



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV ELEKTROTECHNOLOGIE

DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC TECHNOLOGY

ŘÍDICÍ OBVODY S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ PRO LED

HIGH EFFICIENCY CONTROL CIRCUITS FOR LEDS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vojtěch Havlík

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Vyroubal, Ph.D.

BRNO 2020



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektrotechnická výroba a materiálové inženýrství**

Ústav elektrotechnologie

Student: Bc. Vojtěch Havlík

ID: 164728

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Řídicí obvody s vysokou účinností pro LED

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se a prostudujte problematiku topologií spínaných budičů pro LED diody využívajících H-můstek. Popište funkčnost v základních režimech - snižující (buck) a zvyšující (boost). Vyberte dva vhodné komerčně dostupné integrované obvody. Navrhněte schémata driverů pro oba IO včetně vstupního EMC filtru tak, aby byly dimenzované pro zvolený externí LED modul. Navrhněte plošné spoje a zkonstruujte testovací vzorky. Proveďte sadu měření a výsledky měření obou vzorků vzájemně porovnejte zejména v oblasti funkčnosti, účinnosti a EMC. Proveďte případné optimalizace. Vyvoďte případná návrhářská doporučení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího diplomové práce.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 3.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Petr Vyroubal, Ph.D.

doc. Ing. Petr Bača, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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

Cílem této diplomové práce je návrh dvou zapojení spínaného zdroje s různými integrovanými obvody vhodnými pro řízení LED diod. Teoretická část popisuje princip spínaného měniče a jeho dvou typů - snižujícího a zvyšujícího. Dále je popsán princip univerzální struktury H-můstku spínaného zdroje. Ta je porovnána s typickým zapojením spínaného zdroje. Na základě zadaných požadavků jsou vybrány vhodné dva IO splňující automobilovou kvalifikaci a popsány jejich funkce a typické zapojení.

V praktické části je realizován návrh zapojení s oběma vybranými IO, výběr komponentů a návrh DPS. Vyrobené vzorky jsou podrobené sadě testů. Na základě změřených výsledků je provedena optimalizace vzorků, které jsou opět otestovány. V závěru práce jsou oba vzorky porovnány z hlediska funkčnosti, účinnosti a EMC.

Klíčová slova

spínaný zdroj, měnič, H-můstek, LED budič, účinnost

Abstract

The aim of this diploma thesis is to design two different switching power supply circuits with integrated circuits suitable for controlling of LED. The theoretical part describes the principles of two main switching converters topologies – buck and boost. Furthermore, a universal H-bridge structure of switching supply is described. This is compared with the typical switching supply design. Based on specified requirements, two circuits are designed with selected IO which are suitable for using in the automotive industry. Their function and typical schema are described.

In the practical part is realized design with both selected IC, choosing components and layout PCB. Set of tests are carried out with manufactured samples. Based on measured results are performed optimization of samples, which are tested also. In the end of this thesis both samples are compared in terms of function, efficiency and EMC.

Keywords

switching supply, converter, H-bridge, LED driver, efficiency

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

HAVLÍK, Vojtěch. *Řídicí obvody s vysokou účinností pro LED* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-05-17]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/127816>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie. Vedoucí práce Petr Vyroubal.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Řídicí obvody s vysokou účinností pro LED jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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: 2. června 2020

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petrovi Vyroubalovi, Ph.D. a Ing. Josefu Vochyánovi, Ph.D za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 2. června 2020

.....

podpis autora

Obsah

Úvod	1
1 Teoretická část.....	2
1.1 Spínaný měnič.....	2
1.1.1 Snižující měnič	3
1.1.2 Zvyšující měnič	4
1.1.3 LED driver vs. napěťový měnič.....	5
1.1.4 Výběr vhodné topologie	7
1.2 Struktura H-můstku.....	8
1.2.1 Srovnání s klasickým zapojením.....	9
1.2.1.1 H-můstek ve funkci snižujícího měniče	9
1.2.1.2 H-můstek ve funkci zvyšujícího měniče	10
1.2.2 Bootstrap obvod.....	10
1.3 Výběr IO.....	13
1.3.1 MAX25600 – Maxim Integrated	14
1.3.2 TLD5190 - Infineon.....	17
2 Praktická část.....	20
2.1 Zadání práce	20
2.2 Návrh zapojení H-můstku	21
2.2.1 Zapojení s MAX25600	21
2.2.2 Zapojení s TLD5190.....	27
2.3 Bloky zapojení	30
2.3.1 Vstupní část zapojení.....	30
2.3.2 Řídicí část zapojení	32
2.3.3 Výkonová část zapojení	33
2.3.4 Přídavné obvody	34
2.3.5 Výstupní část zapojení	35

2.3.6	Návrh DPS.....	35
2.4	Testování vzorků.....	38
2.4.1	Měření obvodu s MAX25600 ver. 1	38
2.4.1.1	Funkční testy.....	38
2.4.1.2	Analogová regulace výstupního proudu	43
2.4.1.3	Teplotní analýza termokamerou	44
2.4.1.4	EMC testování.....	46
2.4.2	Měření obvodu s TLD5190 ver. 1	48
2.4.2.1	Funkční testy.....	48
2.4.2.2	Analogová regulace výstupního proudu	52
2.4.2.3	Teplotní analýza termokamerou	53
2.4.2.4	EMC testy.....	55
2.5	Optimalizace testovacích vzorků.....	58
2.5.1	Optimalizace obvodu s TLD5190.....	58
2.5.1.1	Tlumicí obvody tranzistorů.....	58
2.5.1.2	Sada testů TLD5190 ver. 2	61
2.5.2	Optimalizace obvodu s MAX25600	65
2.5.2.1	Sada testů MAX25600 ver. 2	65
2.6	Doporučení pro návrh DPS	69
2.7	Srovnání testovacích vzorků	70
3	Závěr.....	72
	Seznam obrázků	75
	Seznam tabulek.....	76
	Seznam příloh.....	77
	Seznam zkratk a symbolů.....	77

Úvod

Automobilový průmysl prošel od svého počátku značnými inovacemi a vylepšeními. Jedním z významných součástí automobilů jsou světlomety, na které je kladen velký důraz z hlediska spolehlivosti, životnosti a účinnosti. Světlomety se stávají čím dál více komplexnějšími zařízeními s vysokými proudy a také ztrátovými výkony elektronických prvků vyjádřené ve formě tepla. Proto je nutné tyto prvky dostatečně chladit. Tím se dosáhne prodloužení životnosti a spolehlivosti zařízení. S rostoucím výstupním výkonem se ovšem zvyšují nároky na použitý chladič, který představuje významnou finanční položku z pohledu ceny zařízení. Z tohoto důvodu je snahou vývojových oddělení zvýšení efektivity zařízení a tím tedy snížení ztrátového výkonu.

V dnešní době se standardně navrhuje světlomety se zapojením LED diod. Oproti dříve používaných halogenových žárovek mají delší životnost, menší spotřebu energie a zejména vyšší účinnost. Aby byla zaručena konstantní svítivost LED diod v širokém rozsahu vstupního napětí, je nutné jim dodávat konstantní proud. Pro tento účel se používají speciální zdroje konstantního proudu tzv. budiče (anglicky drivers). Existují dva typy a to lineární a spínané zdroje, které jsou vhodnější zejména z důvodu vyšší účinnosti.

Jeho hlavními prvky jsou cívka, usměrňovací dioda a tranzistor používaný jako spínač. Speciálním a univerzálním spínaným zdrojem je struktura H-můstku, která ve svém zapojení nahrazuje diodu unipolárním tranzistorem. V porovnání s diodou na něm vzniká menší úbytek napětí při stejně velkém procházejícím proudu, a má tedy menší ztrátový výkon. Proto může struktura H-můstku dosáhnout účinnosti přes 90 %.

Tato práce se v teoretické části věnuje popisu principu spínaného zdroje se strukturou H-můstku pro řízení LED diod. Následuje seznámení s jeho prvky a popisem dvou vybraných integrovaných obvodů vhodných pro řízení LED diod.

Praktická část se zabývá návrhem spínaného zdroje, popisem jeho bloků a sadou testů, na základě kterých jsou porovnány vyrobené testovací vzorky s oběma integrovanými obvody z hlediska účinnosti, funkčnosti a výsledků měření EMC.

1 Teoretická část

V této části je teoreticky popsán spínaný měnič a jeho dva typy – snižující a zvyšující. Následuje rozbor struktury H-můstku a jeho srovnání s klasickým zapojením spínaného zdroje. Je vysvětlen princip řízení takového obvodu a jeho výhody. Tuto kapitolu zakončuje výběr vhodných integrovaných obvodů, se kterými budou navržené testovací vzorky v navazující praktické části.

1.1 Spínaný měnič

V dnešní době jsou spínané měniče velice populární. Bývají součástí moderních nabíječek, počítačových sestav i automobilových světlometů. Využívá se jich v případech, kdy je potřeba dosáhnout hlavně malých rozměrů, hmotnosti a vysoké účinnosti. Z tohoto důvodu se upouští od lineárních zdrojů, u kterých při požadovaných větších výstupních výkonech rostou i nároky na chlazení. Nevýhodou spínaných zdrojů může být generované elektromagnetické rušení a složitější konstrukce.

Hlavními součástkami spínaného zdroje jsou cívka, spínač (nejčastěji se používá unipolární tranzistor) a dioda. Využívá se principu vhodné transformace vstupního výkonu na výstupní, kdy tento typ měniče pracuje v impulsním režimu. Ten probíhá ve dvou fázích za pomoci akumulárního prvku, kterým je cívka. V první fázi je cívka nabíjena ze vstupního zdroje a v druhé fázi je její energie vybíjena do výstupní zátěže. Tranzistor zastupuje funkci regulačního prvku a pracuje jako řízený spínač. Řízení tranzistoru má na starosti integrovaný obvod. Jelikož tranzistorem prochází proud pouze v sepnutém stavu, výkonová ztráta je podstatně menší než v případě lineárního zdroje. Dioda zde slouží pro správný tok elektrické energie. [3]

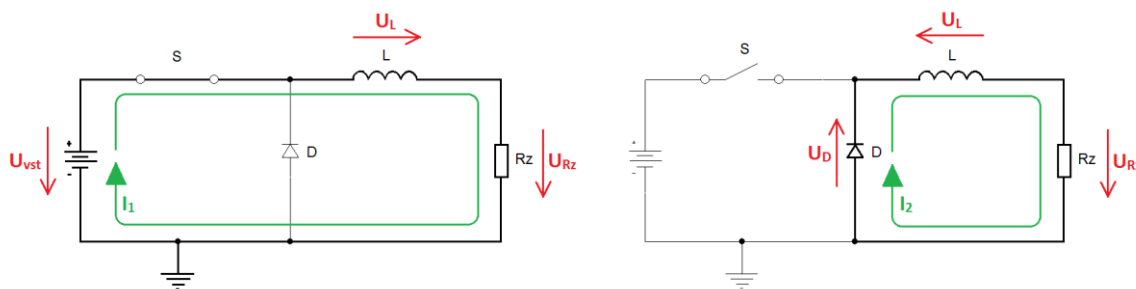
Existuje celá řada topologií spínaných měničů. Může se jednat například o sepic, flyback, ale nejznámějšími a nejpoužívanějšími v oblasti řídicích obvodů v automobilovém průmyslu jsou snižující, zvyšující a snižující-zvyšující měnič (anglické používané termíny buck, boost a buck-boost). Ve zmíněných zapojeních jsou základní prvky stejné. Rozdílnost těchto zapojení spočívá v různém uspořádání základních prvků vůči sobě a zapojení vůči zemnímu potenciálu.

Důležité je uvědomit si za jakých podmínek je vhodné použít jednotlivé topologie. Výběr topologie spínaného měniče se provádí na základě pracovního rozsahu vstupního a výstupního napětí. Snižující měnič je možné použít v případě, kdy je vstupní napětí vyšší než požadované výstupní napětí. Zvyšující měnič lze použít pouze v opačném případě, tedy pokud bude vstupní napětí vždy menší než požadované výstupní napětí. Snižující-zvyšující měnič je kombinací obou popsanych

topologií a je možné ho použít, pokud požadované výstupní napětí je v blízkém okolí vstupního napětí. K takovým situacím často dochází v automobilové síti.

1.1.1 Snižující měnič

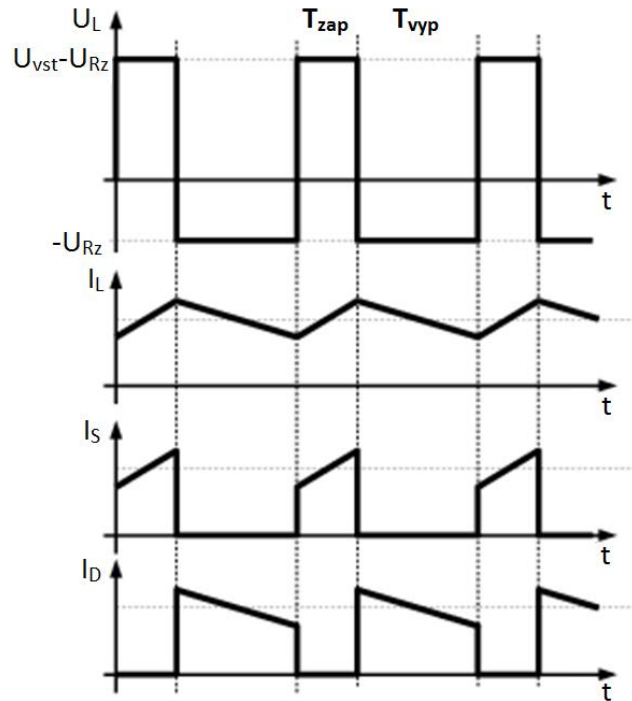
Snižující měnič bývá v české i zahraniční literatuře označován jako „buck“ nebo „step-down converter“. Tato topologie mění vyšší vstupní napětí na požadované nižší výstupní napětí.



Obrázek 1.1: Blokové schéma snižujícího měniče (vlevo 1. fáze, vpravo 2. fáze).

Princip snižujícího měniče lze popsat ve dvou fázích cyklu (Obrázek 1.1). V první fázi je spínač S sepnutý a proud protéká cívkou L a nabíjí akumulační prvek. Proudová smyčka se uzavírá přes zátěž R_z . Napětí na cívce L je rovné rozdílu vstupního napětí U_{vst} a napětí na zátěži U_{Rz} . Velikost maximálního proudu cívkou L je daná dobou v sepnutém stavu, která je řízená spínačem S.

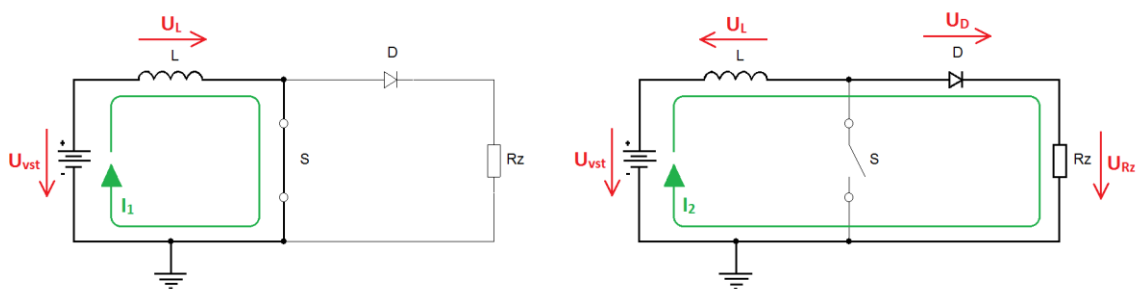
Ve druhé fázi cyklu je spínač S rozepnut. Při přerušení proudu I_1 reverzuje cívka napětí U_L a začne se chovat jako zdroj proudu. Směr proudu se snaží zachovat a v důsledku toho se na ní otočí směr napětí U_L . Proud tedy protéká z cívky L přes zátěž R_z a proudová smyčka se uzavírá přes diodu D, která je nyní v propustném směru. Proud I_2 dodávaný cívkou L postupně klesá až do momentu sepnutí spínače S, kdy se začne opakovat 1. fáze cyklu a proud cívkou se začne opět zvyšovat. Průběhy napětí na cívce U_L , proud cívkou I_L , proud spínačem I_S a proud diodou I_D , doba zapnutí spínače T_{zap} a vypnutí T_{vyp} jsou zobrazeny na Obrázek 1.2. Snižující měnič je schopný pracovat, pokud je vstupní napětí větší než výstupní napětí na zátěži $U_{vst} > U_{Rz}$. [5]



Obrázek 1.2: Průběhy napětí a proudů snižujícího měniče [1].

1.1.2 Zvyšující měnič

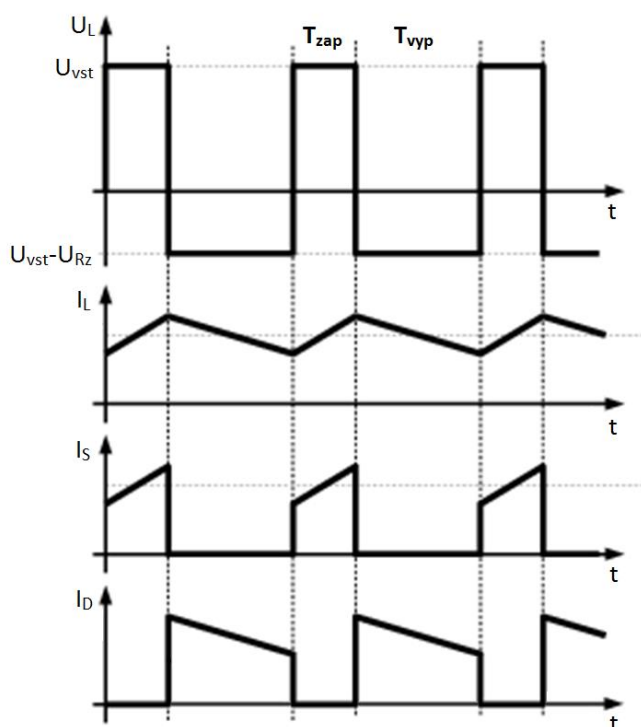
Zvyšující měnič vždy konvertuje nižší vstupní napětí na požadované vyšší výstupní napětí. V zahraniční literatuře je tento typ měniče označován jako „boost“ nebo „step-up converter“.



Obrázek 1.3: Blokové schéma zvyšujícího měniče (vlevo 1. fáze, vpravo 2. fáze).

Princip funkce opět probíhá ve dvou fázích. V první fázi je spínač S sepnutý a proud ze zdroje U_{vst} nabíjí cívku L a proudová smyčka je uzavřena přes spínač S. Doba jeho sepnutí určuje velikost nabíjecího proudu.

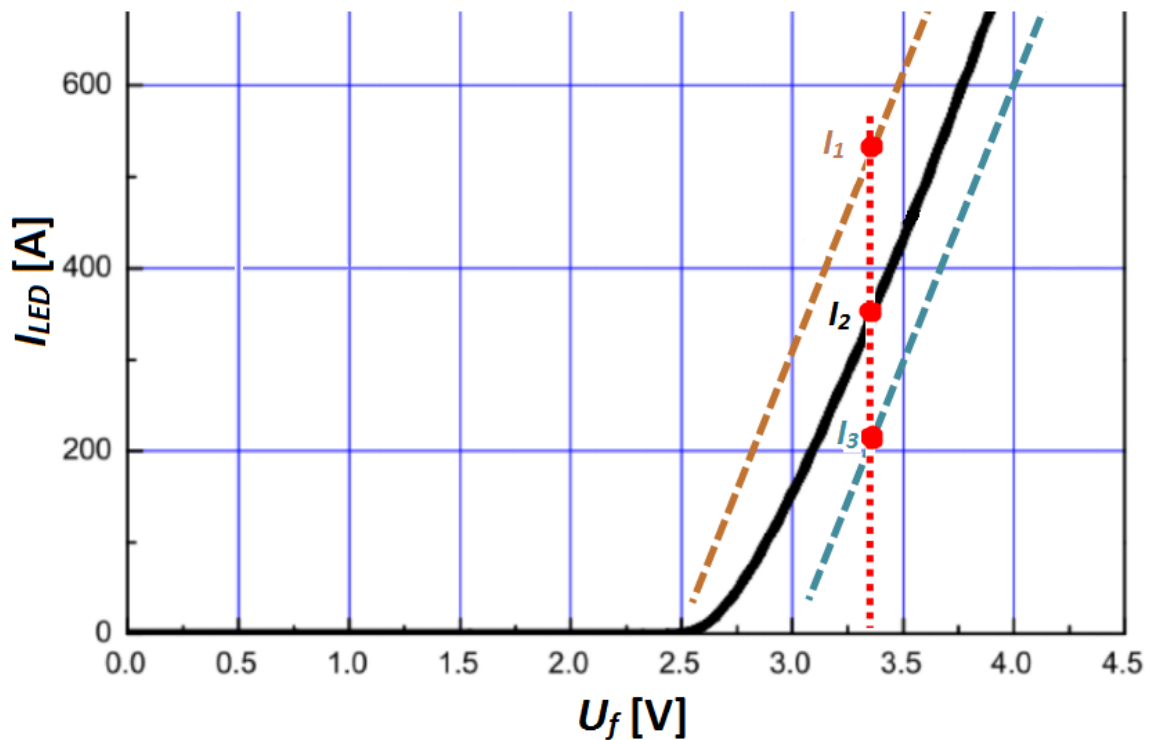
V druhé fázi je spínač S rozepnut. Cívka L se snaží udržet směr proudu a přitom na ní dochází k otočení směru napětí. Proud potom teče z cívky L přes diodu D, která je propustně polarizovaná, dále přes zátěž R_z je uzavřena proudová smyčka. Hodnota nabíjecího proudu bude klesat do momentu sepnutí spínače S. Poté opět dojde ke zvýšení nabíjecího proudu. Výstupní napětí U_{Rz} bude vždy vyšší než vstupní napětí U_{vst} , protože je součtem vstupního napětí a napětí na cívce L. Průběhy zvyšujícího měniče je možné vidět na Obrázek 1.4. Napětí na cívce je označeno U_L , proud cívkou I_L , proud spínačem I_S a proud diodou I_D , doba zapnutí spínače T_{zap} a vypnutí T_{vyp} . Pro funkci zvyšujícího měniče musí být vstupní napětí menší než výstupní napětí na zátěži $U_{vst} < U_{Rz}$. [5]



Obrázek 1.4: Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče [1].

1.1.3 LED driver vs. napěťový měnič

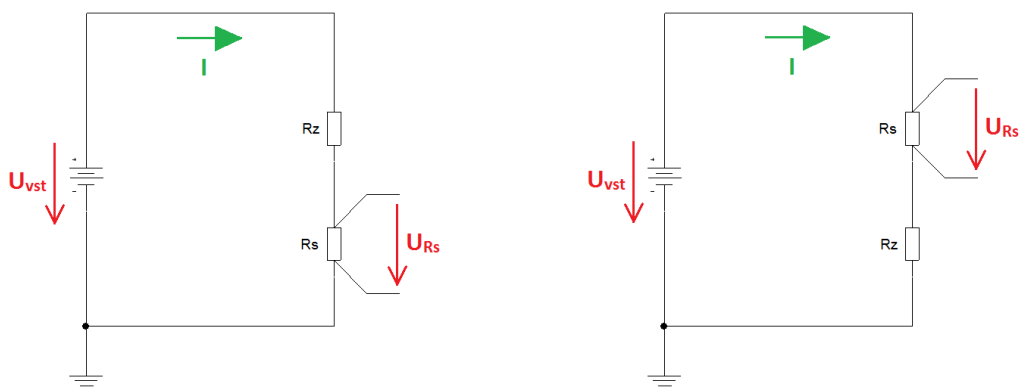
V této podkapitole je popsán rozdíl LED driveru a napěťového měniče, protože cílem práce je napájení LED diod, kterým je nutné dodávat konstantní proud. Závislost mezi proudem procházejícím diodou a její svítivostí je téměř lineární. Výrobou je daný poměrně široký rozsah úbytku napětí U_f jednoho typu diody. Následkem toho může dojít k různému procházejícímu proudu I_1, I_2, I_3 (zároveň i svítivosti) při stejném úbytku napětí v propustném směru U_f LED diod (Obrázek 1.5). Proto je nutné použít LED driver.



Obrázek 1.5: typická AV charakteristika LED diody [2].

V zapojení zdroje konstantního proudu (LED driver) došlo k jedné zásadní úpravě. Tou je zařazení snímacího rezistoru R_s (anglicky „shunt“ nebo „sense resistor“) do série se zátěží. Na něm vzniklý úbytek napětí U_{R_s} je tedy úměrný výstupnímu proudu I procházejícímu zátěží. Řídící integrovaný obvod často obsahuje komparátor, který porovnává snímací napětí U_{R_s} s interní napětovou referencí. Řídící elektronika integrovaného obvodu zajistí regulaci napětí na snímacím rezistoru R_s , čímž je dosaženo téměř konstantního výstupního proudu. Integrované obvody často využívají rozdílového zesilovače, díky kterému je možné zařadit snímací rezistor v řádu desítek $m\Omega$. Důsledkem je jeho snížení výkonových ztrát. [4]

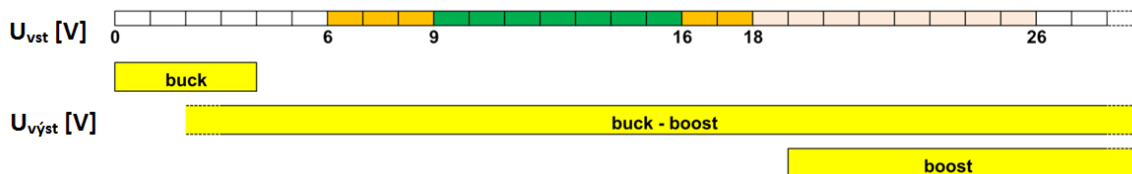
Na Obrázek 1.6 jsou zobrazeny dvě nejčastěji používané varianty měření proudu. Varianta vlevo „low-side sense“ měří úbytek napětí U_{R_s} mezi zátěží a zemí. Tato varianta je pro výrobce řídicích obvodů vhodnější, jelikož se napětí U_{R_s} snímá proti zemi. Druhou variantou „high-side sense“ je snímání napětí U_{R_s} před zátěží, které se používá častěji zejména z důvodu odolnosti proti vysokofrekvenčnímu rušení.



Obrázek 1.6: Měření proudu (vlevo „low-side sense“ a vpravo „high-side sense“).

1.1.4 Výběr vhodné topologie

V napájecí palubní síti automobilu není konstantní napětí. Automobilové společnosti stanovují rozsahy vstupního napětí, při kterých musí být zajištěn konstantní výstupní proud dodávaný LED diodám a při jakých rozsazích může svítivost poklesnout. Tyto požadavky jsou individuální a v praxi se mohou lišit v různých projektech. V této podkapitole je uveden ilustrativní příklad, jak dochází ke vhodnému výběru topologie LED driveru, což je uvedeno na Obrázek 1.7. Zelenou barvou je vyznačen rozsah vstupního napětí, při kterém je nutné zaručit nominální výstupní proud protékající zátěží (ozn. třída A). Oranžovou barvou jsou vyznačeny rozsahy vstupního napětí, při kterém může dojít k určitému poklesu nominálního výstupního proudu např. o 10 % (ozn. třída B). V oblastech vstupního napětí $U_{vst} = 18 - 26$ V může být výraznější pokles výstupního proudu např. o 30 % (ozn. třída C) a v bílé vyznačených oblastech není nutné, aby spínaný budič fungoval. V této práci je uvažovaný rozsah vstupního napětí $U_{vst} = 9 - 16$ V a výstupní napětí řetězce LED diod přibližně 12 V. Z tohoto důvodu se bude jednat o návrh LED driveru pracujícího jako snižující-zvyšující měnič. [2]



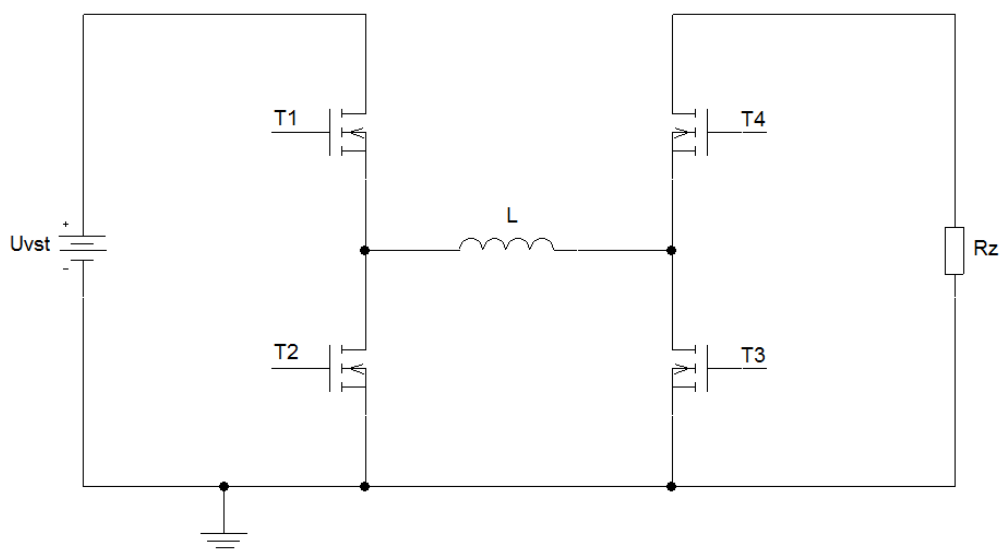
Obrázek 1.7: Výběr topologie LED driveru na základě vstupního a výstupního napětí [2].

1.2 Struktura H-můstku

V dřívější podkapitole byly postupně vysvětleny různé topologie měničů, ve kterých figurovala dioda, která řídila směr proudu v obvodu. Bohužel takové obvody dosahují účinnosti obvykle nižší než 90 %. Prvky, které způsobují největší výkonové ztráty v obvodu jsou cívka, spínací tranzistor a dioda, která usměrňuje směr proudu v obvodu. První dva zmíněné prvky není možné z podstaty funkčnosti měniče zaměnit. Nabízí se možnost záměny diody za tranzistor. V propustném směru je úbytek napětí na diodě U_D větší než úbytek unipolárního tranzistoru U_{GS} , které je úměrné jeho odporu v sepnutém stavu R_{DSon} . Z toho plyne, že výkonové ztráty diody P_D jsou také vyšší než tranzistoru P_T . Proto je možné dosáhnout vyšší účinnosti u synchronních měničů, které této záměny využívají. Jednou z nich je struktura H-můstku.

Struktura H-můstku na Obrázek 1.8 (anglicky nazývaný „H-bridge“) je velmi univerzální a je tvořena cívkou L a čtyřmi tranzistory MOSFET a jejich spínání řídí integrovaný obvod. MOSFET tranzistory vynikají svým malým odporem v sepnutém stavu R_{DSon} . To je důvod, proč je při větších výkonech výhodnější použít tuto strukturu. Je proto možné dosáhnout účinnosti přes 90 %. Vhodným přepínáním těchto tranzistorů je cívka nabíjena nebo vybíjena do zátěže.

Výhodou této struktury je její univerzálnost, protože dokáže pracovat jako snižující, zvyšující i jako snižující-zvyšující měnič. Toho je možné dosáhnout vhodným spínáním tranzistorů, které řídí integrovaný obvod. Ty mají obvykle fixní spínací frekvenci a požadované výstupní veličiny (proud, napětí) je dosaženo pulzně šířkovou modulací (zkr. PWM).



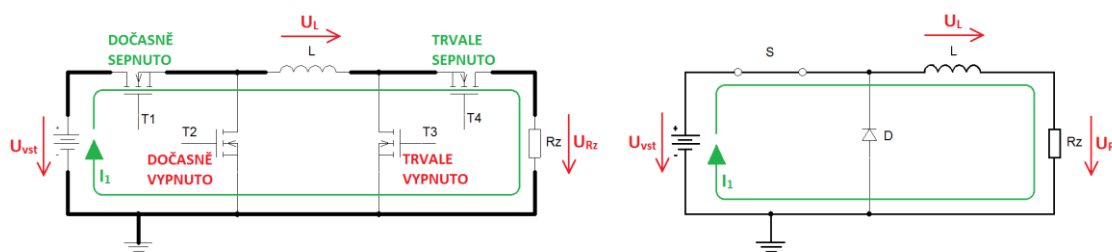
Obrázek 1.8: Struktura H-můstku.

1.2.1 Srovnání s klasickým zapojením

Pro pochopení principu struktury H-můstku je zde zobrazená ve dvou konfiguracích jeho analogie s klasickým zapojením, a to snižujícího a zvyšujícího měniče. V této práci je uvažováno použití H-můstku v buck-boost módu, který je kombinací snižujícího a zvyšujícího měniče. Proto je nutné pochopit princip přepínání tranzistorů T_1 až T_4 , kterými je těchto konfigurací dosaženo.

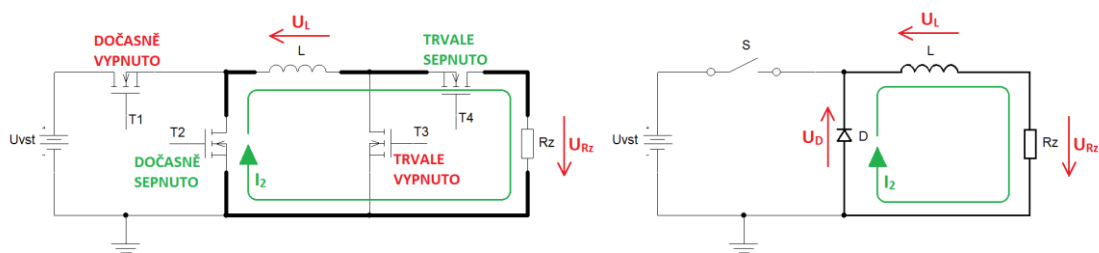
1.2.1.1 H-můstek ve funkci snižujícího měniče

Na Obrázek 1.9 je vidět 1. fáze cyklu. Lze pozorovat podobnost mezi zapojením H-můstku jako snižujícího měniče a zapojením s diodou. Tranzistory T_2 a T_3 jsou rozepnuté, zatímco tranzistory T_1 a T_4 jsou sepnuté a umožňují průchod proudu a dochází k nabíjení cívky L a uzavření proudové smyčky přes zátěž R_z .



Obrázek 1.9: Snižující měnič 1. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).

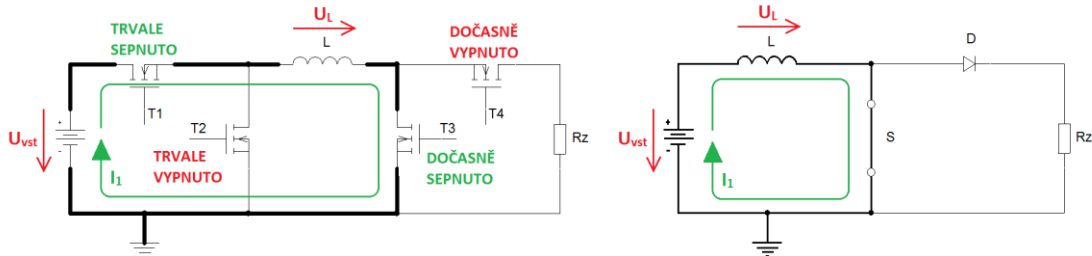
Ve 2. fázi cyklu dojde k rozepnutí tranzistoru T_1 a sepnutí tranzistoru T_2 . Proud prochází cívkou L , tranzistorem T_4 , zátěží R_z a uzavírá se přes tranzistor T_2 . Poté se opět opakuje 1. fáze cyklu. Schématické zapojení je možné vidět na Obrázek 1.10.



Obrázek 1.10: Snižující měnič 2. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).

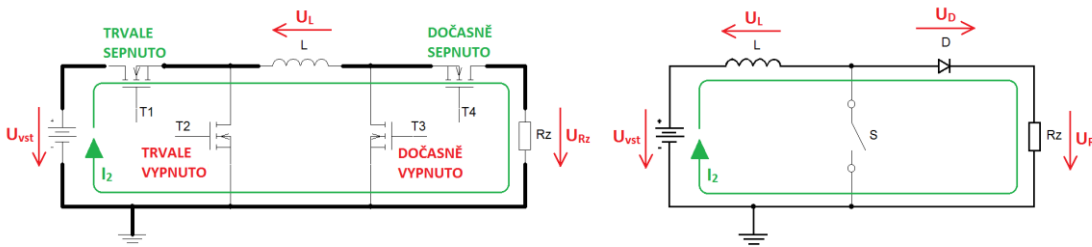
1.2.1.2 H-můstek ve funkci zvyšujícího měniče

Obrázek 1.11 ilustruje zapojení zvyšujícího měniče při 1. fázi. Je z něj vidět, že je nejprve rozepnutý tranzistor T_2 a T_4 a sepnutý T_1 a T_3 . Proud teče ze zdroje U_{vst} , nabíjí se cívka L a proudová smyčka je uzavřena přes tranzistor T_3 .



Obrázek 1.11: Zvyšující měnič 1. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).

Ve 2. fázi dojde k rozepnutí tranzistoru T_3 a sepnutí tranzistoru T_4 . Proud prochází tranzistorem T_1 , dále skrz cívku L , tranzistor T_4 a uzavírá se přes zátěž R_z . Porovnání schématických zapojení H-můstku a zapojení s diodou je možné vidět na Obrázek 1.12.



Obrázek 1.12: Zvyšující měnič 2. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).

1.2.2 Bootstrap obvod

Ve struktuře H-můstku se typicky využívají unipolární tranzistory MOSFET s typem kanálu N. Ve srovnání s P-MOSFET tranzistorem dosahují při stejné ceně nižšího odporu v sepnutém stavu R_{DSon} , tedy i nižšího ztrátového výkonu, který ovlivňuje účinnost měniče.

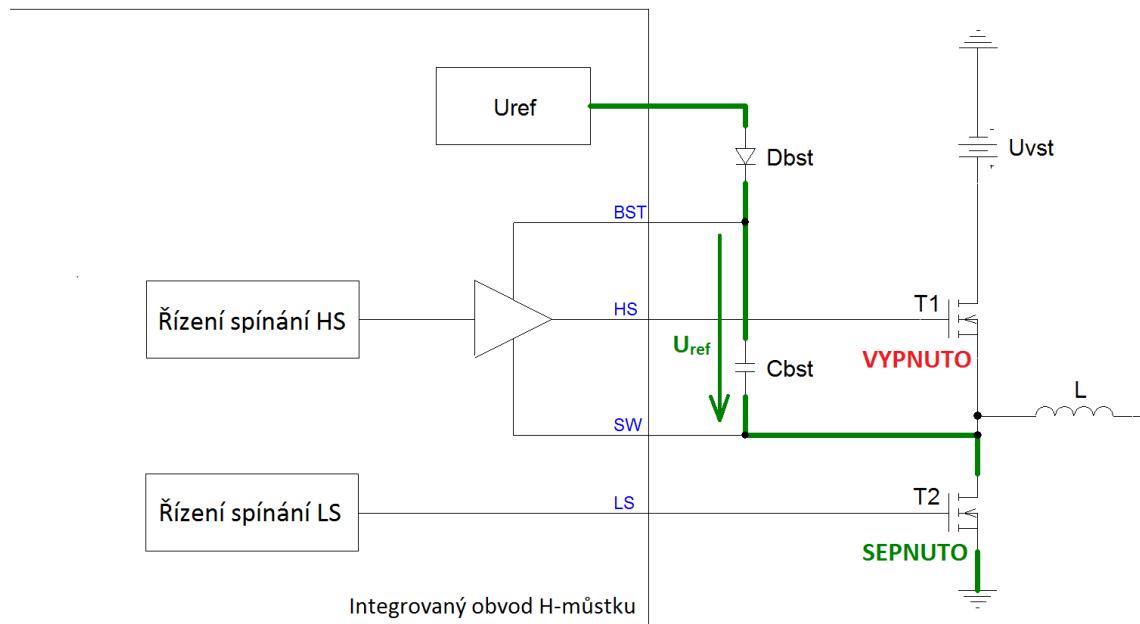
Pro sepnutí tranzistoru N-MOSFET je nutné zajistit dostatečně vysoké napětí mezi elektrodami gate a source U_{GS} . Ve struktuře H-můstku jsou zapojeny tranzistory T_2 a T_3 jako tzv. „Low-Side“ spínače. Se sepnutím těchto tranzistorů

nebývá problém, protože jsou spínány proti potenciálu blízkému zemi. Ovšem tranzistory T_1 a T_4 jsou zapojeny jako „High-Side“ spínače. Jejich elektroda source není připojena přímo na zemní potenciál, ale je plovoucí. Proto se pro sepnutí horního páru tranzistorů využívá zapojení s „bootstrap“ kondenzátorem, který svou energií zajistí jejich spolehlivé sepnutí. [6][7]

Obvykle integrovaný obvod pro řízení tranzistorů struktury H-můstku disponuje interní napětovou referencí U_{ref} (např. $U_{ref} = 5\text{ V}$), řídicími piny pro sepnutí „Low-Side“ a „High-Side“ tranzistorů. Pro objasnění principu funkce bootstrap obvodu je nyní uvažována levá polovina zapojení H-můstku v režimu snižujícího měniče. Funkce zapojení s „bootstrap“ kondenzátorem lze popsat ve třech fázích.

V první fázi (ihned po zapnutí) je na pinu SW nulové napětí. Integrovaným obvodem je sepnutý tranzistor T_1 . Diodou D_{bst} začne protékat proud z interního zdroje integrovaného obvodu U_{ref} a nabíjí se kondenzátor C_{bst} . V tento okamžik také protéká proud cívku L a dále do zátěže.

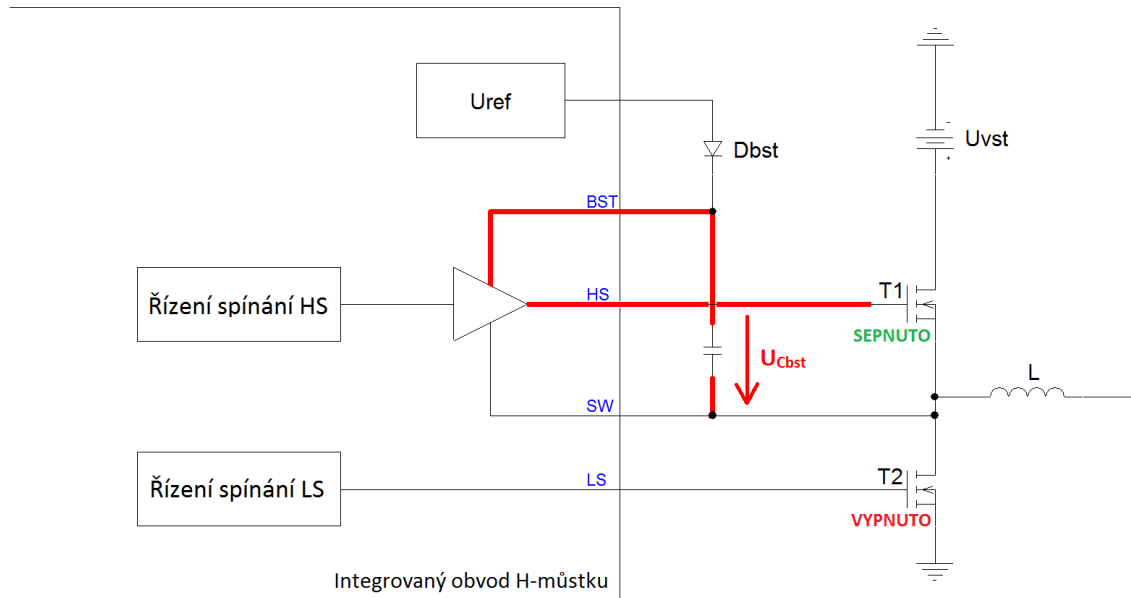
Druhá fáze je zobrazena na Obrázek 1.13. Po dosažení maximálního proudu cívku je rozepnutý tranzistor T_1 a sepnutý tranzistor T_2 . Proud cívku postupně klesá. Při úvaze ideálních součástí zůstane napětí na kondenzátoru C_{bst} rovné napětí U_{ref} . Energie kondenzátoru C_{bst} je připravená pro opětovné sepnutí tranzistoru T_1 .



Obrázek 1.13: Bootstrap kondenzátor – nabíjecí cesta.

Třetí fáze je zobrazena na Obrázek 1.14. Po dosažení minimální hodnoty proudu cívku se pomocí řídicího signálu integrovaného obvodu rozepne tranzistor T_2

a pro zvýšení proudu cívkou L je nutné sepnout tranzistor T_1 . Dioda D_{bst} brání vybití kondenzátoru C_{bst} do interního zdroje U_{ref} . Na pinu SW již není napětí blízké zemi. Pro spolehlivé sepnutí tranzistoru T_1 se využije připravená energie kondenzátoru C_{bst} . Ta je přivedena mezi elektrody gate a source tranzistoru T_1 . Tím dojde k sepnutí T_1 , protože napětí $U_{Cbst} > U_{Gsth}$ (U_{Gsth} - prahové napětí gate - source T_1). Proud cívkou L roste a opakuje se druhá fáze. [6][7]



Obrázek 1.14: Bootstrap kondenzátor - vybíjecí cesta.

Hodnoty kapacity kondenzátoru C_{bst} bývají obvykle doporučené katalogovým listem výrobce integrovaného obvodu. Hodnota kapacity bootstrap kondenzátoru musí být dostatečně velká. Pro sepnutí unipolárního tranzistoru je nutné zajistit potřebnou energii k nabití vstupní kapacity tranzistoru C_{gT1} . Doporučený vztah uváděný v aplikačních poznámkách je[11]:

$$C_{bst} \geq 10 \times C_{gT1} \quad (1.1)$$

1.3 Výběr IO

Zadání práce obsahuje výběr dvou integrovaných obvodů vhodných pro strukturu H-můstku a porovnání jejich parametrů. Pro správný výběr je nutné určit parametry, na základě kterých budou integrované obvody vybrány:

- integrovaný obvod kvalifikovaný pro automobilový průmysl (AEC - Q)
- účinnost udávaná katalogovým listem přes 90 %
- rozsah vstupního napájecího napětí 9 - 16 V
- status pin
- LED driver
- cena

Integrované obvody vhodné pro topologii H-můstku jsou tzv. kontroléry. Úkolem kontroléru je vhodné řízení spínaných tranzistorů. V pouzdru kontroléru nejsou typicky integrovány výkonové prvky (např. spínané tranzistory, diody). Na trhu existují obvody konfigurované jako stabilizovaný zdroj napětí (napěťový konvertor). Pro napájení řetězce LED diod jsou potřebné obvody, které jsou konfigurované jako zdroj konstantního proudu (LED driver).

Komponenty vhodné pro automobilový průmysl musí splňovat požadavky automobilové kvalifikace, která zajišťuje vyšší robustnost součástek. Tento typ kvalifikace pro integrované obvody je označován AEC - Q100. V katalogovém listu integrovaného obvodu by tedy měla být uvedena tato kvalifikace.

Pro návrhu LED budiče je uvažovaný rozsah vstupního napětí 9 - 16 V a jako zátěž budou v sérii zapojeny 4 LED diody, což odpovídá přibližně výstupnímu napětí 12 V. LED driver proto musí být schopen pracovat v buck i boost režimu, protože vstupní napětí může být nižší i vyšší než napětí na LED diodách. V jakém režimu bude pracovat, záleží vždy na aktuálním poměru vstupního a výstupního napětí. Pro tento případ je vhodná struktura H-můstku.

Cílem je vytvořit zapojení blízké sériovému projektu, v kterém je často vyžadována zpětná vazba. Proto by měl integrovaný obvod obsahovat status pin. Při návrhu spínaného zdroje je nutné zaměřit se na cenu integrovaného obvodu kontroléru, protože tvoří významnou část celkové ceny a náklady v sériové produkci světlometu by se zvýšily.

Při výběru integrovaného obvodu byly uvažováni tři zástupci od tří různých výrobců. Všechny IO umožňují řízení konstantního výstupního proudu. Dle údajů z Tabulka 1 se dle funkčních parametrů jeví jako nejvhodnější IO LT8391 od výrobce

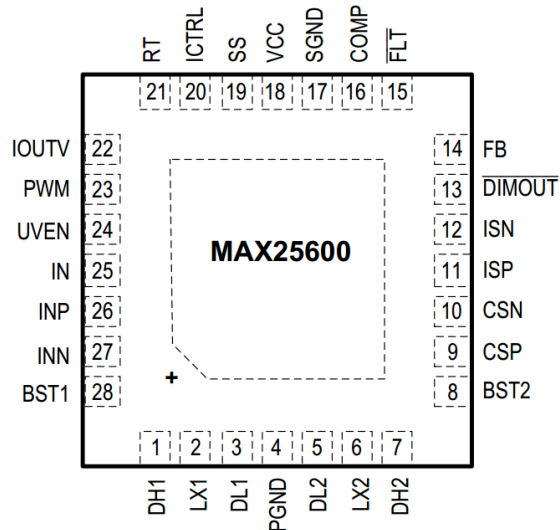
Linear Technology, který splňuje všechny výše uvedené požadavky a dosahuje i nejvyšší udávané efektivity zapojení. Bohužel z důvodu jeho nejvyšší ceny za jeden kus je potenciál tohoto obvodu pro použití v sériovém projektu velmi omezený, a proto byl jeho výběr zamítnut. Nakonec jsou vybrány obvody MAX25600 od Maxim Integrated a TLD5190 od Infineon, jejichž parametry jsou také velmi dobré. Oba zmíněné IO budou v následujících podkapitolách podrobněji popsány. [8][9][10]

Tabulka 1: Přehled integrovaných obvodů uvažovaných pro H-můstek

Označení	MAX25600	LT8391	TLD5190
Minimální vstupní napětí [V]	5	4	4,5
Maximální vstupní napětí [V]	60	60	40
Minimální výstupní napětí [V]	0	0	2
Maximální výstupní napětí [V]	60	51	55
Přesnost výstupního proudu	neuveдено	3 %	3 %
Funkce rozprostřeného spektra	Ano	Ano	Ano
Regulace výstupního proudu	Ano	Ano	Ano
Udávaná efektivita	Až 93%	Až 98%	Až 96%
Analogové + PWM regulace výstupního proudu	Ano	Ano	Ano
Spínací frekvence [kHz]	200-700	150-650	200-700
Status pin	Ano	Ano	Ano
Pouzdro	28-pin TQFN	28-pin TSSOP	48-pin TSSOP
Automotive kvalifikace	Ano	Ano	Ano
Přibližná cena za 1ks [Kč] [www.mouser.com]	150	185	114

1.3.1 MAX25600 – Maxim Integrated

Integrovaný obvod MAX25600 je synchronní měnič se strukturou H-můstku, který může regulovat konstantní výstupní napětí nebo proud pro řetězec LED diod v napětovém rozsahu 0 až 60 V. Povolенý rozsah vstupního napětí je 5 V až 60 V. Vždy záleží na poměru vstupního a výstupního napětí. Obvod umožňuje nastavitelnou fixní spínací frekvenci v rozsahu od 200 kHz do 700 kHz. Dále poskytuje ochranu proti vstupnímu podpětí, výstupnímu přepětí a vysoké teplotě na čipu. Výstupní proud lze řídit jak analogově, tak externím PWM signálem. Integrovaný obvod využívá funkci rozprostřeného spektra pro snížení úrovně elektromagnetického rušení a je dostupný v pouzdru 28 TQFN (Obrázek 1.15). Teplotní rozsah použití je od -40°C do +125°C. [8]



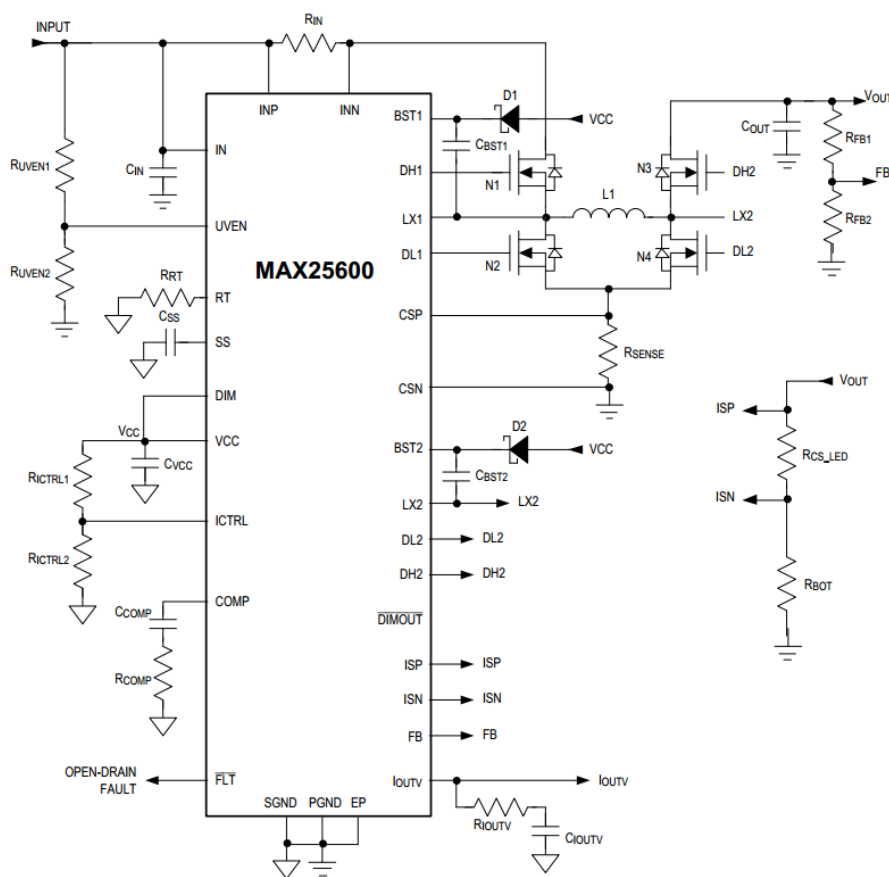
Obrázek 1.15: Popis pinů MAX25600 pouzdro 28 TQFN [8].

Vstupní stejnosměrné napětí je přivedeno na pin označený IN, který dále slouží jako zdroj pro vnitřní napěťový regulátor VCC s výstupním napětím 5 V. Výrobce je doporučeno připojit keramický kondenzátor s minimální hodnotou 2,2 μF mezi VCC a signálovou zem SGND. Pro ochranu před nízkým vstupním napětím se využívá pin UVEN. Obvod snímá úroveň napětí na tomto pinu a je v sepnutém stavu v případě $U_{UVEN} > 1,24 \text{ V}$. Stejným principem funguje ochrana výstupního přepětí a podpětí, pro které je využíván pin FB. Pokud je na tomto pinu snímána hodnota mezi 0,15 V a 1,24 V, tak je obvod zapnutý.

Další ochranou obvodu je možnost omezení vstupního proudu. Ten protéká vstupním snímacím rezistorem R_{IN} zapojeným mezi piny INN a INP. Změřený úbytek napětí je následně porovnán vnitřní logikou obvodu s napěťovou úrovní 100 mV. V případě překročení této hodnoty dojde k vypnutí obvodu. Výrobce je doporučeno připojit RC filtr mezi tyto piny z důvodu filtrace vysokofrekvenčního rušení. Zapojeným rezistorem R_{SENSE} mezi piny CSP a CSN se snímá proud protékající cívkou L_1 . Nominální výstupní proud je určen snímacím rezistorem R_{CS_LED} . Jeho úbytek napětí je obvodem měřen mezi piny ISP a ISN a regulován na úroveň napětí 220 mV. Výstupní proud je možné regulovat („dimovat“) analogově nebo PWM signálem. Pro analogovou regulaci slouží pin ICTRL. Lineární snížení výstupního proudu je možné přivedením stejnosměrného napětí v rozmezí 0 V až 1,3 V. Při vyšším přivedeném napětí je výstupní proud nastaven pouze rezistorem R_{CS_LED} . Pro potlačení vysokofrekvenčního rušení je doporučeno připojit kondenzátor s kapacitou nejméně 10nF mezi ICTRL a SGND. Druhou možností snížení výstupního proudu je PWM signálem přivedeného k pinu PWM. V případě nevyužití analogové ani PWM regulace

budou oba piny připojeny k VCC, čímž bude výstupní proud daný pouze R_{CS_LED} . Nejvyšší povolené napětí na ICTRL a PWM je 6 V.

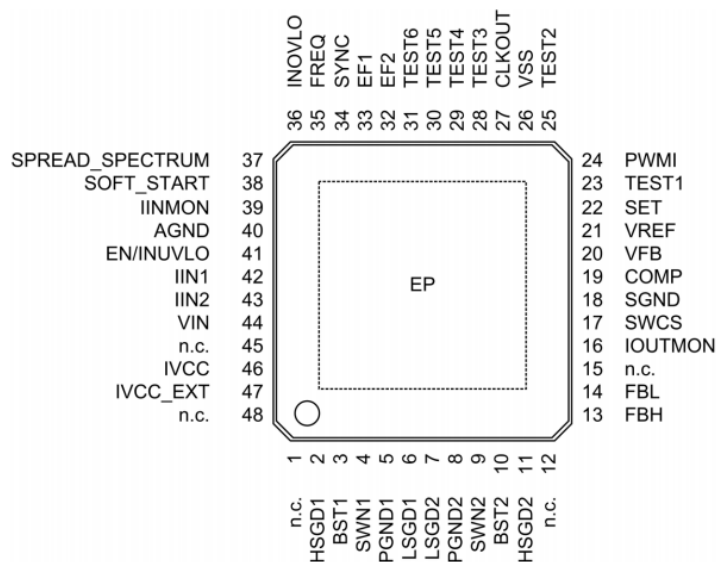
Spínací frekvence se nastavuje rezistorem připojeným mezi piny RT a SGND. OUTV je kontrolní výstupní pin a jeho napětí je úměrné výstupnímu proudu. Pro detekci chybového stavu (např. vlivem zkratu na výstupu, rozpojení zátěže nebo vysoké teploty) je možné využít pin FLT zapojeného jako „Open drain“. Ten je indikován nízkou úrovní napětí na pinu FLT. V případě nevyužití bude FLT nezapojen. Pro zvýšení robustnosti obvodu, zejména při zapnutí obvodu, bude použito pinu SS (soft start). Katalogovým listem je doporučeno připojení keramického kondenzátoru s minimální hodnotou kapacity 10 nF. Pro stabilní činnost obvodu je doporučeno připojit vhodnou kombinaci RC (rezistor a kondenzátor) členů mezi piny COMP a SGND. Pro řízení výkonových N-MOSFET tranzistorů N_1 až N_4 jsou k elektrodám „gate“ jednotlivě připojeny piny DH1, DL1, DH2 a DL2. LX1 resp. LX2 je připojen k levému resp. pravému uzlu hlavní cívky L. Bootstrap kondenzátory (doporučené hodnoty 100 nF) pro sepnutí tranzistorů N_1 a N_3 jsou připojeny mezi piny BST1 a LX1 resp. BST2 a LX2. Pro odvod tepla z čipu je pin EP připojen k zemi. Typické zapojení s obvodem MAX25600 je možné vidět na Obrázek 1.16 [8]



Obrázek 1.16: Typické zapojení obvodu MAX25600 [8].

1.3.2 TLD5190 - Infineon

Druhým vybraným integrovaným obvodem je TLD5190 od výrobce Infineon, který je označován jako vysokovýkonový H-můstek. Je schopen pracovat od vstupního napětí 4,5 V do 40 V, což je pro tuto práci dostačující. Použít ho lze k regulaci výstupního napětí nebo výstupního proudu. Spínací frekvenci je možné nastavit od 200 kHz do 700 kHz. Maximální uváděná účinnost katalogovým listem budiče je 96 %. Nechybí ochrany proti přepětí, rozpojení a zkratu na výstupu. Výstupní proud lze řídit analogově nebo externím PWM signálem. Přesnost nastavení výstupního proudu je $\pm 3\%$. Pro snížení velikosti elektromagnetického rušení obvod disponuje funkcí rozprostřeného spektra, kterou v případě potřeby lze vypnout. Jsou dostupné dvě varianty pouzder a to 48 VQFN a 48 TQFP (Obrázek 1.17). [9]



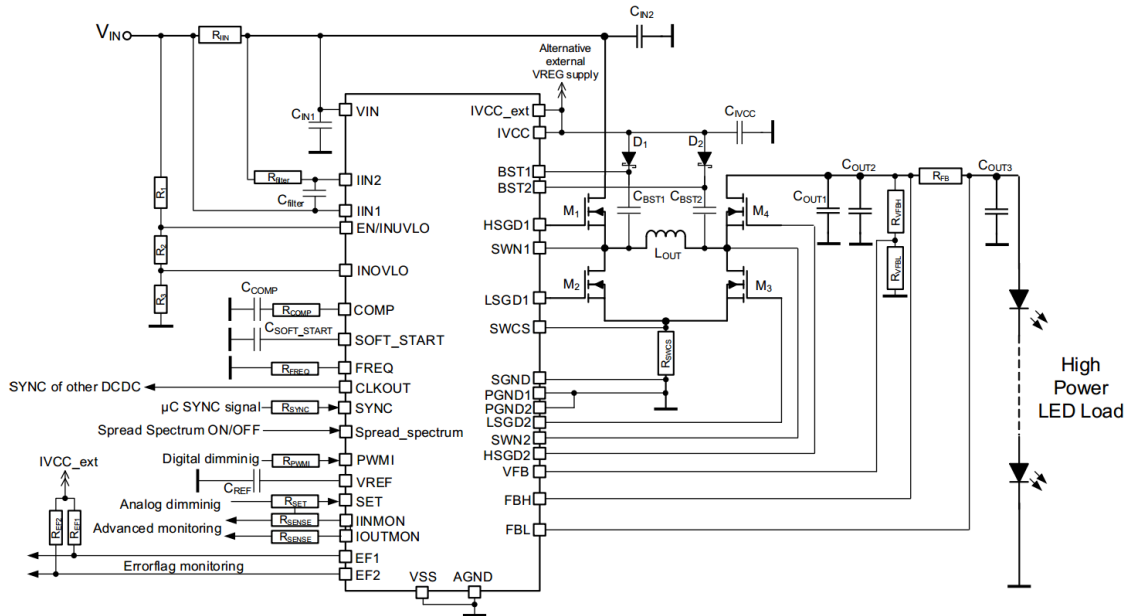
Obrázek 1.17: Popis pinů TLD5190 pouzdro 48 TQFP [9].

Vstupní stejnosměrné napětí (z automobilové baterie) je přivedeno na vstup obvodu IN a dále slouží jako zdroj pro vnitřní napěťový regulátor IVCC s výstupním napětím 5 V. IVCC je zdrojem napětí pro sepnutí výkonových tranzistorů a pro nabíjení „bootstrap“ kondenzátorů, které následně poskytují energii pro sepnutí tranzistorů M_1 a M_4 („high-side switch“). Katalogovým listem je doporučeno připojit keramický kondenzátor k IVCC, který svou energií umožní rychlejší sepnutí výkonových tranzistorů. Obvod nabízí možnost připojení externího napěťového zdroje připojeného k pinu IVCC_ext. Pokud bude využíván interní napěťový regulátor, tak IVCC_ext musí být připojen k IVCC. Obvod disponuje interní napěťovou referencí (VREF) s úrovní 2 V. K tomuto pinu je doporučeno připojit kondenzátor s kapacitou 100 nF pro odfiltrování vysokofrekvenčního rušení.

Vstupní proud je snímán přes snímací rezistor R_{IN} zapojený mezi piny IIN1 a IIN2. V případě překročení $U_{RIN} > 50$ mV dojde k vypnutí obvodu. Připojením odporových děličů ke vstupům EN/INUVLO a INOVLO se definují úrovně vstupního podpětí a přepětí. Při překročení těchto úrovní s interními hodnotami napětí (pro podpětí $U_{EN/INUVLO} = 1,75$ V a pro přepětí $U_{INOVLO} = 2$ V) dojde k vypnutí obvodu. Oba piny nesmí zůstat nezapojené. Pin VFB snímá napětí dané odporovým děličem připojeným k výstupnímu napětí a zajišťuje ochranu výstupního podpětí a přepětí. Pokud není naměřené napětí U_{VFB} v rozsahu $U_{VFB_S2G} = 0,563$ V až $U_{VFB_OVTH} = 1,46$ V, tak je obvod vypnutý. Maximální proud procházející cívkou L je snímán přes snímací rezistor R_{SWCS} zapojený mezi SWCS a zem SGND. Úbytek napětí U_{RSWCS} je porovnán s prahovým napětím pro buck a boost topologii ($U_{SWCS_buck} = -50$ mV a $U_{SWCS_boost} = 50$ mV). Pokud je $U_{RSWCS} > U_{SWCS_boost}$ nebo $U_{RSWCS} < U_{SWCS_buck}$, tak obvod zajistí snížení střídání spínání vhodným přepnutím výkonových tranzistorů a proud cívkou L klesne pod požadovaný limit. Nominální hodnota výstupního proudu je nastavena snímacím rezistorem R_{FB} zapojeným před (high - side sense) nebo za zátěží (low-side sense). Změřený úbytek napětí U_{RFB} (mezi piny FBH a FBL) je porovnán s úrovní napětí 150 mV. Výstupní proud lze regulovat analogově nebo PWM signálem. Přivedeným napětím v rozsahu 0,2 V až 1,5 V na pin SET je možné lineárně snížit výstupní proud. Připojením PWM signálu na pin PWMI se mění střída spínání, čímž se v praxi dosáhne snížení střední hodnoty proudu a tím i jasu LED diod. V případě nevyužití těchto způsobů řízení výstupního proudu se piny SET a PWMI připojí k IVCC.

Frekvence spínání je nastavena rezistorem připojeným mezi pin FREQ a AGND. Pro zajištění stability obvodu se připojí vhodná kombinace rezistoru a kondenzátoru mezi COMP a AGND. K pinu SOFT_START se připojí kondenzátor C_{SOFT_START} . Tím se pohltí potenciální vysoké proudové špičky, které mohou vzniknout zejména při prvním zapnutí LED driveru, např. po zkratu na výstupu, rozpojení zátěže či detekci vstupního přepětí. Pro snížení úrovně elektromagnetického rušení obvodu slouží funkce rozprostřeného spektra (anglicky používaný termín frequency dithering). Přivedením vysoké úrovně (typ. 5 V) na vstup SPREAD_SPECTRUM dojde k jeho zapnutí. Pro řízení výkonových N-MOSFET tranzistorů M_1 až M_4 jsou k elektrodám gate jednotlivě připojeny piny HSGD1, LSGD1, HSGD2, LSGD2. SWN1 resp. SWN2 je připojen k levému resp. pravému uzlu hlavní cívky L. Bootstrap kondenzátory (doporučené hodnoty 100 nF) pro sepnutí horního páru tranzistorů M_1 a M_4 jsou připojeny mezi piny BST1 a SWN1 resp. BST2 a SWN2. Pro odvod tepla z čipu je pin EP připojen k AGND. Piny TEST1 až TEST6 zůstanou nezapojené. Výstupní pin CLKOUT zůstane také nezapojený. Slouží pro synchronizaci více DC/DC konvertorů při absenci mikrokontroléru. Pro detekci chybových stavů slouží piny EF1 a EF2. Oba jsou zapojené jako „Open drain“. Při některé z chyb změní svůj stav z vysoké úrovně na

nízkou. Pro monitorování vstupního resp. výstupního proudu jsou k dispozici piny IINMON resp. IOUTMON. V případě více zapojených DC/DC konvertorů je možné jejich synchronizace přivedením externího signálu z mikrokontroléru na pin SYNC. V případě nevyužití této možnosti zůstane tento pin nezapojený. Typické zapojení s obvodem TLD5190 je možné vidět na Obrázek 1.18. [9]



Obrázek 1.18: Typické zapojení obvodu TLD5190 [9].

2 Praktická část

Po teoretickém úvodu, který je nutný pro pochopení této problematiky, je možné přejít k praktické části. V té je uvedené zadání práce, na jejíž parametry budou následně navržena zapojení s oběma vybranými integrovanými obvody. Po návrhu a realizaci DPS budou testovací vzorky funkčně otestovány a sledovaná účinnost, teplotní namáhání komponentů a měření rušení po vedení (EMC). Případně bude provedena optimalizace vzorků a sada testů bude opakována. V závěru práce budou vyvozená návrhářská doporučení a budou zhodnoceny dosažené výsledky. Snahou bude vytvořit co nejpodobnější zapojení s oběma vybranými integrovanými obvody, aby mohly být relevantně porovnány.

2.1 Zadání práce

Návrh LED driveru se strukturou H-můstku s parametry:

- Rozsah vstupního napájecího napětí: 9 - 16 V
- Konstantní výstupní proud: 1,5 A
- Výstupní napětí: přibližně 12 V (4x LED)

2.2 Návrh zapojení H-můstku

V této části je popsán výpočet a výběr komponentů zapojení. V reálném zapojení jsou osazeny rezistory z výrobní řady E96 a jejich hodnoty jsou nejbližší vypočítaným. S výjimkou snímacích rezistorů je velikost pouzdra zvolena 0603. Kondenzátory jsou vybrané keramické s dielektrikem X7R, které vynikají vysokou spolehlivostí a dlouhou životností. V porovnání s elektrolytickými a tantalovými kondenzátory mají nižší ESR (ekvivalentní sériový odpor). Naopak nevýhodou je snižující se jejich kapacita v závislosti na zvyšující se okolní teplotě a přiloženém napětí. Velikosti pouzder kondenzátorů jsou zvoleny s ohledem na jejich napěťové namáhání. Všechny osazené komponenty splňují automobilovou kvalifikaci AEC-Q.

Na výstupu LED driverů je jako zátěž připojený externí LED modul. Na něm jsou sériově zapojené 4 LED diody, které jsou vybrány od dodavatele Osram. Konkrétně se jedná o typ OSRON Boost KW CULNM1.TG [17], jejíž dovolený maximální proud je 3,3 A při teplotě okolí 25°C. Po připojení LED modulu k napájecímu laboratornímu zdroji bylo celkové napětí LED diod v propustném směru změřené 12,4 V. Tato hodnota je použita pro výpočty zapojení s oběma vybranými IO.

2.2.1 Zapojení s MAX25600

Při návrhu zapojení s MAX25600 je maximálně využito vztahů a hodnot, které jsou doporučené v jeho katalogovém listu [8].

Odporový dělič pro ochranu vstupního podpětí (2.2):

$$U_{UVEN} = 1,24 \cdot \frac{(R_4 + R_5)}{R_5} \quad (2.1)$$

$$R_5 = \frac{1,24 \cdot R_4}{U_{INMIN} - 1,24} = \frac{1,24 \cdot 100000}{8 - 1,24} = 18,34 \text{ k}\Omega \quad (2.2)$$

kde $U_{INMIN} = 8 \text{ V}$ je minimální vstupní napětí (nižší hodnota zvolena z důvodu rezervy). Někteří zákazníci povolují v zapojení maximální hodnotu rezistoru 100 kΩ. Proto je R_4 zvolen této hodnoty a následně je vypočítaná hodnota rezistoru R_5 .

Výstupní proud I_{LED} je nastaven rezistory R_{102} a R_{103} , které jsou zapojené paralelně. Výpočet podle následující rovnice:

$$R_{102} || R_{103} = \frac{1,3 - 0,2}{5 \cdot I_{LED}} = \frac{1,1}{5 \cdot 1,5} = 146,7 \text{ m}\Omega \quad (2.3)$$

Pro vypočítanou hodnotu dle rovnice (2.3) musí být vhodně zvolená kombinace rezistorů R_{102} a R_{103} . Tu přesně tvoří rezistory $R_{102} = 300 \text{ m}\Omega$ a $R_{103} = 287 \text{ m}\Omega$, ověřující výpočtem:

$$R_{102} || R_{103} = \frac{R_{102} \cdot R_{103}}{R_{102} + R_{103}} = \frac{0,3 \cdot 0,287}{0,3 + 0,287} = 146,7 \text{ m}\Omega \quad (2.4)$$

Ztrátový výkon $R_{102} || R_{103}$:

$$P_{R_{102}, R_{103}} = U_{ISP_ISN} \cdot I_{LED} = 0,22 \cdot 1,5 = 0,3 \text{ W} \quad (2.5)$$

kde U_{ISP_ISN} je snímací napětí dané katalogovým listem. Vypočítaný ztrátový výkon se rozloží mezi rezistory R_{102} a R_{103} s velikostí pouzdra 1206, jehož maximální ztrátový výkon může být až 0,5 W.

Výrobní tolerance vybraných snímacích rezistorů je $\pm 1 \%$. V katalogovém listu jsou pro snímací napětí U_{ISP_ISN} uvedeny minimální, typická a maximální hodnota. V Tabulka 2 jsou vypočítané a uvedené minimální a maximální hodnoty rezistorů R_{102} , R_{103} a napětí U_{ISP_ISN} . Podle Ohmova zákona je vypočítán rozsah nastaveného výstupního proudu, který je $\pm 4 \%$ z I_{LED} . Příklad výpočtu I_{LED_max} :

$$I_{LED_max} = \frac{U_{ISP_ISNmax}}{\frac{R_{103min} \cdot R_{104min}}{R_{103min} + R_{104min}}} = \frac{0,226}{\frac{0,297 \cdot 0,284}{0,297 + 0,284}} = 1,56 \text{ A} \quad (2.6)$$

Tabulka 2: Vypočítaný rozptyl nastaveného výstupního proudu I_{LED} – MAX25600.

R_{103} [mΩ]	297	300	303
R_{104} [mΩ]	284	287	290
U_{ISP_ISN} [mV]	226	220	214
I_{LED} [A]	1,56	1,50	1,44

Výpočet rezistoru R_6 pro nastavení spínací frekvence:

$$R_6 [k\Omega] = \frac{20000}{f_{SW} [kHz]} = \frac{20000}{400} = 50 \text{ k}\Omega \quad (2.7)$$

Spínací frekvence f_{sw} je zvolena 400 kHz. Důvodem jsou vyšší limity dovoleného elektromagnetického rušení až do frekvence 535 kHz. Frekvenční oblast 535 - 1605 kHz je rezervována pro AM rádio.

Cívka L_2 je vybrána, aby vyhovovala pro režimy buck i boost, při kterém jí protéká nejvyšší špičkový proud a klade tedy na ni vyšší nároky.

Maximální střída (ang. duty cycle) při boost režimu:

$$D_{MAX} = \frac{U_{LED} - U_{INMIN}}{U_{LED}} = \frac{12,4 - 9}{12,4} = 0,27 \quad (2.8)$$

kde U_{LED} je výstupní napětí dané LED diodami.

Střední hodnota proudu cívkou při boost režimu:

$$I_{LAVG_BOOST} = \frac{I_{LED}}{1 - D_{MAX}} = \frac{1,5}{1 - 0,27} = 2,05 \text{ A} \quad (2.9)$$

kde I_{LED} je výstupní proud.

Špičková hodnota proudu cívkou při boost režimu:

$$\begin{aligned} I_{LP_BOOST} &= I_{LAVG_BOOST} + 0,5 \cdot \Delta I_{Lboost} \\ &= 2,05 + 0,5 \cdot 0,62 = 2,36 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.10)$$

kde ΔI_{Lboost} je rozptyl proudu cívkou a obvykle je doporučováno ho volit do 30 % ze střední hodnoty proudu I_{LAVG} . Velikost rozptylu proudu cívkou ovlivňuje výsledky elektromagnetického rušení.

Indukčnost cívky v boost režimu:

$$\begin{aligned} L_{BOOST} &= U_{INMIN} \cdot \frac{D_{MAX}}{(f_{SW} \cdot \Delta I_{Lboost})} = 9 \cdot \frac{0,27}{400000 \cdot 0,62} \\ &= 9,8 \mu\text{H} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Minimální střída v buck režimu:

$$D_{MIN} = \frac{U_{LED}}{U_{INMAX}} = \frac{12,4}{16} = 0,78 \quad (2.12)$$

Špičková hodnota proudu cívkou:

$$\begin{aligned} I_{LP_BUCK} &= I_{OUT} + 0,5 \cdot \Delta I_{Lbuck} = 1,5 + 0,5 \cdot 0,45 \\ &= 1,73 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.13)$$

kde ΔI_{Lbuck} je rozptyl proudu cívkou a je doporučeno volit do 30 % ze střední hodnoty proudu cívkou v buck režimu, který odpovídá výstupnímu proudu 1,5 A.

Indukčnost cívky v buck režimu:

$$\begin{aligned} L_{BUCK} &= (U_{INMAX} - U_{LED}) \cdot \frac{D_{MIN}}{f_{SW} \cdot \Delta I_{Lbuck}} \\ &= (16 - 12,4) \cdot \frac{0,78}{400000 \cdot 0,45} = 15,6 \mu H \end{aligned} \quad (2.14)$$

Z důvodu výrobní tolerance indukčnosti cívky $\pm 20\%$ je zvolena $L_2 = 22 \mu F$. Musí splňovat podmínku vyššího saturačního a jmenovitého proudu oproti maximálnímu špičkovému proudu I_{LP_BOOST} . Proto je vybrána stíněná cívka ozn. VCMT104T-220MN5 dodavatele CYNTEC CO. Parametry cívky [13]:

- $R_s = 60,4 \text{ m}\Omega$
- $I_{sat} = 4,6 \text{ A}$
- $I_{Ljmen} = 5,0 \text{ A}$
- rozsah teplot $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ až $155 \text{ }^\circ\text{C}$

Maximální povolený vstupní proud je nastaven rezistorem R_{14} :

$$R_{14} = \frac{U_{INN_INP}}{I_{IN}} = \frac{0,1}{4} = 25 \text{ m}\Omega \quad (2.15)$$

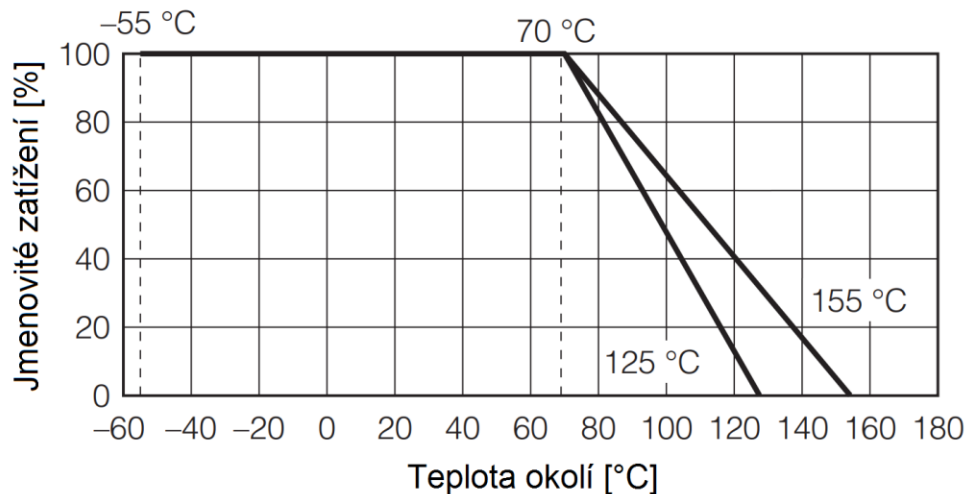
kde I_{IN} je zvolená hodnota maximálního vstupního proudu a U_{INN_INP} je snímací napětí dané katalogovým listem.

Pro správnou funkčnost obvodu musí být zvolený proud I_{IN} vyšší než hodnota špičkového proudu při režimu boost I_{LP_BOOST} (2.10). Maximální vstupní proud I_{IN} musí být zároveň nižší než saturační proud vybrané hlavní cívky L_2 , jinak dojde ke snížení její indukčnosti a tím ovlivnění funkce obvodu.

Výkonová ztráta rezistoru R_{14} :

$$P_{14} = U_{INN_INP} \cdot I_{LAVG_BOOST} = 0,1 \cdot 2,05 = 0,21 \text{ W} \quad (2.16)$$

Při výběru pouzdra snímacího rezistoru je nutné brát ohled na pokles jeho výkonové zatížitelnosti v závislosti na rostoucí teplotě okolí. Tento jev je v anglické literatuře nazýván „Power derating“ a jeho typický průběh je vidět na Obrázek 2.1. Proto je zvolené pouzdro 1206, jehož výkonová zatížitelnost je až $0,5 \text{ W}$.



Obrázek 2.1: Závislost výkonové zatížitelnosti snímacího rezistoru na okolní teplotě [16].

Minimální vstupní kapacita:

$$C_{IN_MIN} = 2 \cdot \frac{I_{LED} \cdot t_{ON}}{\Delta U_{IN}} = 2 \times \frac{1,5 \cdot 1,825 \cdot 10^{-6}}{0,85} \quad (2.17)$$

$$= 6,44 \mu F$$

kde ΔU_{IN} je zvlnění 5 % z maximálního vstupního napětí a t_{ON} je doba v sepnutém stavu daná spínací frekvencí a minimální střídou v buck režimu.

Výstupní kondenzátor:

$$C_{BOOSTOUT} > \frac{I_{LED} \cdot 2 \cdot D_{MAX}}{U_{OUTRIPPLE} \cdot f_{SW}} = \frac{1,5 \cdot 2 \cdot 0,27}{0,2 \cdot 400000} \quad (2.18)$$

$$= 10,13 \mu F$$

kde $U_{OUTRIPPLE}$ je zvlnění výstupního napětí.

Hlavní spínané tranzistory jsou vybrány s ohledem na maximální vstupní proud I_{IN} , jeho odpor v sepnutém stavu R_{DSon} , vstupní kapacitu C_{iss} a maximální dovolené napětí mezi elektrodou drain a source U_{DS} . V této práci jsou zvoleny výkonové tranzistory NVTFS5C680WFT od firmy ON Semiconductor.

Parametry tranzistoru NVTFS5C680WFT [12]:

- $I_{Dmax} = 14 \text{ A}$
- $R_{DSon} = 26,5 \text{ m}\Omega$
- $C_{iss} = 327 \text{ pF}$
- $U_{DSmax} = 60 \text{ V}$

Výpočet snímacího rezistoru R_{10} není v katalogovém listu [8] uveden. Po komunikaci s výrobcem Maxim Integrated je zjištěno jeho maximální snímací napětí, a to 60 mV. Pomocí Ohmova zákona je vypočítán rezistor R_{10} :

$$R_{10} = \frac{U_{R10}}{I_{LMAX}} = \frac{0,060}{4} = 15 \text{ m}\Omega \quad (2.19)$$

S ohledem na hodnotu saturačního proudu hlavní cívky I_{sat} je zvolený maximální proud cívkou $I_{LMAX} = 4 \text{ A}$.

Výkonová ztráta rezistoru R_{10} :

$$P_{10} = U_{R10} \cdot I_{LAVGBOOST} = 0,06 \cdot 2,05 = 0,12 \text{ W} \quad (2.20)$$

Velikost pouzdra rezistoru R_{10} je zvolená 1206.

Ochrana výstupního přepětí:

$$U_{OVP} = 1,24 \cdot \frac{(R_{11} + R_{12})}{R_{12}} \quad (2.21)$$

$$R_{12} = \frac{1,24 \cdot R_{11}}{U_{OVP} - 1,24} = \frac{1,24 \cdot 100000}{60 - 1,24} = 2,11 \text{ k}\Omega \quad (2.22)$$

Zvolená úroveň maximálního výstupního napětí $U_{OVP} = 60 \text{ V}$ je na základě napětí tranzistorů U_{DSmax} , čímž nedojde k jejich zničení. Hodnota rezistoru R_{11} je zvolena 100 k Ω .

Výsledné schématické zapojení s řídicím obvodem MAX25600 je v Příloha 1.

2.2.2 Zapojení s TLD5190

Katalogový list obvodu TLD5190 [9] neobsahuje výpočty hlavních prvků zapojení. Jelikož se jedná principálně o stejný řídicí obvod jako MAX25600, je využito výpočtů z podkapitoly 2.2.1. Proto jsou vybrány totožné spínané tranzistory a hlavní výkonová cívka.

Ochrana maximálního vstupního proudu je nastavena rezistorem R_4 :

$$R_4 = \frac{U_{IIN1-IIN2}}{I_{IN}} = \frac{0,05}{4} = 12,5 \text{ m}\Omega \quad (2.23)$$

kde $U_{IIN1-IIN2}$ je snímací napětí mezi piny I_{IN1} a I_{IN2} dané katalogovým listem [9].

Výkonová ztráta rezistoru R_4 :

$$P_4 = U_{IIN1-IIN2} \cdot I_{LAVG_{BOOST}} = 0,05 \cdot 2,05 = 0,11 \text{ W} \quad (2.24)$$

Zvolené pouzdro rezistoru R_4 je 1206.

Ochrana vstupního podpětí a přepětí je nastavena kombinací rezistorů R_1 , R_2 a R_3 . Výpočet vychází z rovnic pro výpočet úrovně podpětí a přepětí uvedených v katalogovém listu IO. Pro spolehlivou funkci LED driveru v požadovaném rozsahu vstupního napětí jsou rozšířeny úrovně podpětí a přepětí. Z rovnic je vypočítána hodnota rezistorů R_2+R_3 (2.25) určující úroveň podpětí $U_{INMIN} = 8 \text{ V}$, přičemž je zvolen $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ (maximální dovolená hodnota zákazníkem):

$$\begin{aligned} R_2 + R_3 &= U_{EN/INUVLO} \cdot \frac{R_1}{U_{INMIN} - U_{EN/INUVLO}} \\ &= 1,75 \cdot \frac{100000}{8 - 1,75} = 28 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (2.25)$$

kde $U_{EN/INUVLO}$ a U_{INOVLO} jsou interní rozhodovací úrovně pro sepnutí resp. vypnutí IO dané katalogovým listem.

Následně je dopočítán rezistor R_3 určující úroveň přepětí $U_{INMAX} = 17 \text{ V}$:

$$\begin{aligned} R_3 &= U_{INOVLO} \cdot \frac{R_1 + R_2}{U_{INMAX} - U_{INOVLO}} = 2 \cdot \frac{100000 + 13000}{17 - 2} = \\ &= 15 \text{ k}\Omega \end{aligned} \quad (2.26)$$

kde je zvolen rezistor $R_2 = 13 \text{ k}\Omega$, aby výsledná hodnota $R_2 + R_3$ byla rovna $28 \text{ k}\Omega$.

Výpočet rezistoru R_9 pro nastavení spínací frekvence:

$$R_9 = 46023 \cdot f_{sw}^{-1,25} = 46023 \cdot 400^{-1,25} = 25,73 \text{ k}\Omega \quad (2.27)$$

kde f_{sw} je spínací frekvence dosazená v kHz.

Je zvolena hodnota $R_9 = 24,9 \text{ k}\Omega$ z výrobní řady E96. Zpětným dopočtem (2.28) je zjištěna skutečně nastavená spínací frekvence, která spadá do pásma zvýšených limitů při měření EMC testů.

$$\begin{aligned} f_{sw} &= 5375 \cdot (R_9 [\text{k}\Omega])^{-0,8} = 5375 \cdot (24,9)^{-0,8} \\ &= 410,6 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Výstupní proud je nastaven rezistorem R_{14} (2.29):

$$R_{14} = \frac{U_{FBH_FBL}}{I_{LED}} = \frac{0,15}{1,5} = 100 \text{ m}\Omega \quad (2.29)$$

kde U_{FBH_FBL} je snímací napětí dané katalogovým listem.

Výkonová ztráta rezistoru R_{14} :

$$P_{14} = U_{FBH_FBL} \cdot I_{LAVG_BOOST} = 0,15 \cdot 2,05 = 0,31 \text{ W} \quad (2.30)$$

Zvolený rezistor R_{14} s výrobní tolerancí 1% a pouzdrem 1206. Opět je vypočítán rozptyl nastaveného výstupního proudu I_{LED} v Tabulka 3. Příklad výpočtu I_{LEDmax} podle Ohmova zákona:

$$I_{LEDmax} = \frac{U_{FBH_FBLmax}}{R_{14min}} = \frac{0,155}{0,099} = 1,56 \text{ A} \quad (2.31)$$

Tabulka 3: Rozptyl nastaveného výstupního proudu I_{LED} – TLD5190.

$R_{14} [\text{m}\Omega]$	99	100	101
$U_{FBH_FBL} [\text{mV}]$	155	150	146
$I_{LED} [\text{A}]$	1,56	1,50	1,44

Kombinací rezistorů R_{12} a R_{13} je nastaven možný rozsah výstupního napětí. Tím je ochráněn obvod např. při zkratu či rozpojení zátěže. Poměr rezistorů je zvolen tak, aby očekávané výstupní napětí $U_{LED} = 12,4 \text{ V}$ bylo v nastaveném rozsahu. Výpočet výstupního podpětí (2.32) a maximálního přepětí (2.33):

$$U_{OUTMIN} = U_{VFB_S2G} \cdot \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{13}} = 0,563 \cdot \frac{100000 + 6980}{6980} = 8,63 \text{ V} \quad (2.32)$$

$$U_{OUTMAX} = U_{VFB_OVTH} \cdot \frac{R_{12} + R_{13}}{R_{13}} = 1,46 \cdot \frac{100000 + 6980}{6980} = 22,38 \text{ V} \quad (2.33)$$

Maximální proud cívkou L_2 je nastaven rezistorem R_{11} :

$$R_{11} = \frac{U_{SWCSboost}}{I_{LMAX}} = \frac{0,05}{4} = 12,5 \text{ m}\Omega \quad (2.34)$$

kde $U_{SWCSboost}$ je snímací napětí dané katalogovým listem a I_{LMAX} je maximální nastavený proud cívkou.

Maximální ztrátový výkon rezistoru R_{11} nastane při režimu boost:

$$P_{R11} = U_{SWCSboost} \cdot I_{LAVGBBOOST} = 0,05 \cdot 2,05 = 0,1 \text{ W} \quad (2.35)$$

Velikost pouzdra je zvolena 1206.

Výsledné schématické zapojení s řídicím obvodem TLD5190 je v Příloha 4.

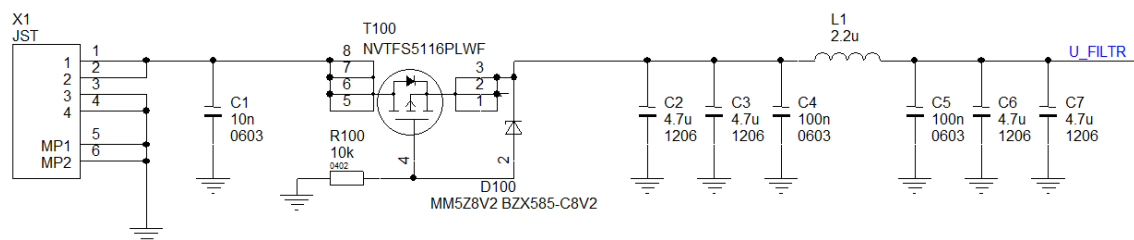
2.3 Bloky zapojení

Návrh zapojení je proveden v programu Cadence OrCAD Capture. Je maximálně využito doporučení z katalogových listů a výpočtů, které jsou uvedeny v předchozí kapitole. Jelikož jsou obě zapojení velice podobná, jsou vybrány vždy bloky z jednoho zapojení. Ty budou v této kapitole stručně popsány.

2.3.1 Vstupní část zapojení

Pro obě zapojení je zvolená totožná vstupní část na Obrázek 2.2, která se skládá z konektoru, ESD ochrany z kondenzátoru, ochrany proti opačnému napájecímu napětí (ang. reverse polarity protection) a EMC filtru pro redukci šumu do napájecí větve (ang. conducted emissions).

Maximální proudové zatížení jednoho pinu konektoru JST je rovno přibližně 2,8 A. Aby nedošlo k jeho přetížení, je zvolen čtyřpinový konektor. Tím dojde k rozložení vstupního proudu mezi dva piny a tedy jeho ochraně. Následuje ESD kondenzátor C_1 , který chrání obvod před elektrostatickým výbojem. Pro ochranu přepólování se často používá výkonová dioda. Její nevýhodou ovšem je vyšší napětí v propustném směru, což má za následek vyšší výkonové ztráty v porovnání s MOSFET tranzistorem. V této práci je použit P-FET ozn. NVTFS5116PLWF [14], který je napětově a proudově dimenzován a jeho maximální dovolený proud je 14 A. Spolehlivé sepnutí je podmíněno dostatečně vysokým vstupním napájecím napětím U_{vst} . Zenerova dioda D_{100} limituje napětí mezi elektrodami gate a source tranzistoru T_{100} , aby nedošlo při vysokém U_{vst} nad jeho maximální dovolené napětí U_{GS} . Elektroda gate je uzemněna přes rezistor R_{100} .



Obrázek 2.2: Vstupní část obvodu.

Vstupní EMC filtr je použit pro potlačení elektromagnetického rušení, které se může šířit po napájecích kabelech z navrženého LED driveru do automobilové sítě. Je složen z LC prvků. Cílem je potlačit rušení spínací frekvence a její vyšších harmonických složek. Tento filtr je obtížné přesně teoreticky vypočítat a to z důvodu složitých okolních impedancí. Při návrhu filtru je nutné rovněž vzít v úvahu výrobní tolerance komponentů, jejich závislost na napětí či teplotě. Pro prvotní návrh se

využije Thomsonovy rovnice (2.36), která udává rezonanční frekvenci LC obvodu a následně se filtr případně experimentálně upraví v bezdrazové komoře pro testování EMC. Rezonanční frekvence filtru f_{rez} je dobré směřovat v přibližném výpočtu na $\frac{1}{10} \cdot f_{sw}$.

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_{filtr}}} \quad (2.36)$$

Jeden z prvků LC se musí určit a druhý se poté dopočítá. V praxi se ve vstupním filtru používají cívky s indukčností v řádu jednotek μH . Cívka je vybrána na základě jejího saturačního I_{Lsat} a jmenovitého I_{Ljmen} proudu, které musí být vyšší než maximální špičkový proud cívkou, tj. I_{LP_BOOST} . Dalším jejím důležitým parametrem je odpor vinutí R_{Ls} , který ovlivňuje účinnost testovacích vzorků. Proto je vybraná stíněná cívka $L_2 = 2,2 \mu\text{H}$ ozn. VCHA042A-2R2MS6 od dodavatele Cynotec CO [15]. Takto malá hodnota indukčnosti je zvolena kvůli malým rozměrům pouzdra a zároveň jejímu malému odporu.

Parametry cívky L_2 :

- $R_{Ls} = 20,9 \text{ m}\Omega$
- $I_{Lsat} = 4,5 \text{ A}$
- $I_{Ljmen} = 5,8 \text{ A}$
- velikost pouzdra ŠxHxV [mm]: 4,0x4,2x2,1

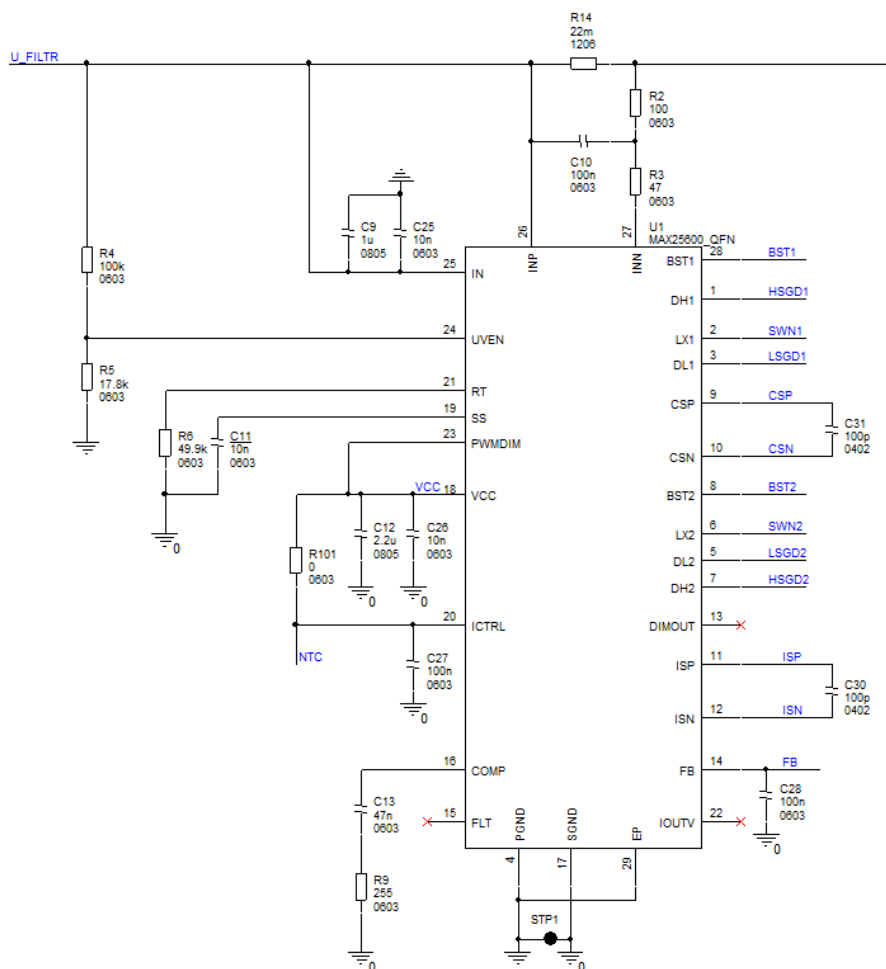
Poté se dle rovnice (2.37) dopočítá odpovídající kapacita kondenzátoru C_{filtr} .

$$C_{filtr} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{rez})^2 \cdot L_2} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 40000)^2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 7,2 \mu\text{F} \quad (2.37)$$

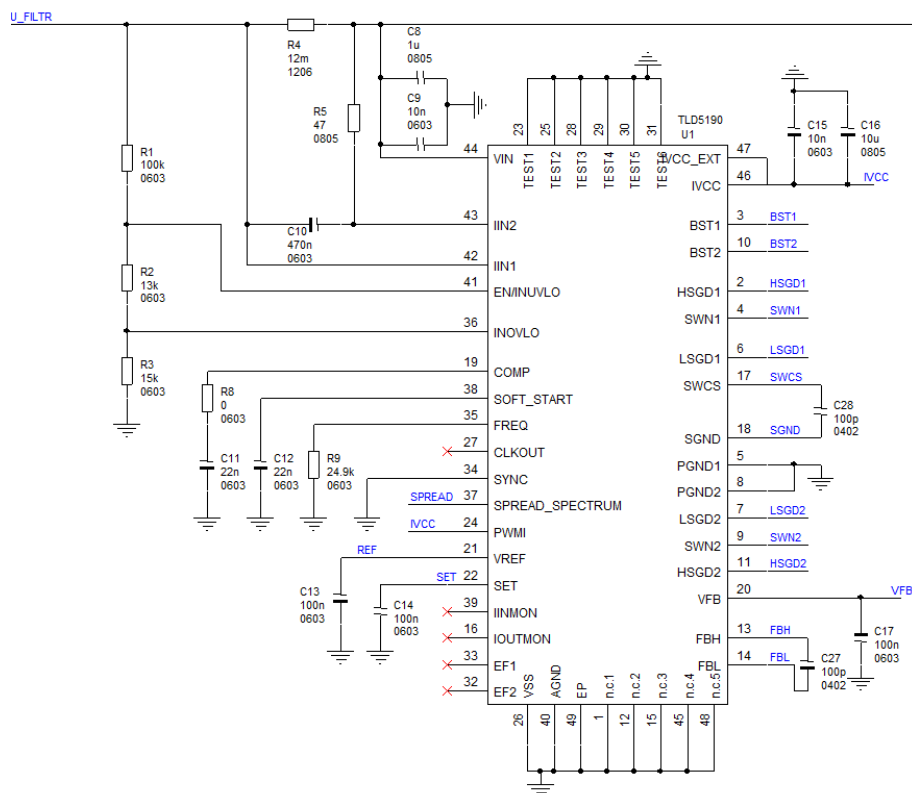
Kapacita keramických kondenzátorů klesá s rostoucím napětím a teplotou. Proto je konkrétní hodnota kapacity C_{filtr} záměrně navýšena. Pro tlumení rušení spínací frekvence jsou paralelně připojeny kondenzátory $C_2, C_3 = 4,7 \mu\text{F}$. Kondenzátor $C_4 = 100 \text{ nF}$ má vyšší rezonanční frekvenci než C_2 a C_3 , proto tlumí rušení ve vyšší frekvenční oblasti. Kondenzátory C_5, C_6 a C_7 tvoří vstupní kapacitu. Zvolené kondenzátory jsou velikostí pouzder 1206 a 0603 a jsou dimenzované na napětí minimálně 50 V.

2.3.2 Řídící část zapojení

Stěžejním prvkem řídicí části je integrovaný obvod, který řídí spínání jednotlivých výkonových tranzistorů T_1 až T_4 . IO je doplněn řadou kondenzátorů a rezistorů, které nastavují pracovní bod obvodu (MAX25600 na Obrázek 2.3., TLD5190 na Obrázek 2.4). Jedná se zejména o nastavení spínací frekvence, maximálního vstupního proudu a zajištění stability obvodu. Výběr konkrétních hodnot je na základě provedených výpočtů v podkapitole 2.2 a doporučení z katalogových listů. [8][9]



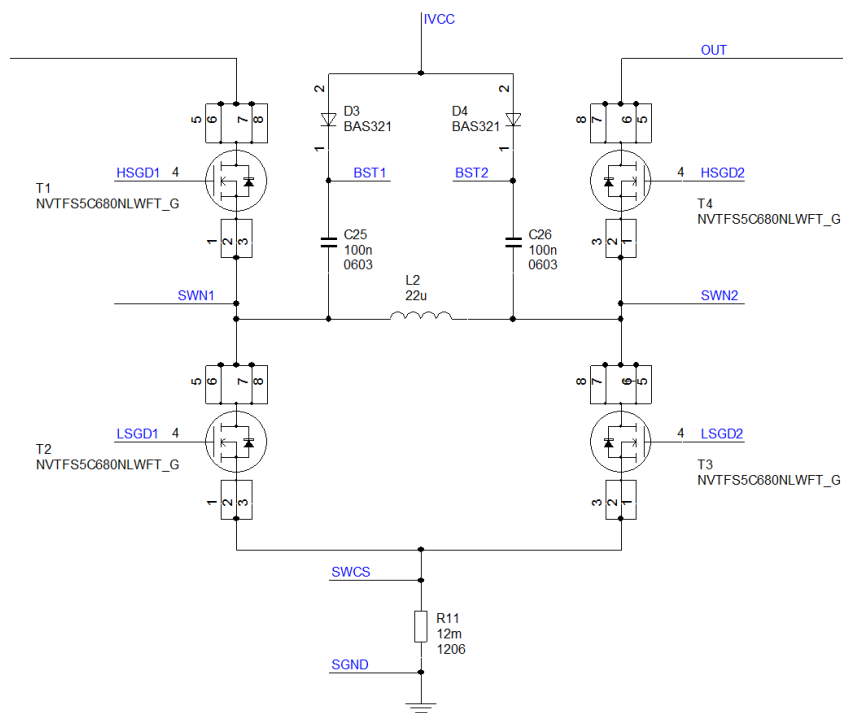
Obrázek 2.3: Řídící část zapojení - MAX25600.



Obrázek 2.4: Řídící část zapojení - TLD5190.

2.3.3 Výkonová část zapojení

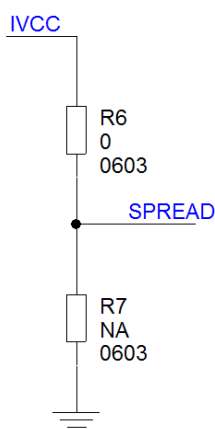
Výkonová část zapojení s oběma IO je svým složením komponentů stejná (Obrázek 2.5). Důležitými prvky jsou „bootstrap“ kondenzátory C_{25} a $C_{26} = 100$ nF, pomocí kterých je vytvářeno plovoucí napětí pro spínání horního páru tranzistorů. Zvolená hodnota kondenzátorů je doporučena katalogovými listy [8][9]. Spínané N-MOSFET ozn. NVTFS5C680WFT a mezi nimi zapojená hlavní cívka $L_2 = 22$ μ H jsou dimenzovány na maximální špičkový proud v režimu boost $I_{LP_boost} = 2,36$ A. Řídícím integrovaným obvodem je snímáno napětí na rezistoru R_{13} umístěného pod cívku, čímž je chráněna cívka.



Obrázek 2.5: Výkonová část zapojení.

2.3.4 Přídavné obvody

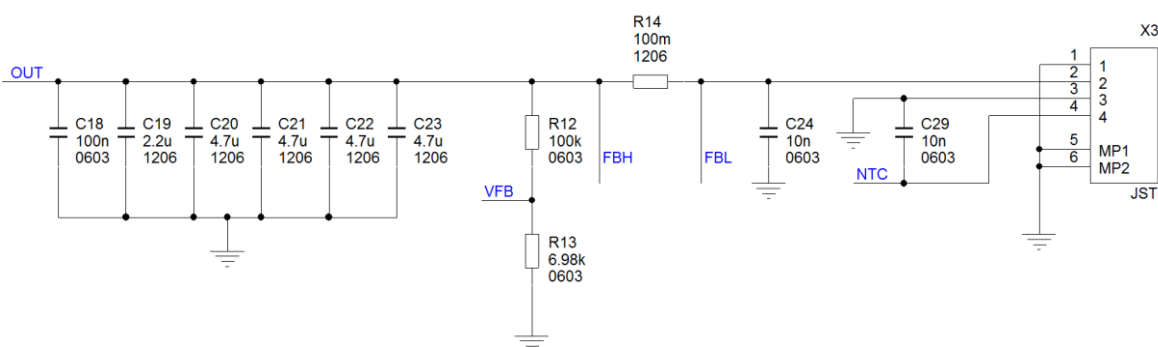
Oba IO disponují funkcí rozmítaného spektra (ang. frequency dithering), které snižuje úroveň špiček rušení při EMC testování. Pouze u TLD5190 je možné tuto funkci hardwarově vypnout, a to přivedením nízké úrovně napětí na větev SPREAD pomocí rezistoru R7. Ve výchozím zapojení je tato funkce zapnutá přivedením vysoké napěťové úrovně z interní reference IVCC (5V) přes rezistor R6 (Obrázek 2.6). Rezistor R7 s hodnotou odporu NA (ang. not assembled) značí neosazení této komponenty na DPS.



Obrázek 2.6: Nastavení funkce rozmítaného spektra – TLD5190.

2.3.5 Výstupní část zapojení

Výstupní část obsahuje banku kondenzátorů. Ta slouží jako úložiště energie a je využívána hlavně v pracovním režimu boost. Pokud by byla malá výstupní kapacita, došlo by k většímu zvlnění výstupního proudu. Následuje napěťový dělič nastavující maximální hodnotu výstupního napětí, při kterém dojde k vypnutí obvodu (ang. overvoltage protection). Rezistorem R₁₄ se nastaví požadovaný výstupní proud. Kondenzátory C₂₄ a C₂₉ = 10 nF zde slouží pro ochranu před elektrostatickým výbojem. Třetí pin výstupního konektoru je připraven pro připojení k termistoru pro tepelnou ochranu umístěného na externím LED modulu (ang. LED carrier).



Obrázek 2.7: Výstupní část obvodu.

2.3.6 Návrh DPS

Návrh desky plošného spoje je proveden pomocí programu OrCAD Capture PCB Editor. Navržené TOP a BOTTOM vrstvy jsou na Obrázek 2.8 a Obrázek 2.9. Výroba desek plošného spoje je provedena v prototypové dílně firmy Marelli Automotive Lighting Jihlava. Je snahou vytvořit kompaktní řešení na dvouvrstvé desce s jednostranným osazením komponent.

Řešení je osazeno SMD součástkami, což je v této době standardem. Výhodou je lepší odvod tepla, rychlost osazení součástek, menší parazitní vlastnosti oproti drátovým součástkám, které mají delší přívody. To znamená přídavný odpor a parazitní indukčnost. Při návrhu DPS jsou zohledněny hlavní výkonové cesty, které musí být robustní, zatímco pro měřicí signály postačuje šířka cesty 0,3 mm. U keramických kondenzátorů a snímacích rezistorů jsou vytvořeny termální plošky. Ty mají za úkol rovnoměrné rozložení tepla při pájecím procesu a tím zvýšení spolehlivosti osazování. U malých pouzder (např. velikost 0402) může dojít při metodě přetavením k pájení spoji pouze na jedné straně součástky, zatímco druhá část se přizvedne a nebude dosaženo pájení spoje.

Při návrhu rozložení a propojení součástek je nutné mít na paměti základní pravidla a doporučení z katalogových listů pro omezení a vytváření šíření elektromagnetického rušení. Zdrojem rušení jsou např. proudové smyčky, jejichž plochy je nutné navrhnut co nejmenší. Zejména uzly hlavní cívky je doporučeno mít co nejmenší.

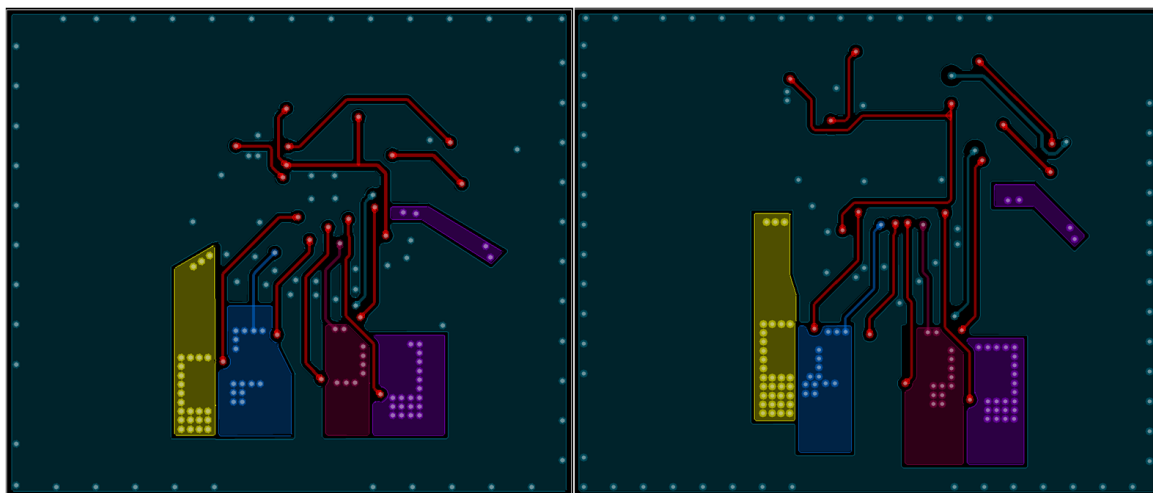
Na vrchní straně jsou konektory umístěny tak, aby LED driver mohl být plynule připojen mezi napájecí zdroj a externí LED modul. Vstupní cesta je vedena přes ochranu proti přepólování a vstupní filtr. Následuje snímací rezistor, kterým je nastaven maximální vstupní proud. Pro zachování robustní zemní plochy je cesta k prvnímu tranzistoru T_1 vedena spodní vrstvou. Za výstupním tranzistorem T_4 je zapojena banka výstupních kondenzátorů. Jejich spojení se snímacím rezistorem, je vedeno spodní vrstvou. Pro přesné nastavení výstupního proudu je nutné jeho umístění v těsné blízkosti IO. Všechny měřicí cesty ke snímacím rezistorům jsou připojeny čtyřvodičově, tzv. Kelvinovým připojením. Tím dojde k minimalizaci chyb měření. Pro rychlé sepnutí horního páru tranzistorů T_1 a T_4 je doporučeno velmi blízké umístění bootstrap kondenzátorů k integrovanému obvodu.

Na spodní straně jsou vedeny cesty rychle se měnících řídicích signálů s ostrými změnami napětí k elektrodám gate spínaných tranzistorů, které jsou mezi sebou oddělené zemí pro minimalizaci elektromagnetického rušení. Délka těchto cest by měla být co možná nejkratší. Pod tranzistory jsou vytvořené plochy pro zvýšení chlazení jejich ztrátového výkonu vyjádřeného ve formě tepla. Spojení s horní vrstvou je provedeno pomocí prokůvů průměru 0,5 mm, které zajišťují tepelný přechod mezi oběma vrstvami. V horní oblasti spodní vrstvy je rozvedeno napájení z interní reference. Důležité je samostatné vedení měřících signálů ze snímacího rezistoru umístěného nad cívku. Pokud by byla zemní cesta z rezistoru spojena se zemní plochou, došlo by k nepřesnému měření díky vysokofrekvenčnímu rušení.

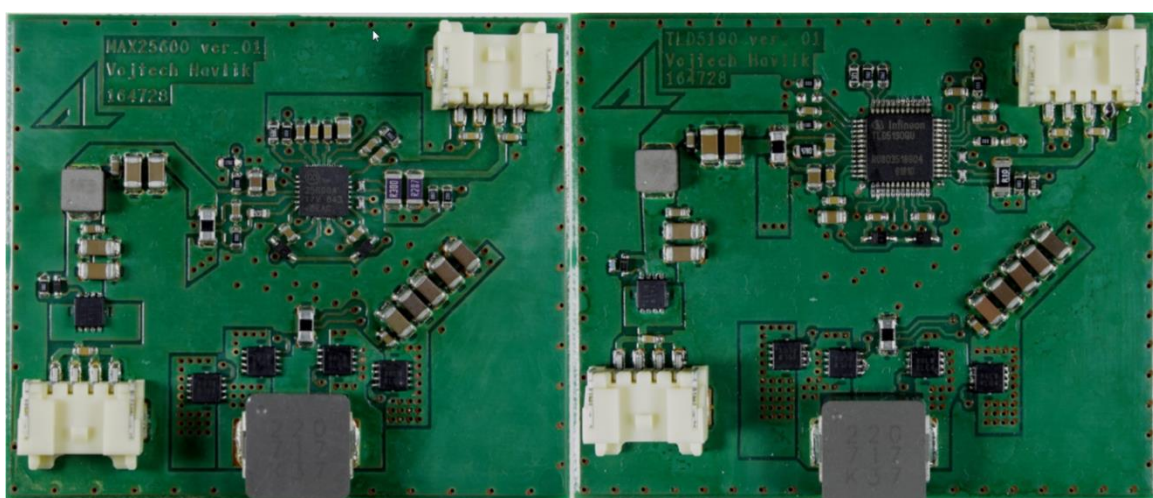
DPS jsou vyrobené na základním materiálu FR4 a tloušťkou měděných vrstev 35 μm . Po vyrobení DPS došlo k jejich důkladné kontrole pod mikroskopem. Zvýšenou pozornost zasluží oblasti kolem integrovaných obvodů, jelikož je zde mezera mezi piny 0,2 mm. V těchto místech může po frézování zůstat špona mědi, což může mít za následek zkrat sousedních pinů a případnou nefunkčnost obvodu. V dalším kroku je na DPS nanášena pájecí pasta, a to metodou „jet print“. Komponenty jsou ručně osazené podle osazovacích výkresů (Příloha 2 a Příloha 5) a poté je DPS přetavena metodou reflow (Obrázek 2.10). Vlivem většího nanášení pasty dochází v okolí pájených spojů součástek k vytvoření kuliček cínu (ang. solder ball), které musí být odstraněny, neboť představují riziko zkratu. Také jsou opraveny pájené spoje integrovaných obvodů. Nyní jsou DPS připraveny pro první funkční testy.



Obrázek 2.8: TOP vrstva 1. verze (vlevo MAX25600, vpravo TLD5190).



Obrázek 2.9: BOTTOM vrstva 1. verze (vlevo MAX25600, vpravo TLD5190).



Obrázek 2.10: Vzorky pro otestování 1. verze (vlevo MAX25600, vpravo TLD5190).

2.4 Testování vzorků

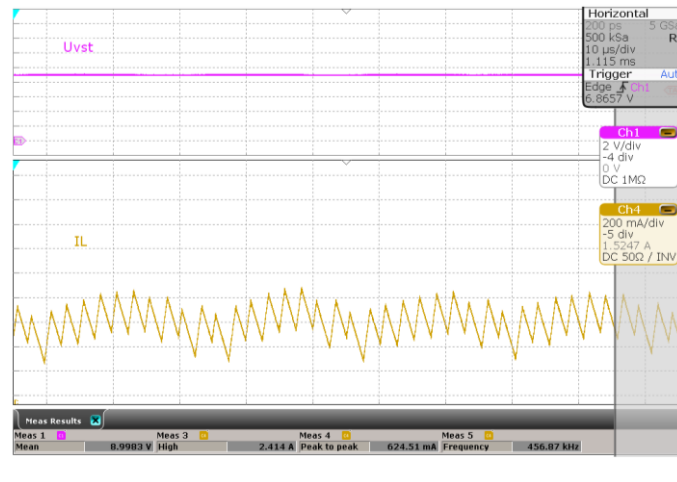
Po vyrobení DPS a jejich osazení došlo k podrobnému testování. Jako zátěž byly připojeny 4 LED diody OSRON Boost, KW CULNM1.TG od firmy Osram [17] zapojené sériově. Jejich maximální proud je 3,3 A. Nejprve byly provedeny funkční testy, čímž byla ověřena správná funkce obvodu. Byla změřena účinnost LED driverů, což je zásadní parametr. Určuje míru zahřívání obvodu a v praxi je rovněž sledována ze strany zákazníků (aby byla dostatečně vysoká). Dále bylo provedeno měření termokamerou a posledním testem bylo měření elektromagnetického rušení po napájecích kabelech (ang. conducted emissions). Měření termokamerou slouží pro přibližné zjištění nejvíce teplotně namáhaných komponent. Pro detailnější rozbor bylo nutné na zkoumané komponenty nalepit termočlánky a navrženou DPS podrobit testům v klimatické komoře. Tím se ale tato práce zabývat nebude. Měření testovaných vzorků bylo provedeno na pravidelně kalibrovaných zařízeních ve firmě Marelli Automotive Lighting Jihlava.

2.4.1 Měření obvodu s MAX25600 ver. 1

Po prvním připojení a rychlém měření je naměřena střední hodnota výstupního proudu 1,48 A při vstupním napětí 13,5 V, což je při navrhované hodnotě 1,5 A a uvažované toleranci $\pm 5\%$ vynikající výsledek. Je ověřena stabilita obvodu v rozsahu vstupního napětí 9 - 16 V.

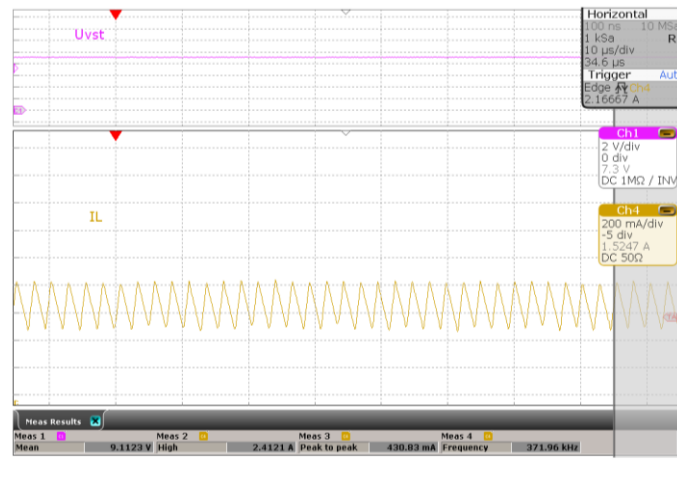
2.4.1.1 Funkční testy

Po připojení vzorku k napájecímu zdroji jsou zkontrolovány některé důležité části obvodu. Zejména se jedná o napětí interního zdroje IO, napěťové děliče pro ochranu minimálního vstupního a maximálního výstupního napětí a napětí na všech snímacích rezistorech. Obvod je sledován v celém požadovaném rozsahu vstupního napájecího napětí 9 - 16 V. V režimu boost při $U_{vst} = 9\text{ V}$ se obvod chová nestabilně, což je vidět na Obrázek 2.11. Z průběhu proudu cívku I_L lze pozorovat spínací frekvenci, která je 457 kHz. Objevují se zde oscilace s naměřenou frekvencí přibližně 50 kHz. To má za následek i mírné zvlnění vstupního napětí U_{vst} . Zvlnění proudu cívku je 625 mA.



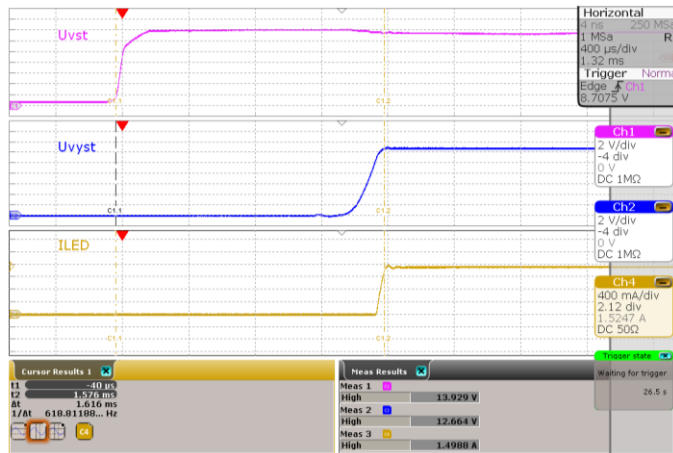
Obrázek 2.11: Zvlněný průběh proudu cívkou při $U_{vst} = 9\text{ V}$.

Po zjištění tohoto jevu je zvýšena kapacita kompenzačního kondenzátoru C_{13} na hodnotu 100 nF . Obrázek 2.12 zobrazuje oscilogram při vstupním napětí 9 V . Z průběhu proudu cívkou I_L je změřena spínací frekvence 372 kHz a lze vidět stabilní funkci obvodu. Dochází ke zmenšení zvlnění proudu I_L , které je 430 mA . Nižší spínací frekvence je způsobená funkcí rozmítaného spektra. Na oscilogramu je tak zachycena jedna ze spínacích frekvencí v rámci rozsahu rozmítání.



Obrázek 2.12: Průběh proudu cívkou při $U_{vst} = 9\text{ V}$.

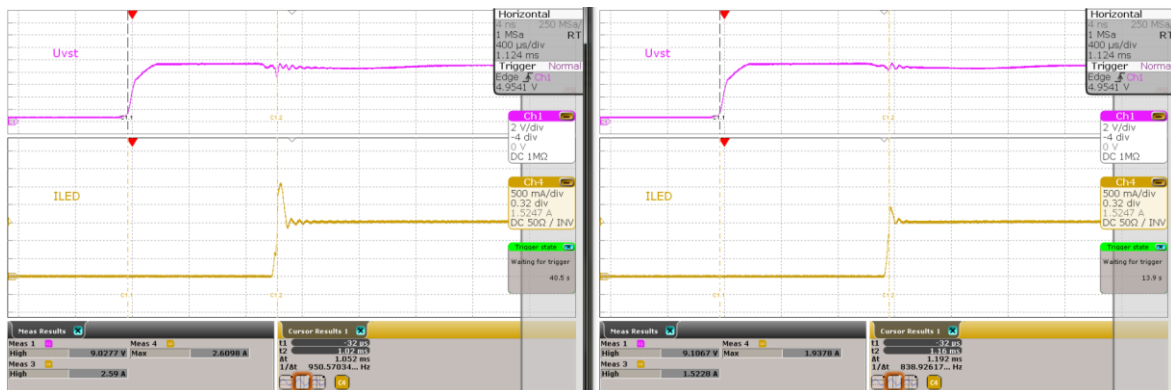
Jedním z ověřovacích testů funkčnosti je náběh obvodu od sepnutí napájecího zdroje do ustáleného stavu zobrazeného na Obrázek 2.13. Změřená doba je $1,6\text{ ms}$ při vstupním napětí $U_{vst} = 13,5\text{ V}$, což je velmi dobrá hodnota. V sériovém projektu bývá obvykle požadována doba náběhu menší než přibližně $20 - 30\text{ ms}$. Nedochází k překmitům průběhů výstupního napětí U_{vyst} a výstupního proudu I_{LED} .



Obrázek 2.13: Náběh obvodu do ustáleného stavu MAX25600 $U_{vst} = 13,5 V$.

Také je prozkoumán vliv velikosti kapacity kompenzačního kondenzátoru na průběh výstupního proudu I_{LED} . Při tomto měření je odpojen kondenzátor připojený k pinu „soft start“, protože ten primárně ovlivňuje dobu náběhu obvodu a překmit výstupního proudu I_{LED} .

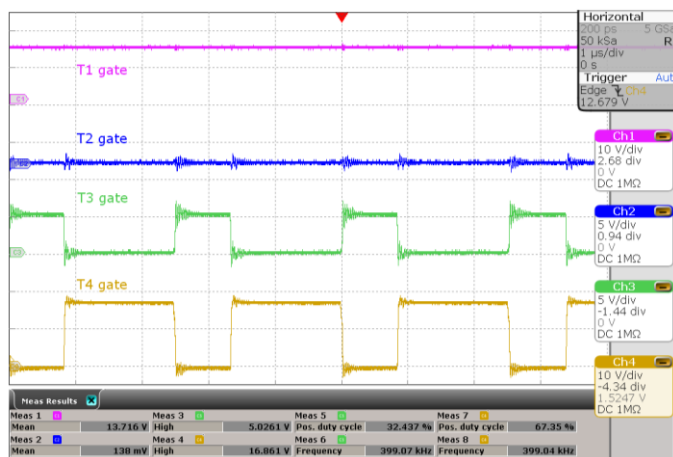
Na Obrázek 2.14 jsou dva oscilogramy s rozdílnou kapacitou kompenzačního kondenzátoru C_{13} (vlevo 47 nF, vpravo 100 nF). Vyšší hodnota kapacity kondenzátoru prodlužuje časovou konstantu kompenzace. Měření je při vstupním napětí $U_{vst} = 9 V$. Pozitivním jevem zvýšené kapacity je snížení hodnoty překmitu výstupního proudu z 2,61 A na 1,94 A a zmenšení zvlnění vstupního napětí. Naopak dojde ke zpomalení doby náběhu o 140 μs .



Obrázek 2.14 Náběh výstupního proudu při $U_{vst} = 9 V$ (vlevo 47 nF, vpravo 100 nF).

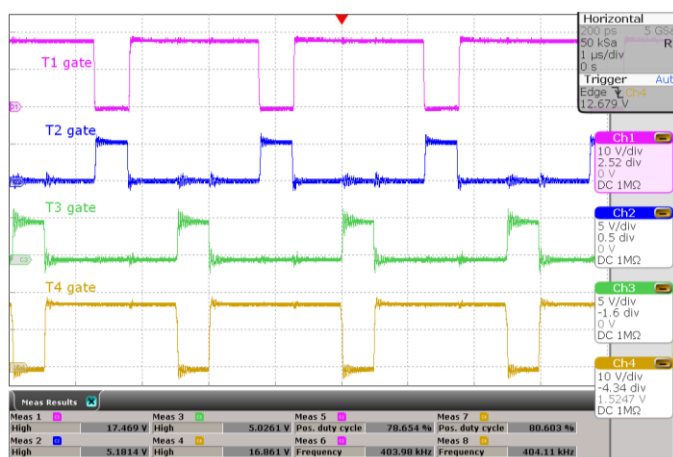
Na následujících oscilogramech je zobrazen princip funkce struktury H-můstku, který je rozebrán v teoretické části práce. Na Obrázek 2.15 jsou zobrazeny jednotlivé řídicí signály (průběhy napětí na elektrodách gate vůči zemi) spínaných tranzistorů v režimu boost, a to při vstupním napětí 9 V. Tranzistor T_1 je trvale

sepnutý a T_2 trvale vypnutý. Zbylé dva tranzistory T_3 a T_4 se ve spínání navzájem střídají. Střída jejich spínání je závislá na poměru vstupního a výstupního napětí a nastavuje ji řídicí integrovaný obvod. Výsledky měření korespondují s principy funkce struktury H-můstku, které jsou popsány v teoretické části. Změřená střída spínání tranzistoru T_3 je 32,4 %.



Obrázek 2.15: Řídicí signály spínaných tranzistorů při $U_{vst} = 9\text{ V}$ (režim boost).

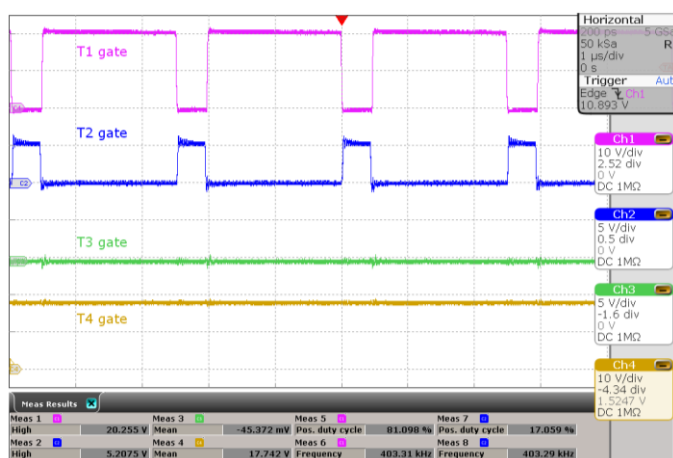
V režimu buck-boost se spínají tranzistory T_1 až T_4 . Tuto situaci zobrazuje Obrázek 2.16 při nominálním vstupním napětí 13,5 V. Při spínání tranzistorů dochází k překmitům. Tento jev je značný u tranzistoru T_3 (zelený průběh). Tlumení těchto jevů je rozebráno v kapitole 2.5.1.1. Zachycené signály jsou mírně zašuměné, což je způsobeno neideálním připojením měřicí napěťové sondy přímo k elektrodě gate. Pro eliminaci naměřeného šumu je ideální použití diferenční sondy.



Obrázek 2.16: Řídicí signály spínaných tranzistorů při $U_{vst} = 13,5\text{ V}$ (režim buck-boost).

V pracovním režimu buck jsou střídavě spínané tranzistory T_1 a T_2 . Naopak tranzistor T_3 je trvale vypnutý a T_4 trvale sepnutý. Celá situace je zachycena

na Obrázek 2.17 při $U_{vst} = 16$ V. Průběhy jsou měřeny na elektrodě gate daného tranzistoru vůči zemnímu potenciálu. Proto je na elektrodě gate tranzistoru T_2 naměřené napětí přibližně 5 V, zatímco u tranzistoru T_1 je rovno 20,3 V.



Obrázek 2.17: Řídicí signály spínaných tranzistorů při $U_{vst} = 16$ V (režim buck).

V této práci je cílem návrh LED driveru s vysokou účinností, proto je nezbytné zjištění parametru účinnosti, aby bylo možné posoudit, zda má tento obvod předpoklad pro použití v sériovém projektu. Je sledován výstupní proud při zvyšujícím i snižujícím se vstupního napětí v rozsahu 9 – 16 V. To je měřeno za vstupním filtrem a před snímacím rezistorem nastavujícím maximální vstupní proud. Tím výsledky nejsou ovlivněny výkonovými ztrátami vstupní částí obvodu a lze lépe posoudit samotný blok LED driveru. Z naměřených hodnot je vypočítaná účinnost LED driveru (Tabulka 5 a Tabulka 6). Hodnoty pro výpočet účinnosti jsou vzaty z Tabulka 5 při nominálním vstupním napětí 13,5 V. Nejprve je vypočítán vstupní příkon podle rovnice (2.38) a výstupní výkon rovnice (2.39). Účinnost LED driveru je pak rovna podílu těchto dvou vypočítaných veličin.

$$P_{OUT} = U_{OUT} \cdot I_{OUT} = 12,27 \cdot 1,48 = 18,11 \text{ W} \quad (2.38)$$

kde P_{OUT} je výstupní výkon, U_{OUT} je výstupní napětí, I_{OUT} je výstupní proud.

$$P_{IN} = U_{IN} \cdot I_{IN} = 13,5 \cdot 1,43 = 19,25 \text{ W} \quad (2.39)$$

kde P_{IN} je vstupní příkon, U_{IN} je vstupní napětí, I_{IN} je vstupní proud.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{18,11}{19,25} = 0,9408 \approx 94,1 \% \quad (2.40)$$

kde η je účinnost.

Na Obrázek 2.18 je srovnání vypočítané (vlevo) a udávané katalogovým listem (vpravo) účinnosti LED driveru v závislosti na vstupním napětí. Závislosti lze relevantně porovnat, neboť v obou případech se jedná o stejný výstupní proud

a téměř stejné výstupní napětí. Navržený LED driver potvrzuje očekávaný průběh účinnosti uváděný v katalogovém listu [8]. Dokonce v případě buck režimu navržený obvod pracuje s vyšší účinností o přibližně 1%. V rozsahu vstupního napětí 9 - 16 V dosahuje LED driver účinnosti 92% až 95%, což je výborný výsledek. Nejvyšší účinnost má v režimu buck.

Z Obrázek 2.18 jsou patrné přechody mezi buck a boost režimy, které řídí vnitřní logika integrovaného obvodu. Rozhodovací úrovně vstupního napětí do přechodného pásma z daného režimu jsou změřeny níže a je vidět jejich závislost na směru změny vstupního napětí.

Změřené hranice U_{vst} při přechodu z boost režimu do přechodného pásma:

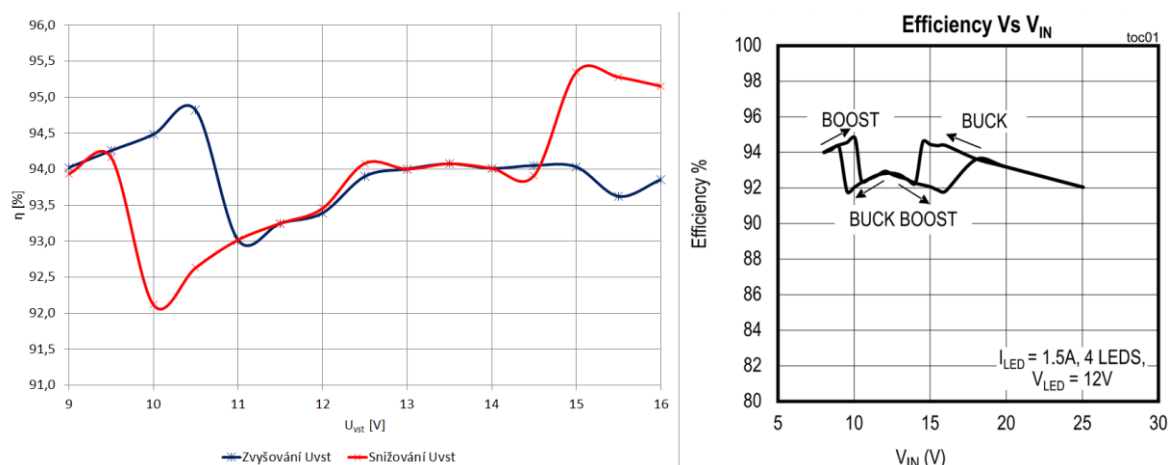
při zvyšování vstupního napětí : $U_{vst} = 10,65 \text{ V}$

při snižování vstupního napětí: $U_{vst} = 9,49 \text{ V}$

Změřené hranice U_{vst} při přechodu z buck režimu do přechodného pásma:

při zvyšování vstupního napětí : $U_{vst} = 16,72 \text{ V}$

při snižování vstupního napětí: $U_{vst} = 14,68 \text{ V}$

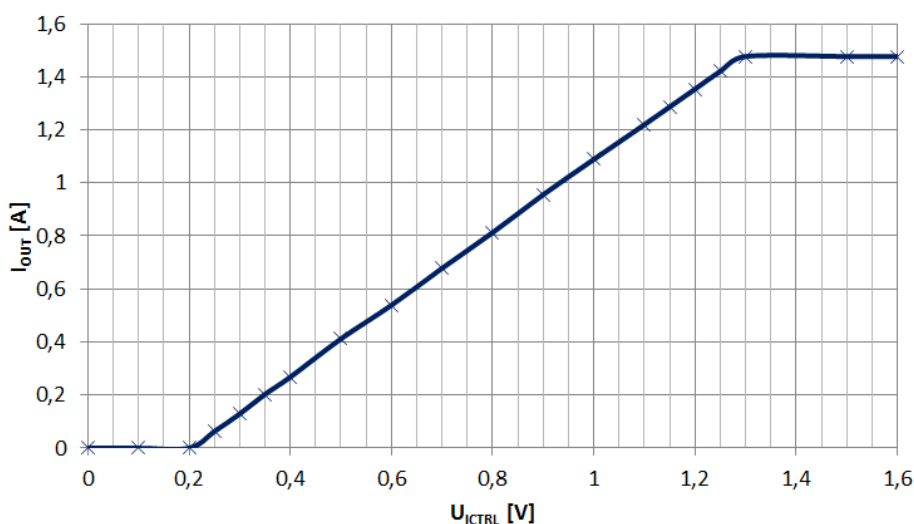


Obrázek 2.18: Závislost účinnosti na změně vstupním napětí (vlevo vypočítaná, vpravo udávaná v katalogovém listě [8]).

2.4.1.2 Analogová regulace výstupního proudu

Pro teplotní ochranu LED diod se typicky využívá analogové regulace výstupního proudu. Ta spočívá ve spojitosti s pinem ICTRL. Přivedeným snižujícím se napětím na tento pin je úměrně snižován výstupní proud.

Při měření se zvyšuje napětí přivedené na pin ICTRL a zaznamenává se střední hodnota výstupního proudu I_{LED} . Z katalogového listu by tato závislost v rozsahu $U_{CTRL} = 0,2 - 1,2 \text{ V}$ měla být lineární, což je ověřeno měřením (Obrázek 2.19). Při napětí $U_{CTRL} \geq 1,3 \text{ V}$ je nastaven nominální výstupní proud 1,48 A. Maximální povolené napětí na regulační pin je 6 V, poté by došlo ke zničení IO.



Obrázek 2.19: Závislost výstupního proudu na napětí U_{CTRL} .

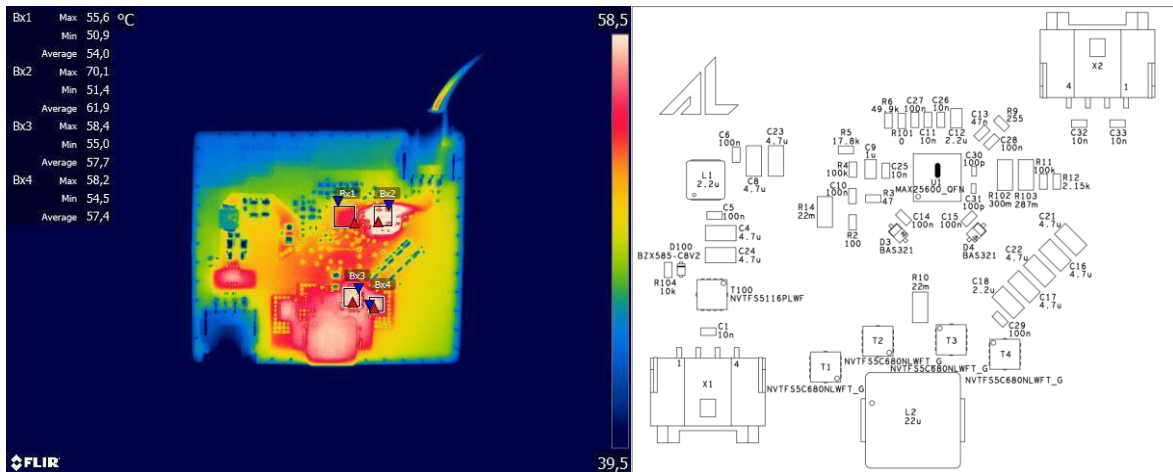
2.4.1.3 Teplotní analýza termokamerou

Pro orientační teplotní namáhání komponent je testovací vzorek měřen termokamerou ve třech pracovních režimech, a to při vstupních napětích 9 V, 13,5 V a 16 V. Měření probíhá po ustálení teplot na vzorku, který není umístěn na chladiči. Na následujících termogramech (Obrázek 2.20 až Obrázek 2.22) je možné pozorovat principiální změny rozložení infračerveného záření v jednotlivých režimech. Jsou měřeny teploty vybraných oblastí, v kterých jsou komponenty:

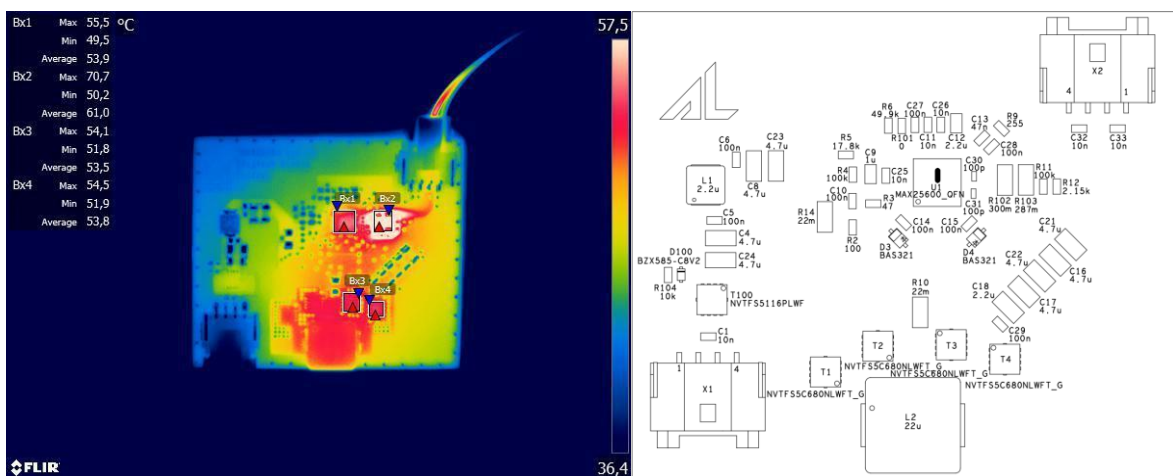
- Bx1 – integrovaný obvod MAX25600
- Bx2 – snímací rezistory R_{102} a R_{103}
- Bx3 – tranzistor T_3
- Bx4 – tranzistor T_4

Ve všech režimech jsou nejvíce teplotně namáhané snímací rezistory (oblast Bx2) a jejich nejvyšší teplota je 70,7 °C (Obrázek 2.21) při vstupním napětí $U_{vst} = 13,5 \text{ V}$. Podle očekávání vzorek celkově vyzařuje teplo nejvíce při vstupním napětí $U_{vst} = 9 \text{ V}$, kdy obvod pracuje v boost režimu a protéká jím největší vstupní proud. Mezi nejvíce namáhané komponenty patří tranzistory T_1 , T_3 a T_4 , T_{100} a hlavní cívka. V buck-boost režimu jsou rovnoměrně namáhány všechny spínané tranzistory,

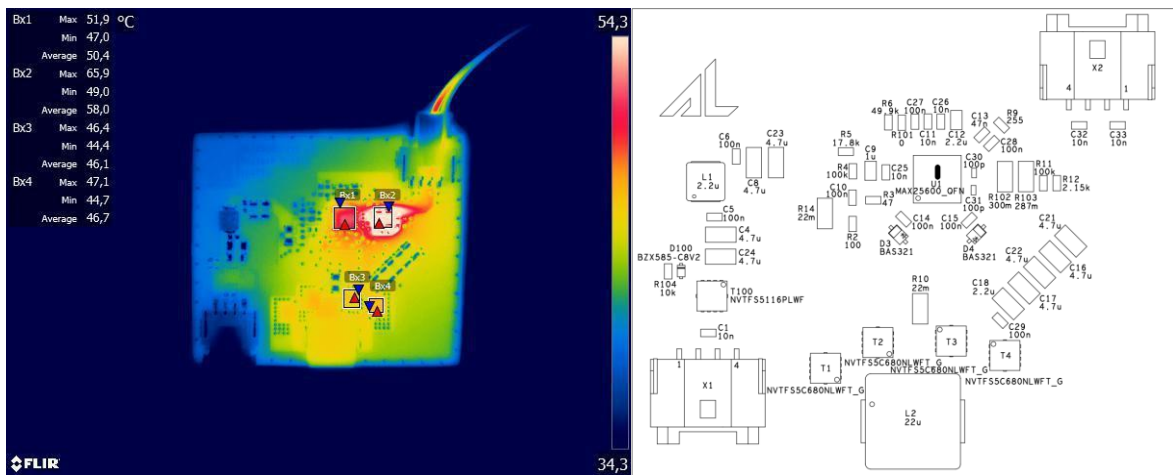
hlavní cívka i řídicí obvod. Při vstupním napětí $U_{vst} = 16\text{ V}$ (pracovní režim buck) je vidět, že na tranzistorech T_3 a T_4 je nižší teplota než v předchozích situacích, protože na nich nevznikají spínací ztráty. T_4 je trvale sepnutý a jeho výkonové ztráty jsou úměrné odporu R_{DSon} a kvadrátu procházejícího proudu. T_3 je trvale vypnutý a jeho teplota je silně ovlivněna okolními komponenty. Došlo také ke snížení teploty v oblasti vstupní části.



Obrázek 2.20: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu s MAX25600
 $U_{vst} = 9\text{ V}$.



Obrázek 2.21: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu s MAX25600
 $U_{vst} = 13,5\text{ V}$.



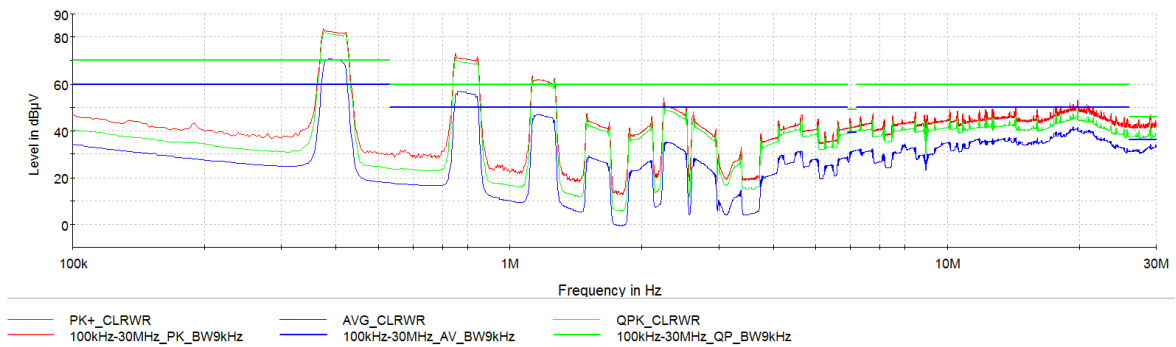
Obrázek 2.22: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu s MAX25600
 $U_{vst} = 16 V$.

2.4.1.4 EMC testování

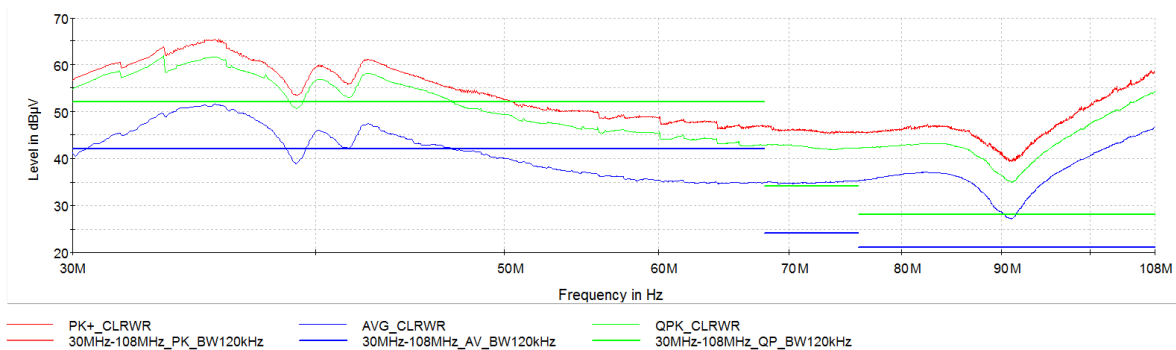
Po ověření funkčnosti vzorku následují testy elektromagnetické kompatibility. Se zvyšujícím se počtem elektronických zařízení je nutné splňovat EMC normy, aby nedocházelo ke zvýšenému vzájemnému rušení a tím ovlivňování jejich funkce. To je v oblasti automobilového průmyslu velmi sledováno. Navrhované zařízení je také v rámci EMC testování podrobena odolnosti vůči vnějšímu rušení. Navržený vzorek v této práci je z časových důvodů otestován pouze na rušení po napájecích kabelech podle zákaznických Renault norem ve frekvenčním pásmu 100 kHz až 108 MHz při nominálním vstupním napětí $U_{vst} = 13,5 V$ po ustálení teplot testovacího vzorku.

Ve výsledcích měření jsou zobrazeny 3 průběhy. Pro každý z nich jsou stanovené přípustné limity, pod kterými musí být průběhy v daném frekvenčním pásmu. Červenou barvou jsou zaznamenány hodnoty špičkovým detektorem, modrou barvou detektorem střední hodnoty a zelenou barvou kvazi-špičkovým detektorem. Ta je oproti hodnotě špičkového detektoru ovlivňována velikostí i opakovacím kmitočtem vstupních impulzů rušivého napětí. [18]

Nejprve měření probíhá bez vstupního filtru pro zhodnocení celkové bilance LED driveru. Limity pro střední hodnotu ve frekvenčním pásmu 100 kHz až 30 MHz dané EMC normou jsou překročeny až o 10 dB μ V. Z měření je vidět, že dochází k dominantnímu rušení v širší frekvenční oblasti spínací frekvence 400 kHz a její vyšších harmonických složek. To je způsobeno rozmítáním spínací frekvence. Důsledkem je snížení úrovně špiček rušení. Účinek funkce je zobrazen v podkapitole 2.4.2.4, kde jsou zobrazeny výsledky měření s vypnutým rozmítáním spínací frekvence obvodu s TLD5190. Ve frekvenčním pásmu 30 MHz až 108 MHz je střední hodnota (modrý průběh) rušení překročena až o 25 dB μ V.

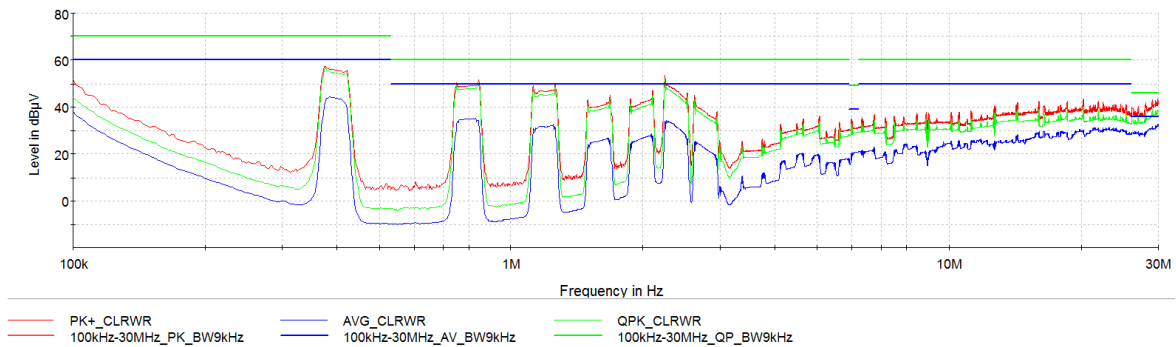


Obrázek 2.23: EMC měření s obvodem MAX25600 100kHz až 30 MHz - bez filtru.



Obrázek 2.24: EMC měření s obvodem MAX25600 30 MHz až 108 MHz - bez filtru.

Druhé měření je provedeno se vstupním filtrem, které je zobrazené na Obrázek 2.25. Ten potvrzuje správnost návrhu vstupního filtru, neboť došlo ke snížení změřených průběhů pod stanovené limity v oblasti do 2 MHz. Na vyšších frekvencích již vstupní filtr velký vliv nemá, protože jsou již příliš daleko za jeho mezní frekvenci a útlum redukuje parazitní vlastnosti prvků LC. Z tohoto důvodu nejsou přiložena měření se vstupním filtrem ve frekvenčním pásmu 30 MHz až 108 MHz. V této oblasti má velký vliv layout DPS. Ke zlepšení EMC měření by mohlo dojít vložením feritové perličky do vstupní části nebo zpomalením hran spínání tranzistorů, ovšem za cenu zvýšení spínacích ztrát tranzistorů. Experimentálně byl odebrán kondenzátor $C_4 = 4,7 \mu\text{F}$ a $C_5 = 100 \text{ nF}$. Výsledky měření se téměř nezměnily. Proto je v další části práce měřeno s upraveným vstupním filtrem.



Obrázek 2.25: EMC měření s obvodem MAX25600 100 kHz až 30 MHz - s filtrem.

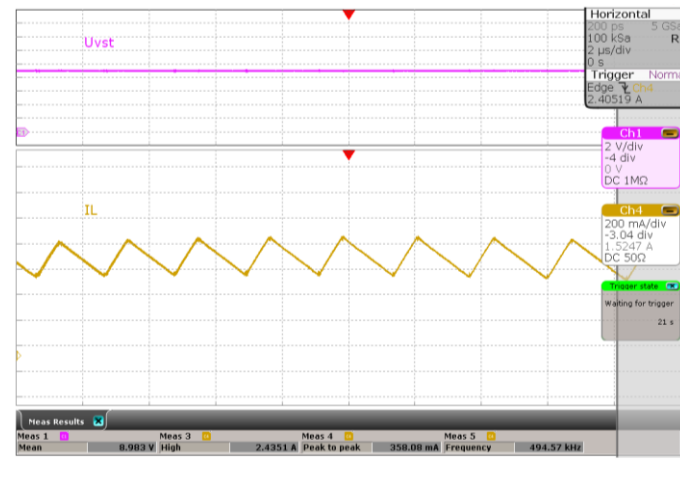
2.4.2 Měření obvodu s TLD5190 ver. 1

Po vyrobení a osazení DPS byl testovací vzorek připojen k nominálnímu vstupnímu napájecímu napětí 13,5 V a střední hodnota výstupního proudu byla změřena 1,5 A, která přesně odpovídá cílenému. Poté byl vzorek podrobený testům, které ověřily jeho plnou funkčnost a zároveň jeho stabilitu. Nejprve byly provedeny funkční testy a měření pro výpočet účinnosti. Testy pokračovaly orientačním měřením termokamerou, při kterém byl diagnostikován poškozený tranzistor T₄. Po jeho výměně byly výsledky účinnosti přeměřeny a na závěr byly provedeny testy EMC.

2.4.2.1 Funkční testy

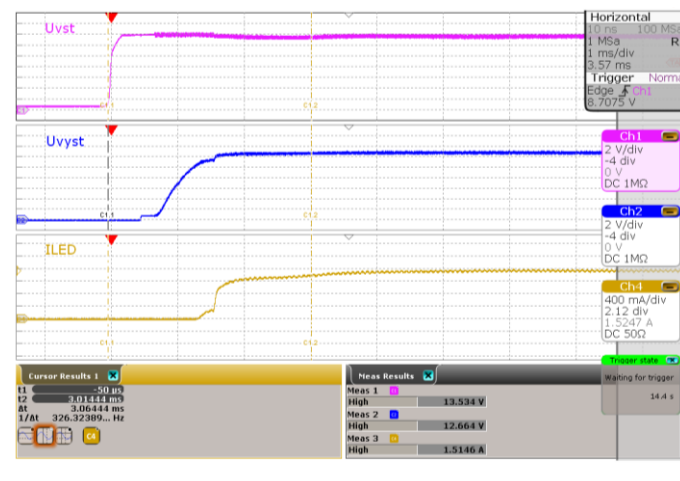
Vzorek je funkčně otestován v rozsahu vstupního napájecího napětí 9 – 16 V. V tomto rozsahu je proveden test stability. Na Obrázek 2.26 je zachycen průběh proudu cívkou při $U_{vst} = 9$ V, z kterého je vidět stabilita obvodu. Zvlnění proudu cívkou I_L je 358 mA a jeho špičková hodnota dosahuje 2,44 A. Spínací frekvence je 495 kHz. Rozdílnost změřené od teoreticky vypočítané spínací frekvence je daná jejím rozmítáním.

Správnost výběru cívky ověřuje toto měření, protože při minimálním vstupním napětí protéká cívkou maximální špičkový proud, který musí být nižší než její saturační a jmenovitý proud udávaný katalogovým listem [13]. Z výsledků měření lze konstatovat, že cívka je navržena správně.



Obrázek 2.26: Průběh proudu cívkou obvodu s TLD5190 $U_{vst} = 9\text{ V}$.

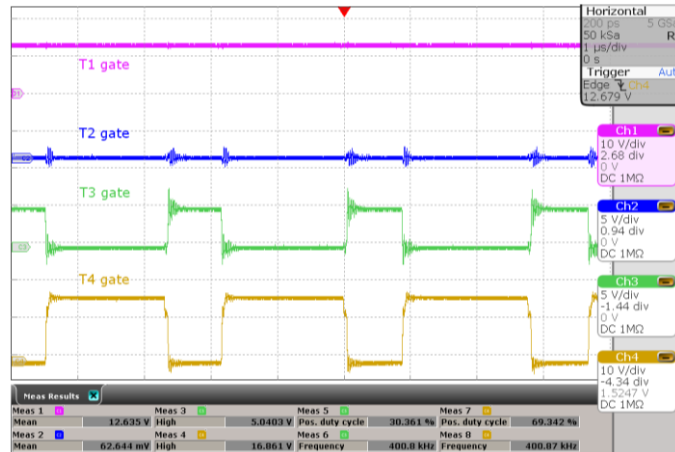
Obrázek 2.27 zobrazuje náběh obvodu do ustáleného stavu při vstupním napětí $U_{vst} = 13,5\text{ V}$. Jeho doba trvá 3 ms, což je v porovnání s předchozím vzorkem téměř dvojnásobný čas. Výstupní napětí je po ustálení stavu stabilní bez překmitů. S rostoucí velikostí kapacity kondenzátoru připojeného k pinu SOFT_START se zvětšuje doba náběhu. Pokud by tato kapacita byla příliš malá, došlo by k vysoké špičce vstupního proudu a obvod by nebyl zapnut z důvodu jeho ochrany maximálního vstupního proudu. Snížením kapacity kondenzátoru C_{12} by pravděpodobně došlo ke zkrácení doby náběhu.



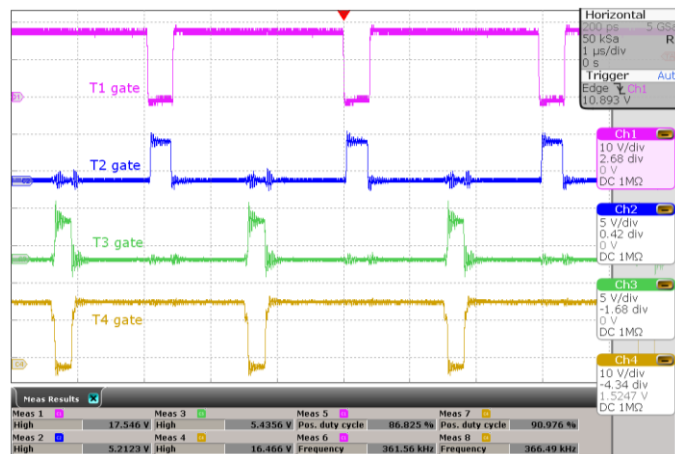
Obrázek 2.27: Doba náběhu obvodu s TLD5190 do ustáleného stavu $U_{vst} = 13,5\text{ V}$.

Na následujících oscilogramech (Obrázek 2.28 až Obrázek 2.30) jsou zobrazeny řídicí signály spínaných tranzistorů přivedené na elektrodu gate ve všech pracovních režimech obvodu. Principiálně se jedná o stejný obvod jako MAX25600, proto není třeba obsáhlejšího komentáře k principu spínání tranzistorů. Střída spínání T_3 při $U_{vst} = 9\text{ V}$ je přibližně 30 % a tranzistoru T_2 při $U_{vst} = 16\text{ V}$ je 18 %. K největším

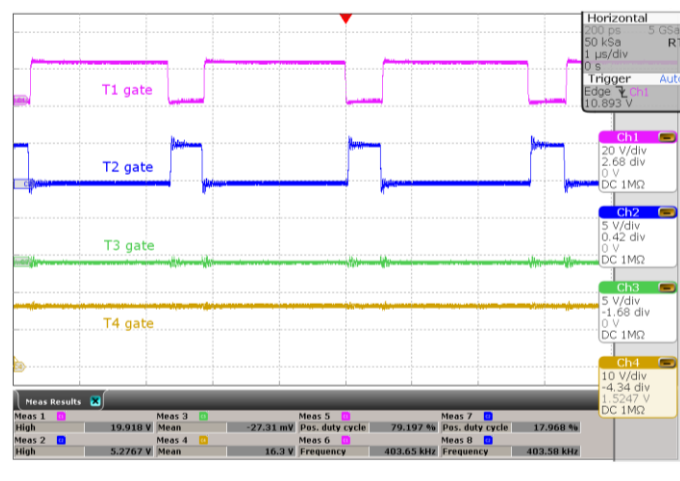
překmitům řídicích signálů dochází u tranzistorů T_2 (modrý) a T_3 (zelený). Tyto napěťové špičky mají negativní vliv v oblasti vysokých frekvencí (desítky MHz) při testech elektromagnetického rušení. Proto této problematice bude věnován prostor v části 2.5.1.1..



Obrázek 2.28: Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 9\text{ V}$ (boost).



Obrázek 2.29: Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 13,5\text{ V}$ (buck-boost).



Obrázek 2.30: Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 16V$ (buck).

Při měření hodnot pro výpočet účinnosti je opakován postup měření vzorku s IO MAX25600. Výsledky měření jsou zaznamenány v *Tabulka 9* (zvyšující se U_{vst}) a v *Tabulka 10* (snižující se U_{vst}). Ze závislosti účinnosti na změně vstupního napětí (Obrázek 2.31) jsou vidět přechody mezi jednotlivými pracovními režimy, které způsobují skokové změny účinnosti. V přechodném pásmu jsou tranzistory T_1 až T_4 zatíženy spínacími ztrátami, a proto je vypočítaná účinnost nižší než v režimech buck či boost. Katalogový list TLD5190 neobsahuje závislost účinnosti na změně vstupního napětí, proto nebylo možné provést porovnání s reálným měřením. Z naměřené závislosti je ovšem možné pozorovat podobné chování obvodu jako u předchozího vzorku. LED driver s TLD5190 dosahuje účinnosti v rozsahu 94 % až 96 %. Vyšší účinnost je způsobena menšími úbytky napětí snímacích rezistorů nastavující výstupní a maximální vstupní proud, a tudíž menšími výkonovými ztrátami. Opět jsou změřené úrovně vstupního napětí, při kterém dochází k přepnutí do přechodného pásma z boost a buck režimu.

Změřené hranice U_{vst} při přechodu z boost režimu do přechodného pásma:

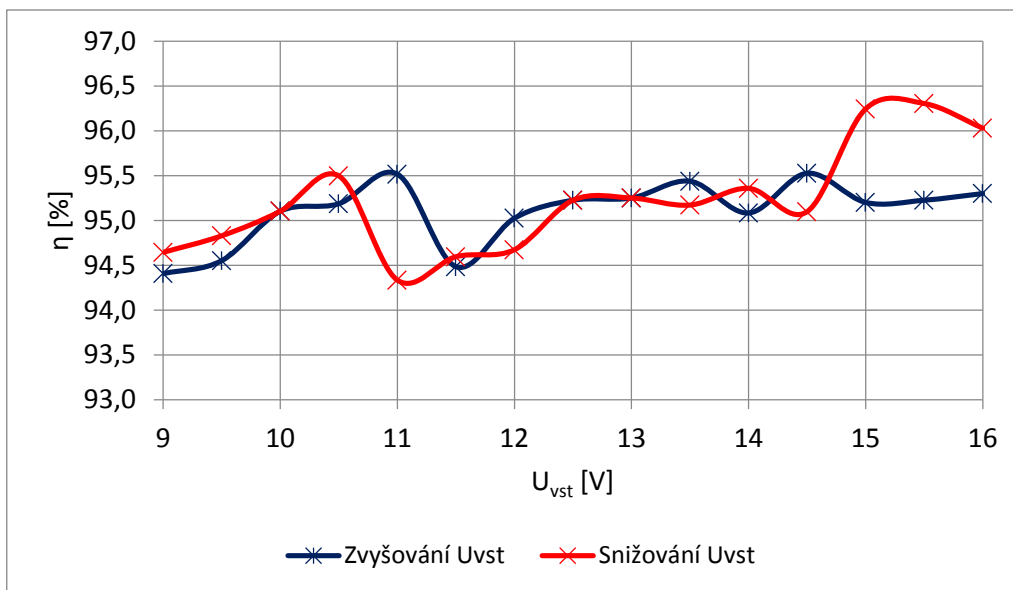
při zvyšování vstupního napětí : $U_{vst} = 11,41 V$

při snižování vstupního napětí: $U_{vst} = 10,60 V$

Změřené hranice U_{vst} při přechodu z buck režimu do přechodného pásma:

při zvyšování vstupního napětí : $U_{vst} = 17,00 V$

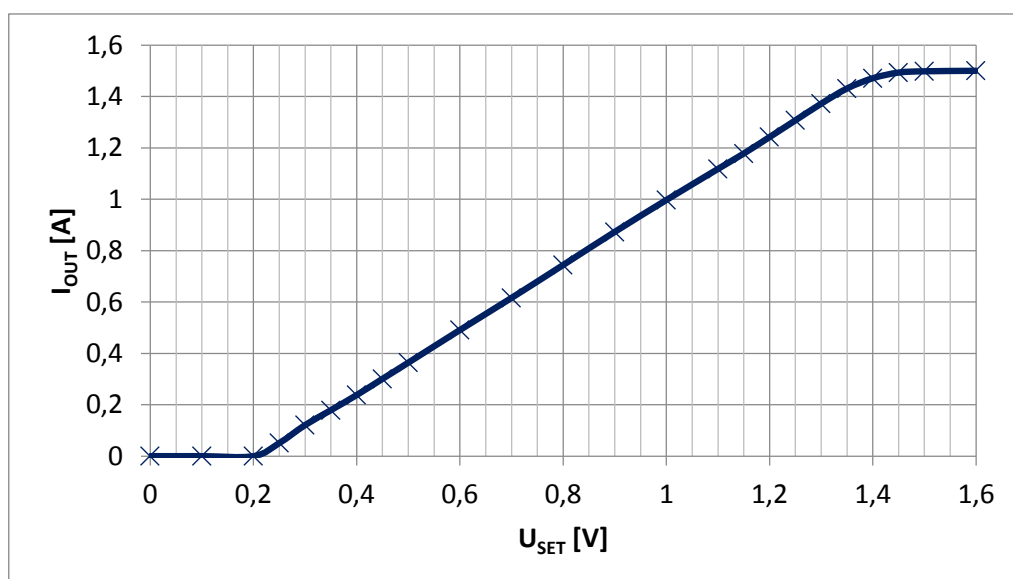
při snižování vstupního napětí: $U_{vst} = 14,86 V$



Obrázek 2.31: Závislost účinnosti na změně vstupního napětí TLD5190 ver.1.

2.4.2.2 Analogová regulace výstupního proudu

Funkce analogové regulace je obeznámena v podkapitole 2.4.1.2. Katalogový list tohoto obvodu uvádí možnou regulaci výstupního proudu v rozsahu napětí 0,2 V až 1,5 V přivedeného na pin SET. Z naměřené závislosti Obrázek 2.32 lze odečíst lineární průběh regulace proudu při napětí $U_{SET} = 0,2$ V až 1,35 V. Nominální výstupní proud 1,5 A je nastaven při $U_{SET} \geq 1,5$ V. Maximální dovolené napětí $U_{SET} = 5,5$ V. Důležité je zmínit, že průběh analogové regulace je nezávislý na velikosti vstupního napětí.



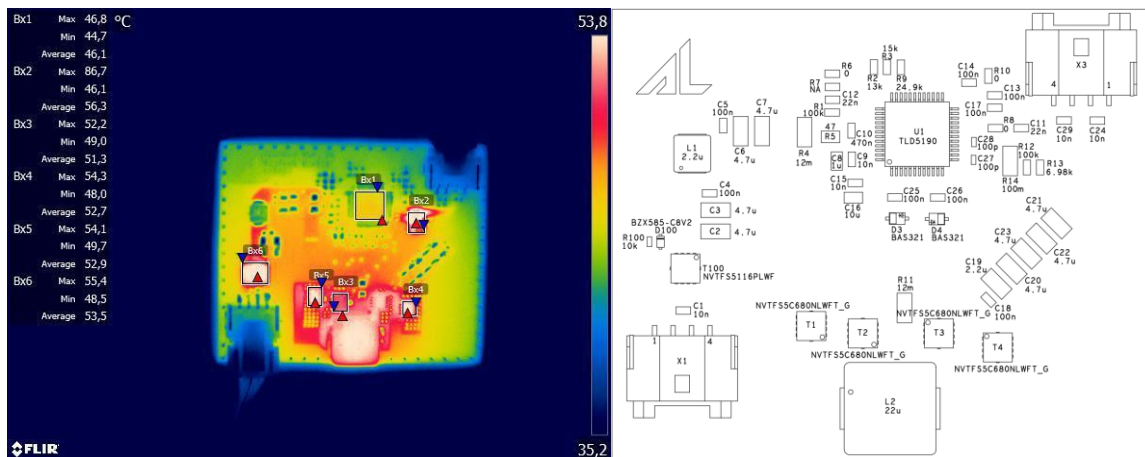
Obrázek 2.32: Závislost výstupního proudu na změně napětí U_{SET} .

2.4.2.3 Teplotní analýza termokamerou

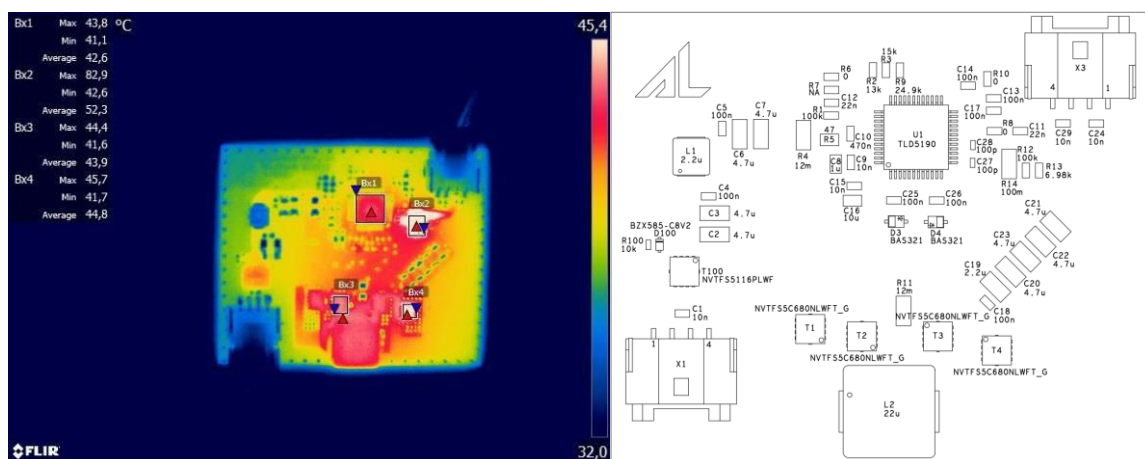
Orientační měření termokamerou probíhá při různých vstupních napětí (Obrázek 2.33 až Obrázek 2.35), aby bylo možné zkontrolovat přibližné rozložení teplot na testovacím vzorku ve všech pracovních režimech. Ten není opatřen přídatným chladičem a je měřen po ustálení teplot komponentů. Měřené oblasti sledují vývoj teplot vybraných součástí:

- Bx1 – integrovaný obvod TLD5190
- Bx2 – snímací rezistor R_{14} nastavující výstupní proud
- Bx3 – tranzistor T_2
- Bx4 – tranzistor T_4
- Bx5 – tranzistor T_1
- Bx6 – tranzistor T_{100}

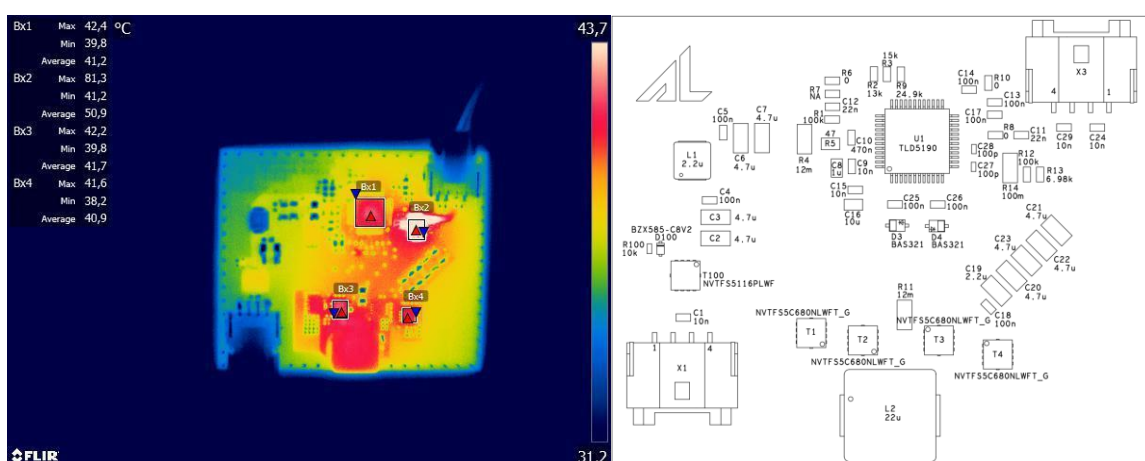
Nejvyšší teplotu má snímací rezistor nastavující výstupní proud (oblast Bx2). Jeho maximální teploty jsou v rozsahu 80 – 85 °C při všech pracovních režimech. Proto bude při optimalizaci vzorku nahrazen velikostí pouzdra 0612. Opět lze pozorovat principy struktury H-můstku, které jsou popsány v kapitole 2.4.1.3. Obecně lze říci, že v rozsahu vstupního napětí 9 – 16 V nedochází k nadměrnému přehřátí komponent. Na hlavním řídicím integrovaném obvodu (oblast Bx1) je naměřena nejvyšší teplota 46,8°C a nejvíce teplotně namáhanými spínanými tranzistory jsou T_1 a T_4 dosahující přibližně teplot 54 °C. Tranzistor T_1 je trvale sepnutý a výkonové ztráty jsou způsobeny odporem v sepnutém stavu R_{DSon} , zatímco u tranzistoru T_4 , který je pravidelně spínán, jsou příčinnou právě spínací ztráty (ang. switching losses). Obě teploty jsou změřeny při vstupním napětí 9 V, kdy obvod pracuje v boost režimu a protéká jím nejvyšší vstupní proud.



Obrázek 2.33: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 9\text{ V}$.



Obrázek 2.34: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 13,5\text{ V}$.

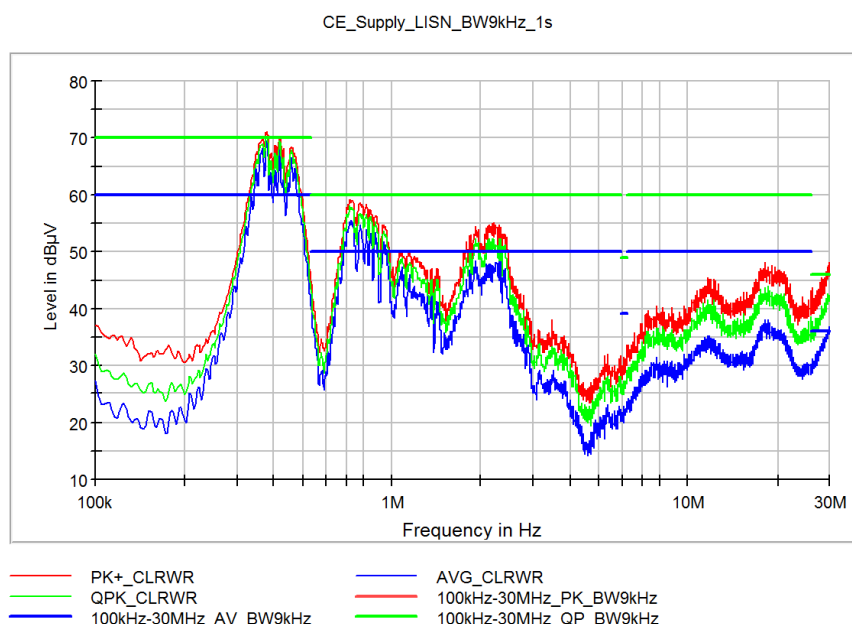


Obrázek 2.35: Termogram obvodu (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 16\text{ V}$.

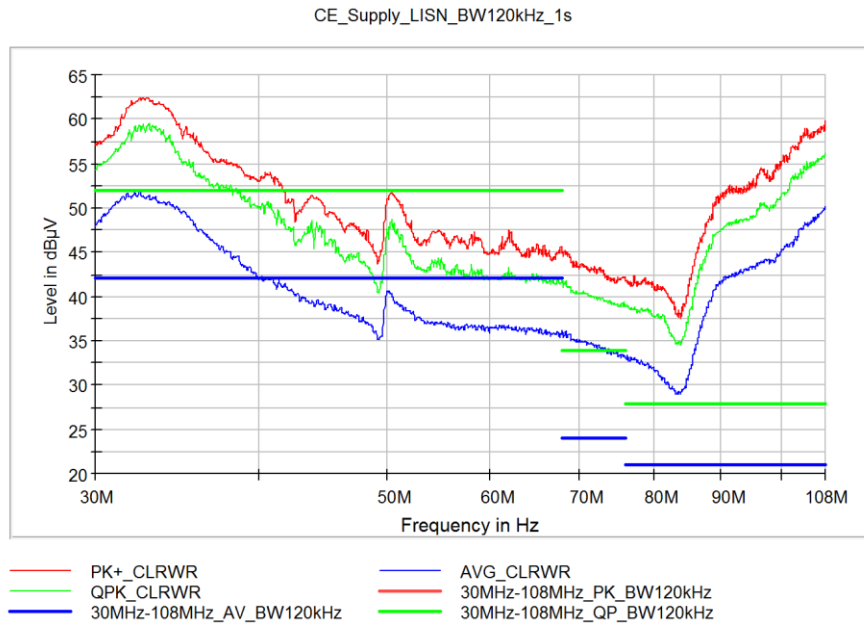
2.4.2.4 EMC testy

Při testování tohoto vzorku je použito stejného způsobu a postupu testování jako u předchozího vzorku. Výsledky se očekávají podobné, neboť je nastavena téměř stejná spínací frekvence. Rozdílem je pouze samotný řídicí integrovaný obvod, malý počet rezistorů a kondenzátorů nastavujících pracovní bod. Samotný layout DPS je také téměř shodný.

Na Obrázek 2.36 je zobrazeno měření bez vstupního filtru při vstupním napětí $U_{vst} = 13,5$ V. Obvod pracuje v buck-boost módu. Opět dochází k dominantnímu rušení v oblasti 350 kHz až 450 kHz, která je širší než v případě obvodu s MAX25600. Je to způsobeno větší šířkou pásma rozmítané spínací frekvence, která je katalogovým listem TLD5190 uváděná 16 % (u MAX25600 6%). Změřené úrovně rušení v těsném okolí spínací frekvence překračují limity střední hodnoty stanovené zákaznickou Renault normou o 10 dB μ V.

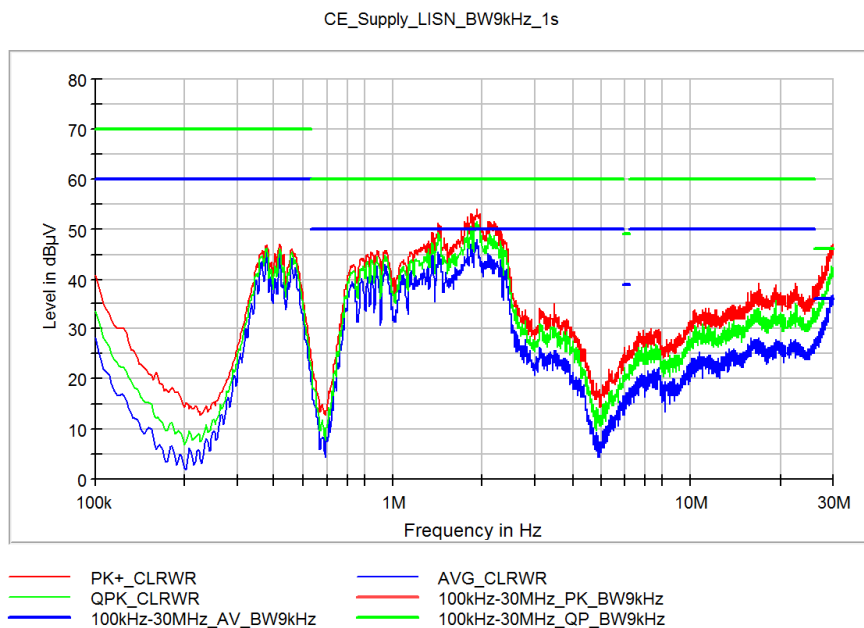


Obrázek 2.36: EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 100kHz až 30 MHz - bez filtru.



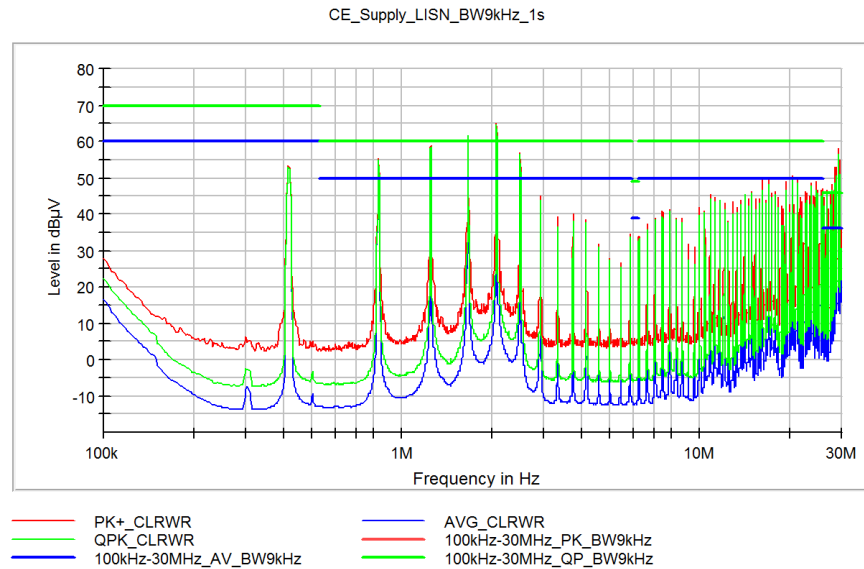
Obrázek 2.37: EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 30 MHz až 108 MHz - bez filtru.

Po aplikaci vstupního filtru jsou splněné limity ve frekvenčním pásmu od 100 kHz do 30 MHz (Obrázek 2.38). Elektromagnetické rušení je potlačeno zejména v oblasti spínací frekvence. Vstupní filtr má opět hlavní vliv ve frekvenční oblasti do 2 MHz. V pásmu 20 MHz je rušení mírně potlačeno, a to přibližně o 5 dB μ V. Nad 30 MHz nedošlo k výrazným změnám. V této oblasti může pomoci změna layoutu, přidání feritové perličky před vstupní filtr či návrh tlumících obvodů ke spínaným tranzistorům.



Obrázek 2.38: EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 100kHz až 30 MHz – s filtrem.

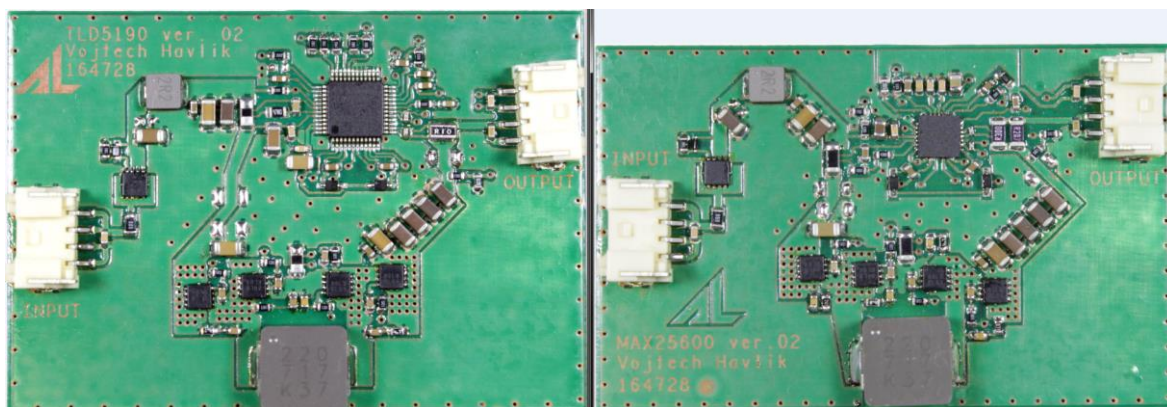
Na Obrázek 2.39 je měření se zapojeným vstupním filtrem, ale s vypnutou funkcí rozprostřeného spektra (ang. spread spectrum). Rušení je dominantní na spínací frekvenci přibližně 410 kHz a její vyšších harmonických složek. Na spínací frekvenci je úroveň rušení vyšší o 7dB μ V v porovnání se zapnutou funkcí.



Obrázek 2.39: EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 100kHz až 30 MHz - s filtrem, vypnutá funkce rozprostřeného spektra.

2.5 Optimalizace testovacích vzorků

Po pečlivém zkoumání prvních testovacích DPS jsou navrženy a vyrobené druhé verze s oběma IO (Obrázek 2.40). Ty jsou následně podrobeny sadě testů, mezi které patří funkční test, orientační měření termokamerou a EMC měření. Cílem optimalizace je zlepšení EMC výsledků a to zejména v okolí FM rádia (88,1 MHz až 108,1 MHz).



Obrázek 2.40: Vzorky pro otestování 2. verze (vlevo TLD5190, vpravo MAX25600).

2.5.1 Optimalizace obvodu s TLD5190

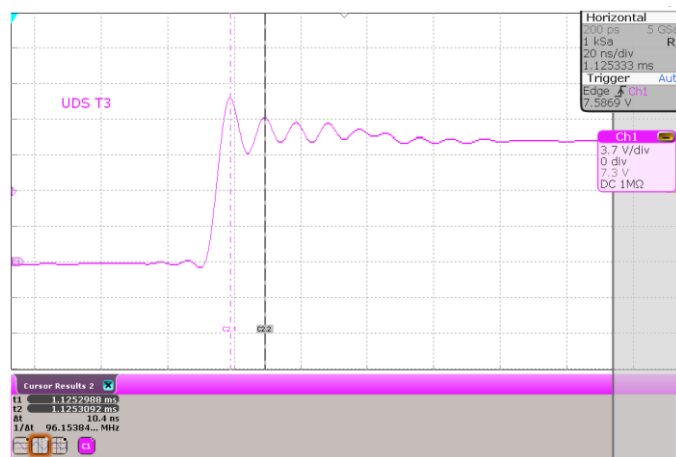
Ve schématickém zapojení (Příloha 7) jsou některé změny v porovnání s prvním vzorkem. Jsou upravené hodnoty rezistorů R_2 a R_3 pro nastavení vstupního podpětí a přepětí. Obvod spolehlivě funguje v rozsahu vstupního napájecího napětí 8,9 V až 16,1 V. Mezi ESD kondenzátorem a ochranou vstupního reverzního napětí jsou připravené pájecí plošky pro osazení feritové perličky, jejíž vlastností je nejvyšší odpor na vysokých frekvencích (řádově stovky MHz). V této práci je její vliv zkoumán až při měření EMC. Při funkčních testech je nahrazena nulovým rezistorem R_{113} . Pro zlepšení EMC testů se v praxi používají tlumící obvody spínaných tranzistorů, které zmírní či zcela utlumí překmity při jejich vypínání. Dále jsou zapojené „pull-up“ rezistory (R_{109} a R_{110}), aby bylo možné detekovat chybové stavy obvodu. Z důvodu teplotního namáhání rezistoru R_{14} je osazena velikost pouzdra 0612, čímž dojde k nižšímu teplotnímu namáhání. Při návrhu DPS jsou zmenšené plochy uzlů hlavní cívky L_2 , které jsou jedním ze zdrojů rušení. Také byl přidán kondenzátor C_{40} blízko tranzistoru T_1 , čímž se zmenší plocha proudové smyčky při buck režimu a dojde ke zlepšení EMC výsledků hlavně v oblasti do 3 MHz.

2.5.1.1 Tlumící obvody tranzistorů

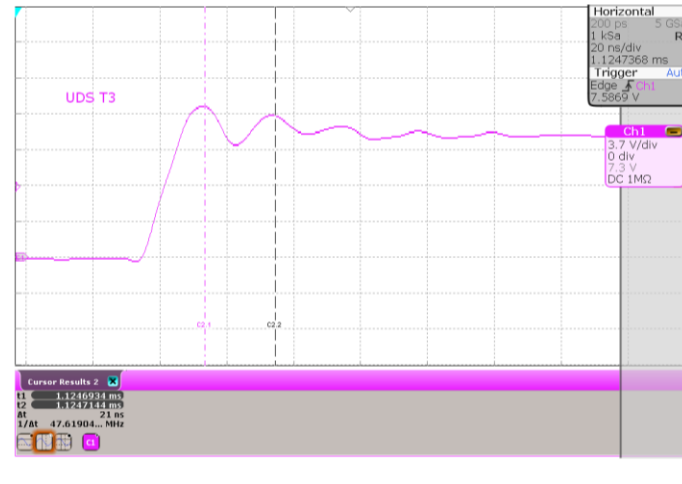
U spínaných napájecích zdrojů dochází ke generování vysokofrekvenčního rušení vlivem překmitů při spínání a rozepínání tranzistorů. Pro jejich omezení se v praxi používají tlumící obvody (ang. snubber) složené z prvků RC, které jsou zapojené mezi

elektrodami drain a source. Frekvenci překmitů velmi často nelze předem přesně odhadnout, protože ji ovlivňuje parazitní indukčnost a kapacita obvodu. V praxi se proto změří osciloskopem, na základě které je velmi orientačně navržen RC obvod. Měření musí být provedeno co nejkratšími přívody měřící sondy k elektrodám tranzistoru, jinak by došlo k zanesení chyb měření. Ideální variantou je použití diferenciální sondy.

Na Obrázek 2.41 je zachycen průběh napětí U_{DS} tranzistoru T_3 a je změřena frekvence překmitu ($f_0 = 96$ MHz). Poté je osazen nulový rezistor ($R_{108} = 0 \Omega$) a zvolená hodnota kapacity kondenzátoru ($C_{37} = 1$ nF), aby došlo ke snížení frekvence přibližně na polovinu. Změřenou frekvenci $f_1 = 47$ MHz dokumentuje Obrázek 2.42. Z naměřených frekvencí a vypočítané přibližné parazitní indukčnosti a kapacity obvodu je dopočítaný výsledný rezistor ($R_{108} = 5,11 \Omega$) a kondenzátor ($C_{37} = 1$ nF) tlumícího obvodu. Zachycený průběh s vypočítaným RC obvodem je zobrazen na Obrázek 2.43. [19]



Obrázek 2.41: Tlumící obvod tranzistoru T_3 , $R_{108} = NA$ a $C_{37} = NA$.



Obrázek 2.42: Tlumící obvod tranzistoru T_3 , $R_{108} = 0 \Omega$ a $C_{37} = 1 \text{ nF}$.

Výpočet RC tlumícího obvodu [19]:

koeficient frekvencí po přidání $C_{37} = 1 \text{ nF}$ a $R_{108} = 0 \Omega$:

$$m = \frac{f_0}{f_1} = \frac{96 \cdot 10^6}{47 \cdot 10^6} = 2,04 \quad (2.41)$$

parazitní kapacita obvodu:

$$C_0 = \frac{C_1}{m^2 - 1} = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{2,04^2 - 1} = 0,32 \text{ nF} \quad (2.42)$$

parazitní indukčnost obvodu:

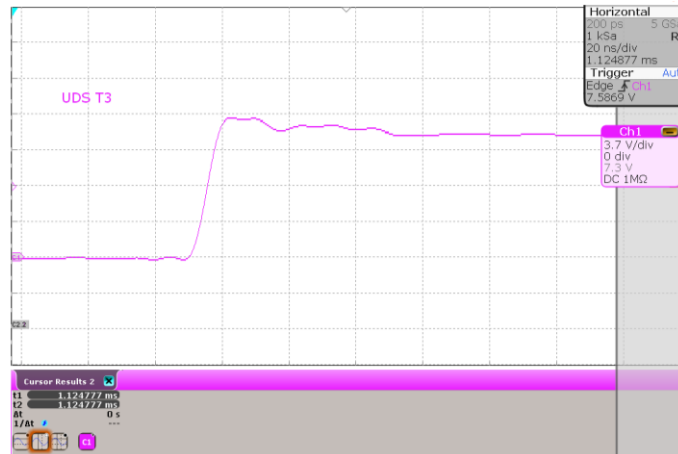
$$L = \frac{m^2 - 1}{(2 \cdot \pi \cdot f_0)^2 \cdot C_1} = \frac{2,04^2 - 1}{(2 \cdot \pi \cdot 96 \cdot 10^6)^2 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 8,70 \text{ nH} \quad (2.43)$$

hodnota kapacity kondenzátoru tlumícího obvodu:

$$C_{snub} = 3 \cdot C_0 = 3 \cdot 0,31 \cdot 10^{-9} = 0,93 \text{ nF} \quad (2.44)$$

hodnota rezistoru tlumícího obvodu:

$$R_{snub} = \sqrt{\frac{L}{C_0}} = \sqrt{\frac{8,70 \cdot 10^{-9}}{0,32 \cdot 10^{-9}}} = 5,22 \Omega \quad (2.45)$$



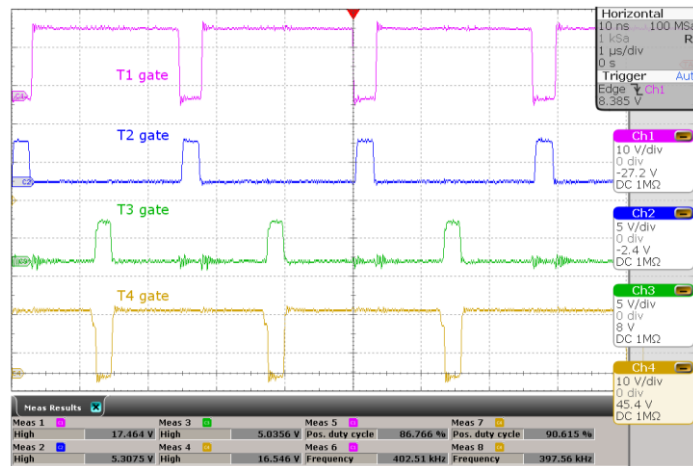
Obrázek 2.43: Tlumící obvod tranzistoru T_3 , $R_{108}=5,11 \Omega$ a $C_{37} = 1 \text{ nF}$.

Tímto způsobem jsou proměřené průběhy napětí U_{DS} tranzistorů T_1 až T_4 a navržené tlumící obvody.

Navržené tlumící obvody zmírňují překmity při vypínání tranzistorů. Z průběhů napětí na elektrodách gate ukázaných v předešlých kapitolách jsou také patrné překmity při zapnutí tranzistorů. Ty lze eliminovat zapojeným RC článkem k elektrodě gate tranzistoru, čímž se zvýší jeho vstupní kapacita a prodlouží se jeho doba sepnutí. V praxi jsou osvědčené kondenzátory s hodnotami v řádu jednotek nF a rezistory do 10Ω . Proto jsou osazené komponenty v tomto rozsahu.

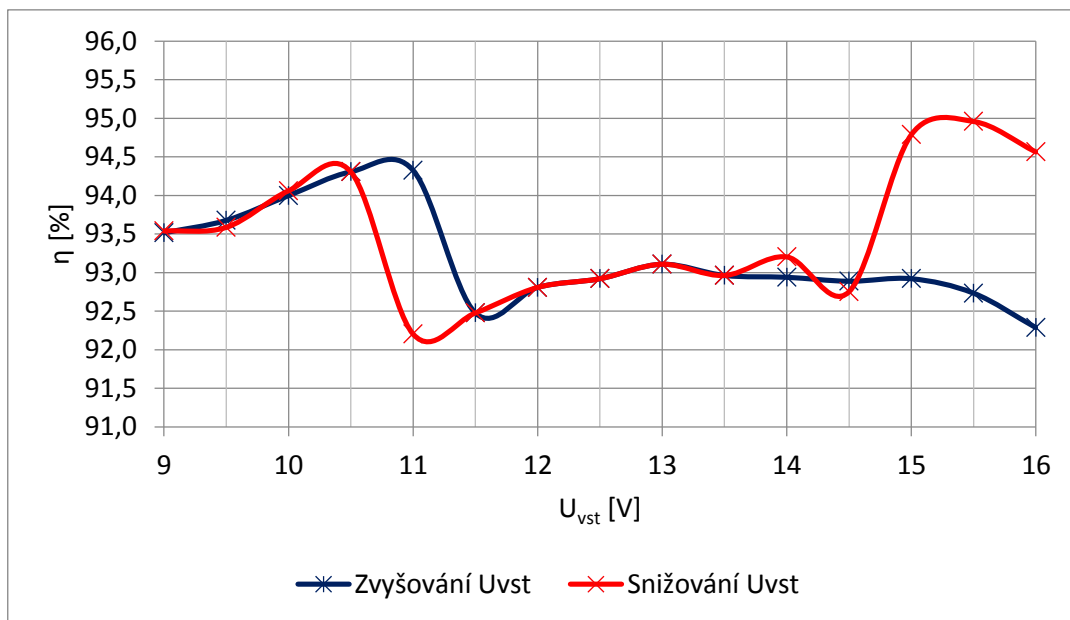
2.5.1.2 Sada testů TLD5190 ver. 2

Na Obrázek 2.44 jsou zobrazené průběhy napětí na elektrodách gate tranzistorů T_1 až T_4 při $U_{Vst} = 13,5 \text{ V}$ s osazenými RC obvody. Již nedochází k překmitům při jejich sepnutí a lze vidět správnou funkci obvodu. Proto dochází k pravidelnému spínání tranzistorů s jedinou naměřenou spínací frekvencí 398 kHz .



Obrázek 2.44: Řídící signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 2, $U_{vst} = 13,5 \text{ V}$.

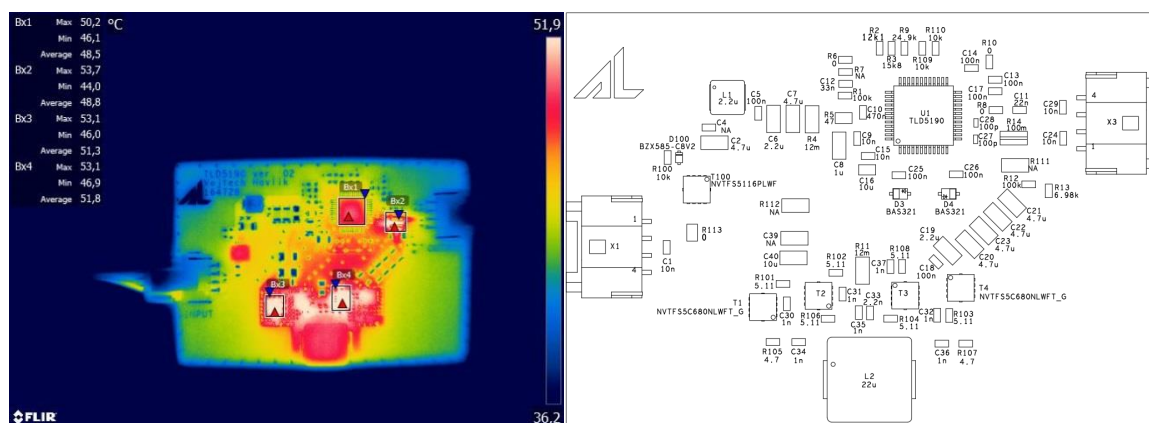
Při měření a výpočtu účinnosti je postupováno stejným způsobem jako v případě předchozí verze testovacího vzorku. Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti jsou v Tabulka 11 a Tabulka 12. V celém požadovaném rozsahu vstupního napětí LED driver dosahuje účinnosti v rozsahu 92 % až téměř 95% (Obrázek 2.45). Dochází k celkovému poklesu účinnosti o 2-3 % v porovnání s první verzí vzorku. To je způsobeno přidáním tlumících obvodů, které zpomalují doby sepnutí tranzistorů, čímž se zvyšují jejich spínací ztráty. Vždy je proto důležité najít vhodný kompromis mezi účinností a elektromagnetickým rušením.



Obrázek 2.45: Závislost účinnosti na změně vstupního napětí TLD5190 ver. 2.

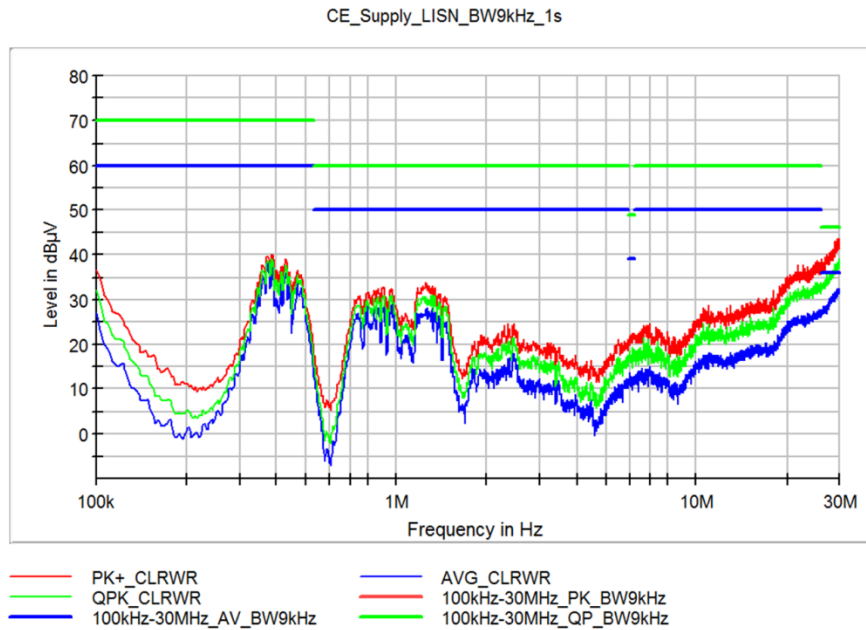
Orientační měření termokamerou testovacího vzorku (Obrázek 2.46 vlevo) je provedeno při $U_{vst} = 13,5 \text{ V}$, po ustálení teplot a bez přídavného chladiče. Při porovnání s předchozí verzí vzorku je naměřena o téměř $30 \text{ }^\circ\text{C}$ nižší teplota snímacího rezistoru nastavujícího výstupní proud, což je dané změnou jeho velikosti pouzdra. Naopak dochází k vyššímu teplotnímu namáhání spínaných tranzistorů vlivem vyšších spínacích ztrát. Nejvyšší teplota je naměřena na tranzistorech T_1 a T_3 , a to $53,1 \text{ }^\circ\text{C}$. To je přibližně o $7 \text{ }^\circ\text{C}$ vyšší teplota než u první verze. Termogram zobrazuje měřené oblasti:

- Bx1 – integrovaný obvod TLD5190
- Bx2 – snímací rezistor R_{14}
- Bx3 – tranzistor T_1
- Bx4 – tranzistor T_3



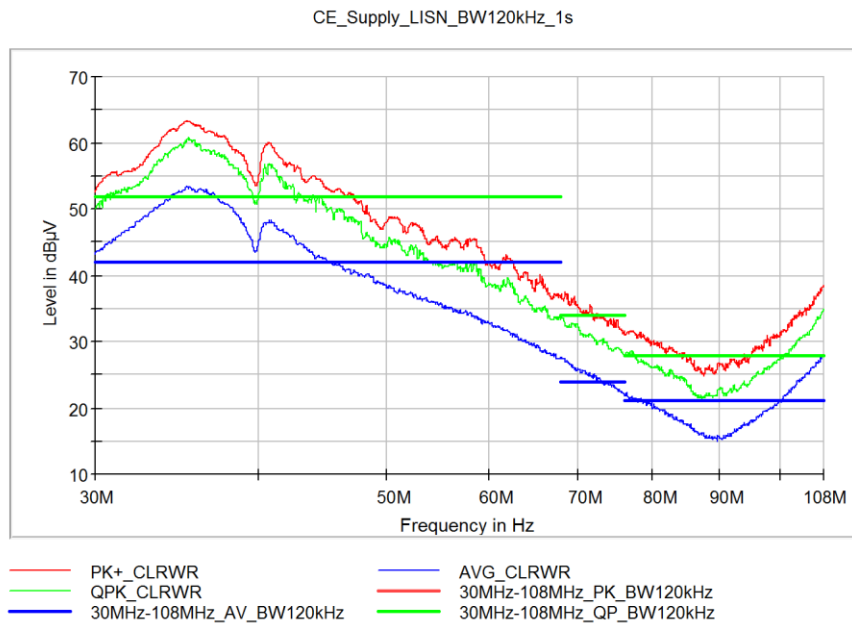
Obrázek 2.46: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu TLD5190 ver. 2, $U_{vst} = 13,5 \text{ V}$.

Při měření rušení po vedení je vzorek osazený s EMC filtrem a kondenzátorem C_{40} při $U_{vst} = 13,5 \text{ V}$. Testovaný vzorek opět splňuje požadované limity v pásmu 100 kHz až 30 MHz a díky úpravě layoutu a přidání kondenzátoru C_{40} je úroveň rušení snížena až o $20 \text{ dB}\mu\text{V}$, což představuje výrazné zlepšení (Obrázek 2.47).



Obrázek 2.47: EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 2, 100kHz až 30 MHz.

Obrázek 2.48 zobrazuje úroveň rušení ve frekvenčním pásmu 30 MHz až 108 MHz. Bohužel v oblasti 35 MHz nedochází ke zlepšení a naměřená úroveň rušení přesahuje stanovené limity o 10 dB μ V. Přidáním tlumících obvodů dochází k výraznému zlepšení úrovně rušení v oblasti FM pásma (88,1 MHz až 108,1 MHz), a to až o 25 dB μ V. Vzorek je změřen i s osazenou feritovou perličkou ozn. MPZ2012S101AT. Není ale pozorován její vliv. Obvod nesplňuje požadované limity a bylo by vhodné provést ještě jednu optimalizaci layoutu např. zmenšením ploch proudových smyček. Řešením by mohl být návrh obvodu na čtyřvrstvé DPS, čímž by došlo k odstínění měřicích, řídicích signálů a výkonové části.



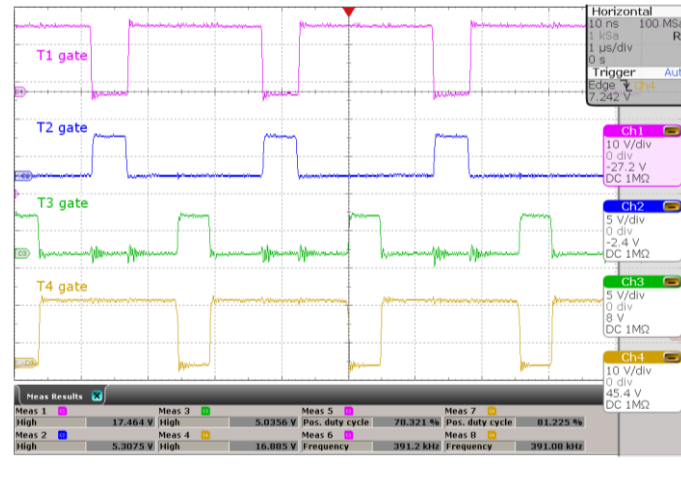
Obrázek 2.48: EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 2, 30MHz až 108 MHz.

2.5.2 Optimalizace obvodu s MAX25600

Při optimalizaci obvodu s MAX25600 jsou ve schématu (Příloha 10) vytvořené podobné změny jako v případě obvodu s TLD5190. Opět jsou připravené pájecí plošky pro feritovou perličku, upravená hodnota (R_5) děliče napětí pro ochranu vstupního podpětí. Obvod funguje od vstupního napájecího napětí $U_{vst} = 8,8$ V. Pro možnost detekce chyb je zapojení doplněno rezistorem R_{113} . Poslední změnou je přidání tlumících obvodů a RC článků připojených ke spínaným tranzistorům. Jejich návrh probíhal stejným způsobem jako v podkapitole 2.5.1.1, proto není nutné ho zde opět popisovat. Při návrhu layoutu (Příloha 11) je snahou zmenšení ploch uzlů hlavní cívky, co nejbližší umístění kondenzátoru C_{23} k tranzistoru T_1 . Vyroběný a osazený vzorek patřičnými komponenty je připraven pro sadu testů.

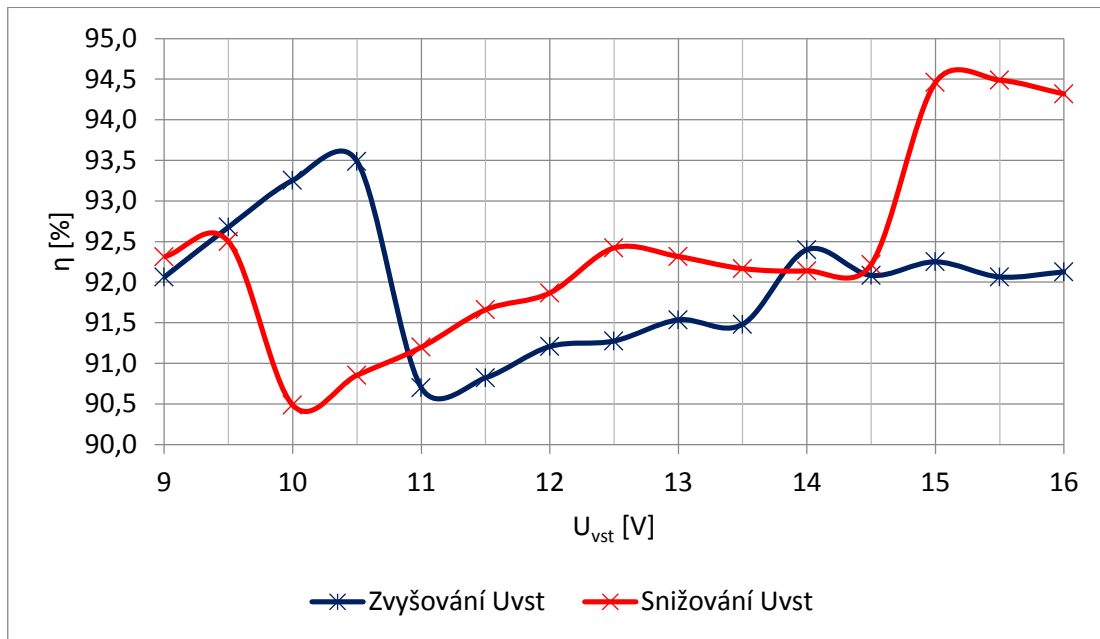
2.5.2.1 Sada testů MAX25600 ver. 2

Po přidání RC článků a tlumících obvodů jsou zachycené průběhy napětí na elektrodě gate jednotlivých spínaných tranzistorů T_1 až T_4 při $U_{vst} = 13,5$ V na Obrázek 2.49. Průběhy jsou v porovnání s prvním vzorkem bez výrazných překmitů, což je žádoucí. Naměřená frekvence a pravidelnost spínání ověřují správnou funkci obvodu.



Obrázek 2.49: Řídící signály spínaných tranzistorů MAX25600 ver. 2, $U_{vst} = 13,5$ V.

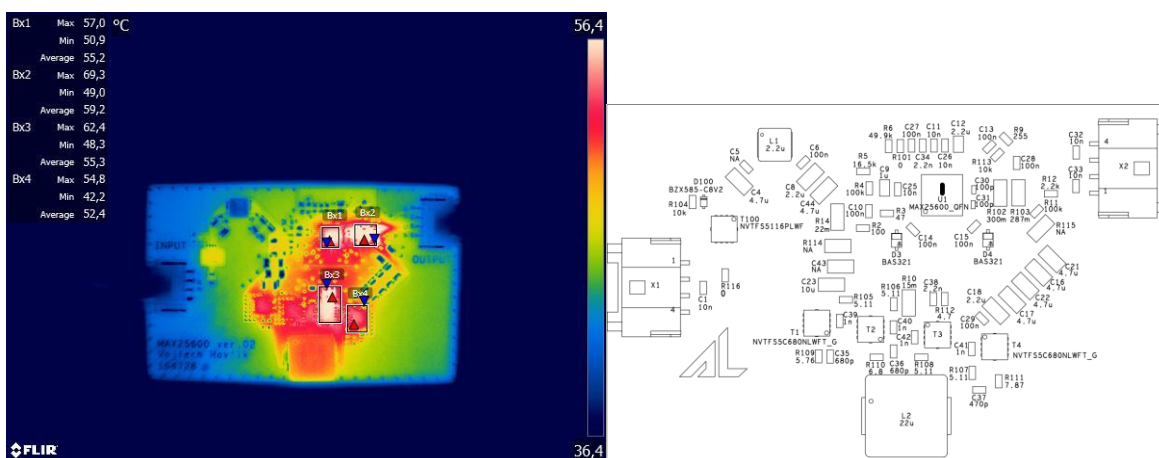
Jako v předešlých případech jsou stejným způsobem změřené hodnoty pro výpočet účinnosti v Tabulka 7 a Tabulka 8. Dochází k jejímu očekávanému poklesu o 1 % až 2,5 % z důvodu vyšších spínacích ztrát tranzistorů. Úrovně vstupního napájecího napětí přechodu mezi jednotlivými pracovními režimy se nezměnily.



Obrázek 2.50: Závislost účinnosti na změně vstupního napětí MAX25600 ver. 2.

Nejvíce teplotně namáhanými komponenty jsou snímací rezistory (Bx2) dosahující 69 °C. Dále rezistor R₁₁₂ s teplotou 62 °C, který je součástí tlumícího obvodu (ang. snubber) tranzistoru T₃. Termogram zobrazuje měřené oblasti při U_{vst} = 13,5 V na Obrázek 2.51 (vlevo):

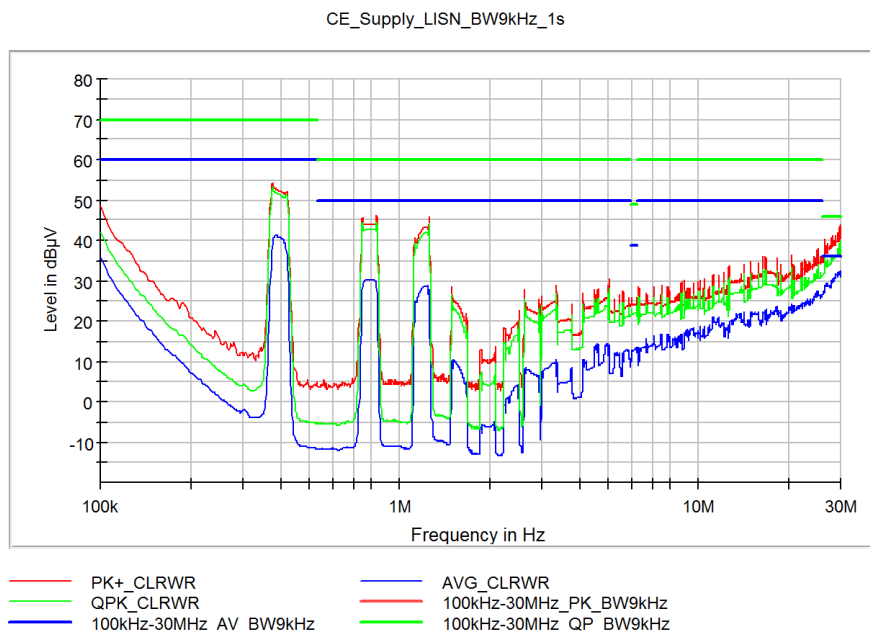
- Bx1 – integrovaný obvod MAX25600
- Bx2 – snímací rezistory R₁₀₂ a R₁₀₃
- Bx3 – tranzistor T₃, C₃₀ a R₁₁₂
- Bx4 – tranzistor T₄



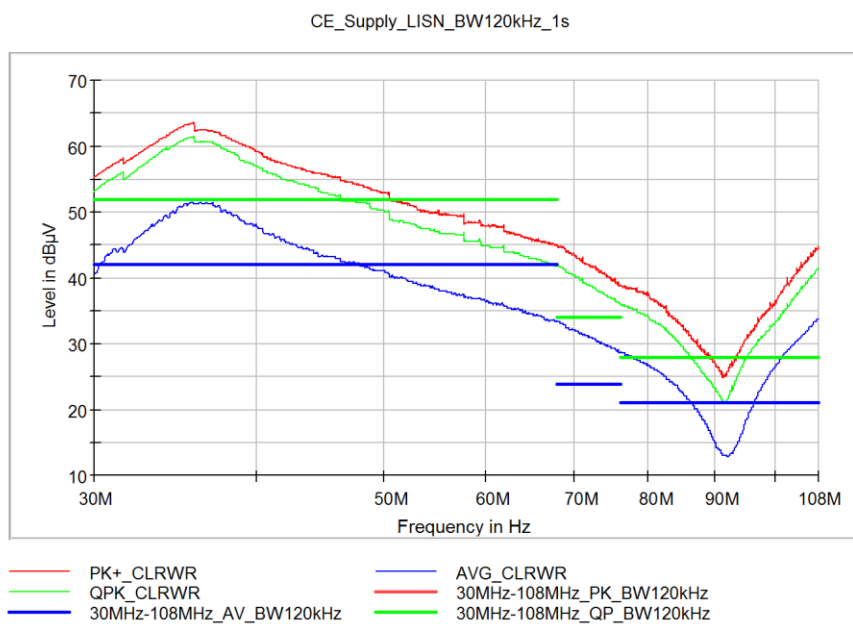
Obrázek 2.51: Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu MAX25600 ver. 2, U_{vst} = 13,5 V.

Při EMC testování je měřený vzorek již s osazeným vstupním filtrem při U_{vst} = 13,5 V. Osazení kondenzátoru C₂₃, kterým je zmenšena proudová smyčka, má pozitivní vliv na frekvenční oblast do 3 MHz, v které je naměřena střední hodnota rušení až o 30 dB μ V nižší (Obrázek 2.52) v porovnání v prvním verzi vzorku.

Z Obrázek 2.53 je vidět zlepšení výsledků v oblasti nad 70 MHz. Tuto oblast nejvíce ovlivňuje úprava layoutu a osazení tlumících obvodů. Na frekvenci 108 MHz je naměřena střední hodnota rušení o 10 dB μ V nižší než u prvního vzorku, nicméně stále převyšuje stanovené limity o 13 dB μ V. Opět byla osazena feritová perlička ozn. MPZ2012S101AT, která neměla na průběh měření vliv. Pro úspěšné splnění EMC testů by bylo vhodné promyšlení změny layoutu např. změna rozložení spínaných tranzistorů, zmenšení ploch uzlů hlavní cívky.



Obrázek 2.52: EMC měření s obvodem MAX25600 ver. 2, 100kHz až 30 MHz.



Obrázek 2.53: EMC měření s obvodem MAX25600 ver. 2, 30 MHz až 108 MHz.

2.6 Doporučení pro návrh DPS

Testovací vzorky splňují limity EMC rušení dané zákaznickou normou pouze v oblasti do 30 MHz. I přes optimalizaci vzorků dochází ke zvýšenému rušení ve vyšším frekvenčním pásmu. Z předchozích kapitol je zřejmé, že zlepšených výsledků v této oblasti je již obtížné dosáhnout změnou schématu. Proto by byla vhodná ještě jedna úprava layoutu. Tato kapitola je proto věnována doporučením při návrhu DPS, díky kterým by bylo možné stanovené limity splnit při zachování správné funkčnosti obvodu.

Při návrhu DPS je důležité udržení malých ploch proudových smyček. Proto je dobré umístit část vstupních kondenzátorů co nejbližší k tranzistoru T_1 a zároveň výstupních kondenzátorů k tranzistoru T_4 . Elektromagnetické rušení nejvíce generují signály s rychlými změnami a ostrými hranami. V této práci se jedná zejména o řídicí signály připojené k elektrodám gate spínaných tranzistorů a také o uzly hlavní cívky, skrz kterou protéká pilovitý průběh proudu. Pokud by bylo možné oboustranné osazení komponentů, zkrátily by se cesty řídicích signálů tranzistorů T_3 a T_4 . Z měření termokamerou je vidět, že nedochází k nadměrnému zahřátí spínaných tranzistorů, proto může být v další optimalizaci snížen počet prokůvů. Tím může být posunuta cívka blíže k tranzistorům a zmenší se plochy uzlů hlavní cívky. Pro zajištění stability obvodu je vhodné co nejkratší spojení RC obvodu a patřičného pinu integrovaného obvodu. Tím dojde k menšímu zarušení signálu. Dalším z doporučených prvků umístěných v blízkosti IO je snímací rezistor, kterým je nastaven požadovaný výstupní proud.

Poslední možností je návrh na čtyřvrstvé DPS. Tím lze dosáhnout lepšího odstínění měřicích, řídicích signálů a výkonové části. Na TOP vrstvě může být umístěná pouze výkonová a logická část. První vnitřní vrstva by sloužila jako robustní výkonová zem, kterou by byly odděleny zbývající signály. V druhé vnitřní vrstvě by byly vedeny pouze měřicí signály ze snímacích rezistorů. BOTTOM vrstva by byla vyhrazená pro řízení jednotlivých spínaných tranzistorů. Tato varianta je ovšem finančně nejnákladnější. Obecně platí řada doporučení pro redukci elektromagnetického rušení. Při praktické optimalizaci DPS je nutné zvolit kompromis, jelikož není možné všechna doporučení záraz realizovat např. z důvodu malého prostoru.

2.7 Srovnání testovacích vzorků

V této části jsou srovnány oba navržené vzorky z hlediska funkčnosti, účinnosti a EMC měření. Jejich hlavní parametry jsou uvedené v Tabulka 4.

Tabulka 4: Srovnání testovacích vzorků.

Parametry	Obvod s MAX25600	Obvod s TLD5190
Výstupní proud I_{LED} [A]	1,49	1,5
Automotive kvalifikace	ANO	ANO
Cena IO [Kč] [zdroj: www.mouser.com]	150	114
<i>Bez tlumících obvodů</i>		
Účinnost - max [%]	95,4	96,3
Účinnost - min [%]	92,1	94,3
<i>S tlumícími obvody</i>		
Účinnost - max [%]	94,5	95
Účinnost - min [%]	90,5	92,2

Rozložení komponent obvodu s MAX25600 bylo možné navrhnout kompaktněji z důvodu jeho menšího pouzdra, které je typu 28TQFN. Nevýhodou je složitější kontrola pájených spojů a absence ochrany vstupního přepětí.

V katalogovém listu obvodu TLD5190 nejsou k dispozici všechny potřebné výpočty. Proto bylo pro výpočet cívky vycházeno z katalogového listu MAX25600, jelikož se jedná o principiálně stejné chování obvodů. IO TLD5190 umožňuje vypnutí funkce rozmítání spínací frekvence, jehož vliv byl ukázán v podkapitole 2.4.2.4.

Z funkčního hlediska nebyl pozorován zásadní rozdíl mezi oběma vybranými integrovanými obvody. Navrženými obvody bylo dosaženo velice přesně nastaveného výstupního proudu. Na vypočítanou účinnost mají negativní vliv osazené tlumící obvody. Proto jsou v Tabulka 4 uvedené hodnoty účinnosti před i po jejich osazení. Celkově vyšší účinnosti dosahuje obvod s TLD5190, což je způsobeno menšími úbytky napětí snímacích rezistorů a tudíž jejich nižšími výkonovými ztrátami.

Hodnoty EMC rušení po vedení (ang. conducted emissions) vykazují lepší výsledky obvodu s TLD5190. V oblasti spínací frekvence dosahuje přibližně o 5 dB μ V nižší hodnoty rušení. To způsobuje větší rozsah spínací frekvence při jejím rozmítání v porovnání s MAX25600. V pásmu 30 MHz až 108MHz jsou výsledky měření obou vzorků podobného charakteru. Při orientačním měření termokamerou bylo změřeno vyššího teplotního namáhání IO MAX25600 přibližně o 7 °C. Příčinou je jeho menší chladicí ploška (ang. exposed pad) umístěná na spodní straně pouzdra. Pro přesnější

a spolehlivější měření by bylo nutné použití nalepených termočlánků přímo na integrovaný obvod.

Rozdíl zapojení vyrobených vzorků tvoří především samotný integrovaný obvod, který má dominantní vliv na jejich cenu. Ostatní finančně nákladné prvky (cívka, tranzistory) jsou v obou zapojení stejné. Proto vzhledem k ceně IO a výsledků měření se jeví vhodnějším pro použití v sériovém projektu TLD5190.

3 Závěr

V teoretické části této diplomové práce byl popsán princip spínaných měničů (DC/DC měničů) a jeho dvou základních typů - snižujícího a zvyšujícího. Dále bylo objasněno použití LED budiče, který je jedním z typů spínaných měničů. Podrobně byla rozebrána univerzální struktura H-můstku, která je schopná pracovat v obou základních režimech.

Po teoretickém rozboru a zadaných požadavků pro tuto práci byly vybrány dva vhodné integrované obvody. Jedním z nich je MAX25600 od výrobce Maxim Integrated a druhým je TLD5190 od výrobce Infineon. Cílem práce bylo jejich vzájemné porovnání. Proto bylo snahou vytvoření co nejvíce podobných zapojení s oběma vybranými IO.

Při návrhu zapojení byla čerpána doporučení z katalogových listů výrobců. Práce pokračovala návrhem DPS. Z technologických důvodů byla zvolena dvouvrstvá DPS s jednostranným osazením komponentů. Po jeho kontrole byly vzorky funkčně ověřeny a proběhlo s nimi orientační měření termokamerou, EMC měření a výpočet účinnosti. Zjištěné funkční problémy byly zadokumentované a jejich řešení popsané v praktické části. Práce pokračovala optimalizací vzorků s cílem zlepšených výsledků EMC měření. Druhé verze vzorků byly opět otestovány stejnou sadou měření.

Z funkčního hlediska nebyl pozorován výrazný rozdíl mezi oběma integrovanými obvody. V celém zadaném rozsahu vstupního napájecího napětí 9 - 16 V byl splněn požadavek konstantního výstupního proudu. Přesnost jeho nastavení byla u obou vzorků minimálně 99 %, což je s ohledem na tolerance komponentů skvělý výsledek.

Mírně vyšší maximální účinnosti dosahuje obvod s TLD5190, a to 95 %. To je přibližně o 0,5 % více v porovnání s druhým navrženým obvodem. To je zapříčiněno nižšími výkonovými ztrátami snímacích rezistorů.

Pro orientační zjištění více teplotně namáhaného integrovaného obvodu bylo použito měření termokamerou. Vyšší teploty byly naměřeny u obvodu s MAX25600. Teplota samotného integrovaného obvodu byla vyšší o 7 °C v porovnání s IO TLD5190, který má větší velikost pouzdra a snadněji dochází k odvodu tepla z jeho čipu.

Při měření EMC bylo u obou testovacích vzorků sledováno rušení po vedení (ang. conducted emissions). Průběhy naměřených výsledků vykazují podobný charakter. Optimalizací byly v některých oblastech zlepšeny výsledky až o 25 dB μ V. Přesto ani jeden vzorek nesplnil limity v celém měřeném frekvenčním pásmu 100 kHz až 108 MHz dané zákaznickou normou Renault.

LED budiče struktury H-můstku mají díky účinnosti přesahující hranici 90 % vysoký potenciál. Vzhledem k naměřeným výsledkům a také nezanedbatelnému rozdílu cen IO se dle mého názoru jeví vhodnější volbou pro potenciální použití v sériových projektech realizovaných ve firmě Marelli Automotive Lighting Jihlava integrovaný obvod TLD5190.

Seznam použité literatury

- [1] One-Quadrant Switched-Mode Power Converters - Petrocelli, R. CERN Yellow Report CERN-2015-003, pp.115-139 arXiv:1607.01669 [physics.acc-ph]
- [2] VOCHYÁN, Josef. Základy Optiky a Elektroniky. Jihlava: Automotive Lighting, 2014, 66 s. Prezentace.
- [3] DC to DC buck converter tutorial [online]. 2001 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/2/2031.html>
- [4] High-Side current-sense measurement: Circuits and Principles [online]. 2001 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/7/746.html>
- [5] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. Napájení elektronických zařízení: přednášky [online]. Brno: Vysoké učení technické, 2002 [cit. 2019-12-01]. ISBN 80-214-2300-5.
- [6] GELNAR, Ondřej. Výkonný zdroj pro LED s DC/DC měničem. Ostrava, 2019. Diplomová práce. VŠB Ostrava.
- [7] Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC [online]. 2008 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/AN-6076.pdf.pdf>
- [8] Katalogový list MAX25600 [online]. 2019 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX25600.pdf>
- [9] Katalogový list TLD5190 [online]. 2018 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLD5190-DataSheet-v01_10-EN.pdf?fileId=5546d462625a528f0162af122f3300b8
- [10] Katalogový list LT8391 [online]. 2016 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/8391fa.pdf>
- [11] Bootstrap Circuitry Selection for Half-Bridge Configurations [online]. 2018 [cit. 2019-12-01]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/slva887/slva887.pdf>
- [12] NVTFS5C680NL [online]. 2019 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NVTFS5C680NL-D.PDF>
- [13] VCMT104T-220MN5 [online]. 2018 [cit. 2019-12-11]. Dostupné z: <http://weixiu0451.com/?upfile/products/download/VCMT104T.pdf>
- [14] NVTFS5116PL [online]. 2019 [cit. 2020-05-09]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/NVTFS5116PL-D.PDF>
- [15] VCHA042A-2R2MS6 [online]. 2019 [cit. 2020-05-09]. Dostupné z: <http://www.cyntec.com/upfile/products/download/VCHA042A.pdf>

- [16] Thick Film Chip Resistors / Low Resistance Type Panasonic[online]. 2014 [cit. 2020-05-10]. Dostupné z:
<https://industrial.panasonic.com/content/data/CC/PDF/news2014/en/AOA0000CE3.pdf>
- [17] OSRON Boost HL, KW CULNM1.TG [online]. 2020 [cit. 2020-05-10]. Dostupné z:
https://www.osram.com/ecat/OSRON%C2%AE%20Boost%20HL%20KW%20CULNM1.TG/com/en/class_pim_web_catalog_103489/global/prd_pim_device_2190860/#62a1fdff42f13778e2055fdc87c50fcb
- [18] DŘÍNOVSKÝ, Jiří. Elektromagnetická kompatibilita: přednášky. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010 [cit. 2020-05-11]. ISBN 978-80-214-4202-3.
- [19] Power Tips: Calculate an R-C snubber in seven steps. Texas Instrument [online]. 2016 [cit. 2020-05-16]. Dostupné z:
https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2016/05/05/calculate-an-r-c-snubber-in-seven-steps

Seznam obrázků

Obrázek 1.1:	Blokové schéma snižujícího měniče (vlevo 1. fáze, vpravo 2. fáze).....	3
Obrázek 1.2:	Průběhy napětí a proudů snižujícího měniče [1].	4
Obrázek 1.3:	Blokové schéma zvyšujícího měniče (vlevo 1. fáze, vpravo 2. fáze).....	4
Obrázek 1.4:	Průběhy napětí a proudů zvyšujícího měniče [1].	5
Obrázek 1.5:	typická AV charakteristika LED diody [2].	6
Obrázek 1.6:	Měření proudu (vlevo low-side sense a vpravo high-side sense).....	7
Obrázek 1.7:	Výběr topologie LED driveru na základě vstupního a výstupního napětí [2].	7
Obrázek 1.8:	Struktura H-můstku.	8
Obrázek 1.9:	Snižující měnič 1. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).....	9
Obrázek 1.10:	Snižující měnič 2. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).....	9
Obrázek 1.11:	Zvyšující měnič 1. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).	10
Obrázek 1.12:	Zvyšující měnič 2. fáze (vlevo H-můstek, vpravo zapojení s diodou).	10
Obrázek 1.13:	Bootstrap kondenzátor – nabíjecí cesta.	11
Obrázek 1.14:	Bootstrap kondenzátor - vybíjecí cesta.	12
Obrázek 1.15:	Popis pinů MAX25600 pouzdro 28 TQFN [8].	15
Obrázek 1.16:	Typické zapojení obvodu MAX25600 [8].	16
Obrázek 1.17:	Popis pinů TLD5190 pouzdro 48 TQFP [9].	17
Obrázek 1.18:	Typické zapojení obvodu TLD5190 [9].	19
Obrázek 2.1:	Závislost výkonové zatížitelnosti snímacího rezistoru na okolní teplotě [16].	25
Obrázek 2.2:	Vstupní část obvodu.	30
Obrázek 2.3:	Řídící část zapojení - MAX25600.	32
Obrázek 2.4:	Řídící část zapojení - TLD5190.	33
Obrázek 2.5:	Výkonová část zapojení.	34
Obrázek 2.6:	Nastavení funkce rozmítaného spektra – TLD5190.	34
Obrázek 2.7:	Výstupní část obvodu.	35
Obrázek 2.8:	TOP vrstva 1. verze (vlevo MAX25600, vpravo TLD5190).	37
Obrázek 2.9:	BOTTOM vrstva 1. verze (vlevo MAX25600, vpravo TLD5190).	37
Obrázek 2.10:	Vzorky pro otestování 1. verze (vlevo MAX25600, vpravo TLD5190).	37
Obrázek 2.11:	Zvlněný průběh proudu cívkou při $U_{vst} = 9\text{ V}$	39
Obrázek 2.12:	Průběh proudu cívkou při $U_{vst} = 9\text{ V}$	39
Obrázek 2.13:	Náběh obvodu do ustáleného stavu MAX25600 $U_{vst} = 13,5\text{ V}$	40
Obrázek 2.14:	Náběh výstupního proudu při $U_{vst} = 9\text{ V}$ (vlevo 47 nF, vpravo 100 nF).	40
Obrázek 2.15:	Řídící signály spínaných tranzistorů při $U_{vst} = 9\text{ V}$ (režim boost).	41
Obrázek 2.16:	Řídící signály spínaných tranzistorů při $U_{vst} = 13,5\text{ V}$ (režim buck-boost).	41
Obrázek 2.17:	Řídící signály spínaných tranzistorů při $U_{vst} = 16\text{ V}$ (režim buck).	42
Obrázek 2.18:	Závislost účinnosti na změně vstupním napětí (vlevo vypočítaná, vpravo udávaná v katalogovém listě [8]).	43
Obrázek 2.19:	Závislost výstupního proudu na napětí U_{CTRL}	44
Obrázek 2.20:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu s MAX25600 $U_{vst} = 9\text{ V}$	45
Obrázek 2.21:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu s MAX25600 $U_{vst} = 13,5\text{ V}$	45
Obrázek 2.22:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu s MAX25600 $U_{vst} = 16\text{ V}$	46
Obrázek 2.23:	EMC měření s obvodem MAX25600 100kHz až 30 MHz - bez filtru.	47
Obrázek 2.24:	EMC měření s obvodem MAX25600 30 MHz až 108 MHz - bez filtru.	47
Obrázek 2.25:	EMC měření s obvodem MAX25600 100 kHz až 30 MHz - s filtrem.	48

Obrázek 2.26:	Průběh proudu cívkou obvodu s TLD5190 $U_{vst} = 9$ V.....	49
Obrázek 2.27:	Doba náběhu obvodu s TLD5190 do ustáleného stavu $U_{vst} = 13,5$ V.	49
Obrázek 2.28:	Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 9$ V (boost).	50
Obrázek 2.29:	Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 13,5$ V (buck-boost).	50
Obrázek 2.30:	Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 16$ V (buck).....	51
Obrázek 2.31:	Závislost účinnosti na změně vstupního napětí TLD5190 ver.1.	52
Obrázek 2.32:	Závislost výstupního proudu na změně napětí U_{SET}	52
Obrázek 2.33:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 9$ V.	54
Obrázek 2.34:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 13,5$ V.....	54
Obrázek 2.35:	Termogram obvodu (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) TLD5190 ver. 1, $U_{vst} = 16$ V.	54
Obrázek 2.36:	EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 100kHz až 30 MHz - bez filtru.	55
Obrázek 2.37:	EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 30 MHz až 108 MHz - bez filtru.....	56
Obrázek 2.38:	EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 100kHz až 30 MHz – s filtrem.	56
Obrázek 2.39:	EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 1, 100kHz až 30 MHz - s filtrem, vypnutá funkce rozprostřeného spektra.....	57
Obrázek 2.40:	Vzorky pro otestování 2. verze (vlevo TLD5190, vpravo MAX25600).	58
Obrázek 2.41:	Tlumící obvod tranzistoru T_3 , $R_{108} = NA$ a $C_{37} = NA$	59
Obrázek 2.42:	Tlumící obvod tranzistoru T_3 , $R_{108} = 0 \Omega$ a $C_{37} = 1$ nF.	60
Obrázek 2.43:	Tlumící obvod tranzistoru T_3 , $R_{108} = 5,11 \Omega$ a $C_{37} = 1$ nF.	61
Obrázek 2.44:	Řídicí signály spínaných tranzistorů TLD5190 ver. 2, $U_{vst} = 13,5$ V.	62
Obrázek 2.45:	Závislost účinnosti na změně vstupního napětí TLD5190 ver. 2.	62
Obrázek 2.46:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu TLD5190 ver. 2, $U_{vst} = 13,5$ V.	63
Obrázek 2.47:	EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 2, 100kHz až 30 MHz.	64
Obrázek 2.48:	EMC měření s obvodem TLD5190 ver. 2, 30MHz až 108 MHz.	65
Obrázek 2.49:	Řídicí signály spínaných tranzistorů MAX25600 ver. 2, $U_{vst} = 13,5$ V.....	66
Obrázek 2.50:	Závislost účinnosti na změně vstupního napětí MAX25600 ver. 2.	66
Obrázek 2.51:	Termogram (vlevo) a osazovací výkres (vpravo) obvodu MAX25600 ver. 2, $U_{vst} = 13,5$ V.	67
Obrázek 2.52:	EMC měření s obvodem MAX25600 ver. 2, 100kHz až 30 MHz.	68
Obrázek 2.53:	EMC měření s obvodem MAX25600 ver. 2, 30 MHz až 108 MHz.	68

Seznam tabulek

Tabulka 1:	Přehled integrovaných obvodů uvažovaných pro H-můstek	14
Tabulka 2:	Vypočítaný rozptyl nastaveného výstupního proudu I_{LED} – MAX25600.....	22
Tabulka 3:	Rozptyl nastaveného výstupního proudu I_{LED} – TLD5190.	28
Tabulka 4:	Srovnání testovacích vzorků.	70
Tabulka 5:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 1 – zvyšující se U_{vst}	91
Tabulka 6:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 1 – snižující se U_{vst}	91
Tabulka 7:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 2 – zvyšující se U_{vst}	91
Tabulka 8:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 2 – snižující se U_{vst}	91
Tabulka 9:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.1 - zvyšující se U_{vst}	92
Tabulka 10:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.1 - snižující se U_{vst}	92
Tabulka 11:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.2 - zvyšující se U_{vst}	92
Tabulka 12:	Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.2 - snižující se U_{vst}	92

Seznam příloh

Příloha 1	Obvodové zapojení s MAX25600 1. verze	79
Příloha 2	DPS MAX25600 1. verze	80
Příloha 3	Seznam komponent MAX25600 1. verze.....	81
Příloha 4	Obvodové zapojení s TLD5190 1. verze	82
Příloha 5	DPS TLD5190 1. verze	83
Příloha 6	Seznam komponent TLD5190 1. verze	84
Příloha 7	Obvodové zapojení s TLD5190 2. verze	85
Příloha 8	DPS TLD5190 2. verze	86
Příloha 9	Seznam komponent TLD5190 2. verze	87
Příloha 10	Obvodové zapojení s MAX25600 2. verze	88
Příloha 11	DPS MAX25600 2. verze	89
Příloha 12	Seznam komponent MAX25600 2. verze.....	90
Příloha 13	Tabulky naměřených hodnot pro výpočet účinnosti MAX25600.....	91
Příloha 14	Tabulky naměřených hodnot pro výpočet účinnosti TLD5190	92

Seznam zkratk a symbolů

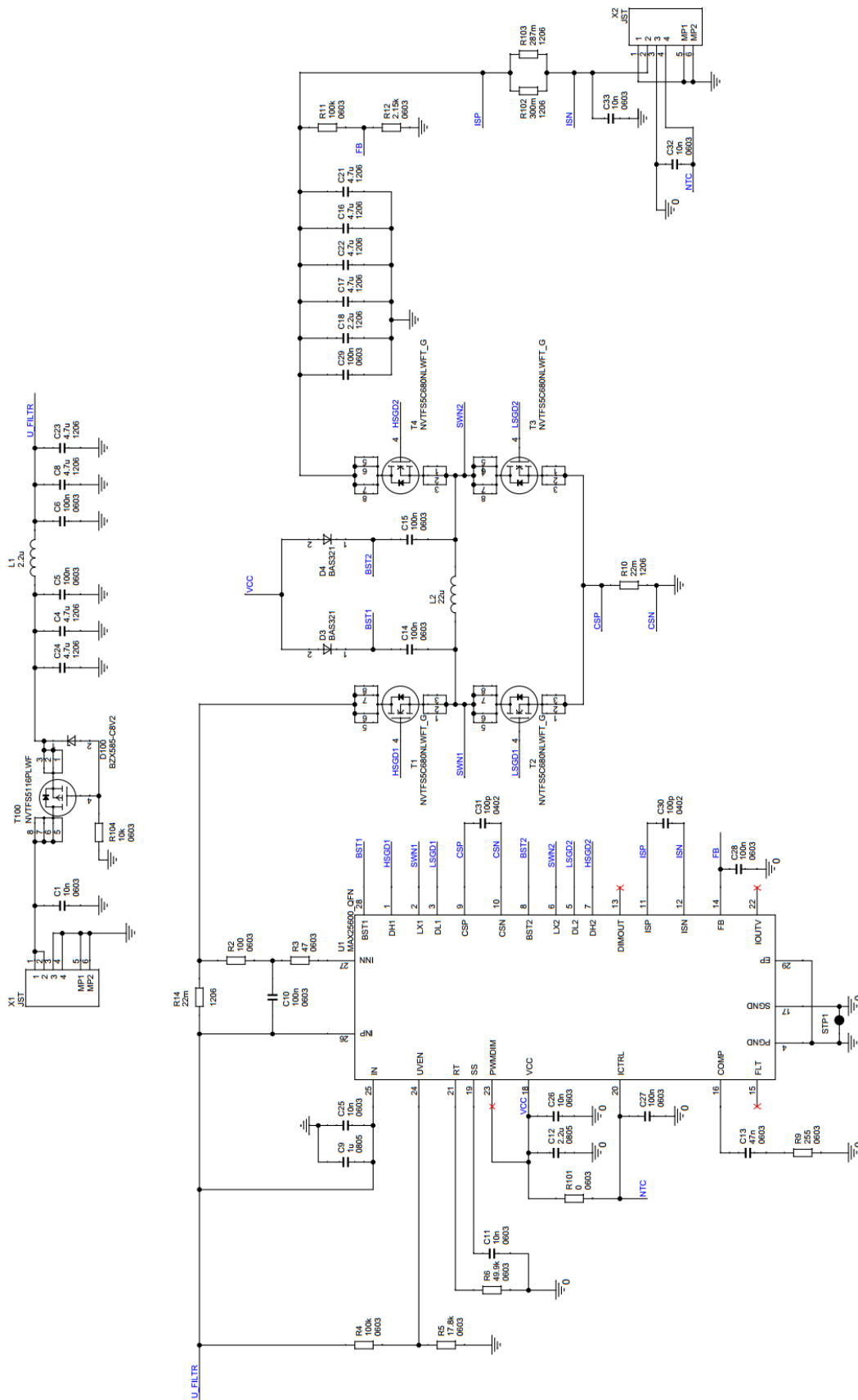
Zkratky:

LED	...	Light emitting diode
AEC-Q	...	Automotive Electronics Council Qualification
DPS	...	Deska plošných spojů
IC	...	Integrated circuit
IO	...	Integrovaný obvod
PWM	...	Pulse Width Modulation
MOSFET	...	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
QFN	...	Quad Flat No-leads
QFP	...	Quad Flat Package
EMC	...	Elektromagnetická kompatibilita
AL	...	Automotive Lighting
DP	...	Diplomová práce
ESD	...	Electro Static Discharge – elektrostatický náboj
SMD	...	Surface Mount Device
ESR	...	Equivalent Series Resistance
MOSFET	...	MetalOxid Semiconductor Field Effect Transistor

Symboly:

U	...	napětí	[V]
I	...	proud	[A]
f	...	frekvence	[Hz]
t	...	čas	[s]
L	...	indukčnost	[H]
C	...	kapacita	[F]
D	...	střída	[%]
R	...	odpor	[Ω]
P	...	výkon	[W]
ΔI	...	rozptyl proudu	[A]
ΔU	...	rozptyl napětí	[V]
η	...	účinnost	[-];[%]

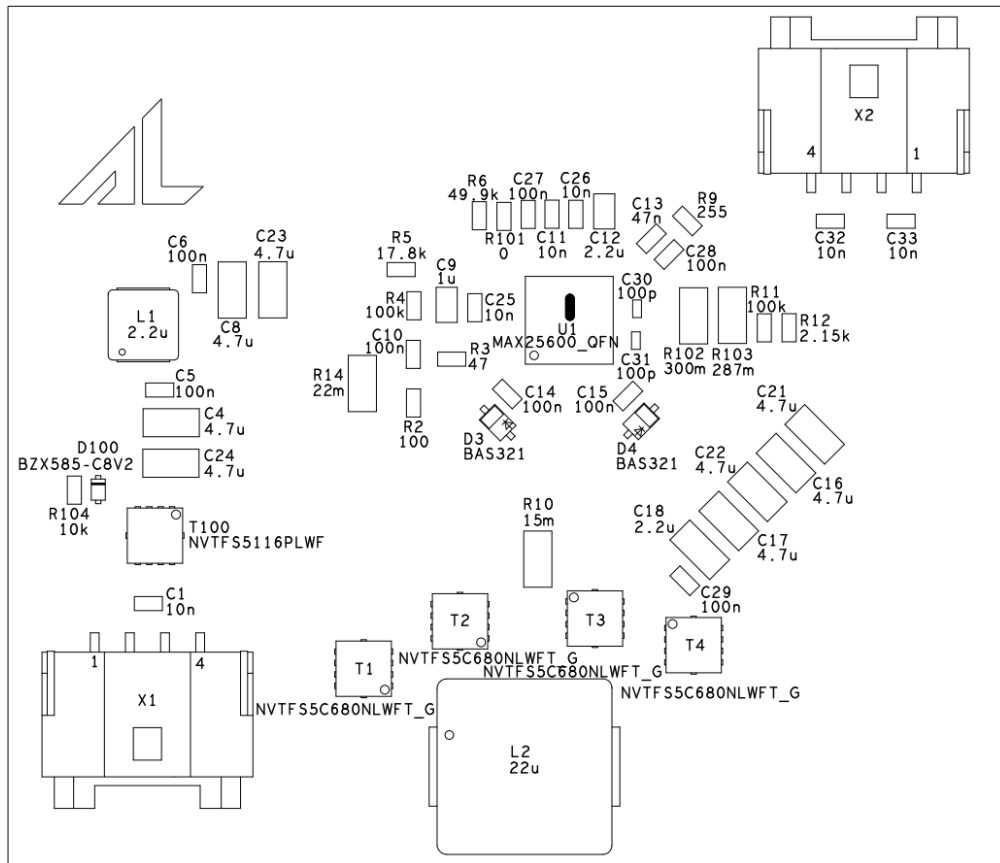
Příloha 1 Obvodové zapojení s MAX25600 1. verze



Příloha 2 DPS MAX25600 1. verze

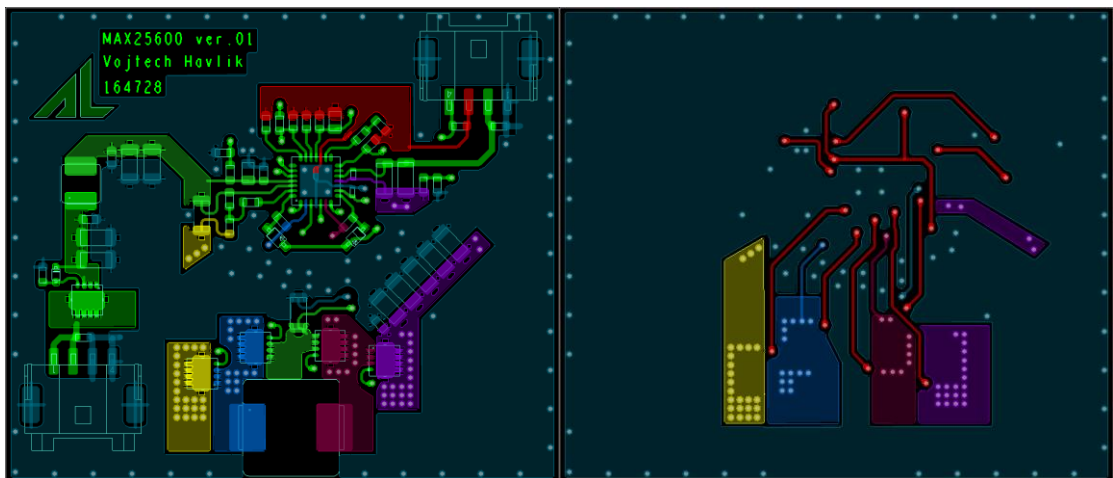
- skutečná velikost DPS: 57 mm x 49 mm (ŠxV)

Osazovací výkres



TOP vrstva

BOTTOM vrstva



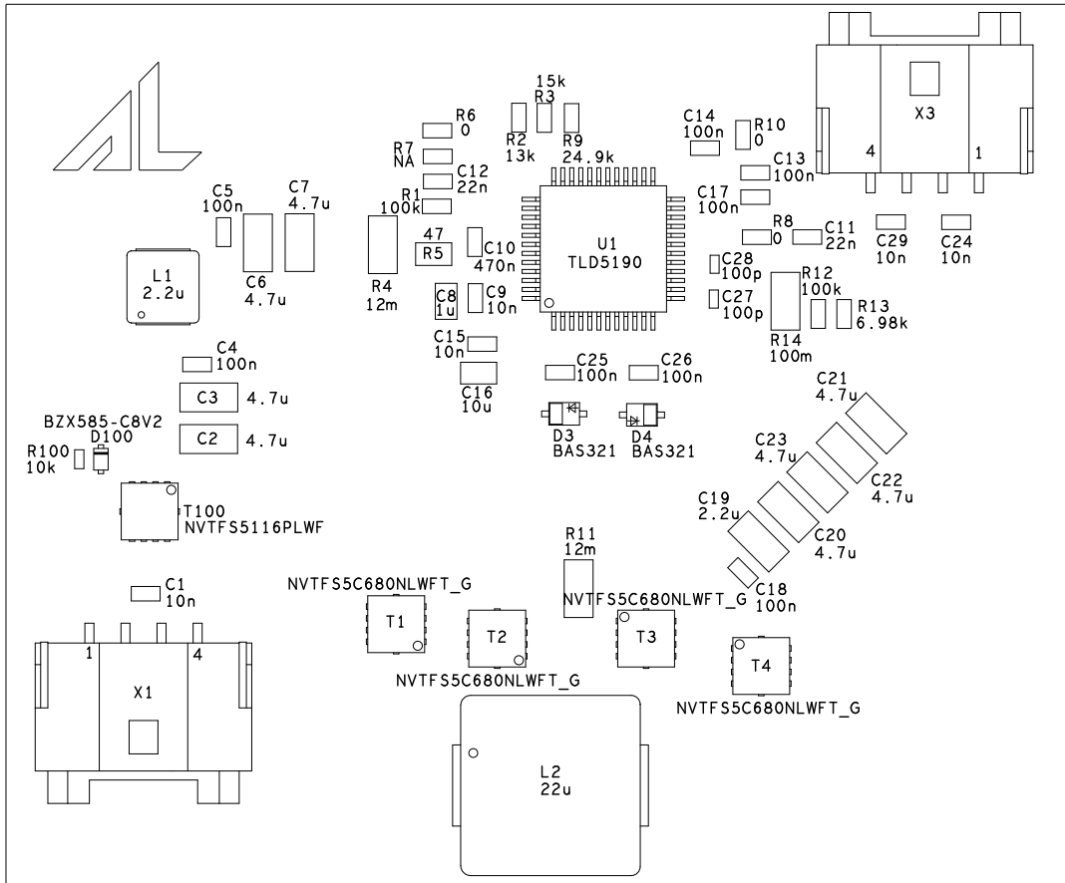
Příloha 3 Seznam komponent MAX25600 1. verze

Pořadové číslo	Počet kusů	Označení	Hodnota	Pouzdro
1	6	C1,C11,C25,C26,C32,C33	10n	603
2	8	C4,C8,C16,C17,C21,C22, C23,C24	4.7u	1206
3	8	C5,C6,C10,C14,C15,C27, C28,C29	100n	603
4	1	C9	1u	805
5	1	C12	2.2u	805
6	1	C13	47n	603
7	1	C18	2.2u	1206
8	2	C30,C31	100p	402
9	2	D3,D4	BAS321	SOD323
10	1	D100	BZX585-C8V2	SOD523
11	1	L1	2.2u	4 x 4 x 2
12	1	L2	22u	11 x 10 x 5
13	1	R2	100	603
14	1	R3	47	603
15	2	R4,R11	100k	603
16	1	R5	17.8k	603
17	1	R6	49.9k	603
18	1	R9	255	603
19	1	R10	15m	1206
20	1	R12	2.15k	603
21	1	R14	22m	1206
22	1	R101	0	603
23	1	R102	300m	1206
24	1	R103	287m	1206
25	1	R104	10k	603
26	1	STP1	0.5x1.5	
27	4	T1,T2,T3,T4	NVTF55C680NLWFT_G	DFN3333-8
28	1	T100	NVTF55116PLWF	DFN3333-8
29	1	U1	MAX25600_QFN	28 TQFN
30	2	X1,X2	SM04B-PASS	

Příloha 5 DPS TLD5190 1. verze

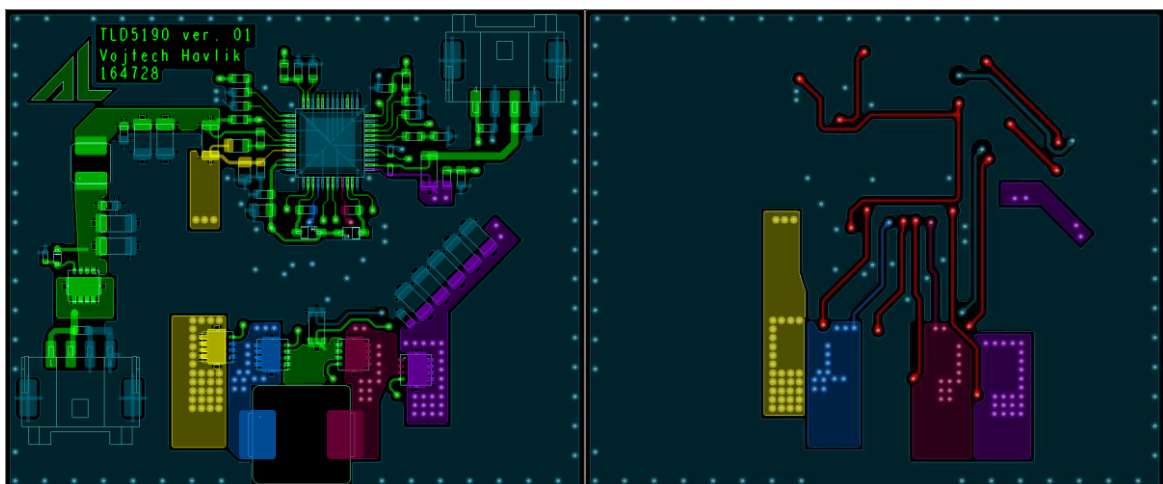
- skutečná velikost DPS: 59 mm x 49 mm (ŠxV)

Osazovací výkres



TOP vrstva

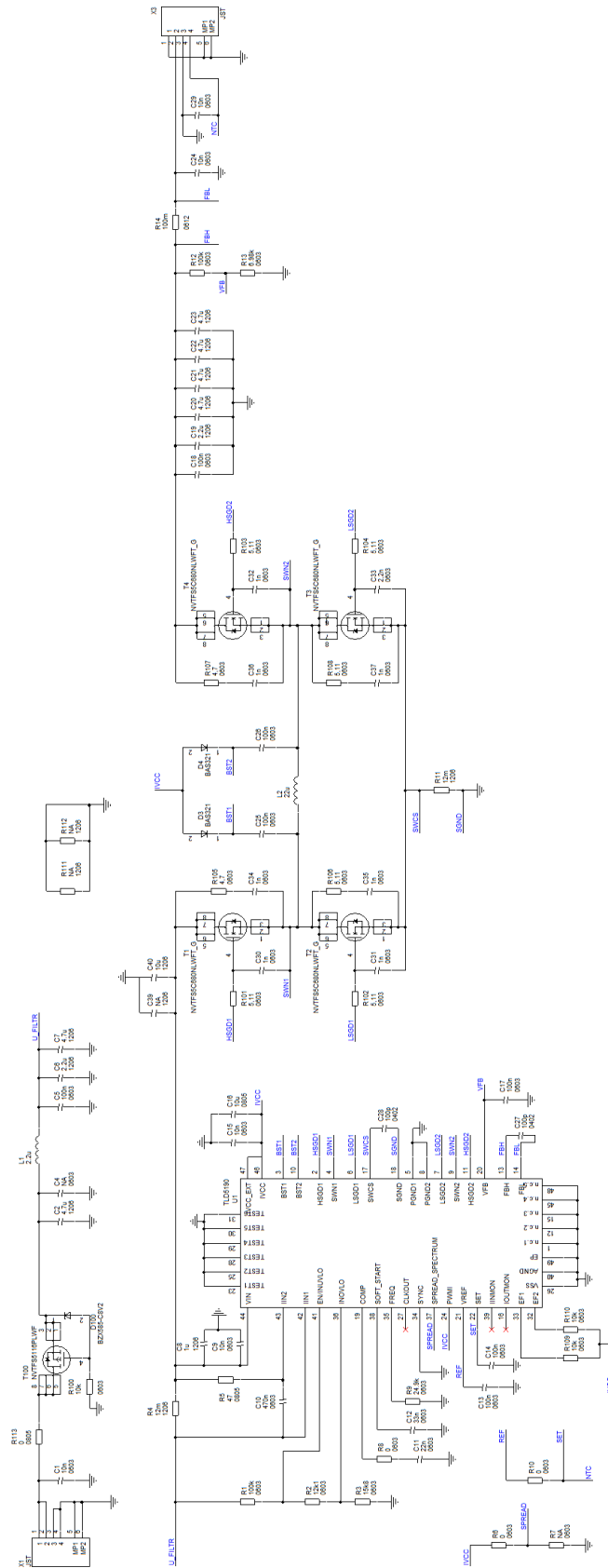
BOTTOM vrstva



Příloha 6 Seznam komponent TLD5190 1. verze

Pořadové číslo	Počet kusů	Označení	Hodnota	Pouzdro
1	2	C1,C29	10n	603
2	4	C2,C3,C6,C7	4.7u	1206
3	6	C4,C5,C13,C14,C17,C18	100n	603
4	1	C8	1u	805
5	2	C9,C15	10n	603
6	1	C10	470n	603
7	2	C11,C12	22n	603
8	1	C16	10u	805
9	1	C19	2.2u	1206
10	4	C20,C21,C22,C23	4.7u	1206
11	1	C24	10n	603
12	2	C25,C26	100n	603
13	2	C27,C28	100p	402
14	2	D3,D4	BAS321	SOD323
15	1	D100	BZX585-C8V2	SOD523
16	1	L1	2.2u	4 x 4 x 2
17	1	L2	22u	11 x 10 x 5
18	2	R1,R12	100k	603
19	1	R2	13k	603
20	1	R3	15k	603
21	2	R4,R11	12m	1206
22	1	R5	47	805
23	2	R6,R8	0	603
24	1	R7	NA	603
25	1	R9	24.9k	603
26	1	R10	0	603
27	1	R13	6.98k	603
28	1	R14	100m	1206
29	1	R100	10k	402
30	4	T1,T2,T3,T4	NVTF5C680NLWFT_G	DFN3333-8
31	1	T100	NVTF5S116PLWF	DFN3333-8
32	1	U1	TLD5190	PG-TQFP-48-9
33	2	X1,X3	SM04B-PASS	

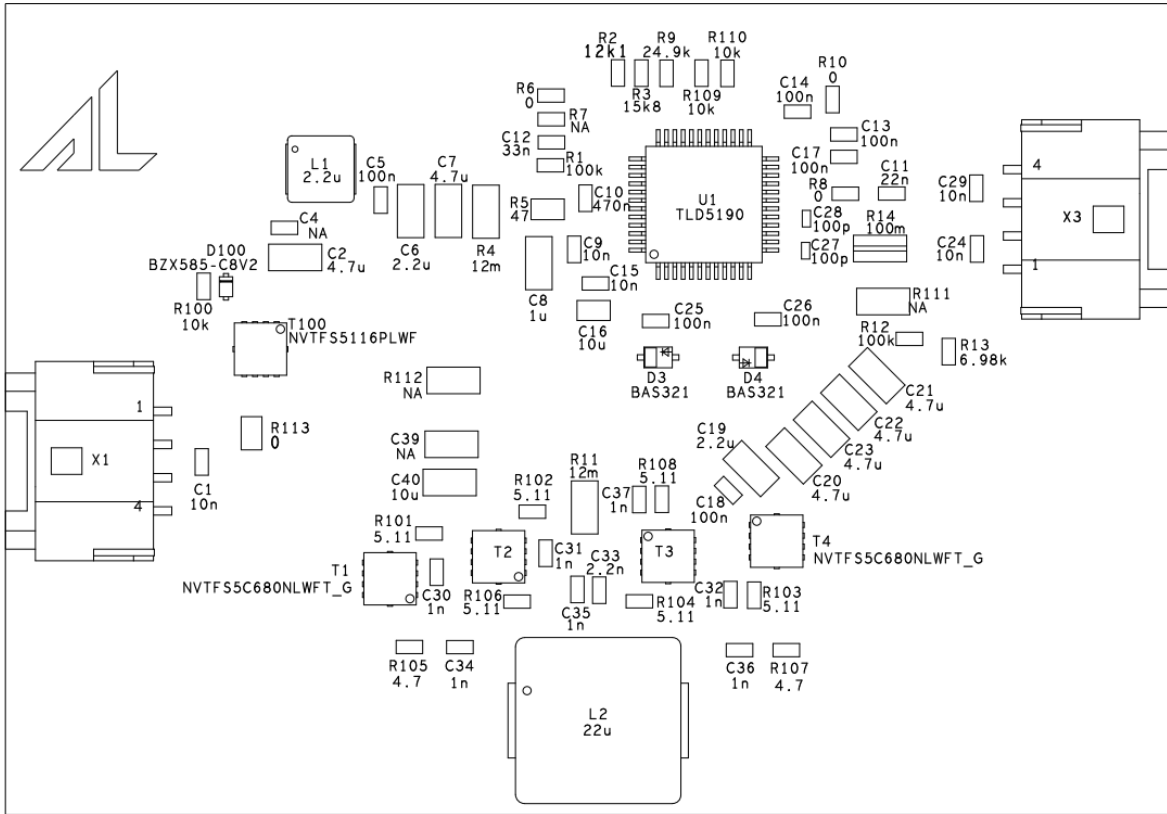
Příloha 7 Obvodové zapojení s TLD5190 2. verze



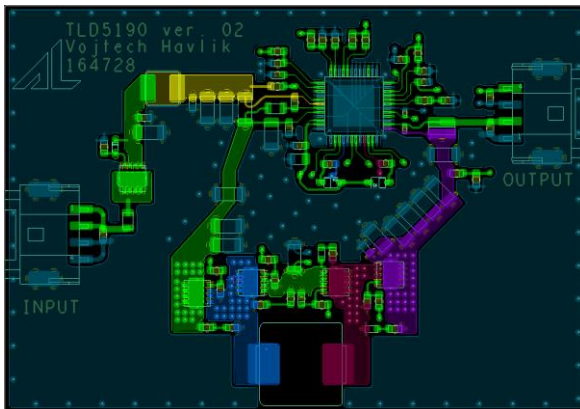
Příloha 8 DPS TLD5190 2. verze

- skutečná velikost DPS: 70 mm x 49 mm (ŠxV)

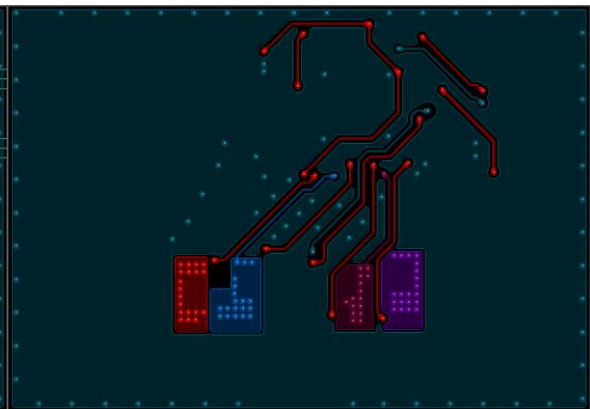
Osazovací výkres



TOP vrstva



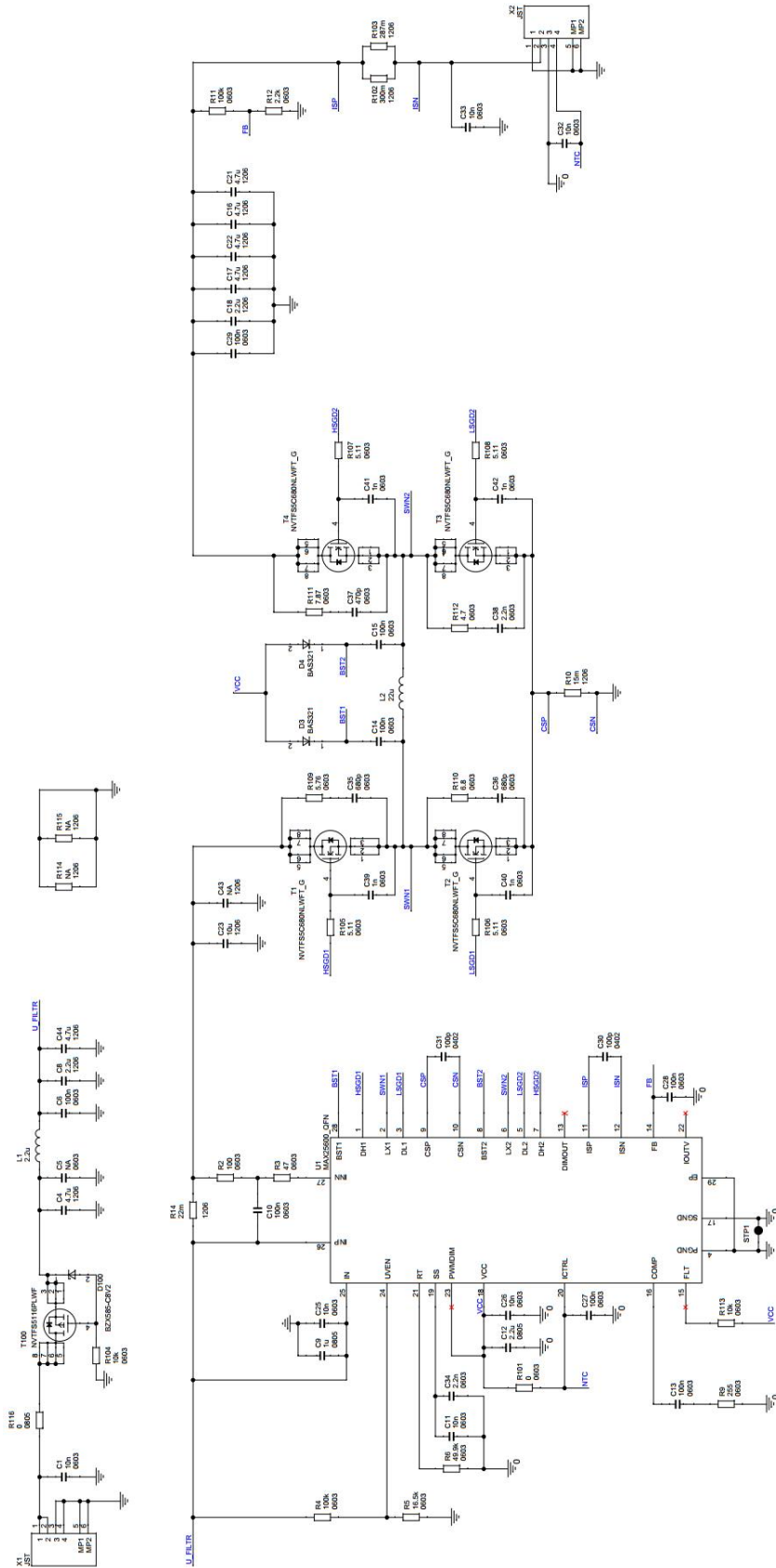
BOTTOM vrstva



Příloha 9 Seznam komponent TLD5190 2. verze

Pořadové číslo	Počet kusů	Označení	Hodnota	Pouzdro
1	5	C1,C9,C15,C24,C29	10n	603
2	6	C2,C7,C20,C21,C22,C23	4.7u	1206
3	2	C4,R7	NA	603
4	7	C5,C13,C14,C17, C18,C25,C26	100n	603
5	2	C6,C19	2.2u	1206
6	1	C8	1u	1206
7	1	C10	470n	603
8	1	C11	22n	603
9	1	C12	33n	603
10	1	C16	10u	805
11	2	C27,C28	100p	402
12	7	C30,C31,C32,C34, C35,C36,C37	1n	603
13	1	C33	2.2n	603
14	3	C39,R111,R112	NA	1206
15	1	C40	10u	1206
16	2	D3,D4	BAS321	SOD323
17	1	D100	BZX585-C8V2	SOD523
18	1	L1	2.2u	4 x 4 x 2
19	1	L2	22u	11 x 10 x 5
20	2	R1,R12	100k	603
21	1	R2	12k1	603
22	1	R3	15k8	603
23	2	R4,R11	12m	1206
24	1	R5	47	805
25	3	R6,R8,R10	0	603
26	1	R9	24.9k	603
27	1	R13	6.98k	603
28	1	R14	100m	612
29	3	R100,R109,R110	10k	603
30	6	R101,R102,R103, R104,R106,R108	5.11	603
31	2	R105,R107	4.7	603
32	1	R113	0	805
33	4	T1,T2,T3,T4	NVTF55C680NLWFT_G	DFN3333-8
34	1	T100	NVTF55116PLWF	DFN3333-8
35	1	U1	TLD5190	PG-TQFP-48-9
36	2	X1,X3	SM04B-PASS	

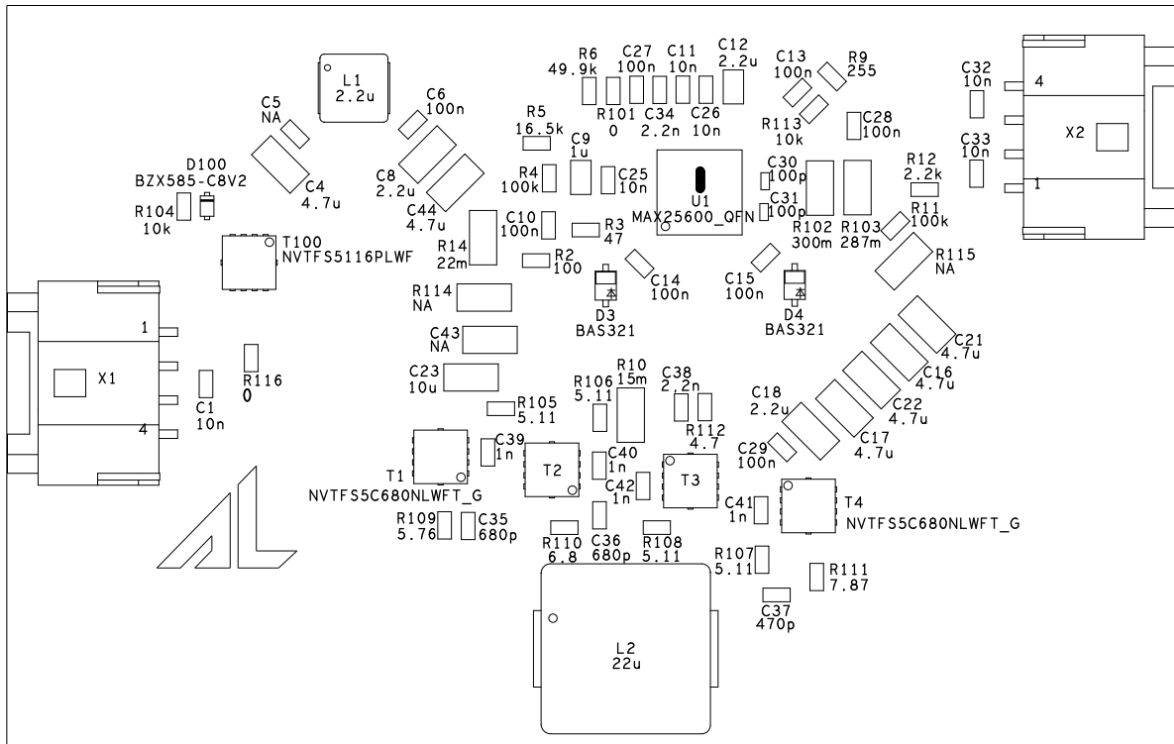
Příloha 10 Obvodové zapojení s MAX25600 2. verze



Příloha 11 DPS MAX25600 2. verze

- skutečná velikost DPS: 69 mm x 44 mm (ŠxV)

Osazovací výkres



TOP vrstva

BOTTOM vrstva



Příloha 12 Seznam komponent MAX25600 2. verze

Pořadové číslo	Počet kusů	Označení	Hodnota	Pouzdro
1	6	C1,C11,C25,C26,C32,C33	10n	603
2	6	C4,C16,C17,C21,C22,C44	4.7u	1206
3	1	C5	NA	603
4	8	C6,C10,C13,C14, C15,C27,C28,C29	100n	603
5	2	C8,C18	2.2u	1206
6	1	C9	1u	805
7	1	C12	2.2u	805
8	1	C23	10u	1206
9	2	C30,C31	100p	402
10	1	C34	2.2n	603
11	2	C35,C36	680p	603
12	1	C37	470p	603
13	1	C38	2,2n	603
14	4	C39,C40,C41,C42	1n	603
15	3	C43,R114,R115	NA	1206
16	2	D3,D4	BAS321	SOD323
17	1	D100	BZX585-C8V2	SOD523
18	1	L1	2.2u	4 x 4 x 2
19	1	L2	22u	11 x 10 x 5
20	1	R2	100	603
21	1	R3	47	603
22	2	R4,R11	100k	603
23	1	R5	16.5k	603
24	1	R6	49.9k	603
25	1	R9	255	603
26	1	R10	15m	1206
27	1	R12	2.2k	603
28	1	R14	22m	1206
29	1	R101	0	603
30	1	R102	300m	1206
31	1	R103	287m	1206
32	2	R104,R113	10k	603
33	4	R105,R106,R107,R108	5.11	603
34	1	R109	5.76	603
35	1	R110	6.8	603
36	1	R111	7.87	603
37	1	R112	4.7	603
38	1	R116	0	805
39	1	STP1	0.5x1.5	
40	4	T1,T2,T3,T4	NVTF55C680NLWFT_G	DFN3333-8
41	1	T100	NVTF55116PLWF	DFN3333-8
42	1	U1	MAX25600_QFN	28 TQFN
43	2	X1,X2	SM04B-PASS	

Příloha 13 Tabulky naměřených hodnot pro výpočet účinnosti MAX25600

Tabulka 5: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 1 – zvyšující se U_{vst}

U_{IN} [V]	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15	15,5	16
I_{IN} [A]	2,15	2,03	1,92	1,82	1,77	1,69	1,62	1,54	1,48	1,43	1,38	1,33	1,28	1,25	1,21
U_{OUT} [V]	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27
I_{OUT} [A]	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48
P_{IN} [W]	19,31	19,27	19,22	19,15	19,47	19,44	19,39	19,30	19,29	19,25	19,26	19,26	19,26	19,34	19,30
P_{OUT} [W]	18,16	18,16	18,16	18,16	18,11	18,12	18,11	18,12	18,14	18,11	18,11	18,11	18,11	18,11	18,11
η [%]	94,02	94,26	94,48	94,82	93,02	93,25	93,39	93,90	94,00	94,08	94,01	94,05	94,03	93,62	93,86

Tabulka 6: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 1 – snižující se U_{vst}

U_{IN} [V]	16	15,5	15	14,5	14	13,5	13	12,5	12	11,5	11	10,5	10	9,5	9
I_{IN} [A]	1,19	1,23	1,27	1,33	1,38	1,43	1,48	1,54	1,62	1,69	1,77	1,86	1,97	2,03	2,15
U_{OUT} [V]	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27	12,27
I_{OUT} [A]	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48	1,48
P_{IN} [W]	19,07	19,03	19,02	19,29	19,26	19,25	19,27	19,25	19,39	19,44	19,47	19,55	19,66	19,29	19,33
P_{OUT} [W]	18,15	18,14	18,14	18,11	18,11	18,11	18,11	18,11	18,12	18,12	18,11	18,11	18,11	18,16	18,16
η [%]	95,15	95,28	95,35	93,91	94,01	94,08	94,00	94,08	93,45	93,25	93,02	92,63	92,12	94,16	93,94

Tabulka 7: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 2 – zvyšující se U_{vst}

U_{IN} [V]	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15	15,5	16
I_{IN} [A]	2,21	2,08	1,96	1,86	1,83	1,75	1,67	1,60	1,54	1,48	1,41	1,37	1,32	1,28	1,24
U_{OUT} [V]	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30
I_{OUT} [A]	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49
P_{IN} [W]	19,85	19,72	19,60	19,55	20,15	20,13	20,04	20,03	19,97	19,98	19,77	19,84	19,80	19,84	19,84
P_{OUT} [W]	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,27	18,27	18,27	18,27	18,28
η [%]	92,06	92,68	93,25	93,49	90,70	90,82	91,21	91,27	91,54	91,48	92,40	92,08	92,25	92,06	92,13

Tabulka 8: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti MAX25600 ver. 2 – snižující se U_{vst}

U_{IN} [V]	16	15,5	15	14,5	14	13,5	13	12,5	12	11,5	11	10,5	10	9,5	9
I_{IN} [A]	1,21	1,25	1,29	1,37	1,42	1,47	1,52	1,58	1,66	1,73	1,82	1,92	2,02	2,08	2,20
U_{OUT} [V]	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30
I_{OUT} [A]	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,48	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49	1,49
P_{IN} [W]	19,39	19,34	19,35	19,81	19,82	19,82	19,79	19,75	19,90	19,94	20,04	20,12	20,20	19,76	19,80
P_{OUT} [W]	18,29	18,28	18,28	18,27	18,27	18,27	18,27	18,25	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28	18,28
η [%]	94,32	94,49	94,46	92,22	92,14	92,17	92,32	92,42	91,87	91,66	91,20	90,85	90,48	92,50	92,31

Příloha 14 Tabulky naměřených hodnot pro výpočet účinnosti TLD5190

Tabulka 9: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.1 - zvyšující se U_{vst}

U_{IN} [V]	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15	15,5	16
I_{IN} [A]	2,17	2,05	1,94	1,85	1,76	1,70	1,62	1,55	1,49	1,43	1,39	1,33	1,29	1,25	1,21
U_{OUT} [V]	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30
I_{OUT} [A]	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50
P_{IN} [W]	19,53	19,51	19,40	19,38	19,32	19,53	19,42	19,38	19,37	19,33	19,40	19,31	19,38	19,38	19,36
P_{OUT} [W]	18,44	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45
η [%]	94,41	94,55	95,10	95,19	95,52	94,48	95,02	95,23	95,25	95,44	95,08	95,53	95,20	95,23	95,30

Tabulka 10: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.1 - snižující se U_{vst}

U_{IN} [V]	16	15,5	15	14,5	14	13,5	13	12,5	12	11,5	11	10,5	10	9,5	9
I_{IN} [A]	1,20	1,24	1,28	1,34	1,38	1,44	1,49	1,55	1,62	1,70	1,78	1,84	1,94	2,05	2,17
U_{OUT} [V]	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30	12,30
I_{OUT} [A]	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50
P_{IN} [W]	19,20	19,16	19,17	19,40	19,35	19,39	19,37	19,38	19,49	19,50	19,56	19,32	19,40	19,46	19,49
P_{OUT} [W]	18,44	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45	18,45
η [%]	96,03	96,30	96,24	95,10	95,36	95,17	95,25	95,23	94,67	94,60	94,33	95,50	95,10	94,83	94,64

Tabulka 11: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.2 - zvyšující se U_{vst}

U_{IN} [V]	9	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15	15,5	16
I_{IN} [A]	2,19	2,07	1,96	1,86	1,77	1,73	1,65	1,58	1,52	1,47	1,41	1,37	1,32	1,28	1,25
U_{OUT} [V]	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29
I_{OUT} [A]	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50
P_{IN} [W]	19,67	19,63	19,56	19,51	19,49	19,90	19,82	19,80	19,76	19,79	19,80	19,81	19,80	19,84	19,94
P_{OUT} [W]	18,40	18,39	18,39	18,40	18,39	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40
η [%]	93,51	93,68	94,00	94,31	94,33	92,48	92,81	92,92	93,11	92,96	92,94	92,89	92,92	92,73	92,29

Tabulka 12: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti TLD5190 ver.2 - snižující se U_{vst}

U_{IN} [V]	16	15,5	15	14,5	14	13,5	13	12,5	12	11,5	11	10,5	10	9,5	9
I_{IN} [A]	1,22	1,25	1,29	1,37	1,41	1,47	1,52	1,58	1,65	1,73	1,81	1,86	1,96	2,07	2,18
U_{OUT} [V]	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29	12,29
I_{OUT} [A]	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50
P_{IN} [W]	19,46	19,38	19,41	19,84	19,74	19,79	19,76	19,80	19,82	19,90	19,95	19,51	19,56	19,65	19,66
P_{OUT} [W]	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,40	18,39	18,39
η [%]	94,56	94,96	94,79	92,75	93,20	92,96	93,11	92,92	92,81	92,48	92,20	94,31	94,06	93,59	93,54