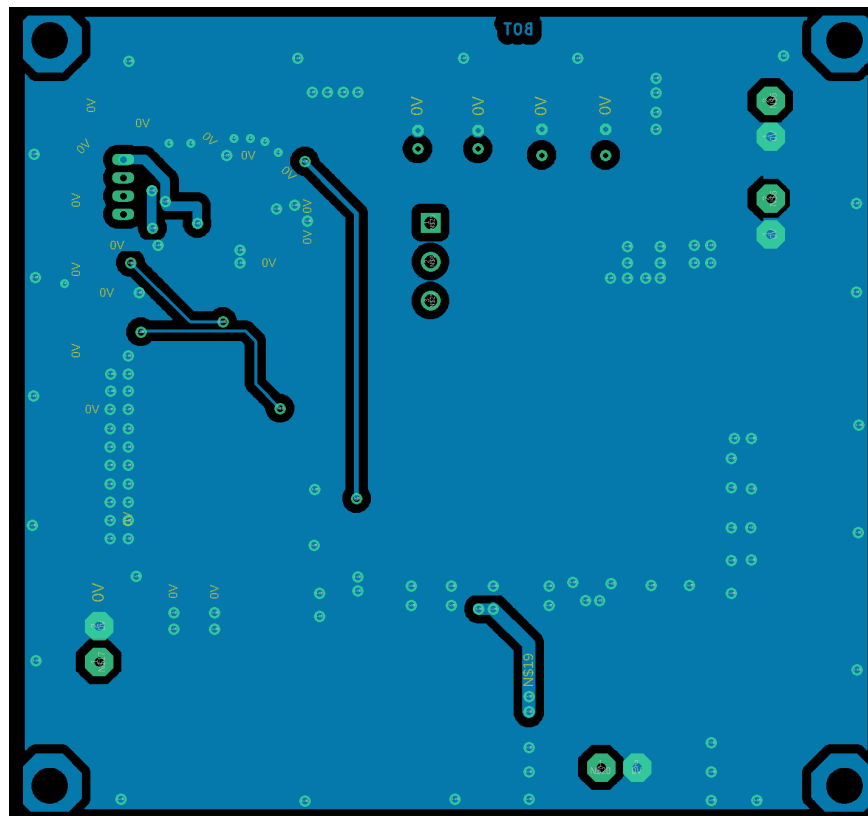
Obrázek 5.1: Měníč boost - schéma zapojení



Obrázek 5.2: Měnič boost - osazovací plánek



Obrázek 5.3: Boost - plošný spoj - vrchní strana

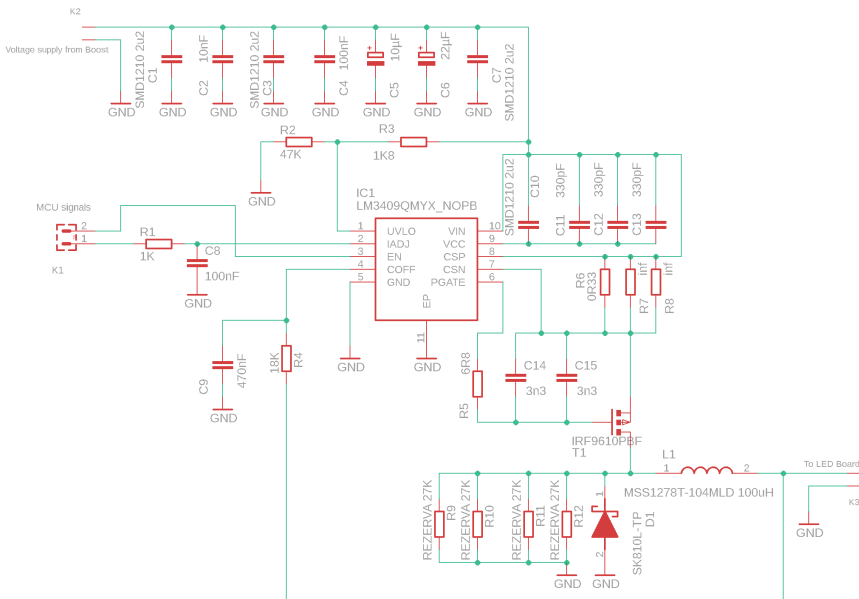


Obrázek 5.4: Boost - plošný spoj - spodní strana

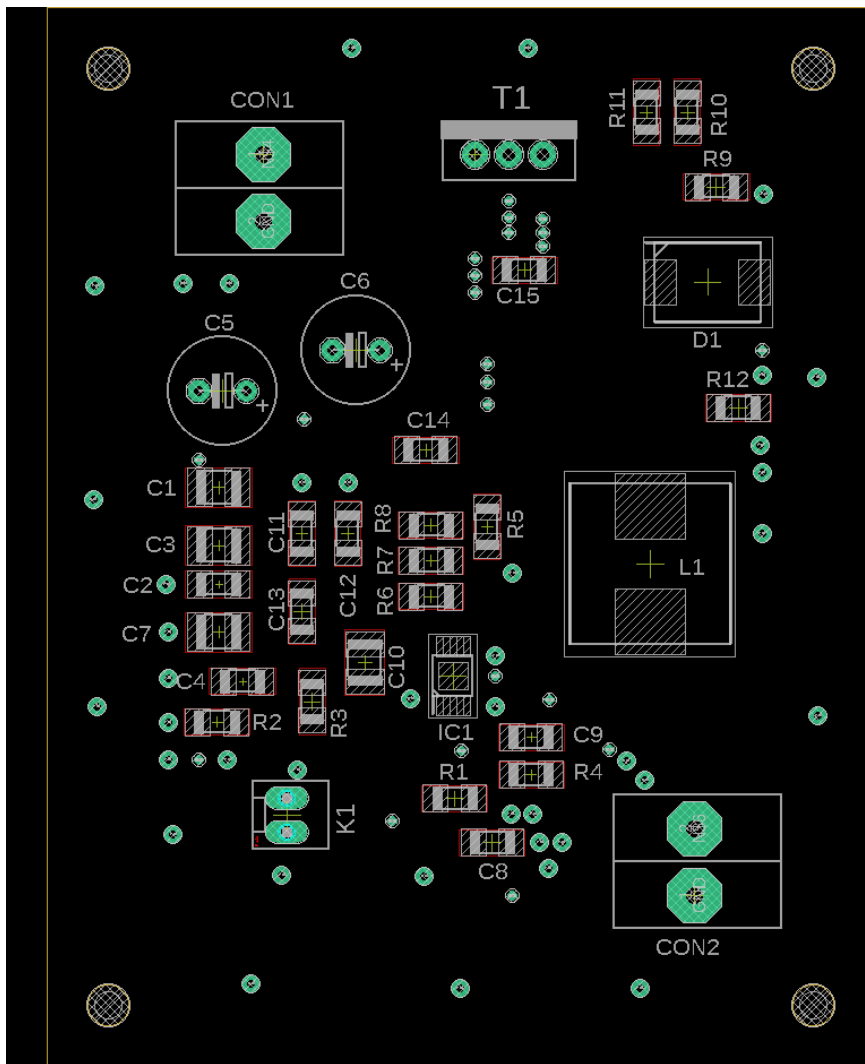
■ 5.1.2 Buck

Tabulka 5.2: Měnič Buck - seznam součástek

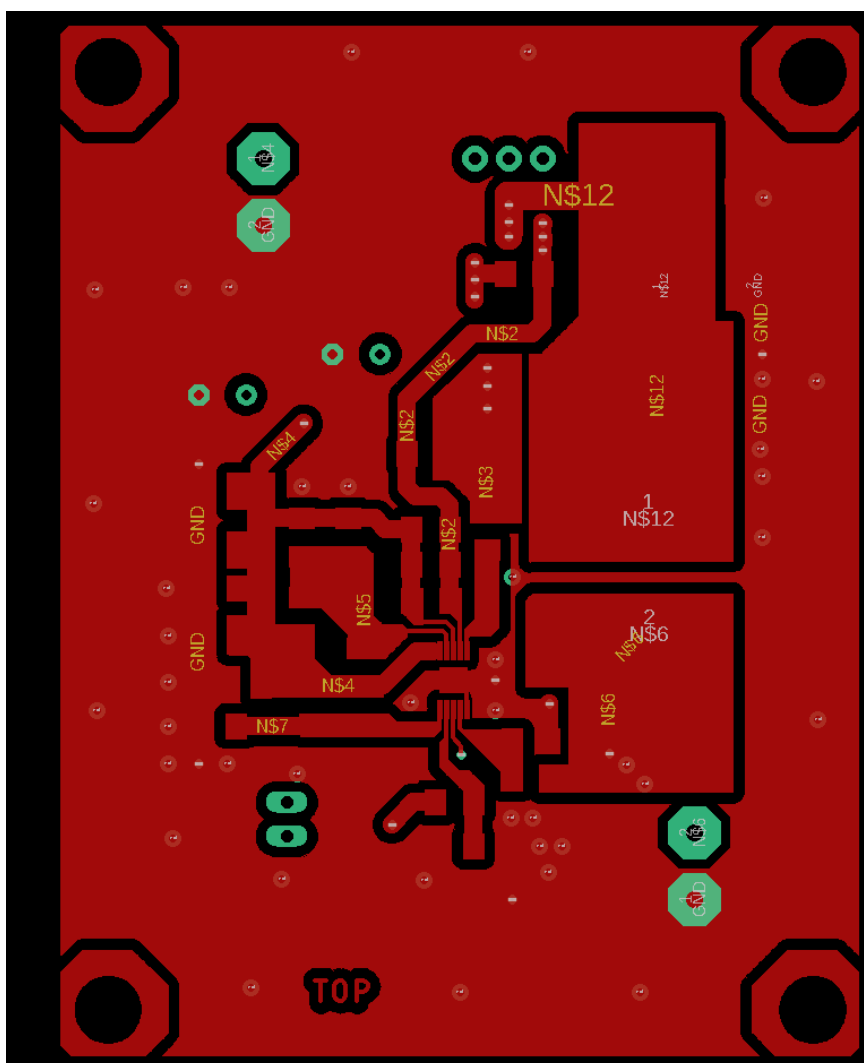
Součástka	Hodnota
R1	1 k Ω
R2	47 k Ω
R3	1,8 k Ω
R4	18 k Ω
R5	6,8 Ω
R6	0,33 Ω
R7,R8	Rezerva
R9,R10,R11,R12	Rezerva 27 k Ω
C1,C3,C7,C10	SMD1210 2,2 μ F
C2	10nF
C4,C8	100 nF
C5	10 μ F
C6	22 μ F
C9	470 nF
C11,C12,C13	330 pF
C14,C15	3,3 nF
K1	PSH02-02P
K2,K3	ARK300/2
D1	SK810L-TP
IC1	LM3409QMYX
L1	100 μ H
T1	IRF9610PBF



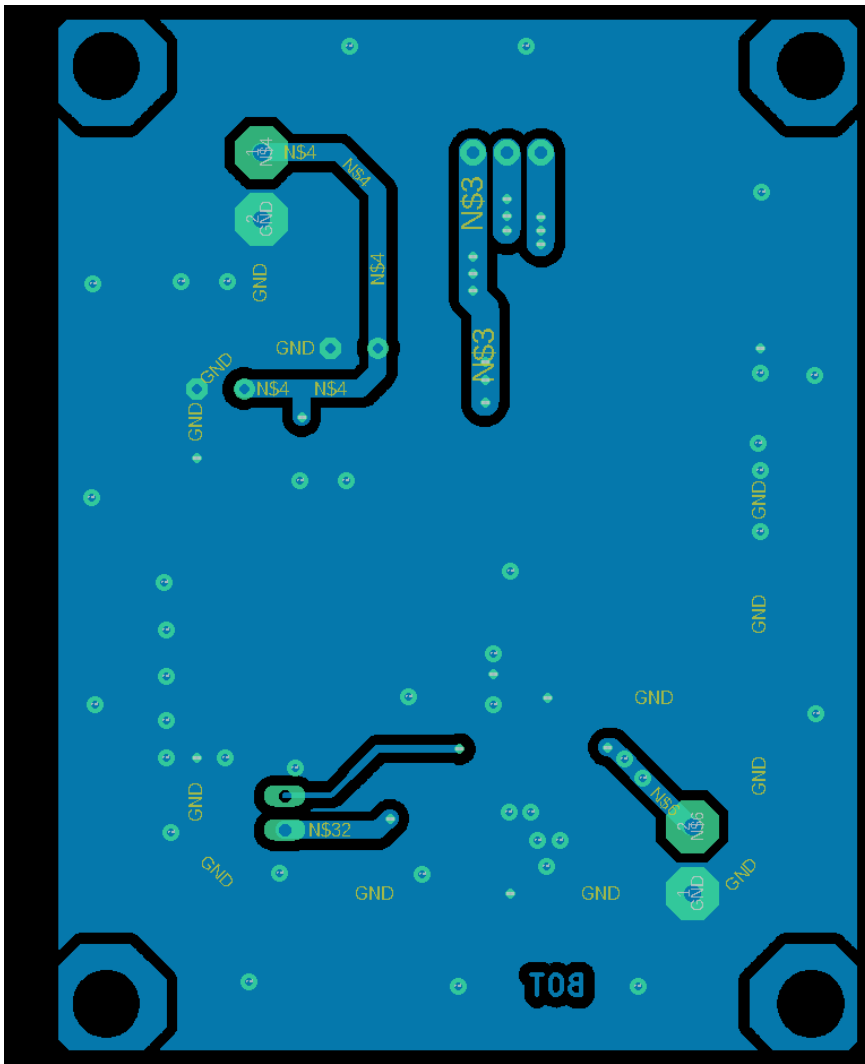
Obrázek 5.5: Měníč buck - schéma zapojení



Obrázek 5.6: Měnič buck - osazovací plán



Obrázek 5.7: Buck - plošný spoj - vrchní strana

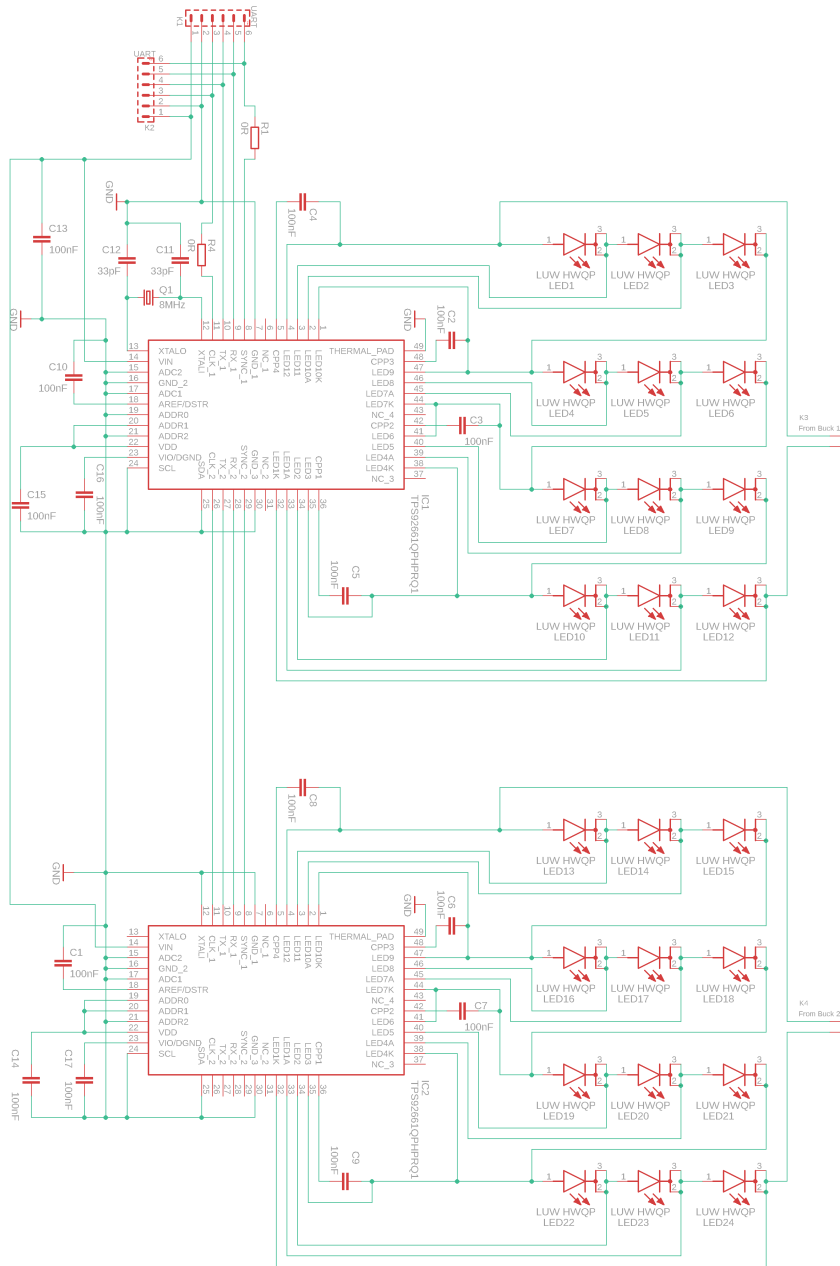


Obrázek 5.8: Buck - plošný spoj - spodní strana

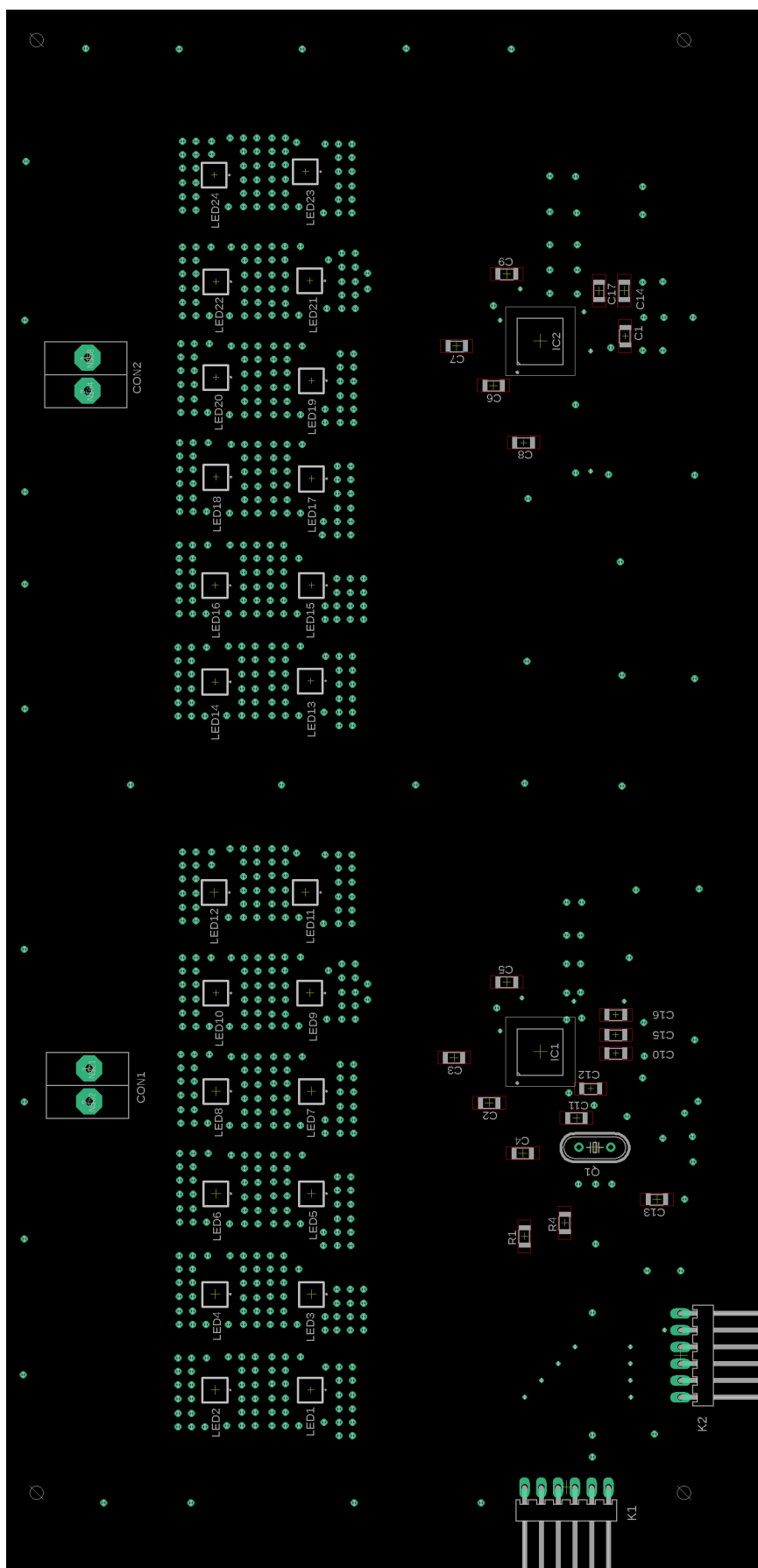
5.1.3 Deska LED diod a Matrix Managerů**Tabulka 5.3:** Deska LED diod a Matrix Managerů seznam součástek

Součástka	Hodnota
R1,R2	0 Ω (volitelně)
C1-C10; C13-C17	100 nF
C11,C12	33 pF
IC1,2	TPS92661QPHPRQ1
K1,K2	PSH02-06P+ PFH02-06P
K3,K4	ARK300/2
LED1 až LED24	LUW HWQP 8M7N
Q1	8,000 MHz HC49U/S

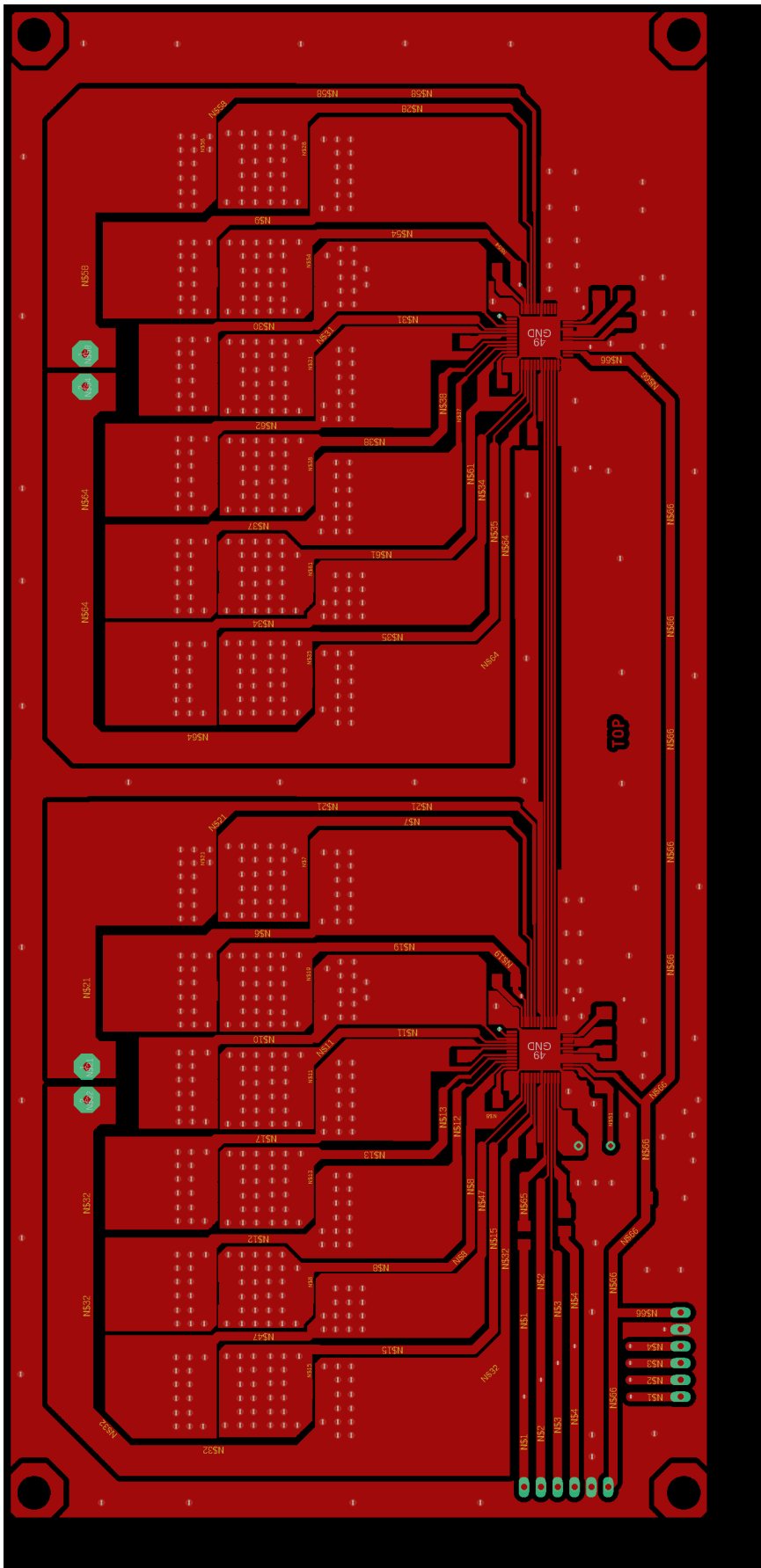
5.1. Seznamy použitých součástek a desky plošných spojů



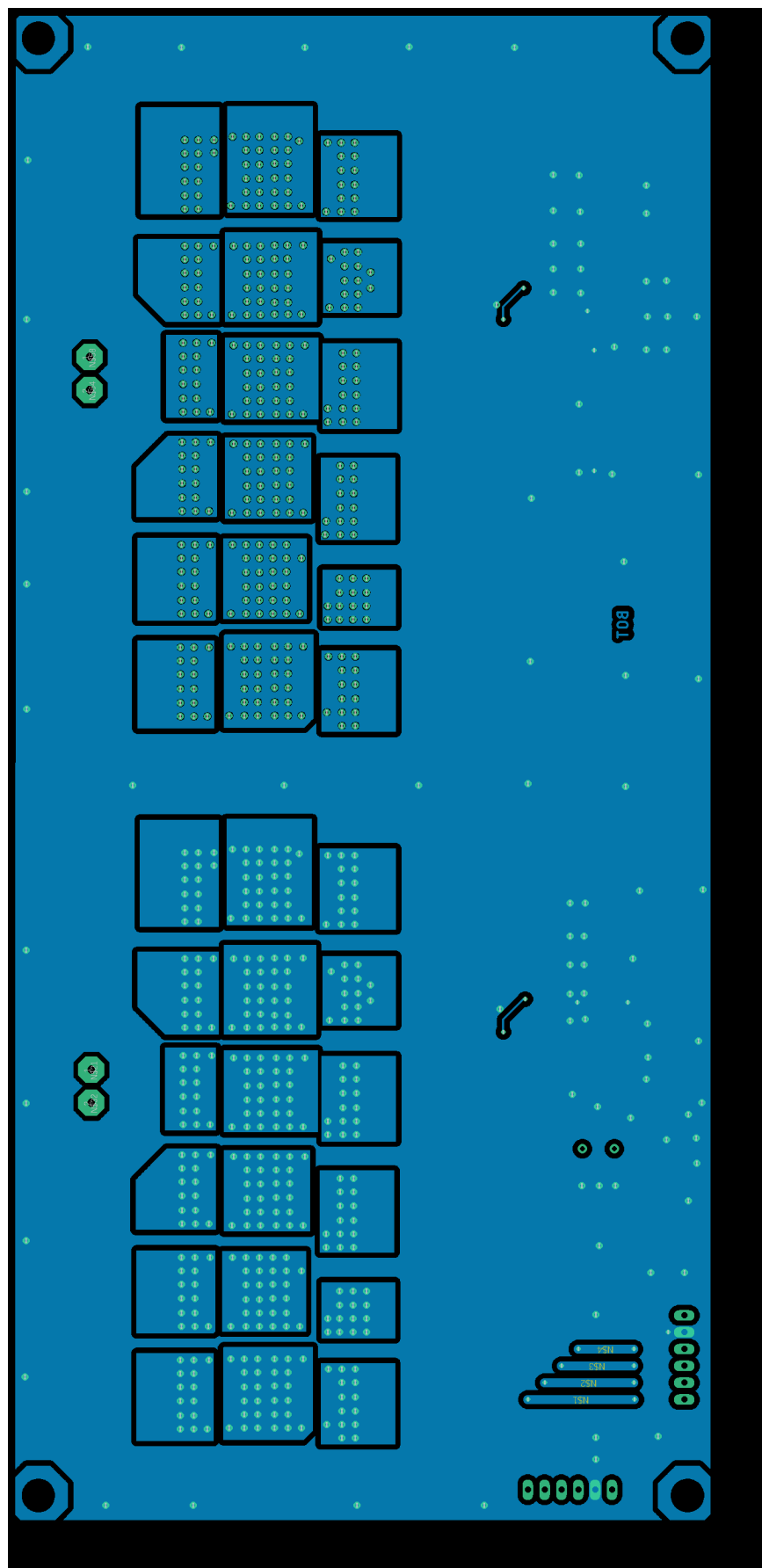
Obrázek 5.9: Deska LED diod a Matrix Managerů - schéma zapojení



Obrázek 5.10: Deska LED diod a Matrix Managerů - osazovací plánec



Obrázek 5.11: Deska LED diod a Matrix Managerů - plošný spoj - vrchní strana

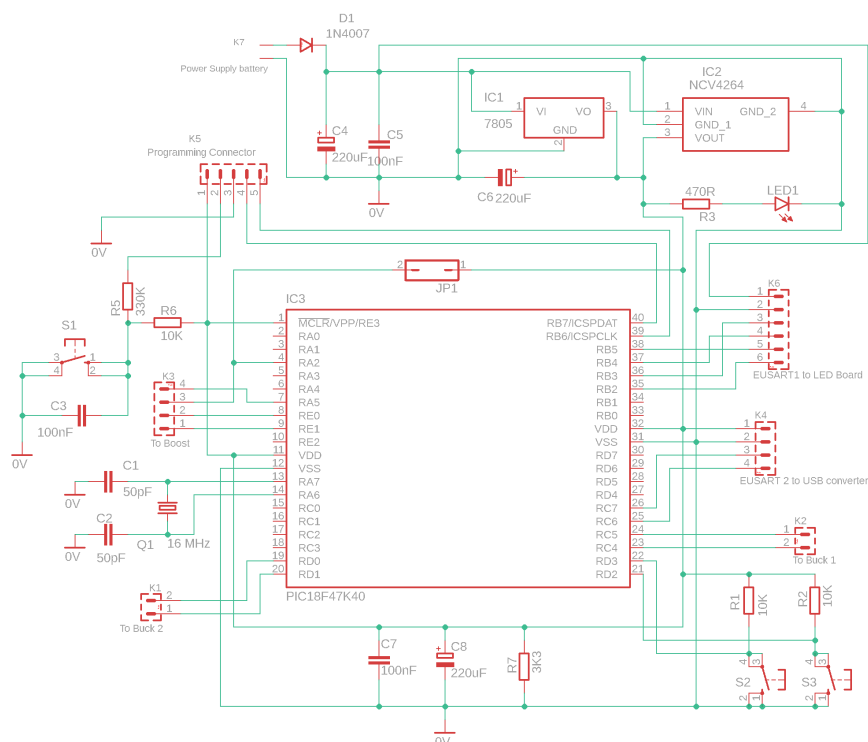


Obrázek 5.12: Deska LED diod a Matrix Managerů - plošný spoj - spodní strana

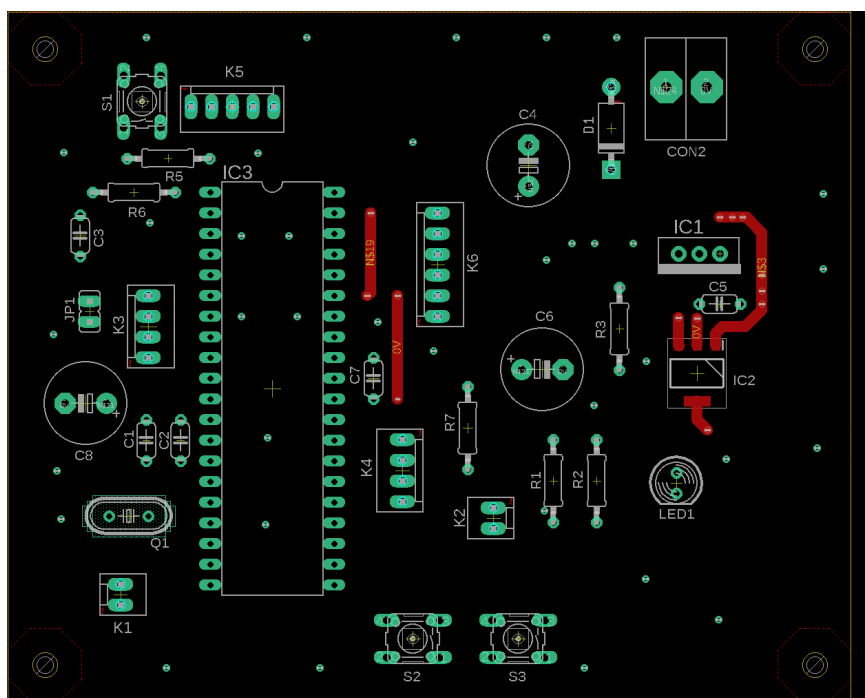
5.1.4 Deska s řídicí jednotkou

Tabulka 5.4: Deska s řídicí jednotkou seznam součástek

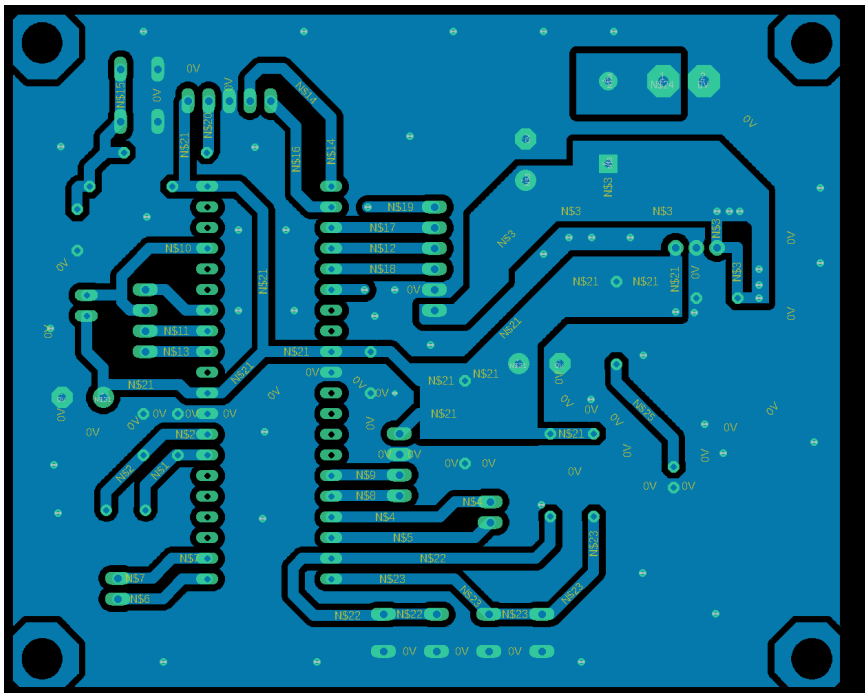
Součástka	Hodnota
R1,R2	1 k Ω
R3	470 Ω
R5	330 k Ω
R6	10 k Ω
R7	3,3 k Ω
C1,C2	50 pF
C3,C5,C7	100 nF
C4,C6,C8	220 uF
D1	1N4007
IC1	7805
IC2	NCV4264
IC3	PIC18F47K40
JP1	jumper JP1Q
K1,K2,K3,K4	PSH02-02P
K5	PSH02-05P
K6	PSH02-06P
K7	ARK300/2
LED1	LED 5mm, červená
Q1	6 MHz
S1,S2,S3	TC-0109-T



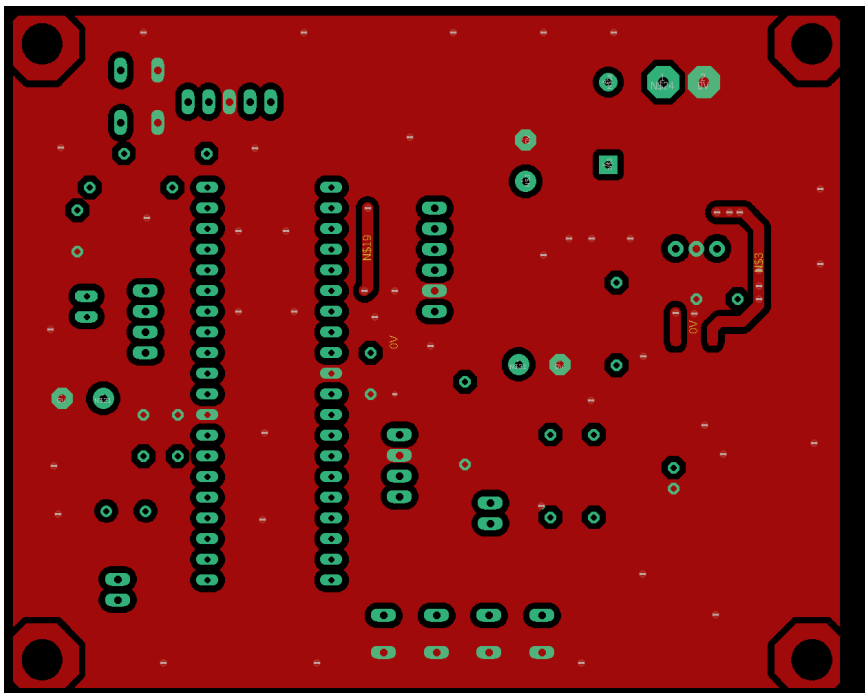
Obrázek 5.13: Deska s řídicí jednotkou - schéma zapojení



Obrázek 5.14: Deska s řídicí jednotkou - osazovací plán



Obrázek 5.15: Deska s řídicí jednotkou - plošný spoj - vrchní strana

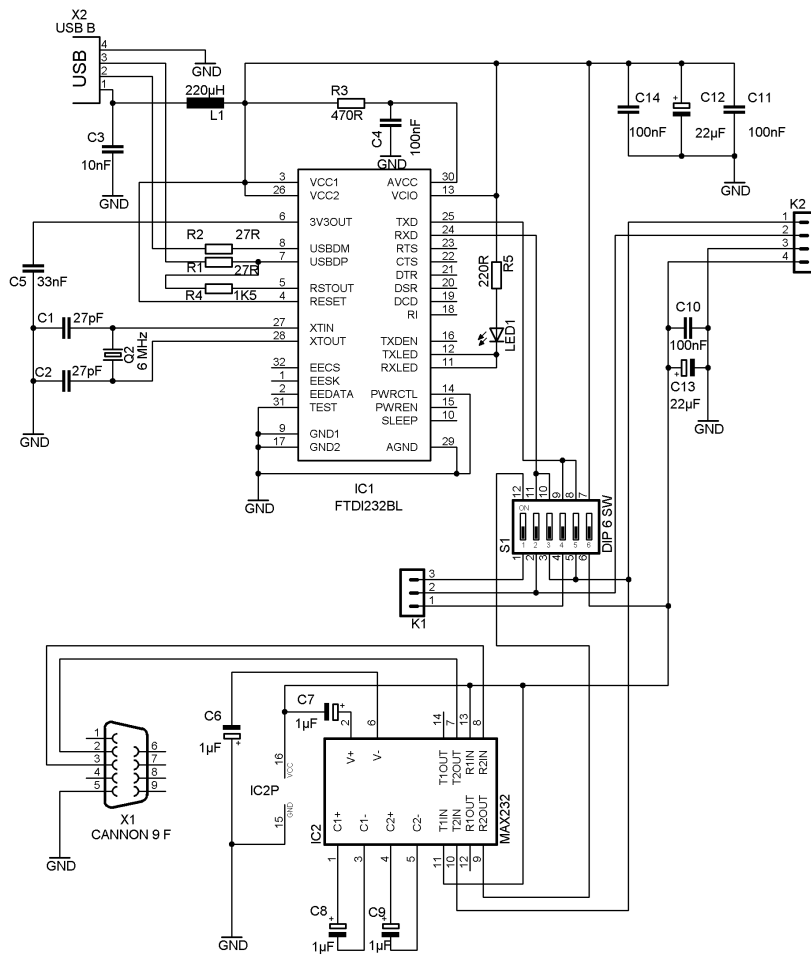


Obrázek 5.16: Deska s řídicí jednotkou - plošný spoj - spodní strana

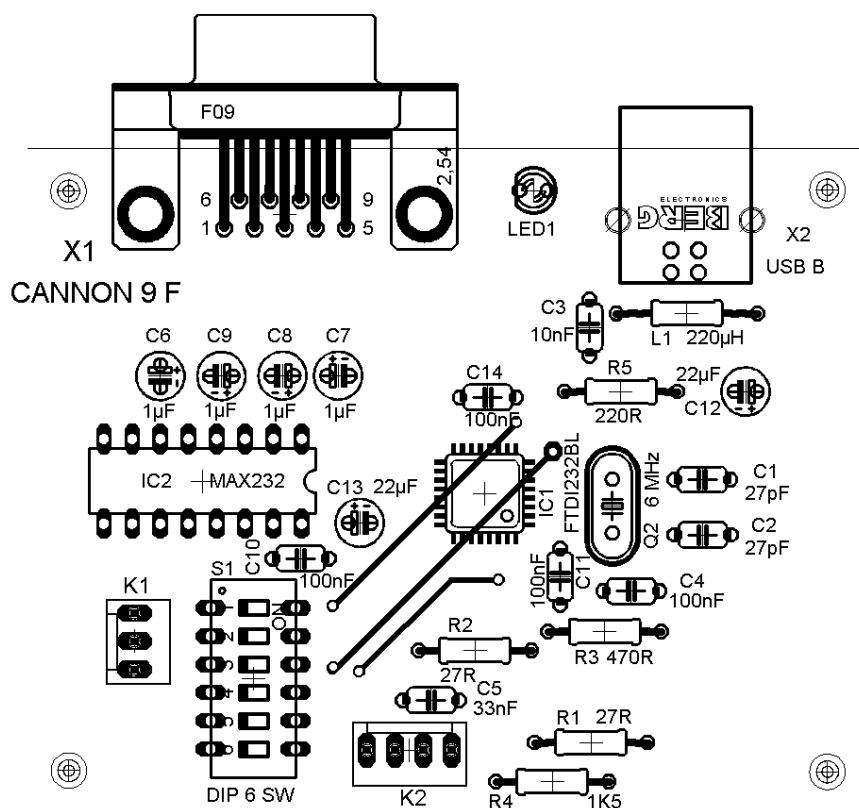
5.1.5 Deska převodníku UART/USB/RS232

Tabulka 5.5: Deska převodníku UART/USB/RS-232 seznam součástek

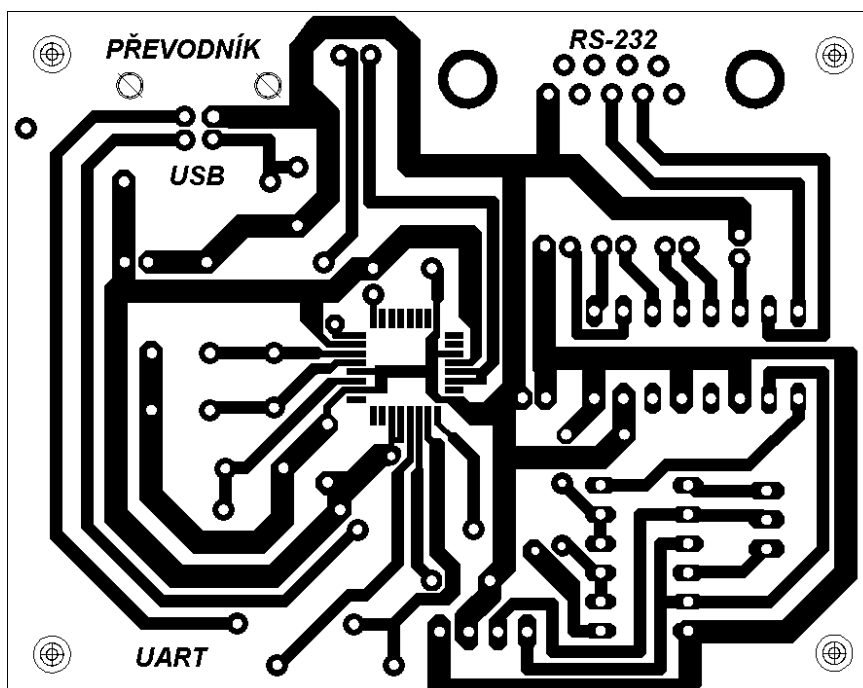
Součástka	Hodnota
R1,R2	27 Ω
R3	470 Ω
R4	1,5 k Ω
R5	220 Ω
C1,C2	27 μ F
C3	10 nF
C4,C10,C11	100 nF
C5	33 nF
C6,C7,C8,C9	1 μ F
C12,C13	22 μ F
L1	220 μ H
IC1	FTDI232BL
IC2	MAX232
LED1	led dioda 3mm, zelená
X1	CANNON9 do DPS, 90°
X2	USB B do DPS, 90°
Q1	6 MHz
S1	DIP6 přepínač
K1	PSH02-03P
K2	PSH02-04P



Obrázek 5.17: Deska převodníku UART/USB/RS-232 - schéma zapojení



Obrázek 5.18: Deska převodníku UART/USB/RS-232 - osazovací pláněk



Obrázek 5.19: Deska převodníku UART/USB/RS-232 - plošný spoj