



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

AUTOMOBILOVÝ LED DRIVER S DOPLŇKOVÝMI FUNKCEMI

AUTOMOTIVE LED DRIVER WITH ADDITIONAL FUNCTIONS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Marek Vlach

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.

BRNO 2023



Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Marek Vlach

ID: 211247

Ročník: 2

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Automobilový LED driver s doplňkovými funkcemi

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V rámci diplomové práce prostudujte teorii DC/DC konvertorů a vlastnosti výkonových LED diod. Popište základní principy LED driveru buck-boost s topologií H-bridge. V rámci práce realizujte LED driver a doplňkové bloky s dohodnutými parametry – výkonové jádro s určeným integrovaným obvodem, ochrana proti přepólování, EMC filtr, teplotní ochrana LED, kontrola chyby LED řetězce, generátor PWM signálu pro funkci POS, plynulý přechod mezi funkcemi DRL a POS. Vypočítejte výkonové ztráty na zatížených součástkách a zvolte jejich vhodná pouzdra, navrhnete plošný spoj zahrnující dostatečné chladičové plochy v kritických místech a reflektující typická doporučení pro redukci rušení v oblasti EMC. Zařízení realizujte a proveďte ověření dosažených parametrů. Výsledný návrh zhodnoťte a diskutujte možná vylepšení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 23.5.2023

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.

doc. Ing. Lukáš Fucik, Ph.D.
předseda rady studijního programu

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

V této diplomové práci je proveden návrh a konstrukce LED budiče s přídatnými funkcemi určeného pro automobilový průmysl s ohledem na splnění jeho požadavků. LED budič je založen na principu DC/DC měniče v konfiguraci H-můstku, který slouží k napájení řetězce výkonových LED. Na řetězci LED je pak pomocí řídicí elektroniky budiče realizována sloučená funkce světel pro denní svícení a pozičních světel. Dalšími doplňkovými funkcemi budiče jsou teplotní regulace výstupního proudu a hlášení chyb na řetězci LED. Sadou typických měření na vyrobeném vzorku zahrnující funkční testy, měření účinnosti, teplotní analýzu a EMC testování jsou ověřeny dosažené parametry budiče.

Klíčová slova

automobilový průmysl, výkonová LED, LED budič, DC/DC měnič, spínaný zdroj, buck-boost měnič, H-můstek

Abstract

In this diploma thesis, the design and construction of a LED driver with additional functions for the automotive industry is carried out to meet its requirements. The LED driver is based on the principle of DC/DC converter in H-bridge topology, which is used to supply a string of power LEDs. The combined function of the daytime running lights and position lights governed by the driver control electronics is then implemented on the LED string. Other additional functions of the driver are temperature regulation of the output current and error reporting in case of a fault condition on the LED string. A set of typical measurements on a manufactured sample including functional tests, efficiency measurements, thermal analysis and EMC testing are employed to verify the driver parameters.

Keywords

automotive, power LED, LED driver, DC/DC converter, switched-mode power supply, buck-boost converter, H-bridge

Bibliografická citace

VLACH, Marek. *Automobilový LED driver s doplňkovými funkcemi*. Brno, 2023. Dostupné také z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/152484>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Pavel Šteffan.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Marek Vlach*

VUT ID studenta: *211247*

Typ práce: *Diplomová práce*

Akademický rok: *2022/23*

Téma závěrečné práce: *Automobilový LED driver s doplňkovými funkcemi*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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: 23. května 2023

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Šteffanovi, 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: 23. května 2023

podpis autora

Obsah

ÚVOD	9
1 SVĚTLOMETY PRO AUTOMOBILOVÝ PRŮMYSL	10
1.1 TECHNOLOGIE LED	11
1.1.1 Elektrické a optické parametry LED.....	12
1.1.2 Binování LED.....	15
1.1.3 Módy selhání LED	16
2 BUDIČE PRO LED	18
2.1 LINEÁRNÍ REGULÁTOR	19
2.2 SPÍNANÝ MĚNIČ.....	19
2.2.1 Snižující měnič	21
2.2.2 Zvyšující měnič.....	23
2.2.3 Invertující měnič	25
2.2.4 Měnič s H-můstkem v režimu buck-boost.....	27
3 NÁVRH BUDIČE LED	29
3.1 VÝBĚR OBVODOVÝCH KOMPONENT	30
3.1.1 Rezistory.....	31
3.1.2 Kondenzátory	32
3.1.3 Cívky	33
3.1.4 Nulové diody	34
3.1.5 Spínací tranzistory	35
3.2 LED OSRAM OSLON KW CULNMI.TG.....	35
3.3 ŘÍDICÍ OBVOD ONSEMI NCV78514.....	38
3.4 DRIVER MODUL	41
3.4.1 Měnič NCV78514 s H-můstkem	41
3.4.2 Ochrana proti přepólování	46
3.4.3 EMC filtr.....	48
3.4.4 Napěťová reference.....	49
3.4.5 PWM generátor.....	50
3.4.6 Detekce chyb na LED řetězci	55
3.5 LED MODUL.....	61
4 NÁVRH DPS LED DRIVERU	62
5 TESTOVÁNÍ LED DRIVERU	65
5.1 ELEKTRICKÉ FUNKČNÍ TESTY	65
5.1.1 Testování bloku PWM generátoru	71
5.1.2 Testování bloku detekce chyb.....	74
5.1.3 Testování teplotní regulace výstupního proudu	77
5.2 MĚŘENÍ ÚČINNOSTI	78
5.3 TEPLOTNÍ ANALÝZA POMOCÍ TERMOKAMERY	80
5.4 EMC MĚŘENÍ	81
6 DOPORUČENÍ PRO OPTIMALIZACI LED DRIVERU	87

6.1	OPTIMALIZACE PROTOTYPOVÉ DPS DRIVER MODULU.....	88
7	ZÁVĚR.....	93
	LITERATURA.....	95
	SEZNAM OBRÁZKŮ.....	98
	SEZNAM TABULEK.....	100
	SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	101
	SEZNAM PŘÍLOH.....	103

ÚVOD

Automobilový průmysl za dobu své existence prošel řadou transformací. Jedním z důkazů jsou automobilové světlomety, které mimo plnění základních bezpečnostních předpisů musí splňovat nároky kladené na spolehlivost, efektivitu či výsledný design světlometu. Od jednoduchých světlometů s konvenčními a halogenovými žárovkami, přes výkonnější výbojky, se postupně přešlo k moderním světlometům s LED osvětlením. Ze světlometů se staly mnohonásobně komplexnější zařízení, které v sobě kromě LED svítidel zahrnují důmyslné optické systémy, pokročilé mechanické prvky a několik elektronických modulů. Preferovaná volba LED osvětlení oproti jiným zdrojům světla je dána především díky vysoké světelné účinnosti, menší spotřebě energie a dlouhé životnosti.

Při použití LED osvětlení je však při návrhu potřeba počítat se speciálními obvody pro jejich buzení, které budou schopny z širokého rozmezí pracovního napětí automobilové sítě dodávat konstantní proud. Hodnota procházejícího proudu totiž přímo určuje toužené optické parametry LED, tj. její světelný tok. Takovéto obvody mající charakter zdroje proudu lze pak označit jako LED budiče (drivery). Při jejich návrhu je kladen důraz zejména na účinnost a výkonovou zatížitelnost, kdy pro zachování vysoké účinnosti budiče jsou využívány výhradně spínané DC/DC měniče.

Tato diplomová práce se věnuje návrhu a konstrukci spínaného budiče pro napájení řetězce výkonových LED, které zastávají sloučenou funkci světel denního svícení a pozičních světel. Driver je dále doplněn o přídatné funkcionality obvyklé pro tento typ modulů.

V teoretické části práce jsou nejprve rozebrány typické vlastnosti a parametry výkonových LED. V navazující části jsou pak vysvětleny principy základních topologií DC/DC měničů. Konkrétně se jedná se o čtyři obvodové konfigurace v provedení snižujícího (buck) měniče, zvyšujícího (boost) měniče, invertujícího (buck-boost) měniče a neinvertujícího buck-boost měniče se strukturou H-můstku.

Praktická část práce se zabývá vytvořením potřebných schémat LED budiče, zvolením vhodných součástek dle jejich dimenzování, návrhem layoutu DPS reflektujícím pravidla pro snížení rušení v oblasti EMC a konstrukcí funkčního vzorku, na kterém je provedena sada měření pro ověření vlastností budiče.

Pro tuto práci je vybrána realizace budiče s buck-boost měničem v konfiguraci H-můstku. Řízení tohoto měniče zajišťuje vhodný integrovaný obvod, který je doplněn okolní elektronikou pro realizaci přechodu mezi světly denního svícení a pozičních světel. Driver také obsahuje typické prvky nutné v automobilovém návrhu jako je ochrana proti přepólování nebo vstupní EMC filtr. Dalšími doplňkovými funkcemi budiče jsou teplotní regulace výstupního proudu a hlášení chyb na řetězci LED.

Na vyrobeném vzorku je pak provedeno testování elektrické funkčnosti a měření účinnosti celého obvodu, analýza teplotního namáhání součástek a EMC testování rušení po vedení. Z dosažených výsledků jsou na konci práce diskutovány možná vylepšení.

1 SVĚTLOMETY PRO AUTOMOBILOVÝ PRŮMYSL

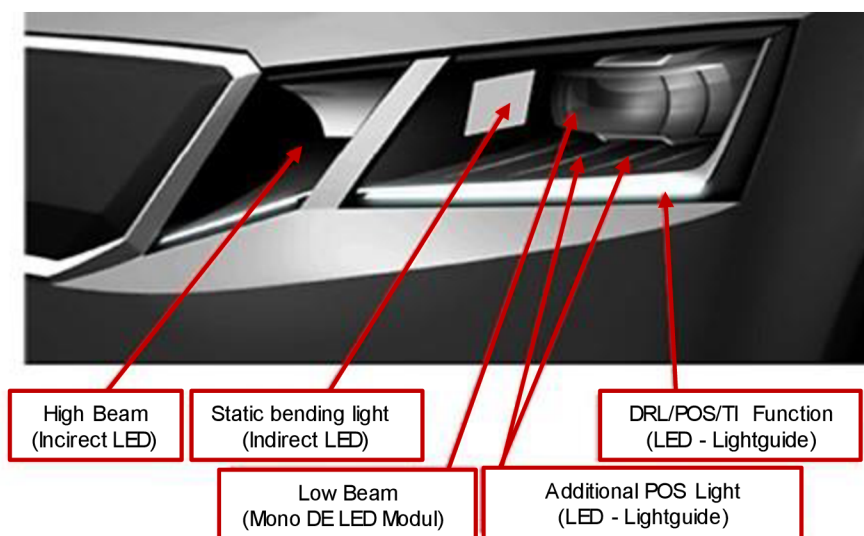
Přední světlo je jedním z nejvýraznějších designových prvků na osobním automobilu, ať už z pohledu tvaru světloometu nebo použité technologie svícení. Často je vnímáme jako samotné „oči“ automobilu, které dotváří celkovou tvář a postoj vozu, což v konečném důsledku může ovlivnit tržní potenciál vyrobeného vozu. Nicméně, jak už to u automobilů bývá, navrhnutý design s použitou světelnou technologií musí především splňovat přísné bezpečnostní normy a další požadavky spojené s funkcionalitou, spolehlivostí či účinností světloometu.

Uvnitř moderního světloometu lze nalézt několik elektronických modulů s vlastním zdrojem světla, optické systémy či pohyblivé mechanické prvky. Jako zdroj světla pro automobilové světloometry je možné použít konvenční a halogenové žárovky, xenonové výbojky, LED diody nebo novodobé laserové diody. Avšak trendem dnešní doby je postupné cílení k úplnému nahrazení všech svítidel uvnitř světloometu za LED osvětlení díky jeho superiorním vlastnostem, popř. částečné začlenění laserových diod.

Přední světlo pro splnění bezpečnostních předpisů a přídavných funkcionalit obsahuje hned několik druhů světla, mezi které lze zařadit tyto základní typy:

- potkávací nebo tlumená světla – LB (Low Beam),
- dálková světla – HB (High Beam),
- směrová světla, blinkry – TI (Turn Indicator),
- světla pro denní svícení – DRL (Day Running Light),
- parkovací, obrysová či poziční světla – POS (Position Light).

Na následujícím obrázku 1.1 je vyobrazena ukázka předního světloometu automobilu Škoda Octavia III facelift, kde je patrné umístění jednotlivých typů světla a příslušných světelných zdrojů, které v této konfiguraci tvoří pouze LED svítidla.



Obrázek 1.1 Přední světloomet automobilu Škoda Octavia III facelift [1]

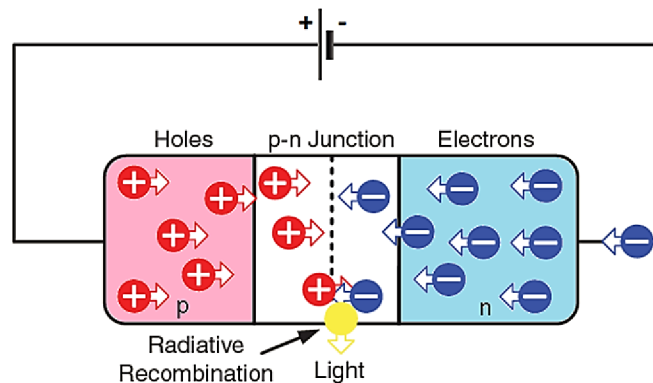
1.1 Technologie LED

Technologie LED (Light Emitting Diode v češtině luminiscenční dioda) zažívá během posledních let v automobilovém průmyslu prudký rozmach, kdy první prototyp předního světlometu s LED osvětlením byl představen v roce 2005. Luminiscenční diody jsou efektivní zdroj světla, které dosahují vysokých hodnot účinnosti konverze elektrické energie na světelnou kolem 30 %, zatímco halogenové žárovky dosahují světelné účinnosti okolo 5 % a xenonové výbojky kolem 20 % [2]. Tento poznatek je velice zásadní z pohledu minimalizace dodávaného příkonu svítidla, neboť tím je také snížena spotřeba pohonných hmot a redukce emisí CO₂.

Luminiscenční dioda je polovodičová součástka, která pro generaci optického záření využívá spontánní emisi při zářivé rekombinaci nosičů náboje na PN přechodu při buzení proudem v propustném směru [3]. Popsaná situace je graficky znázorněna na obrázku 1.2. Vyzařované spektrum je pak dáno velikostí zakázaného pásu polovodiče, neboť platí vztah:

$$E_{\text{foton}} = E_G = h \cdot \frac{c}{\lambda}, \quad (1.1)$$

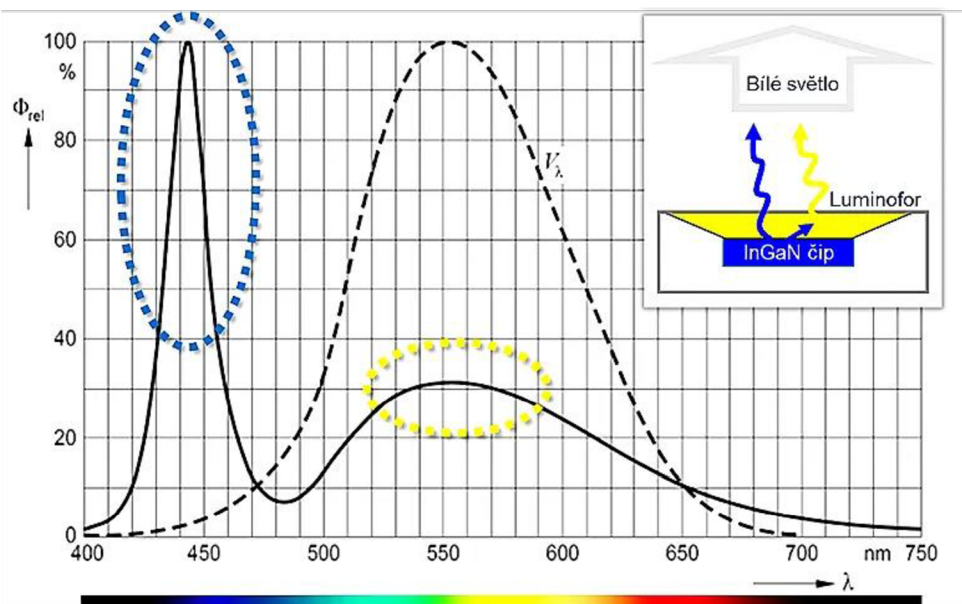
kde E_{foton} představuje energii vyzařovaného fotonu, E_G šířku zakázaného pásu příslušného polovodiče, h Planckovu konstantu, c rychlost světla ve vakuu a λ vlnovou délku optického záření. Podle chemického složení polovodiče je tedy možné ovlivňovat vyzařovanou barvu světla.



Obrázek 1.2 PN přechod LED [1]

Typickými polovodičovými materiály s přímou pásovou strukturou, které splňují podmínky zářivé rekombinace, jsou v automobilovém průmyslu AlInGaP nebo InGaN. AlInGaP má však menší šířku zakázaného pásu, a proto jím není možné realizovat krátké vlnové délky (modré světlo). AlInGaP je tedy používán pro červené a oranžové směrové světlo. LED čipy z InGaN představují novější technologii a lze jimi realizovat zelené, modré i bílé (po luminoforové konverzi) světlo [1]. Bílým světlem jsou pak realizovány tlumená, dálková a denní světla.

Bílé světlo z principu funkce LED není možné přímo vyzařovat, protože je složené ze spojitého spektra s vlnovou délkou v rozsahu celého viditelného spektra. Pro vytvoření vjemu bílé barvy se proto využívá luminoforu. LED čip je pokryt luminoforem, který konvertuje část vyzařovaného světla modré LED na žluté světlo. Obě spektra vyzařovaných barev pak jejich vzájemným míšením vytváří dojem emise bílého světla [4], což je názorně znázorněno na obrázku 1.3.



Obrázek 1.3 Vyzařované spektrum bílé LED [1]

Mezi hlavní přednosti luminiscenčních diod oproti ostatním zdrojům světla patří [5]:

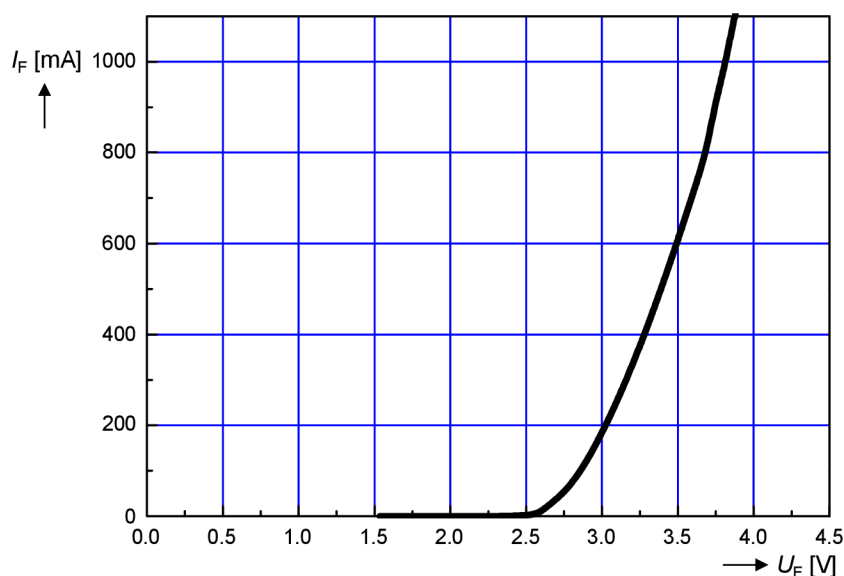
- vysoká světelná účinnost kolem 30 %,
- malé rozměry, hmotnost,
- extrémně dlouhá životnost řádově 10 000 hodin,
- rychlá odezva,
- malé provozní napětí,
- snadná regulace intenzity bez ovlivnění spektra,
- mechanická odolnost,
- neobsahuje toxické materiály.

1.1.1 Elektrické a optické parametry LED

Volt-Ampérová charakteristika luminiscenční diody určuje její elektrické chování v obvodu při stejnosměrných veličinách proudu a napětí. Tvar V-A charakteristiky LED vychází jako u obecné polovodičové diody ze Shockleyho rovnice, která je uvedena ve tvaru:

$$I = I_S \cdot \left(e^{\frac{U}{m \cdot U_T}} - 1 \right), \quad (1.2)$$

kde I reprezentuje proud tekoucí PN přechodem, I_S saturační proud, U napětí na PN přechodu, m emisní koeficient a U_T teplotní napětí. Grafickým řešením této rovnice je pak V-A charakteristika, která je uvedena na obrázku 1.4. Shockleyho rovnice platí jak pro propustný, tak i pro závěrný směr diody, nicméně pro funkci luminiscenční diody je využíváno polarizace PN přechodu pouze v propustném směru. V grafu V-A charakteristiky je proto zobrazen jenom I. kvadrant, který odpovídá propustnému směru.

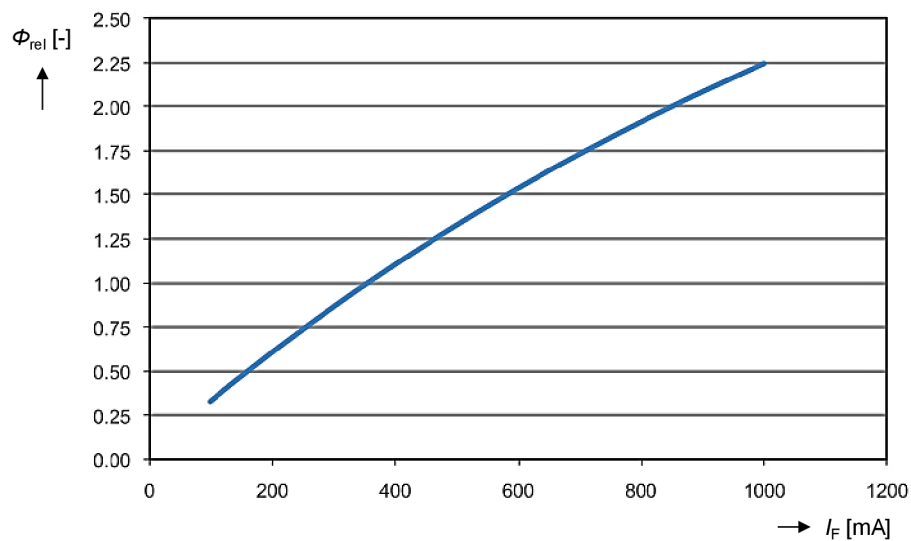


Obrázek 1.4 Volt-Ampérová charakteristika LED [1]

Volt-Ampérová charakteristika luminiscenční diody se oproti charakteristice standartní křemíkové diodě liší v následujících ohledech [3], [6]:

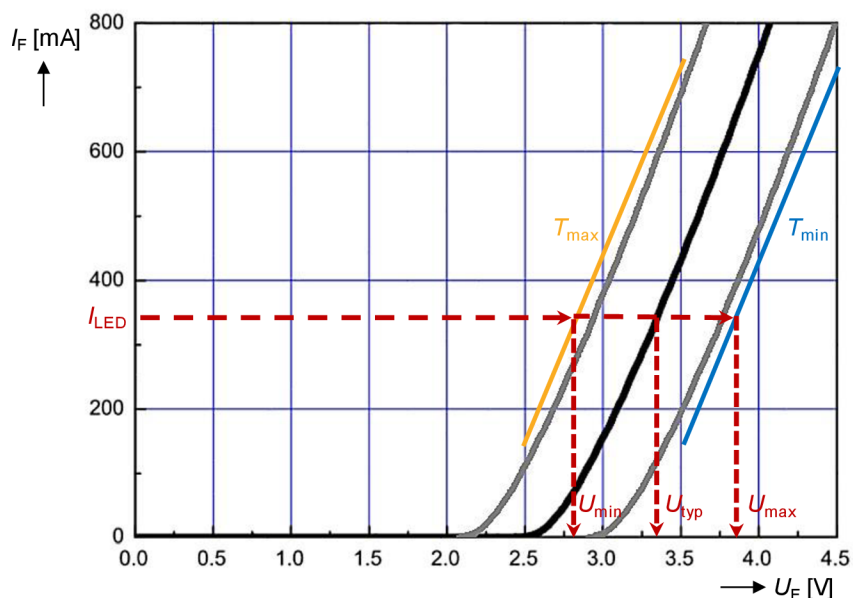
- Prahové napětí je obvykle u LED jen o několik desetín voltů menší, než je šířka zakázaného pásu daného polovodiče. Kupříkladu poměrem jednotlivých chemických složek v polovodiči InGaN se dá dosáhnout šířky zakázaného pásu v rozmezí 0,7–3,37 eV.
- LED mají větší výrobní rozptyl hodnot prahového napětí.
- U LED dochází k výraznějšímu teplotnímu driftu napětí v propustném směru.
- Průrazné napětí v závěrném směru nebývá pro LED větší než 5 V.
- Závěrný proud je u LED větší.

Z Volt-Ampérové charakteristiky luminiscenční diody je patrné, že po překročení prahového napětí dynamický odpor diody prudce klesá a exponenciální průběh proudu v propustném směru nabývá význačných hodnot, které jsou pak rozhodující pro toužené optické parametry LED. Propustný proud I_F totiž určuje závislost světelného toku Φ , která téměř lineárně závisí na proudu I_F , jak je možné vidět na obrázku 1.5.



Obrázek 1.5 Příklad závislosti světelného toku Φ na proudu I_F [1]

Pro nastavení pracovního bodu tedy není vhodné používat konstantní zdroj napětí, neboť malé změny okolo nastaveného propustného napětí ΔU_F by vyvolaly velké změny proudu ΔI_F . Navíc vlivem rozptylu výrobních procesů se propustné napětí U_F pohybuje v určitém tolerančním pásmu, kde významné hodnoty napětí U_F výrobci označují v katalogových listech jako U_{min} , U_{typ} a U_{max} . Tím je získán soubor několika charakteristik viz Volt-Ampérová charakteristika LED na obrázku 1.6, kde by bylo nemožné nastavit požadovanou hodnotu proudu I_F pomocí zdroje napětí.



Obrázek 1.6 Volt-Ampérová charakteristika LED při buzení proudem I_F [1]

Situaci dále komplikuje i přirozený záporný teplotní drift napětí U_F , kdy je nutné zaručit konstantní hodnotu proudu I_F pro široký rozsah teplot. Pro elektroniku a obecně moduly, které se umísťují dovnitř světlometů, tento teplotní rozsah odpovídá rozmezí $-40-105\text{ }^\circ\text{C}$. Správným řešením je tedy buzení LED pomocí konstantního zdroje proudu, kde podle nastaveného proudu I_F se nuceně vytvoří potřebný úbytek napětí na přechodu PN.

U výkonových LED v automobilovém průmyslu je obvykle možné se pohybovat v následujících velikostech elektrických veličin [1]:

- proud $I_F = 1000-1500\text{ mA}$,
- napětí $U_F = 2,5-4\text{ V}$,
- výkon $P_{LED} = 0,2-5\text{ W}$.

1.1.2 Binování LED

Z technologického hlediska není možné vyrobit identické LED se stejnými parametry. V tomto ideálním případě by návrh LED budiče byl výrazně zjednodušen, neboť by buzení všech LED stejné řady bylo navrženo tak, že by pokaždé splňovalo nároky dané homologace. V masivní produkci se však elektrické a optické parametry jednotlivých LED liší vlivem výrobních rozptylů, a tak je nutné provést opatření pro maximalizaci jejich výtěžnosti. Proto se jednotlivé LED rozdělují do skupin s bližšími parametry, které se obecně označují jako biny. V tom případě je nutné provést robustnější návrh LED driveru, aby byl schopen pokrýt široké portfolio poskytovaných LED binů. Mnoho výrobců pak třídí svoje LED podle jejich dominantních parametrů do následujících binů:

- napěťový bin (voltage bin) – třídění podle propustného napětí U_F ,
- světelný bin (flux bin) – třídění podle světelného toku Φ ,
- barevný bin (color bin) – třídění podle chromatičnosti světla.

Jak již bylo řečeno dříve Volt-Ampérovou charakteristiku LED netvoří jedna křivka, ale hned svazek několika charakteristik vlivem výrobního rozptylu propustného napětí U_F při daném proudu I_F . Pak je možné roztrždit vyrobené LED podle napěťových binů s určitým tolerančním pásmem viz příklad napěťového binování LED v tabulce 1.1.

Tabulka 1.1 Binování LED KW CULNM1.TG podle propustného napětí U_F [7]

Skupina	U_{Fmin} [V] při $I_F = 3\text{ A}$	U_{Fmax} [V] při $I_F = 3\text{ A}$
65	3,00	3,25
B5	3,25	3,50
G5	3,50	3,75

Stejná situace nastává i u světelného binování, jehož příklad je uveden v tabulce 1.2, kdy závislost světelného toku Φ na proudu I_F tvoří také svazek charakteristik, a tak pro kýženu hodnotu světelného toku Φ odpovídá více hodnot proudu I_F . Tomu je potřeba v sériové výrobě přizpůsobit návrh LED driveru, kdy pro každý světelný bin LED je

nastavena taková hodnota proudu I_F , aby vyzařovaný světelný tok Φ byl vždy stejný. Nastavení pracovního proudu I_F se pak provádí pomocí binovacího (kódovacího) rezistoru, jehož hodnota odporu určuje proud I_F odpovídající příslušnému světelnému binu.

Tabulka 1.2 Binování LED KW CULNM1.TG podle světelného toku Φ [7]

Skupina	Φ_{\min} [lm] při $I_F = 3$ A	Φ_{\max} [lm] při $I_F = 3$ A
8PF	669	754
5Q	710	800
5QF	754	849
6Q	800	900
6QF	849	949

Poslední skupina třídění LED je určena podle barevného binování viz příklad uvedený v tabulce 1.3, kdy u jednotlivých LED jsou sledovány odchylky v barevném podání světla a podle nich jsou rozřazeny. Roztříděné skupiny LED čipů podle všech třech způsobů binování pak nesou označení v podobě alfanumerického kódu, který je složený z názvů všech tří skupin příslušného binování. Prakticky je tedy možné pro každou LED získat všechny kombinace skupin ve výčtu binů.

Tabulka 1.3 Binování LED KW CULNM1.TG podle chromatičnosti světla [7]

Skupina	C_x	C_y	Skupina	C_x	C_y
ebvF46	0,3127	0,3093	ebzB46	0,3203	0,3274
	0,3212	0,3175		0,3299	0,3361
	0,3199	0,3325		0,3298	0,3526
	0,3104	0,3234		0,3190	0,3430
ebxD46	0,3163	0,3181	fcbB46	0,3248	0,3370
	0,3253	0,3266		0,3350	0,3460
	0,3246	0,3424		0,3355	0,3633
	0,3145	0,3330		0,3241	0,3534

1.1.3 Módy selhání LED

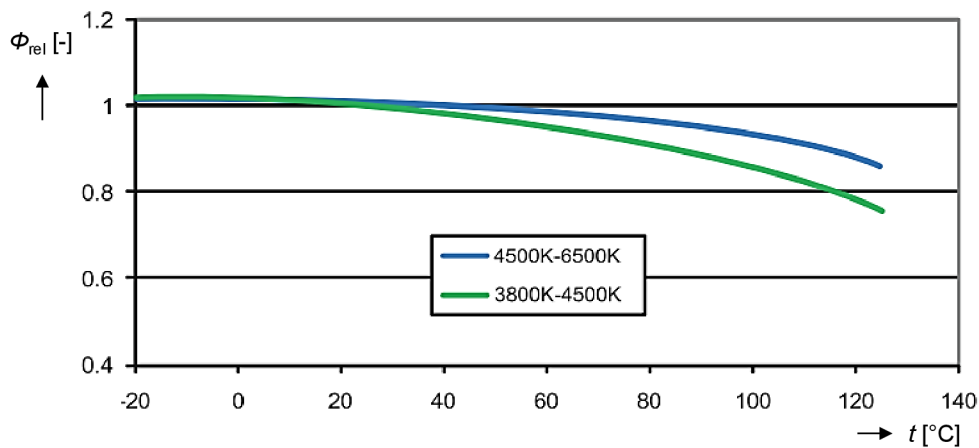
Módem selhání lze označit situaci, kdy dochází k abnormálnímu stavu elektrických a optických parametrů na LED čipu mimo stanovené meze, ať už se jedná o vratné nebo nevratné změny. Tento stav může nastat okamžitě nevhodným provozem LED nebo postupem času vlivem stárnutí součástky, které je značně závislé na teplotě PN přechodu a propustném proudu I_F .

Nejočekávanější scénář módu selhání je uplynutí doby životnosti LED, která je definovaná jako pokles světelného toku Φ typicky o 20–30 %. Při optimálním provozu nepřetěžované a dobře chlazené LED je možné dosáhnout extrémně dlouhé životnosti

v řádech 10 000 hodin, zatímco při příliš vysokém proudu I_F a trvalém přehřívání LED se životnost zkrátí na řádově 100 hodin [1].

Příčiny přechodu LED do módu selhání může způsobovat několik rozdílných mechanismů, které lze rozdělit do těchto kategorií [1], [8]:

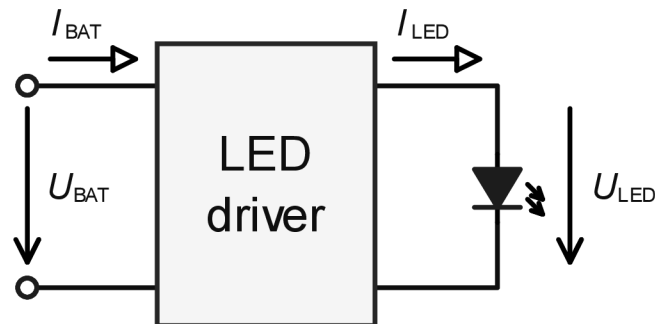
- Elektrický zkrat (short circuit), kdy vzniká vodivá cesta mimo PN přechod.
- Elektrické rozpojení obvodu (open circuit), což znamená přerušení kontaktu čipu.
- Redukce světelného toku Φ , která může být vratná při krátkodobém přehřívání LED čipu viz obrázek 1.7 nebo nevratná při trvalém přetěžování LED, což dále vede ke zkrácení životnosti součástky.
- Jiné specifické příčiny jako je např. degradace pouzdra LED (žloutnutí či hnědnutí čočky).



Obrázek 1.7 Pokles světelného toku Φ při zahřátí LED [1]

2 BUDIČE PRO LED

Při návrhu LED driveru je potřeba vyvinout takový elektronický obvod, který vykazuje charakter zdroje konstantního proudu pro buzení LED bez ohledu na velikost napětí napájecí automobilové sítě. Celá situace je pak znázorněna na obrázku 2.1.



Obrázek 2.1 Obecné schéma LED budiče

Pro napětí automobilové sítě se uvažuje nominální hodnota napětí $U_{BAT} = 13,5 \text{ V}$, avšak toto napájecí napětí se může pohybovat v širokých mezích, pro které je nutné splňovat homologační limity dané světelné funkce. Automobilové společnosti proto předepisují napěťové rozsahy, v kterých musí být zaručen konstantní výstupní proud dodávaný budičem a v kterých je možný pokles nominální hodnoty výstupního proudu, resp. pokles světelného toku LED. Typické rozsahy napájecího napětí automobilové sítě U_{BAT} a jim příslušná specifika hodnot výstupního proudu jsou [1]:

- $U_{BAT} = 9\text{--}16 \text{ V}$ (třída A) – nutné zajištění nominálního výstupního proudu s tolerancí $\pm 5 \%$ nebo $\pm 10 \%$,
- $U_{BAT} = 6\text{--}9 \text{ V}$ a $16\text{--}18 \text{ V}$ (třída B) – možný pokles nominálního výstupního proudu oproti specifikaci typicky o maximálně 30% ,
- $U_{BAT} = 18\text{--}26 \text{ V}$ (třída C) – testování přepětí na napájení po domluvený časový interval (18 V po dobu 60 min , 26 V po dobu 1 min).
- Mimo uvedené napěťové rozsahy U_{BAT} není nutné, aby budič správně pracoval.

Při výběru vhodné topologie LED driveru je potřeba brát v potaz kromě proměnného napětí automobilové sítě a konstantního výstupního proudu také velikost výstupního napětí, které je dáno propustným napětím U_F na LED diodě. Avšak na základě realizace optického systému a světelné funkce je povětšinou nutné použít většího počtu LED, které se pak elektricky zapojují do série, čímž vzniká řetězec LED diod. V tomto případě je výstupní napětí budiče dáno násobkem propustného napětí U_F podle počtu LED v řetězci. Může tedy nastat situace, kdy napájecí napětí bude vyšší, rovno nebo menší než výstupní napětí na zátěži. Tomu je potřeba přizpůsobit vhodnost řešení budiče, které je možné realizovat pomocí lineárního regulátoru nebo spínaného DC/DC měniče.

2.1 Lineární regulátor

Lineární regulátory jsou často využívány kvůli své jednoduchosti, neboť ke své činnosti využívají jako regulační člen tranzistor, který pracuje v lineárním režimu a chová se jako elektricky řízený rezistor s proměnnou hodnotou odporu [9]. Regulovaná veličina výstupního napětí nebo proudu je pak udržována na konstantní hodnotě při změnách zátěže či vstupního napětí díky změně velikosti odporu tranzistoru pomocí řídicího obvodu. Tok elektrické energie ze vstupu do zátěže je tedy realizován spojitě.

Z tohoto principu dále vyplývá, že na tranzistoru je pokaždé udržován určitý úbytek napětí rovnající se rozdílu vstupního a výstupního napětí, a tak tento regulátor dokáže pracovat pouze ve snižujícím módu. Další nevýhodou lineárního regulátoru je nízká účinnost, kterou lze vyjádřit vztahem:

$$P_Z = P_{IN} - P_{OUT} , \quad (2.1)$$

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{I_{OUT} \cdot U_{OUT}}{I_{IN} \cdot U_{IN}} \approx \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} , \quad (2.2)$$

kde P_Z reprezentuje ztrátový výkon na regulátoru, P_{IN} dodávaný příkon, P_{OUT} výkon na zátěži, η účinnost, I_{IN} a I_{OUT} vstupní a výstupní proud a U_{IN} a U_{OUT} vstupní a výstupní napětí. Z uvedeného vztahu pro účinnost lineárního regulátoru je patrná závislost na vstupním napětí. Jinak řečeno vysokých hodnot účinnosti lze dosáhnout pouze pokud výstupní napětí je jen o trochu nižší než napětí vstupní.

2.2 Spínaný měnič

Spínané měniče na rozdíl od lineárních regulátorů využívají ke své regulaci tranzistor, který pracuje ve spínacím režimu, kdy se s vysokou frekvencí střídá sepnutý a vypnutý stav tranzistoru. Tranzistor se tedy chová jako elektronický spínač, který pracuje ve dvou spínacích fázích [9]. Spínané měniče ke své činnosti dále potřebují akumulární prvek typicky cívku, pomocí níž se obecně během doby jedné spínací fáze transformuje vstupní příkon na energii uloženou v magnetickém poli cívky a během doby druhé spínací fáze se tato energie přeměňuje na výstupní výkon zátěže. Tok elektrické energie ze vstupu do zátěže je tedy uskutečňován po částech, kdy přeměna energie je řízena střídou spínání tranzistoru.

Ve spínacích měničích se kromě hlavního spínacího tranzistoru vyskytuje další spínač ve formě nulové diody, popř. tranzistoru pro snížení výkonových ztrát, který zajišťuje správný tok proudu v obvodu po rozepnutí hlavního spínače. Další pomocnou součástí v obvodu je sběrný kondenzátor zapojený paralelně k zátěži, který pomáhá potlačit střídavou složku výstupního napětí [10].

Popsaný spínaný měnič slouží pro přeměnu vstupního stejnosměrného napětí na výstupní stejnosměrné napětí o jiné hodnotě, proto je také označován jako DC/DC konvertor. Lze tedy pomocí popsaných součástí ve vhodné konfiguraci a podle poměru

vstupního a výstupního napětí sestavit tři základní topologie měničů, jimiž jsou snižující, zvyšující nebo invertující měnič. Kromě těchto topologií existuje celá řada složitějších měničů, které obsahují více akumulčních prvků např. SEPIC či namísto tlumivky zařazují transformátor pro galvanické oddělení vstupu od výstupu např. blokující měnič.

Spínané měniče pro správnou regulaci napětí na výstupu silového obvodu potřebují řídicí obvod, který pomocí PWM signálu budí hlavní spínací tranzistor. Střída tohoto signálu pak určuje výstupní napětí měniče a při případných odchylkách napětí na výstupu je regulována pomocí zpětné vazby vedené z výstupu měniče do řídicího obvodu.

Při výběru spínaného měniče pro LED je však nutné vybrat takový řídicí obvod, který poskytuje proudovou regulaci. Výstupní proud je potom pomocí zpětné vazby měřen přes snímací rezistor zařazený v sérii s LED zátěží a v případě odchylek výstupního proudu je doregulována střída. Přičemž volba vhodné topologie měniče s proudovou regulací je stále dána dle poměru vstupního a výstupního napětí, kdy výstupní napětí na LED zátěži je určeno procházejícím proudem.

V teoretické rovině spínané měniče obsahují pouze ideální akumulční prvky a spínače. V tomto idealizovaném případě se tak jedná o bezeztrátové obvody, což je obrovská výhoda oproti lineárním regulátorům. Avšak po začlenění parazitních vlastností akumulčních prvků a parazitních spínacích ztrátách je možné se pohybovat v rozmezí účinnosti 80–95 % [11]. Účinnost spínaného měniče lze vyjádřit vztahem:

$$P_Z = \frac{1}{T} \sum_0^T (P_{SW} + P_C) , \quad (2.3)$$

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{P_{IN} - P_Z}{P_{IN}} = 1 - \frac{P_Z}{P_{IN}} , \quad (2.4)$$

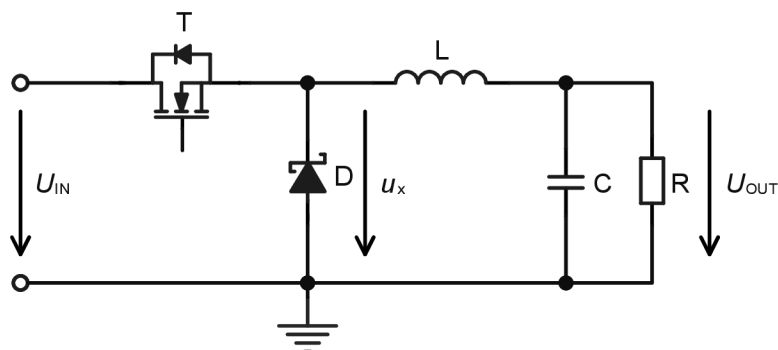
kde P_Z reprezentuje ztrátový výkon na měniči, T periodu spínání, P_{SW} spínací ztráty na tranzistoru, P_C vodivostní (statické) ztráty na tranzistoru, η účinnost, P_{OUT} výkon na zátěži a P_{IN} dodávaný příkon. Mezi hlavní nevýhody tohoto měniče však patří generace elektromagnetického rušení EMI vlivem rychlého spínání tranzistoru a složitější návrh obvodu. Přehledné porovnání charakteristických parametrů mezi lineárním a spínaným měničem je uvedeno v tabulce 2.1.

Tabulka 2.1 Srovnání klíčových vlastností lineárního regulátoru a spínaného měniče [1], [11]

	Lineární regulátor	Spínaný měnič
Výhody	Jednoduchost obvodu	Libovolné výstupní napětí
	Negeneruje EMI	Velká proudová zatížitelnost
	Snadná filtrace výstupních parametrů	Vysoká účinnost
Nevýhody	Pouze snižující režim	Složitější návrh obvodu i DPS
	Malá proudová zatížitelnost	Více komponent
	Nízká účinnost	Generuje EMI
	Podstatný ztrátový výkon	Obtížnější filtrace

2.2.1 Snižující měnič

Snižující měnič někdy označován jako step-down nebo buck konvertor je typ DC/DC měniče, který umí pouze snižovat vstupní napětí. Platí tedy podmínka, že výstupní napětí U_{OUT} je vždy nižší než napětí na vstupu U_{IN} . Schéma topologie snižujícího měniče je uvedeno na obrázku 2.2.



Obrázek 2.2 Schéma snižujícího měniče

Pro pochopení funkce obvodu předpokládejme již ustálený stav (po několika spínacích periodách), kdy vstupní i výstupní napětí je konstantní a proud cívkou cyklicky roste a klesá kolem střední hodnoty proudu. Cívkou tedy neustále prochází proud, který nikdy neklesne na nulovou hodnotu a nesetrvává nulový. Měnič v tomto případě pracuje v režimu spojitého proudu.

V první spínací fázi t_{on} dojde k sepnutí tranzistoru T a napětí u_x bude rovno vstupnímu napětí U_{IN} . Nulová dioda D je proto polarizována závěrně a proudová smyčka se uzavírá ze zdroje U_{IN} přes tranzistor T a cívku L do zátěže R s kondenzátorem C. Cívka L v této fázi akumuluje energii a její napětí je dáno rozdílem napětí u_x a napětí U_{OUT} . Proud cívkou pak bude lineárně narůstat a tento přírůstek proudu ΔI_{L1} lze vyjádřit rovnicí:

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_{IN} - U_{OUT}}{L} \cdot t_{on} , \quad (2.5)$$

kde U_{IN} a U_{OUT} představují vstupní a výstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{on} dobu spínací fáze při sepnutém tranzistoru.

V druhé spínací fázi t_{off} je tranzistor T rozepnut a cívka L se chová jako zdroj proudu, který nyní teče přes zátěž R s filtračním kondenzátorem C a propustně polarizovanou diodu D zpět do cívky L . Napětí u_x v této fázi je nulové (ve skutečnosti mírně záporné vlivem propustného napětí na diodě). Z toho lze vyjádřit napětí na cívce L , které je teď opačně orientované a rovno napětí U_{OUT} . Proud cívkou proto bude lineárně klesat a tento pokles proudu ΔI_{L2} lze vyjádřit vztahem:

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{OUT}}{L} \cdot t_{off} , \quad (2.6)$$

kde U_{OUT} reprezentuje výstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{off} dobu spínací fáze při rozepnutém tranzistoru.

Pro udržení konstantní střední hodnoty proudu cívkou je patrná nutnost rovnosti obou přírůstků proudu ΔI_{L1} a ΔI_{L2} . Z této rovnosti je možné vyjádřit závislost výstupního napětí U_{OUT} na střídě spínání tranzistoru T , přičemž střída D je definována jako:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} , \quad (2.7)$$

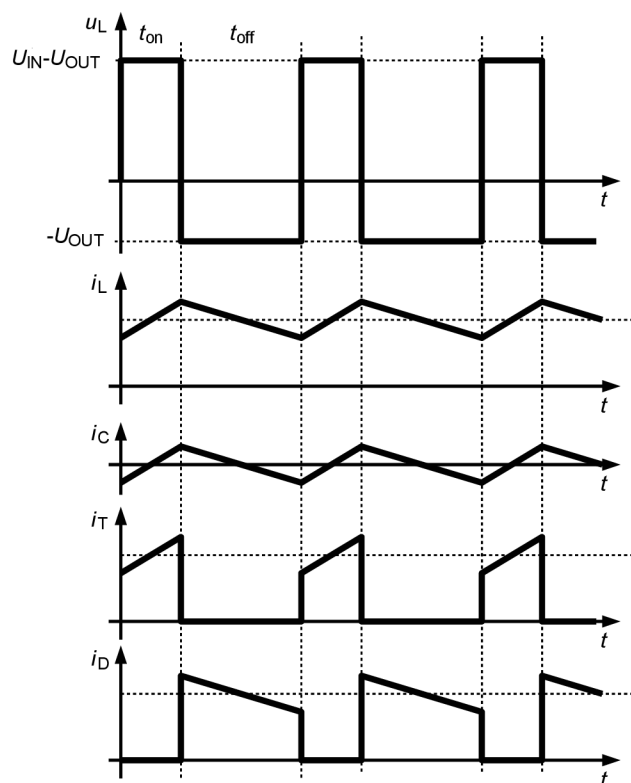
kde t_{on} a t_{off} je doba spínací fáze při sepnutém a rozepnutém tranzistoru a T perioda spínání. Závislost výstupního napětí U_{OUT} na střídě D lze pak odvodit následovně:

$$\frac{U_{IN} - U_{OUT}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{OUT}}{L} \cdot t_{off} , \quad (2.8)$$

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = U_{IN} \cdot D , \quad (2.9)$$

kde U_{IN} a U_{OUT} představují vstupní a výstupní napětí, L indukčnost cívky, t_{on} a t_{off} dobu spínací fáze při sepnutém a rozepnutém tranzistoru a D střídu spínání.

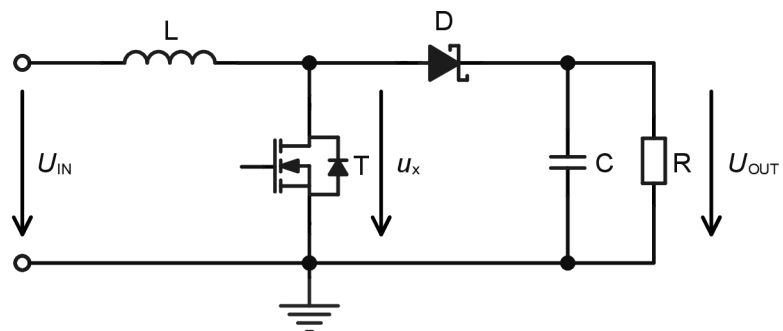
Filtrační kondenzátor C má zaručit, aby výstupní napětí U_{OUT} bylo bez zvlnění. Pak lze říct, že zátěží R teče téměř konstantní proud, který je roven střední hodnotě proudu cívkou L , a veškeré zvlnění proudu cívkou teče přes kondenzátor C [10]. Popisovaná situace funkce snižujícího měniče je pro lepší pochopení vyobrazena na obrázku 2.3 pomocí průběhů napětí a proudů na součástkách.



Obrázek 2.3 Průběhy napětí a proudů ve snižujícím měniči [12]

2.2.2 Zvyšující měnič

Zvyšující měnič v literatuře označován jako step-up nebo boost konvertor je typ DC/DC měniče, který umí pouze zvyšovat vstupní napětí. Výstupní napětí U_{OUT} tedy musí být pro správnou funkci měniče vždy vyšší než napětí na vstupu U_{IN} . Schéma konfigurace zvyšujícího měniče je znázorněno na obrázku 2.4.



Obrázek 2.4 Schéma zvyšujícího měniče

Pro pochopení funkce obvodu opět očekávejme již ustálený stav, kdy vstupní i výstupní napětí je konstantní a měnič pracuje v režimu spojitých proudů.

V první spínací fázi t_{on} je sepnut tranzistor T a napětí u_x klesne k nulové hodnotě. Nulová dioda D je polarizována závěrně a proudová smyčka se uzavírá ze zdroje U_{IN} přes cívku L a tranzistor T. Na cívce L se potom objeví vstupní napětí U_{IN} , čímž je cívka nabíjena a její proud lineárně narůstá. Tento přírůstek proudu ΔI_{L1} lze vyjádřit vztahem:

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_{IN}}{L} \cdot t_{on}, \quad (2.10)$$

kde U_{IN} reprezentuje vstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{on} dobu spínací fáze při sepnutém tranzistoru.

V druhé spínací fázi t_{off} je tranzistor T rozepnut a cívka L udržuje směr a velikost proudu, který nyní teče přes propustně polarizovanou diodu D, zátěž R s filtračním kondenzátorem C a zdroj U_{IN} zpět do cívky L. Napětí u_x v této fázi je rovno napětí U_{OUT} (ve skutečnosti zvýšené o propustného napětí na diodě). Z toho lze vyjádřit napětí na cívce L, které je teď opačně orientované a rovno rozdílu napětí U_{OUT} a napětí U_{IN} . Proud cívkou proto bude lineárně klesat a tento pokles proudu ΔI_{L2} lze vyjádřit rovnicí:

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{OUT} - U_{IN}}{L} \cdot t_{off}, \quad (2.11)$$

kde U_{OUT} a U_{IN} představují výstupní a vstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{off} dobu spínací fáze při rozepnutém tranzistoru.

Pro udržení konstantní střední hodnoty proudu cívkou je opět patrná nutnost rovnosti obou přírůstků proudu ΔI_{L1} a ΔI_{L2} . Z této rovnosti lze poté vyjádřit závislost výstupního napětí U_{OUT} na střídě spínání tranzistoru T, přičemž je zaveden předpoklad pro střidu D:

$$1 - D = \frac{t_{off}}{T} = \frac{t_{off}}{t_{on} + t_{off}}, \quad (2.12)$$

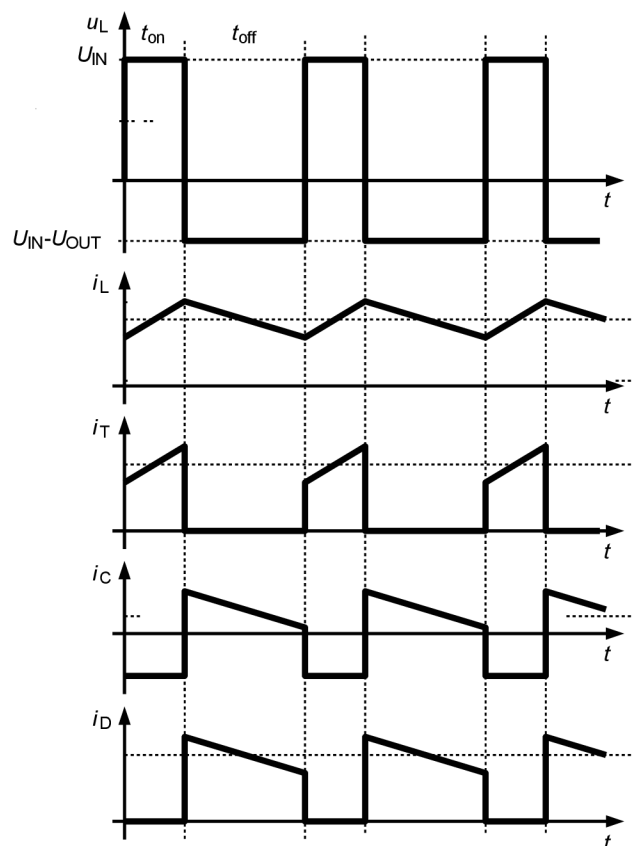
kde t_{on} a t_{off} je doba spínací fáze při sepnutém a rozepnutém tranzistoru a T perioda spínání. Závislost výstupního napětí U_{OUT} na střídě D se pak odvodí následovně:

$$\frac{U_{IN}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{OUT} - U_{IN}}{L} \cdot t_{off}, \quad (2.13)$$

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - D}, \quad (2.14)$$

kde U_{IN} a U_{OUT} reprezentují vstupní a výstupní napětí, L indukčnost cívky, t_{on} a t_{off} dobu spínací fáze při sepnutém a rozepnutém tranzistoru a D střidu spínání.

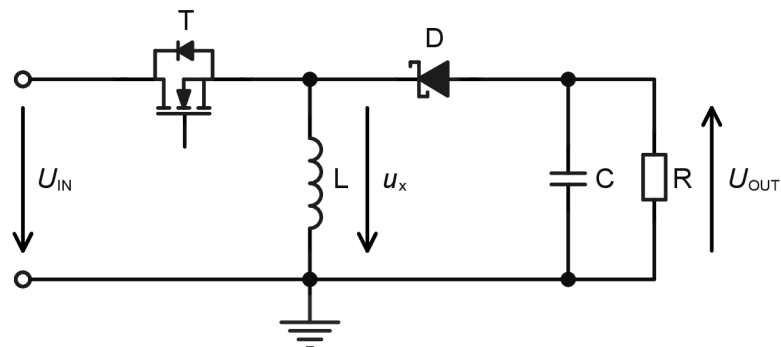
Při požadavku na konstantní výstupní napětí U_{OUT} bez zvlnění je nutné použít filtrační kondenzátor C, neboť výstupní proud protéká diodou D pouze ve fázi t_{off} (má impulsní charakter). Výstupní zvlnění na zátěži R by proto bylo příliš velké. Po začlenění kondenzátoru C je během fáze t_{on} výstupní proud dodáván z tohoto kondenzátoru a během druhé fáze t_{off} cívka L dobíjí kondenzátor C a dodává proud do zátěže R [11]. Pro lepší pochopení funkce zvyšujícího měniče je situace vyobrazena pomocí průběhů napětí a proudů na součástkách na obrázku 2.5.



Obrázek 2.5 Průběhy napětí a proudů ve zvyšujícím měniči [12]

2.2.3 Invertující měnič

Invertující měnič také označován jako buck-boost konvertor je poslední konfigurací DC/DC měniče, kterou je možné uspořádat ze dvou spínačů a cívky. Na rozdíl od předchozích měničů invertující měnič umožňuje na výstupu získat libovolné napětí U_{OUT} , avšak s opačnou polaritou. Tento měnič tedy dokáže jak zvyšovat, tak i snižovat vstupní napětí U_{IN} . Schéma topologie invertujícího měniče je znázorněno na obrázku 2.6.



Obrázek 2.6 Schéma invertujícího měniče

Pro pochopení funkce obvodu bude opět vycházeno z již ustáleného stavu, kdy vstupní i výstupní napětí je konstantní a měnič pracuje v režimu spojitých proudů.

V první spínací fázi t_{on} dojde k sepnutí tranzistoru T a napětí u_x bude rovno vstupnímu napětí U_{IN} . Nulová dioda D je proto polarizována závěrně a proudová smyčka se uzavírá ze zdroje U_{IN} přes tranzistor T a cívku L. Na cívce L se potom objeví vstupní napětí U_{IN} , čímž je cívka nabijena a její proud lineárně narůstá. Tento přírůstek proudu ΔI_{L1} lze vyjádřit rovnicí:

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_{IN}}{L} \cdot t_{on}, \quad (2.15)$$

kde U_{IN} představuje vstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{on} dobu spínací fáze při sepnutém tranzistoru.

V druhé spínací fázi t_{off} je tranzistor T rozepnut a cívka L se chová jako zdroj proudu, který nyní teče přes zátěž R s filtračním kondenzátorem C a propustně polarizovanou diodu D zpět do cívky L. Napětí u_x a tedy i napětí na cívce L je v této fázi rovno napětí U_{OUT} se záporným znaménkem (ve skutečnosti snižené o propustného napětí na diodě). Na cívce L je tedy napětí opačné polarity, než má procházející proud, který proto bude lineárně klesat. Tento pokles proudu ΔI_{L2} lze vyjádřit vztahem:

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{OUT}}{L} \cdot t_{off}, \quad (2.16)$$

kde U_{OUT} reprezentuje výstupní napětí, L indukčnost cívky a t_{off} dobu spínací fáze při rozepnutém tranzistoru.

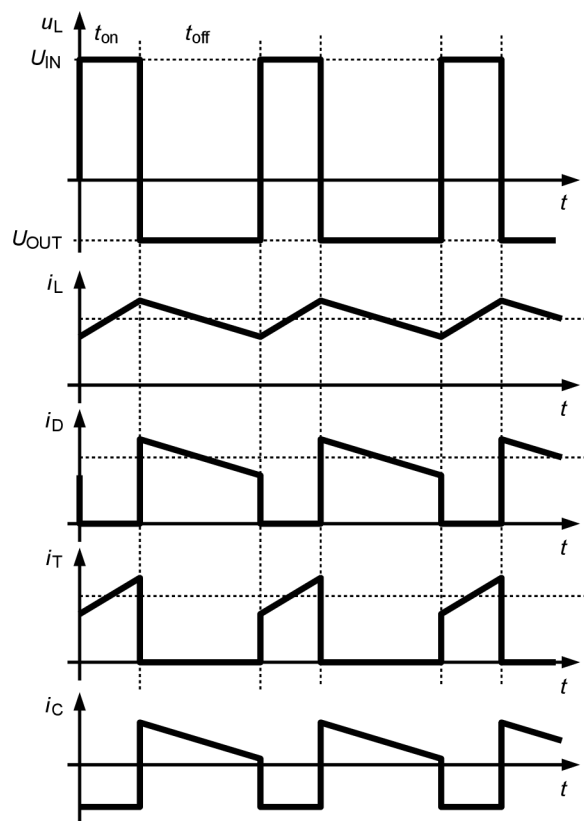
Pro udržení konstantní střední hodnoty proudu cívkou je patrná nutnost rovnosti obou přírůstků proudu ΔI_{L1} a ΔI_{L2} . Z této rovnosti je možné vyjádřit závislost výstupního napětí U_{OUT} na střídě spínání tranzistoru T, přičemž pro začlenění střídý D do rovnice je možné využít předchozích vztahů (2.7) a (2.12):

$$\frac{U_{IN}}{L} \cdot t_{on} = \frac{U_{OUT}}{L} \cdot t_{off}, \quad (2.17)$$

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{t_{on}}{t_{off}} = U_{IN} \cdot \frac{D}{1-D}, \quad (2.18)$$

kde U_{IN} a U_{OUT} představují vstupní a výstupní napětí, L indukčnost cívky, t_{on} a t_{off} dobu spínací fáze při sepnutém a rozepnutém tranzistoru a D střídu spínání.

Jelikož výstupní proud má impulsní charakter stejně jako zvyšující měnič je nutné pro požadavek konstantního výstupního napětí U_{OUT} použít filtrační kondenzátor C. Funkce invertujícího měniče je pro lepší pochopení vysvětlena na obrázku 2.7 pomocí průběhů napětí a proudů na součástkách.



Obrázek 2.7 Průběhy napětí a proudů v invertujícím měniči [12]

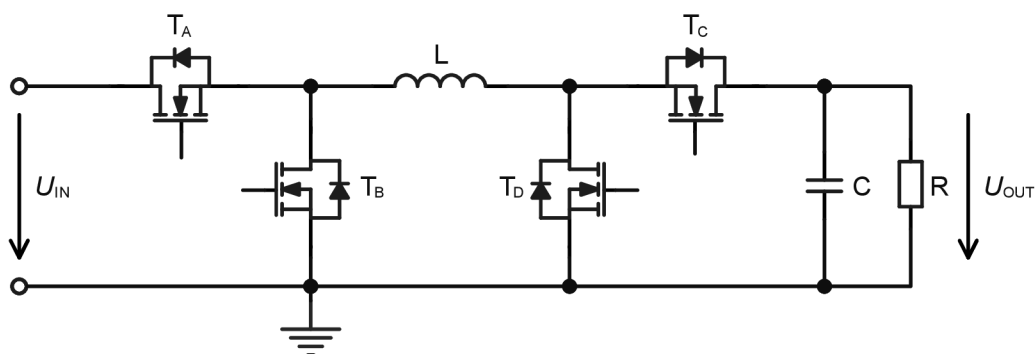
2.2.4 Měnič s H-můstkem v režimu buck-boost

Při návrhu DC/DC měniče, který je schopen poskytnout na svém výstupu libovolné napětí nezávislé na širokém rozsahu vstupního napětí, se nabízí možnost použití invertujícího měniče. Pro většinu aplikací je však záporné napětí na výstupu nežádoucí. S tím souvisí praktická skutečnost, že část obvodu je vztažena ke vstupní zemi a výstupní část má svoji vlastní (plovoucí) zem, a tak je potřeba hledat řešení ve formě neinvertujícího buck-boost měniče. Existuje několik topologií řešících uvedený problém, které se liší v počtu použitých součástek, složitostí obvodu, výkonovou zatížitelností a celkovou účinností. Běžně používané neinvertující buck-boost měniče lze tak rozdělit do třech kategorií na základě počtu obsažených cívek a řídicích obvodů [13]:

- kaskádní uspořádání zvyšujícího a snižujícího měniče využívající celkem dvě cívky a dva kontroléry pro oba měniče,
- pokročilejší měniče typu SEPIC, Zeta nebo flyback využívající dvě cívky na společném jádře a jeden kontrolér,
- nebo měnič s H-můstkem využívající jednu cívku a jeden kontrolér.

Jednou z možností realizace neinvertujícího měniče je struktura H-můstku se čtyřmi spínači a cívkou, která se vyznačuje velmi vysokou účinností a výkonovou zatížitelností [13]. Struktura vznikne spojením snižujícího a zvyšujícího měniče v jeden obvod, kde

cívky obou měničů jsou sloučeny do jedné. Výsledná struktura H-můstku je znázorněna na obrázku 2.8, kde nulové diody obou měničů jsou rovnou zaměněny za tranzistory T_B a T_C pro synchronní řízení kvůli snížení výkonových ztrát na spínačích. Levá větev tranzistorů T_A a T_B tedy náleží buck měničů a pravá větev tranzistorů T_C a T_D je vzata z boost měniče. Pomocí této struktury vhodným spínáním tranzistorů je pak možné realizovat všechny tři základní typy měničů buck, boost a buck-boost. I když se obvod může zdát složitější, tak velkým benefitem je právě univerzalita této struktury.



Obrázek 2.8 Schéma měniče s H-můstkem

V případě buck režimu je trvale sepnut tranzistor T_C a tranzistor T_D je trvale rozeprt. Zbylé dva tranzistory T_A a T_B jsou komplementárně spínány a funkce obvodu je pak totožná se snižujícím měničem. Pro realizaci boost režimu je trvale sepnut tranzistor T_A a tranzistor T_B je trvale rozeprt. Po komplementárním spínání zbylých tranzistorů T_C a T_D je realizována totožná funkce jak se zvyšujícím měničem. Režim buck-boost lze teoreticky realizovat, když v první fázi dojde k sepnutí dvojice tranzistorů T_A a T_D a zároveň k rozeprtí zbylé dvojice tranzistorů T_B a T_C . V druhé spínací fázi dvojice tranzistorů T_A a T_D je rozepruta a zbylá dvojice tranzistorů T_B a T_C je naopak sepnuta. Funkce obvodu je pak totožná s invertujícím měničem s tím rozdílem, že výstupní napětí díky struktuře obvodu skutečně neotáčí polaritu.

Ve skutečnosti se však popisovaný režim buck-boost měničem neuskutečňuje, neboť proudové namáhání cívky a spínačů je větší než v porovnání s režimy buck nebo boost, což se projeví na zvýšených vodivostních ztrátách [14]. Jelikož v tomto režimu jsou spínány všechny tranzistory oproti buck a boost módu, tak dojde i k zvýšení spínaných ztrát. H-můstek je proto provozován pouze v režimech buck a boost. Nicméně problém nastává v přechodovém pásmu mezi oběma režimy, kdy vstupní a výstupní napětí jsou sobě blízké. V této kritické oblasti pak všechny čtyři tranzistory musí pracovat s algoritmem spínání, kdy dochází k cyklickým přechodům mezi oběma režimy buck a boost, aby se udržela požadovaná hodnota výstupního napětí [13].

3 NÁVRH BUDIČE LED

Cílem této práce je navrhnout LED budič pro napájení řetězce čtyř výkonových LED zapojených v sérii konstantním proudem nezávisle na proměnném napětí automobilové sítě. Řetězec LED v tomto návrhu zastává realizaci světel denního svícení DRL a zároveň pozičních světel POS, které jsou ve světlometech velice často konstrukčně řešeny právě jedním světelným zdrojem LED. Přepínání mezi těmito dvěma světly se pak uskutečňuje změnou intenzity osvětlení LED, tedy poklesem nominálního proudu v režimu světel DRL na typicky desetinu hodnoty tohoto proudu pro režim světel POS. Jako zdroj světla budou použity výkonové LED od firmy Osram typu Oslon KW CULNM1.TG [7]. V návrhu je potom nutné počítat se všemi poskytovanými LED biny. Hlavní parametry pro vybrání vhodné topologie měniče pak jsou:

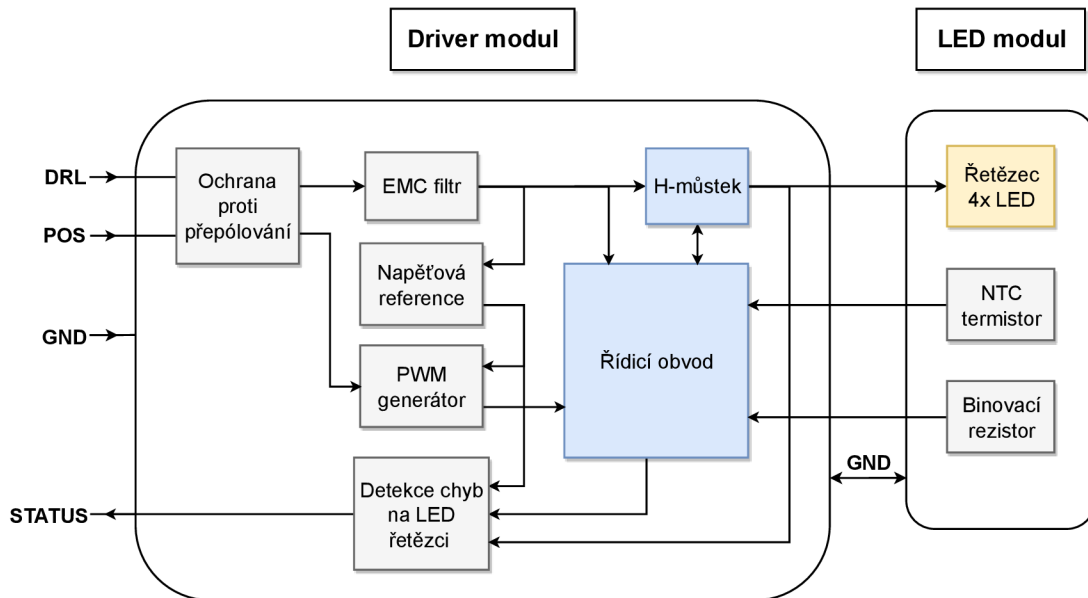
- rozsah napětí automobilové sítě 9-16 V,
- zadaný nominální výstupní proud (střední hodnota proudu) pro DRL funkci 1,5 A a pro POS funkci 150 mA,
- odhadované výstupní napětí na řetězci LED mezi 11 – 14 V,
- odhadovaný maximální výkon na řetězci LED kolem 20 W.

Z uvedených elektrických kritérií je patrná volba DC/DC měniče s vysokou výkonovou zatížitelností a účinností typu buck-boost. Ideálním kandidátem je tedy dříve popisovaný neinvertující buck-boost měnič v konfiguraci H-můstku, kde dle předem daného určení bude jako řídicí obvod použit integrovaný obvod s produktovým jménem NCV78514 [15] od firmy Onsemi.

Schéma měniče je dále doplněno o ochranu proti přepólování vstupního napětí, vstupní EMC filtr, které jsou v automobilovém návrhu nezbytné a další přídavné funkce. Stěžejním úkolem je návrh bloku pro generování PWM signálu pro řídicí obvod, který z tohoto signálu zkonstruuje PWM modulovaný výstupní proud, čímž dochází k redukci nominálního proudu v režimu DRL na hodnotu 10 % tohoto proudu pro realizaci režimu POS světel. Tento generátor zároveň musí zaručit pozvolný přechod s dobou přechodu kolem 200 ms mezi režimy DRL a POS v obou směrech. Další přidanou funkcí je detekce chyb na řetězci LED, tedy vyhodnocení tří možných typů chyb, a to rozpojení či zkratování celého LED řetězce či zkrat typu $n_{LED} - 1$, což znamená zkratování pouze jedné LED v řetězci. Poslední doplňkovou funkcí je ochrana proti tepelnému přetěžování LED řetězce pomocí termistoru umístěného v blízkosti řetězce, kdy v případě přehřátí dochází k lineárnímu snižování výstupního proudu.

Popsané návrhové požadavky na LED driver je poté pro názornost možné zobrazit pomocí blokového schématu na obrázku 3.1. Výsledná konstrukce LED driveru se bude skládat ze dvou samostatných modulů, kde měnič s ostatními přídavnými obvody bude od LED řetězce oddělen skrze použití dvou DPS. Pro navržený LED budič je celkem využito dvou vstupních pinů DRL a POS a jednoho výstupního STATUS pinu. Vstup DRL je přímo připojen k napájecí síti a stará se o dodání potřebného příkonu. Vstup POS

slouží ke změně režimu světel z POS na DRL nebo v opačném směru, přičemž po připojení log. 1 v rozsahu napájecího napětí je realizován POS režim a při připojení log. 0 či zanechání rozpojeného pinu je uskutečňován DRL režim. Výstupní STATUS pin slouží k reportování chybového stavu na LED řetězci, přičemž tento výstup tvoří tranzistor s otevřeným kolektorem. V případě bezporuchového stavu je pak tranzistor sepnut a na výstupu se objeví log. 0 a v případě chyby na řetězci je tranzistor rozepnut a výstup se nachází ve stavu vysoké impedance.



Obrázek 3.1 Blokové schéma celého LED driveru

3.1 Výběr obvodových komponent

Návrh LED driveru musí v sériových projektech splňovat přísné normy automobilového průmyslu, zejména se tak jedná o elektrické funkční testy, EMC a enviromentální testy s rozšířeným teplotním rozsahem $-40-105\text{ }^{\circ}\text{C}$ a jiná ostatní měření. Všechny použité součástky proto musí spadat pod automobilovou kvalifikaci dle dokumentů Automotive Electronics Council AEC [16]. Kupříkladu rezistory, kondenzátory a cívky spadají pod kvalifikaci s označením AEC-Q200. Stejným způsobem lze roztrždit i ostatní relevantní součástky pro návrh budiče dle příslušných dokumentů [16]:

- AEC-Q100 – kvalifikace pro integrované obvody,
- AEC-Q101 – kvalifikace pro diskrétní polovodičové součástky,
- AEC-Q102 – kvalifikace pro diskrétní optoelektronické polovodičové součástky,
- AEC-Q200 – kvalifikace pro pasivní komponenty.

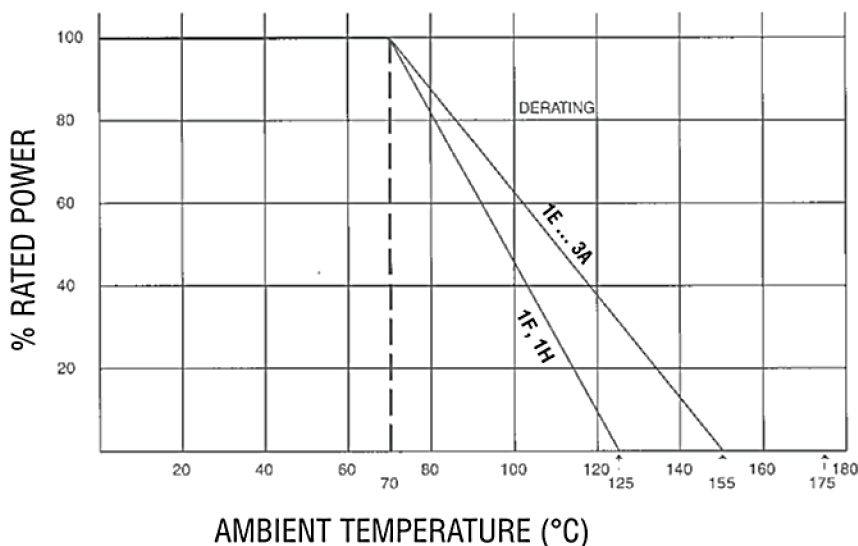
Všechny použité součástky budou zvoleny v provedení SMD, neboť oproti svým THT protějškům nabízí menší rozměry, vyšší pracovní frekvenci díky menším parazitním vlastnostem, vyšší spolehlivost a další výhody, pro které jsou upřednostňovány. Dále je klíčové popsat hlavní požadavky a obecná pravidla pro zvolení každého druhu použité součástky. Zejména se tak jedná o následující unikátní komponenty:

- rezistory,
- kondenzátory,
- cívky,
- nulové diody,
- spínací tranzistory.

3.1.1 Rezistory

Všechny použité rezistory budou vyrobeny v tlustovrstvé technologii s tolerancí hodnot odporu 1 %. Co se týče signálových rezistorů, ty jsou zvoleny v pouzdru 603 s výkonovým zatížením do 0,063 W nebo 0,1 W. Pro snímací rezistory je nutné patřičně dimenzovat jejich pouzdra dle udávaného maximálního ztrátového výkonu. Vhodným kandidátem je například pouzdro 612, které snese výkon až 1,5 W.

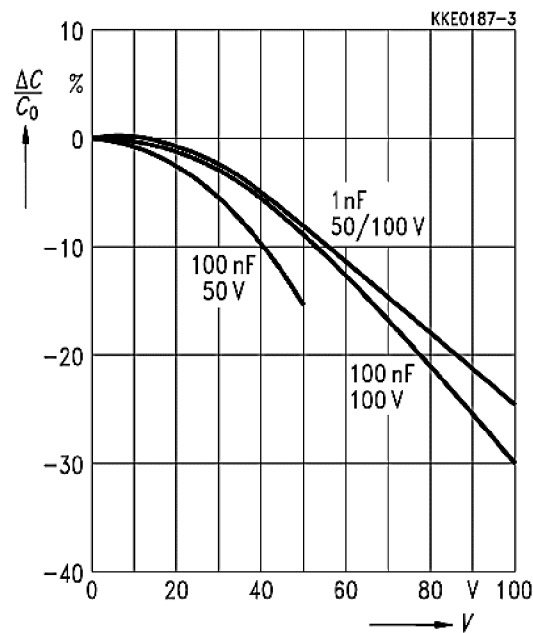
Při výpočtu výkonových ztrát je potřeba brát v úvahu i nežádoucí jev tzv. power derating, kdy při překročení určité teploty začne klesat maximální výkonové zatížení rezistoru. Situaci s typickým průběhem poklesu výkonové zatížitelnosti na teplotě názorně ukazuje obrázek 3.2. Rezistor je proto nutné dimenzovat na nejhorší případ poklesu výkonové zatížitelnosti pro daný teplotní rozsah.



Obrázek 3.2 Typická závislost poklesu výkonového zatížení rezistoru na teplotě [1]

3.1.2 Kondenzátory

V návrhu budiče budou využity keramické kondenzátory typu MLCC s tolerancí hodnoty kapacity 10 %. Jako typ dielektrika je zvoleno kódové označení X7R, které se vyznačuje dobrou teplotní stabilitou kapacity se změnou maximálně $\pm 15\%$ v pracovním rozsahu teplot $-55\text{--}125\text{ }^\circ\text{C}$. Keramické kondenzátory se oproti elektrolytickým kondenzátorům vyznačují menšími rozměry, nižšími hodnotami ESR a nepotřebují být správně polarizovány. Nevýhodou keramických kondenzátorů může být charakteristická vlastnost poklesu kapacity v závislosti na aplikovaném DC napětí viz obrázek 3.3.

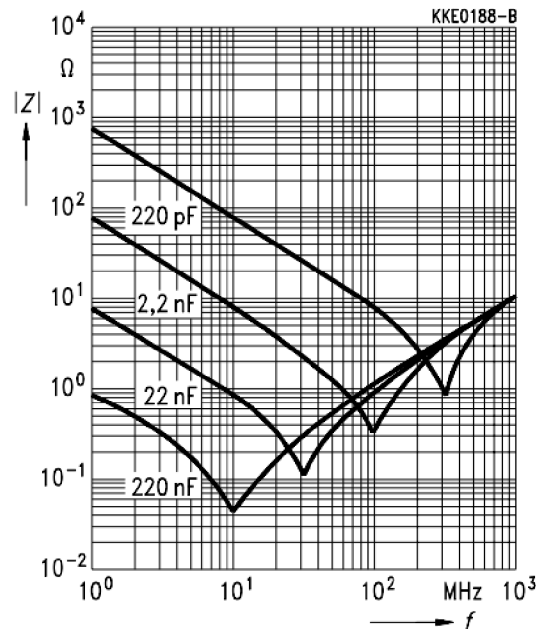


Obrázek 3.3 Závislost poklesu kapacity kondenzátorů na DC napětí [1]

Kondenzátory budou zvoleny v širokém provedení pouzder od 402, 603, 805 až 1206, a to z důvodu velikosti hodnoty kapacity a jejímu maximálnímu napěťovému zatížení pro dané pouzdro. Zvláštní zřetel musí být brán na vstupní a výstupní kondenzátory měniče, resp. jejich maximální napěťové zatížení, které je voleno alespoň na 25 V. Pro vstupní napájecí část je nicméně výhodnější použít kondenzátory dimenzované na vyšší napětí třeba 50 V kvůli možnému testování na přepětí v napájecí větvi. Napěťové dimenzování zbylých kondenzátorů, které se nenachází v silové větvi, je minimálně na 16 V. Pro ESD kondenzátory u vstupního konektoru je zvoleno napěťové dimenzování na 100 V.

Další důležitou vlastností reálných kondenzátorů je vlastní rezonanční kmitočet SRF určující mez, do které kondenzátor vykazuje kapacitní charakter. Po překročení SRF kondenzátor začne vykazovat induktivní charakter a kapacitní reaktance přejde do induktivní. Celá situace je vyobrazena na obrázku 3.4 pomocí grafu závislosti impedance na frekvenci. V praxi to znamená, že pro filtrační účinky kondenzátorů na vyšších kmitočtech je výhodné kromě velkých hodnot kapacit použít také menší

kapacity, neboť mají vyšší SRF. Docílení tlumení i pro vyšší frekvenční pásmo se tak provede pomocí více paralelně zapojených kondenzátorů s rozdílnými hodnotami kapacity.



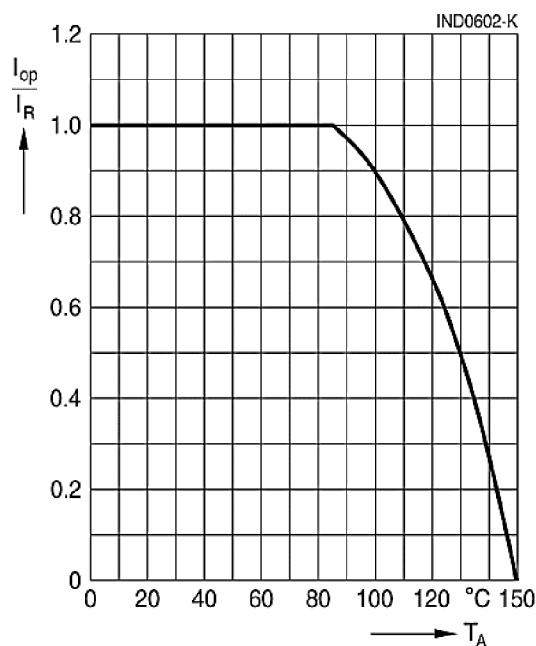
Obrázek 3.4 Závislost impedance kondenzátorů na frekvenci [1]

3.1.3 Cívky

Všechny cívky budou vybrány se stíněným pouzdem a tolerancí hodnoty indukčnosti 20 %. Pro výběr vhodné cívky je důležité znát jmenovitou hodnotu proudového zatížení I_R a hodnotu saturačního proudu I_{sat} , kdy I_R udává maximální DC proud, při kterém dochází k zahřátí cívky o typicky 40 °C, a I_{sat} udává maximální DC proud, při kterém poklesne indukčnost cívky o např. 10 %. V návrhu budiče se postupuje tak, aby střední hodnota proudu cívkou byla nižší než proud I_R a maximální špičková hodnota proudu cívkou byla nižší než proud I_{sat} .

Dalším důležitým parametrem je sériový odpor vinutí cívky DCR, jehož hodnota určuje ve výsledku velikost výkonových ztrát. Pro malou hodnotu sériového odporu je nutné zvolit malé rozměry pouzdra, avšak s menšími rozměry pouzdra zároveň klesají hodnoty proudů I_R a I_{sat} , proto je potřeba stanovit přijatelný kompromis mezi těmito dvěma protichůdnými jevy.

Podobně jako u rezistorů existuje power derating, u cívek je řešen tzv. current derating, tedy pokles jmenovité hodnoty proudu I_R při překročení určité teploty. Typický průběh závislosti current deratingu je uveden na obrázku 3.5. V návrhu je proto potřeba počítat se sníženou hodnotou proudu I_R pro krajní rozsah maximální teploty.



Obrázek 3.5 Typická závislost poklesu jmenovitého proudu cívkou na teplotě [1]

3.1.4 Nulové diody

Nulové diody jsou zdrojem největších výkonových ztrát v obvodu z důvodu velkého úbytku propustného napětí. Tendence proto směřuje k výběru Schottkyho diody, která vykazuje nižší úbytek napětí v propustném směru oproti klasické křemíkové diodě a velice krátkou zotavovací dobu. Její nevýhodou je však větší závěrný proud, který je exponenciálně závislý na teplotě a ve vysokých teplotách může tvořit nezanedbatelné výkonové ztráty. Ztrátový výkon na Schottkyho diodě se vypočte dle vzorce:

$$P_D = U_F \cdot I_F, \quad (3.1)$$

kde P_D představuje ztrátový výkon diody, U_F propustné napětí a I_F propustný proud.

Závěrné napětí diody je doporučeno dimenzovat alespoň na dvojnásobek vstupního napětí U_{IN} v případě buck měniče a pro boost měnič na dvojnásobek výstupního napětí U_{OUT} . Propustný proud diodou je dimenzován pro režimy buck i boost minimálně na proud střední, kdy je nutné počítat s nejhorsí variantou režimu s ohledem na střidu [10]. Pro střední proud diodou v obou režimech platí následující vztahy:

$$I_{Dbuck} = I_{OUT} \cdot (1 - D), \quad (3.2)$$

$$I_{Dboost} = I_{IN} \cdot (1 - D), \quad (3.3)$$

kde I_{Dbuck} a I_{Dboost} reprezentují střední proud diodou v režimech buck a boost, I_{OUT} a I_{IN} výstupní a vstupní proud měniče a D střidu spínání.

3.1.5 Spínací tranzistory

Pro spínací tranzistory ve výkonových aplikacích mají nezastupitelný význam tranzistory typu MOSFET hned z několika důvodů. Hlavní výhodou je především malý odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu R_{DSon} , vysoká rychlost spínání či vyloženě napěťové buzení tranzistoru. Součástí každého MOSFET tranzistoru je principiálně vždy parazitní substrátová dioda, která je zapojena antiparalelně k tranzistoru. Pokud substrátová dioda vykazuje krátkou zotavovací dobu, je možné MOSFET provozovat v inverzním režimu namísto nulové diody. Substrátová dioda zde zastává roli nulové diody a díky sepnutí antiparalelního tranzistoru lze docílit zvýšení celkové efektivity obvodu [10].

MOSFET tranzistor je vhodné dimenzovat tak, aby napětí U_{DS} bylo rovno alespoň dvojnásobku vstupního napětí U_{IN} pro případ buck měniče a v případě boost měniče na dvojnásobek výstupního napětí U_{OUT} . Proud tranzistorem I_D je minimálně dimenzován v módu buck na střední hodnotu výstupního proudu I_{OUT} a pro režim boost na střední hodnotu vstupního proudu I_{IN} [10].

Ztrátové mechanismy na tranzistoru tvoří statické a spínací výkonové ztráty. Při výběru tranzistoru je nutné brát ohled na velikost odporu kanálu v sepnutém stavu R_{DSon} , který předurčuje jeho vodivostní ztráty, a dobu náběžné i sestupné hrany při spínání tranzistoru, která souvisí se spínacími ztrátami. Jednotlivé výkonové ztráty popisují následující vztahy:

$$P_T = P_C + P_{SW} , \quad (3.4)$$

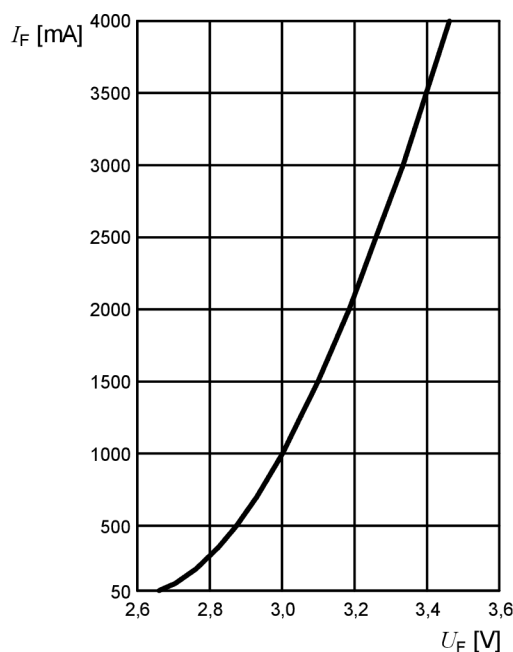
$$P_C = R_{DSon} \cdot I_D^2 \cdot D, \quad (3.5)$$

$$P_{SW} = U_{DS} \cdot I_D \cdot \frac{t_r + t_f}{2} \cdot f_{SW} , \quad (3.6)$$

kde P_T představuje celkové ztráty na tranzistoru MOSFET, P_C vodivostní ztráty, P_{SW} spínací ztráty, R_{DSon} odpor kanálu v sepnutém stavu, I_D drainový proud, D střidu spínání, U_{DS} napětí drain–source, t_r a t_f dobu náběžné a sestupné hrany a f_{SW} spínací frekvenci.

3.2 LED Osram Oslon KW CULNM1.TG

Pro tuto práci jsou jako zdroj osvětlení zvoleny výkonové LED s úplným označením OSLON Boost HL KW CULNM1.TG [7] vyráběné firmou Osram. LED splňuje automobilovou kvalifikaci a její pracovní rozsah teplot je $-40-125$ °C. Maximální proud I_F činí 3,3 A při pokojové teplotě, což vyhovuje návrhovému požadavku zadané hodnoty nominálního proudu 1,5 A. Pro tento proud je dále nutné zjistit vzniklé napětí na PN přechodu pro kompletní sadu napěťových binů. V katalogovém listu jsou uvedeny hodnoty napěťových binů s názvy 65, B5 a G5 v rozsahu $U_F = 3,00-3,75$ V vztažené k proudu $I_F = 3$ A, proto je nutné pomocí V-A charakteristiky uvedené v katalogovém listu viz obrázek 3.6 přepočítat hodnoty napětí U_F pro požadovaný proud $I_F = 1,5$ A.



Obrázek 3.6 V-A charakteristika LED KW CULNM1.TG při teplotě 25 °C [7]

Z V-A charakteristiky LED byla odečtena typická hodnota propustného napětí $U_{typ} = 3,10$ V pro proud $I_F = 1,5$ A. Výpočet krajních hodnot propustného napětí je možné zjednodušeně provést pomocí zjištění rozdílu mezi minimální U_{min} a typickou U_{typ} hodnotou propustných napětí a mezi maximální U_{max} a typickou U_{typ} hodnotou propustných napětí. Příslušné hodnoty propustných napětí jsou vztaženy k proudu $I_F = 3$ A a uvedeny v katalogovém listu. Popisovanou situaci je možné takto vypočítat:

$$\Delta U_{min} = U_{min} - U_{typ} = 3,00 - 3,35 = -0,35 \text{ V} , \quad (3.7)$$

$$\Delta U_{max} = U_{max} - U_{typ} = 3,75 - 3,35 = 0,40 \text{ V} , \quad (3.8)$$

kde U_{min} , U_{typ} a U_{max} reprezentují minimální, typickou a maximální hodnotu propustného napětí při $I_F = 3$ A. Vypočtené rozdíly se potom přičtou k napětí $U_{typ} = 3,10$ V odečteného z grafu. Výpočet je následovný:

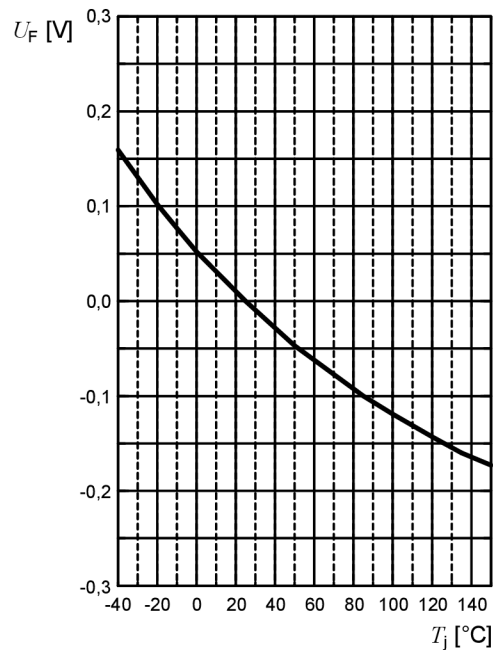
$$U_{min} = U_{typ} + \Delta U_{min} = 3,10 + (-0,35) = 2,75 \text{ V} , \quad (3.9)$$

$$U_{max} = U_{typ} + \Delta U_{max} = 3,10 + 0,40 = 3,50 \text{ V} , \quad (3.10)$$

kde U_{min} a U_{max} představují vypočtenou minimální a maximální hodnotu propustného napětí pro $I_F = 1,5$ A a U_{typ} typickou hodnotu propustného napětí odečtené z grafu při $I_F = 1,5$ A.

Vypočítaný napěťový rozsah $U_F = 2,75\text{--}3,50$ V prozatím nezohledňuje vliv změny teploty, neboť použité hodnoty ve výpočtech jsou platné pouze pro teplotu 25 °C, a proto

je nutné zohlednit vliv teplotního driftu napětí U_F . Z grafu závislosti změny propustného napětí na teplotě viz obrázek 3.7 se odečtou hodnoty změny propustného napětí ΔU_F .



Obrázek 3.7 Závislost změny propustného napětí na teplotě při proudu 3 A pro LED KW CULNM1.TG [7]

Hodnoty změny propustného napětí od teploty 25 °C jsou odečteny pro mezní teploty na čipu 125 °C ($\Delta U_{F@125^\circ\text{C}}$) a -40 °C ($\Delta U_{F@-40^\circ\text{C}}$). Tyto hodnoty se poté připočtou k mezním hodnotám propustného napětí U_{\min} a U_{\max} pro získání nejhorších možných případů propustného napětí. Výpočet je ukázán na následujícím příkladu:

$$U_{\min@125^\circ\text{C}} = U_{\min} + \Delta U_{F@125^\circ\text{C}} = 2,75 + (-0,15) = 2,60 \text{ V} , \quad (3.11)$$

$$U_{\max@-40^\circ\text{C}} = U_{\max} + \Delta U_{F@-40^\circ\text{C}} = 3,50 + 0,16 = 3,66 \text{ V} , \quad (3.12)$$

kde $U_{\min@125^\circ\text{C}}$ a $U_{\max@-40^\circ\text{C}}$ představují vypočtenou minimální a maximální hodnotu propustného napětí pro $I_F = 1,5 \text{ A}$ a při krajních hodnotách teplot 125 °C a -40 °C.

Provedená úvaha je důležitá z důvodu určení nejhoršího možného rozsahu napětí na PN přechodu při buzení proudem $I_F = 1,5 \text{ A}$. Tyto výpočty je potom možné aplikovat na celý řetězec LED, kdy se vypočtený rozsah napětí vynásobí dle počtu sériově zapojených LED v řetězci. Vypočtené napěťové rozsahy pro různý počet LED v řetězci jsou shrnuty v tabulce 3.1. Tyto rozsahy se později budou hodit v návrhu bloku pro detekci chyb na LED řetězci.

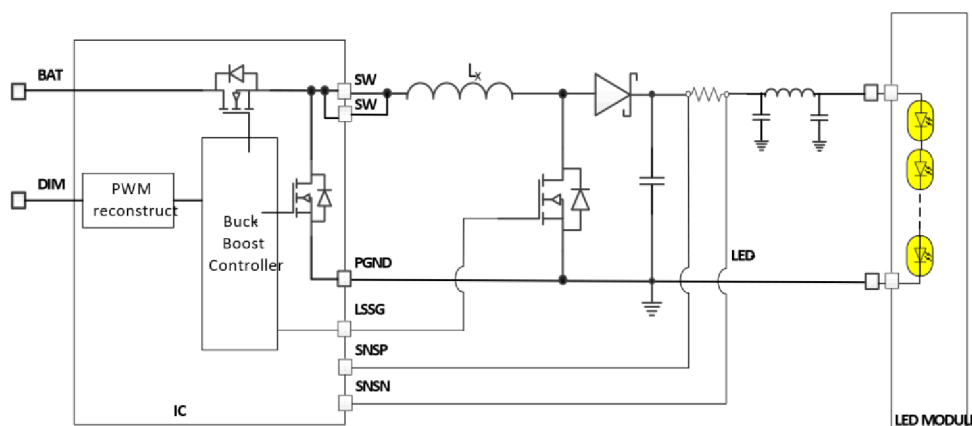
Tabulka 3.1 Vypočtené rozsahy výstupního napětí pro různý počet LED v řetězci při proudu $I_F = 1,5 \text{ A}$

Počet LED	Rozptyl teplot -40–125 °C		Teplota 25 °C	
	U_{\min} [V]	U_{\max} [V]	U_{\min} [V]	U_{\max} [V]
1	2,60	3,66	2,75	3,50
3	7,80	10,98	8,25	10,50
4	10,40	14,64	11,00	14,00

3.3 Řídicí obvod Onsemi NCV78514

Pro řízení silového obvodu měniče typu buck-boost v topologii H-můstku byl zvolen předem určený integrovaný obvod s názvem NCV78514 [15] od výrobce Onsemi. Integrovaný obvod NCV78514 je vyráběn jako řídicí blok měniče s H-můstkem přímo pro buzení LED řetězce konstantním proudem, přičemž výstupní proud je možné regulovat do hodnoty maximálního proudu 1,5 A. Výstup měniče pak může být napětově zatížen až do hodnoty 60 V při maximálním výkonu 20 W. Pracovní rozsah vstupního napětí je v rozmezí 5–21 V.

Zvolený řídicí obvod je svým způsobem speciální případ s provedením struktury H-můstku. Pro zjednodušení struktury a snížení ceny integrovaného obvodu byla zvolena kombinace třech tranzistorů a jedné diody, přičemž levá část H-můstku (buck měnič) je integrovaná uvnitř obvodu s dvěma NMOS tranzistory a pravou část H-můstku (boost měnič) u dolního spínače tvoří externí NMOS tranzistor a pravý horní segment je řešen diodou. Použití diody sice má vliv na celkovou efektivitu (udávaná účinnost měniče 90 %), nicméně na druhou stranu by musel být v integrovaném obvodu navrhnut složitější gate driver pro napětově plovoucí tranzistor na dané pozici. V konečném důsledku se touto kompozicí dosáhne šance na kompaktní layout. Ukázka typického zapojení LED driveru s NCV78514 udávaného výrobce je znázorněna na obrázku 3.8.



Obrázek 3.8 Typické aplikační schéma měniče NCV78514 s H-můstkem [15]

Integrovaný obvod NCV78514 poskytuje systém řízení s fixní hodnotou spínací frekvence 400 kHz, což může být výhodná vlastnost kvůli budoucím EMC testům. Pokud by byl integrován jiný systém řízení např. hysteretická kontrola (konstantní zvlnění výstupního proudu) nebo konstantní doba spínání t_{on} příp. t_{off} , tak by docházelo k pohybu spínací frekvence, která by potenciálně mohla zasahovat do frekvenčních pásem s přísnějšími limity elektromagnetického rušení. Kromě toho obvod nabízí i funkci rozprostřeného spektra spínací frekvence pro příznivější rozložení spektra generovaného šumu, což pomáhá při splnění EMC limitů.

Řídicí obvod NCV78514 dále umožňuje PWM modulaci (digitální dimování) výstupního proudu s konstantní frekvencí 400 Hz, kdy je možné nastavit střídu spínání PWM proudu v rozmezí 1–100 %. Další funkcionalitou je lineární redukce (analogové dimování) výstupního proudu v závislosti na poklesu napájecího napětí pod 9 V, překročení teploty na čipu 130 °C nebo při zvýšení teploty na LED řetězci, která je monitorována skrze napětí na termistoru.

IO NCV78514 v sobě také zahrnuje ochrany proti přepětí nad 20–21 V a podpětí pod 5 V na vstupu měniče, ochranu proti vysoké teplotě na čipu nad 170 °C, detekci rozpojeného či zkratovaného řetězce LED a další jiné ochrany. V případě výskytu jakékoli chyby dojde k vypnutí výstupního proudu a hlášení chybového stavu. Všechny důležité údaje o tomto integrovaném obvodu jsou pak shrnuty v tabulce 3.2.

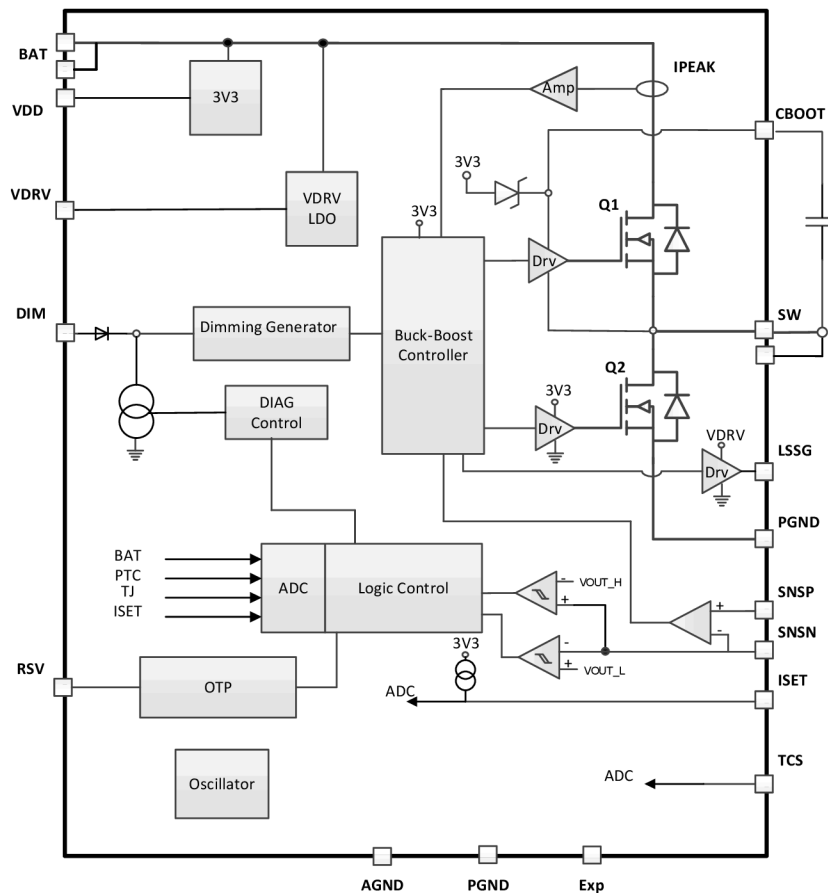
Tabulka 3.2 Výčet důležitých údajů pro řídicí obvod NCV78514 [15]

Parametr	
Rozsah výstupního proudu	0,2–1,5 A
Pracovní rozsah vstupního napětí	5–21 V
Maximální vstupní napětí	45 V
Maximální napětí na výstupu	60 V
Maximální výstupní výkon	20 W
Účinnost pro buck a boost režim	90 %
Spínací frekvence	400 kHz
Dimovací frekvence výstupního proudu	400 Hz
Pracovní rozsah teplot	-40–125 °C
Automotive kvalifikace	Ano
Funkce rozprostřeného spektra	Ano
Reportování chybového stavu	Ano
Pouzdro	TSSOP16

Rozhraní obvodu NCV78514 je tvořeno 16 vstupními/výstupními piny a pro odvod tepla je vyvedena chladičí ploška. Funkce jednotlivých pinů je pak vysvětlena v tabulce 3.3 a vnitřní schéma integrovaného obvodu je uvedeno na obrázku 3.9.

Tabulka 3.3 Popis funkce vstupních/výstupních pinů obvodu NCV78514 [15]

Číslo pinu	Název pinu	Popis funkce
1, 2	BAT	Připojení vstupního napájecího napětí.
3	DIM	Slouží k digitálnímu dimování výstupního proudu a zároveň k reportování chybového stavu.
4	AGND	Analogová zem.
5	VDD	LDO regulátor 3,3 V pro napájení vnitřní logiky obvodu.
6	RSV	Rezervován na produkční test výrobcem.
7	VDRV	Lineární regulátor napětí 5 V pro napájení gate driveru dolního externího NMOS tranzistoru v boost větvi.
8	LSSG	Gate driver pro buzení dolního externího NMOS tranzistoru v boost větvi.
9	SNSN	Snímání výstupního proudu na rezistoru ze strany LED řetězce.
10	ISET	Nastavení hodnoty výstupního proudu pomocí připojeného pull-down binovacího rezistoru.
11	SNSP	Snímání výstupního proudu na rezistoru ze strany výstupu H-můstku.
12	TCS	Snímání napětí na připojeném NTC/PTC termistoru pro analogové dimování výstupního proudu.
13	VBOOT	Slouží k připojení bootstrap kondenzátoru k vybuzení horního NMOS tranzistoru v buck větvi.
14	PGND	Výkonová zem.
15, 16	SW	Středový uzel mezi NMOS tranzistory pro připojení cívky k buck větvi.
Termální pad	ExP	Termální pad pro odvod tepla.



Obrázek 3.9 Vnitřní schéma integrovaného obvodu NCV78514 [15]

3.4 Driver modul

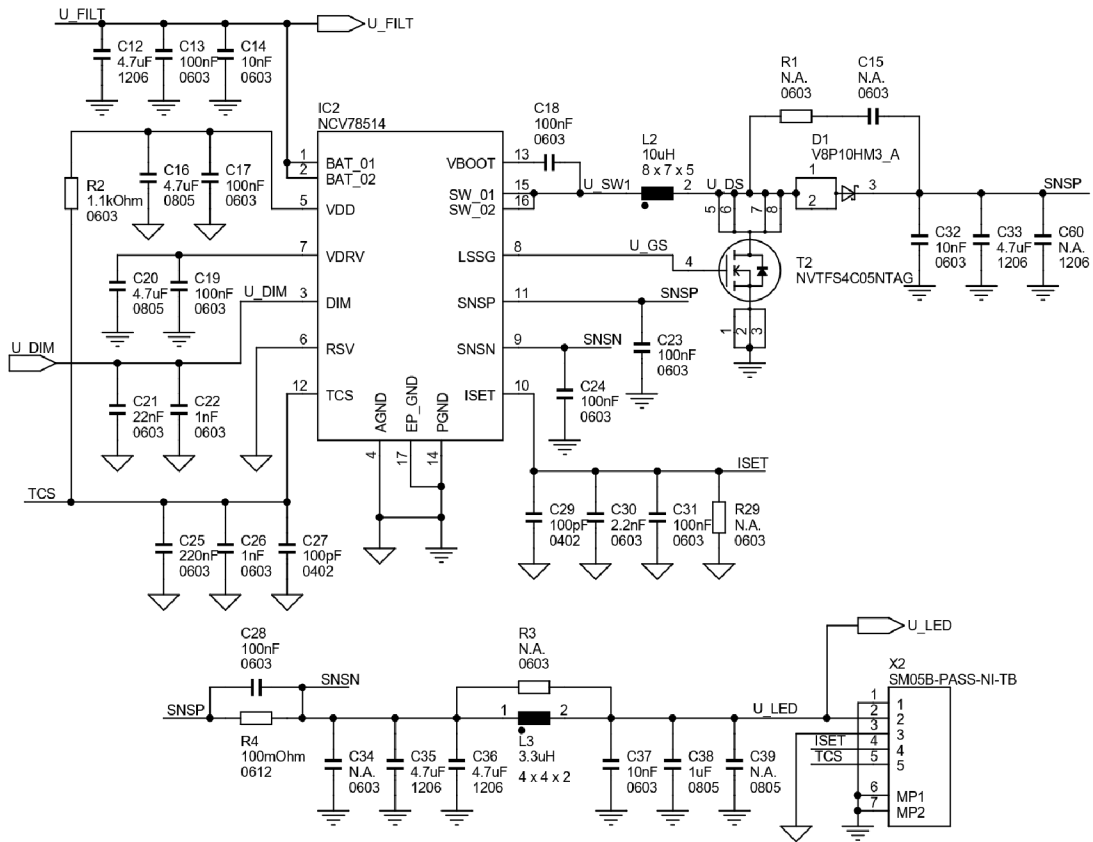
V této části bude podrobně popsán návrh jednotlivých funkčních bloků, které se nachází na driver modulu viz předchozí obrázek 3.1. Jedná se o následující bloky, pro které budou ukázány a vysvětleny jejich odpovídající elektrická schémata:

- buck-boost měnič NCV78514 s H-můstkem,
- vstupní ochrana proti přepólování,
- vstupní EMC filtr,
- externí napěťová reference,
- PWM generátor pro dimování výstupního proudu,
- detekce chyb na LED řetězci.

3.4.1 Měnič NCV78514 s H-můstkem

Při návrhu měniče s obvodem NCV78514 bylo využito vztahů a doporučených hodnot součástek udávaných v katalogovém listu [15]. Navrhované schéma bylo sestaveno dle doporučeného aplikačního schématu měniče udávaného výrobcem. Výsledné schéma je

potom znázorněno na obrázku 3.10.



Obrázek 3.10 Schéma měniče NCV78514 s H-můstkem

V navrhnutém schématu je rozpoznatelná pravá část H-můstku s cívkou L_2 , spodním NMOS tranzistorem T_2 a horní diodou D_1 . K diodě je navíc pro pozdější optimalizaci paralelně přidělán tlumící článek (snubber) s prvky R_1 a C_{15} pro redukci překmitů. Na rezistoru R_4 je snímán výstupní proud pro řídicí obvod. Bootstrap kondenzátor C_{18} slouží k vytvoření plovoucího napětí pro gate driver horního integrovaného tranzistoru. Paralelně k vstupním pinům BAT a VDD je připojeno několik blokovacích kondenzátorů. Binovací rezistor R_{BIN} pro nastavení hodnoty výstupního proudu a NTC termistor R_{NTC} pro teplotní regulaci výstupního proudu se nachází na LED modulu, proto jsou uvedeny až na obrázku 3.22. Na výstupu H-můstku je nakonec zařazen Pi-filtr, který je doporučován kvůli splnění norem EMC, pokud se LED řetězec nachází na externím modulu. Většina zbylých kondenzátorů v obvodu je zde zahrnuta také z důvodů splnění EMC.

Pro vytvořené schéma výrobce nabízí příklady výpočtů součástek pouze pro nastavení výstupního proudu pomocí binovacího rezistoru R_{BIN} a pro návrh teplotní regulace pomocí NTC termistoru R_{NTC} s rezistorem R_2 . Nicméně pro zbylé obvodové prvky výrobce udává přímo doporučené hodnoty, které jsou zadány formou tabulky. Proto pro většinu součástek bylo v úvodní fázi návrhu použito jejich doporučených hodnot,

přičemž hodnoty binovacího rezistoru R_{BIN} a NTC termistoru R_{NTC} s rezistorem R_2 byly dopočítány. U výkonových prvků bylo ověřeno jejich výkonové přizpůsobení a tím i vhodnost pouzder.

Pro hlavní cívku L_2 je doporučeno volit hodnotu indukčnosti v rozsahu 8-12 μH pro všechny režimy měniče, a proto byla zvolena hodnota 10 μH . Lze tak vypočítat nejvyšší nároky na střední proud cívku a špičkovou hodnotu proudu pro oba režimy buck i boost. Minimální střída v režimu buck se vypočte jako:

$$D_{\min} = \frac{U_{\text{LEDmin}}}{U_{\text{INmax}} \cdot \eta} = \frac{11}{16 \cdot 0,9} = 0,76, \quad (3.13)$$

kde D_{\min} reprezentuje minimální střidu spínání, U_{LEDmin} minimální napětí na LED zátěži, U_{INmax} maximální vstupní napětí a η odhadovanou účinnost měniče. Střední hodnota proudu I_L cívku L_2 je v případě buck režimu rovna střední hodnotě zadaného výstupního proudu $I_{\text{OUT}} = 1,5 \text{ A}$. Maximální hodnotu středního vstupního proudu I_{IN} je možné pak odvodit dle vztahu:

$$I_{\text{IN}} = D_{\min} \cdot I_{\text{OUT}} = 0,76 \cdot 1,5 = 1,15 \text{ A}. \quad (3.14)$$

Dále je možné vypočítat maximální zvlnění proudu ΔI_L cívku L_2 podle rovnice:

$$\Delta I_L = \frac{U_{\text{INmax}} - U_{\text{OUTmin}}}{L \cdot f_{\text{sw}}} \cdot D_{\min} = \frac{16 - 11}{10 \cdot 10^{-6} \cdot 400\,000} \cdot 0,76 = 0,95 \text{ A}, \quad (3.15)$$

kde kromě předchozích zmíněných veličin L představuje hodnotu indukčnosti cívky L_2 a f_{sw} spínací frekvenci měniče. Zvlnění proudu cívku v tomto nejhorším případě přesahuje hodnotu 63 % proudu I_L . Ještě zbývá určit špičkovou hodnotu proudu cívku I_{Lp} , která se vypočte dle vztahu:

$$I_{\text{Lp}} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 1,5 + \frac{0,95}{2} = 1,98 \text{ A}. \quad (3.16)$$

Nyní budou provedeny obdobné výpočty pro určení středního proudu cívku L_2 a špičkové hodnoty proudu v režimu boost. Maximální střída v režimu boost se vypočte jako:

$$D_{\max} = \frac{U_{\text{LEDmax}} - U_{\text{INmin}} \cdot \eta}{U_{\text{LEDmax}}} = \frac{14 - 9 \cdot 0,9}{14} = 0,42, \quad (3.17)$$

kde D_{\max} reprezentuje maximální střidu spínání, U_{LEDmax} maximální napětí na LED zátěži, U_{INmin} minimální vstupní napětí a η odhadovanou účinnost měniče. Střední hodnota proudu I_L cívku L_2 je v případě boost režimu rovna střední hodnotě vstupního proudu I_{IN} , který se vypočte podle rovnice:

$$I_{\text{IN}} = I_L = \frac{I_{\text{OUT}}}{1 - D_{\max}} = \frac{1,5}{1 - 0,42} = 2,59 \text{ A}. \quad (3.18)$$

Z předchozích dvou výpočtů je možné potom určit maximální zvlnění proudu ΔI_L cívku L_2 podle vztahu:

$$\Delta I_L = \frac{U_{INmin}}{L \cdot f_{SW}} \cdot D_{max} = \frac{9}{10 \cdot 10^{-6} \cdot 400\,000} \cdot 0,42 = 0,95 \text{ A} . \quad (3.19)$$

Zvlnění proudu cívku v nejhorším případě režimu boost přesahuje opět hodnotu 63 % proudu I_L stejně jako v režimu buck. Poslední veličinou pro výběr reálné cívky L_2 je špičková hodnota proudu I_{Lp} , která se vypočte jako:

$$I_{Lp} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} = 2,59 + \frac{0,95}{2} = 3,07 \text{ A} . \quad (3.20)$$

Na základě vypočtených parametrů cívky L_2 je zvolena cívka s označením ETQP5M100YFM, která musí vykazovat hodnoty jmenovitého proudu $I_R > I_L = 2,59 \text{ A}$ a saturačního proudu $I_{sat} > I_{Lp} = 3,07 \text{ A}$. Její hlavní parametry jsou následovné:

- $L = 10 \pm 20 \text{ } \mu\text{H}$,
- $I_R = 4,7 \text{ A}$,
- $I_{sat} = 10,6 \text{ A}$,
- $\text{DCR} = 37,6 \text{ m}\Omega$.

Cívka L_3 je vybrána obdobnou úvahou jako předchozí cívka L_2 , avšak pro její jmenovitý a saturační proud musí platit podmínka I_R i $I_{sat} > I_{OUT} = 1,5 \text{ A}$. Proto je volena cívka s označením VCHA042A-3R3MS6 [17] a její hlavní parametry jsou:

- $L = 3,3 \pm 20 \text{ } \mu\text{H}$,
- $I_R = 4,1 \text{ A}$,
- $I_{sat} = 3,4 \text{ A}$,
- $\text{DCR} = 36,8 \text{ m}\Omega$.

Dioda D_1 je zvolena s ohledem na maximální střední propustný proud I_{Fmax} , maximální závěrné napětí U_{Rmax} , propustné napětí U_F a maximální výkonovou ztrátou P_D , která se na ní může objevit. Proto je zvolena Schottkyho dioda s označením V8P10HM3 [18], jejíž hlavní parametry výrobce udává následovně:

- $I_{Fmax} = 8 \text{ A}$,
- $U_{Rmax} = 100 \text{ V}$,
- $U_F = 0,582 \text{ V}$ při I_{Fmax} ,
- $R_{0ja} = 60 \text{ } ^\circ\text{C/W}$.

Proudové a napěťové dimenzování diody je voleno s dostatečnou rezervou. Maximální výkonové zatížení je možné ověřit pro režim buck i boost pomocí následujících vztahů, přičemž při režimu buck diodou trvale protéká proud a v režimu boost se chová jako spínač:

$$P_{Dbuck} = U_F \cdot I_{OUT} = 0,52 \cdot 1,5 = 0,78 \text{ W} , \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} P_{Dboost} &= U_F \cdot I_{IN} \cdot (1 - D) = \\ &= 0,52 \cdot 2,59 \cdot (1 - 0,42) = 0,78 \text{ W} , \end{aligned} \quad (3.22)$$

kde P_{Dbuck} a P_{Dboost} představují maximální ztrátový výkon při režimech buck a boost, U_{F} propustné napětí při teplotě $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$, I_{IN} a I_{OUT} střední hodnoty vstupního a výstupního proudu a D střidu spínání. Nyní lze stačí ověřit zda-li dioda, resp. pouzdro je schopno dostatečně rozptýlit výkonové ztráty, aniž by byla překročena maximální teplota na čipu $T_{\text{jmax}} = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Výpočet je realizován podle rovnice:

$$T_{\text{jmax}} = P_{\text{Dmax}} \cdot R_{\theta\text{ja}} + T_{\text{a}} = 0,78 \cdot 60 + 105 = 152\text{ }^{\circ}\text{C} , \quad (3.23)$$

kde T_{jmax} představuje maximální teplotu na čipu, P_{Dmax} maximální ztrátový výkon, $R_{\theta\text{ja}}$ tepelný odpor mezi čipem a okolím a T_{a} teplotu okolí. Z výpočtu plyne, že teplota na čipu v nejhorším teoretickém případě překračuje hodnotu udávanou výrobcem. Je však nutné si uvědomit, že propustné napětí U_{F} je závislé na teplotě a při teplotě $105\text{ }^{\circ}\text{C}$ klesne z $0,52\text{ V}$ na $0,35\text{ V}$, čímž klesne i ztrátový výkon. Teoretickou teplotu $T_{\text{jmax}} = 152\text{ }^{\circ}\text{C}$ tím pádem nebude možné dosáhnout a teplota na čipu bude vždy nižší než $152\text{ }^{\circ}\text{C}$. Zvolenou diodu lze tedy použít v návrhu.

Tranzistor T_2 pracuje pouze v režimu boost a při režimu buck je trvale rozpojen. Volba tranzistoru je brána s ohledem na požadavky maximálního drainového proudu I_{Dmax} a maximálního napětí drain–source U_{DSmax} , odporu kanálu v sepnutém stavu R_{DSon} , doby náběžné hrany t_{r} , doby sestupné hrany t_{f} a maximální ztrátový výkon P_{T} . S ohledem na uvedené požadavky je zvolen MOSFET tranzistor s označením NVTFS4C05N [19], jehož parametry jsou dány dle katalogového listu:

- $I_{\text{Dmax}} = 22\text{ A}$,
- $U_{\text{DSmax}} = 30\text{ V}$,
- $R_{\text{DSon}} = 5,1\text{ m}\Omega$,
- $t_{\text{r}} = 30\text{ ns}$,
- $t_{\text{f}} = 8\text{ ns}$,
- $P_{\text{T}} = 3,2\text{ W}$.

Proudové a napěťové dimenzování tranzistoru je zvoleno s dostatečnou rezervou. Zbývá ověřit, jestli výkonové zatížení tranzistoru nepřesahuje jeho maximální ztrátový výkon P_{T} , který je možné vypočítat jako:

$$\begin{aligned} P_{\text{T}} &= R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{IN}}^2 \cdot D + U_{\text{LEDmax}} \cdot I_{\text{IN}} \cdot \frac{t_{\text{r}} + t_{\text{f}}}{2} \cdot f_{\text{SW}} = \\ &= 5,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,59^2 \cdot 0,42 + \\ &+ 14 \cdot 2,59 \cdot \frac{30 \cdot 10^{-9} + 8 \cdot 10^{-9}}{2} \cdot 400\,000 = 0,29\text{ W}, \end{aligned} \quad (3.24)$$

kde P_{T} představuje ztrátový výkon na tranzistoru, R_{DSon} odpor kanálu v sepnutém stavu, I_{IN} střední hodnotu vstupního proudu, D střidu spínání, U_{LEDmax} maximální napětí na LED zátěži, t_{r} a t_{f} doby náběžné a sestupné hrany a f_{SW} spínací frekvenci. Vypočtený ztrátový výkon nepřesahuje hodnotu maximálního výkonu udávaného výrobcem, a tak je možné uvedený tranzistor použít.

Výpočet pull-down binovacího rezistoru R_{BIN} pro nastavení hodnoty výstupního proudu je dán katalogovým listem jako:

$$R_{BIN} = \frac{10^3}{I_{LED} - 0,1} = \frac{10^3}{1,5 - 0,1} = 715 \Omega, \quad (3.25)$$

kde R_{BIN} reprezentuje odpor binovacího rezistoru R_{BIN} a I_{LED} proud LED řetězcem.

Pro teplotní regulaci výstupního proudu z důvodu ochrany LED před přehřátím je možné pro snímání teploty využít NTC nebo PTC termistor, který se umísťuje v blízkosti LED řetězce. V tomto případě je v odporovém děliči R_{NTC} a R_2 , který je napájen z interní reference obvodu IC₂ na pinu VDD, zvolen low-side NTC termistor. Důvod volby je dán ušetřením jednoho vodiče vyvedeného na LED modul oproti PTC termistoru, který se zapojuje jako high-side. Na NTC termistoru R_{NTC} je snímáno napětí a při poklesu napětí (odporu termistoru) pod 1,88 V dochází k lineární redukci hodnoty výstupního proudu. Při dalším snižování napětí (odporu termistoru) pod hodnotu 1,29 V dojde k zastavení lineárního poklesu proudu I_{LED} a zůstává nastavený na hodnotě 60 % I_{LED} , což je mez daná přímo integrovaným obvodem.

Prvním krokem v návrhu teplotní regulace je volba vhodného NTC termistoru R_{NTC} , a proto byl zvolen termistor s produktovým názvem NCG18XH103F0SRB [20], jehož odpor činí 10 k Ω při teplotě 25 °C. Nyní se vypočte hodnota odporu rezistoru R_2 , kdy se pro výpočet musí určit odpor termistoru odpovídající zvolené teplotě 85 °C, při které začne teplotní regulace:

$$R_2 = R_{NTC@85^\circ C} \cdot \frac{U_{VDD} - U_{START}}{U_{START}} = 1460 \cdot \frac{3,3 - 1,88}{1,88} = 1100 \Omega, \quad (3.26)$$

kde $R_{NTC@85^\circ C}$ představuje odpor termistoru R_{NTC} při teplotě 85 °C, U_{VDD} napětí interní reference obvodu IC₂ na pinu VDD a U_{START} napětí pro zahájení teplotní regulace výstupního proudu. Nakonec se ověří, při jaké teplotě se zastaví teplotní regulace podle vztahu:

$$R_{NTC} = R_2 \cdot \frac{U_{STOP}}{U_{VDD} - U_{STOP}} = 1100 \cdot \frac{1,29}{3,3 - 1,29} = 706 \Omega, \quad (3.27)$$

kde R_{NTC} reprezentuje odpor termistoru R_{NTC} na konci teplotní regulace, U_{VDD} napětí interní reference na pinu VDD a U_{STOP} napětí pro zastavení teplotní regulace výstupního proudu. Vypočtená hodnota odporu NTC termistoru 706 Ω se pomocí katalogového listu termistoru převede na odpovídající teplotu při skončení teplotní regulace, která vychází kolem 115 °C.

3.4.2 Ochrana proti přepólování

Vstupní ochrana proti přepólování bývá v automobilových aplikacích standartní součástí LED driveru, protože je zákaznickými specifikacemi požadována ať už z pohledu možného přepólování svorek napájecího napětí (autobaterie) či pro eliminaci rušení zápornými špičkami apod. Existuje několik technik, jak tuto ochranu řešit, přičemž tři

nejvíce používané řešení jsou:

- sériové zapojení diody do napájecí větve.
- sériové zapojení PMOS tranzistoru do napájecí větve
- sériové zapojení NMOS tranzistoru do napájecí větve.

Použití diody představuje levné, ale pro větší proudy neefektivní řešení kvůli úbytku napětí v propustném směru, resp. výkonovým ztrátám. Varianta s PMOS tranzistorem oproti diodě zaručuje výrazné snížení výkonových ztrát na součástce díky nízkému odporu v sepnutém stavu R_{DSon} . Poslední možností je zapojení s NMOS tranzistorem, který vykazuje o řád nižší hodnotu odporu R_{DSon} oproti PMOS tranzistoru. Jeho nevýhodou je však potřeba budiče většinou ve formě nábojové pumpy, aby se na gate elektrodě objevilo větší napětí oproti source pro sepnutí tranzistoru.

Na základě provedení rozvahy o maximální hodnotě vstupního proudu pomocí následujícího výpočtu je zvolen způsob realizace ochrany proti přepólování:

$$I_{INmax} = \frac{U_{LEDmax} \cdot I_{OUT}}{U_{INmin} \cdot \eta} = \frac{14 \cdot 1,5}{9 \cdot 0,9} = 2,59 \text{ A} , \quad (3.28)$$

kde I_{INmax} představuje střední hodnotu maximálního vstupního proudu, U_{LEDmax} maximální napětí na LED řetězci, I_{OUT} střední hodnotu výstupního proudu, U_{INmin} nejmenší vstupní napětí a η odhadovanou účinnost měniče. Jelikož maximální hodnota vstupního proudu vyšla 2,59 A je zřejmé použití ochrany pomocí PMOS nebo NMOS tranzistoru. Preferovaným řešením nakonec bylo vybrání bloku NMOS tranzistoru s gate driverem, ať už z pohledu nižších výkonových ztrát nebo benefitu ve formě blokující funkce, kdy při rychlé změně či zkratu vstupního napětí nedojde k okamžitému vybití kondenzátorů v napájecí větvi.

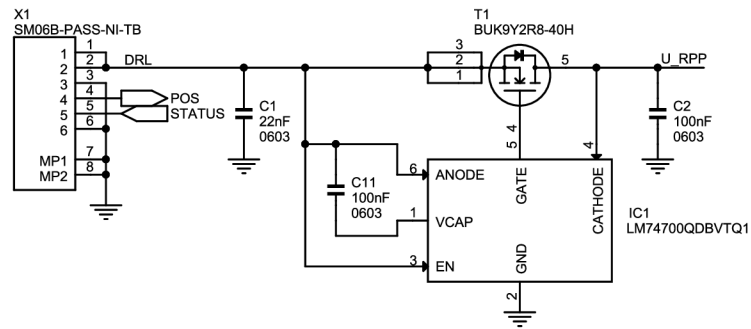
Výsledné schéma ochrany proti přepólování je znázorněno na obrázku 3.11, kde byl použit NMOS tranzistor T_1 s označením BUK9Y2R8-40H [21]. Jeho hlavní sledované parametry jsou maximální napětí drain–source U_{DSmax} při možném přepólování, maximální drainový proud I_{Dmax} , odpor kanálu v sepnutém stavu R_{DSon} , který by měl být co možná nejnižší kvůli minimalizaci ztrátového výkonu. Vyčíslení uvedených parametrů je převzato z katalogového listu:

- $I_{Dmax} = 120 \text{ A}$,
- $U_{DSmax} = 40 \text{ V}$,
- $R_{DSon} = 3,9 \text{ m}\Omega$.

Odhadovaná maximální výkonová ztráta na tranzistoru T_1 se potom vypočte jako:

$$P_{Tmax} = R_{DSon} \cdot I_{INmax}^2 = 3,9 \cdot 10^{-3} \cdot 2,59^2 = 26,2 \text{ mW} , \quad (3.29)$$

kde P_{Tmax} představuje maximální výkonovou ztrátu na tranzistoru, R_{DSon} odpor kanálu v sepnutém stavu a I_{INmax} maximální vstupní proud.

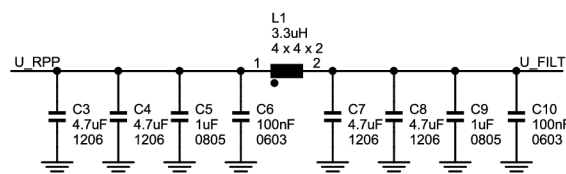


Obrázek 3.11 Schéma vstupní ochrany proti přepólování

Jako jeho gate driver byla vybrána plovoucí integrovaná nábojová pumpa IC₁ s produktovým jménem LM74700 [22]. Kondenzátor C₁₁ slouží k uchování energie pro buzení tranzistoru T₁ a jeho hodnota byla vybrána dle katalogového listu výrobce. Před ochranou proti přepólování je ještě umístěn kondenzátor C₁, který zastává funkci ochrany LED driveru proti elektrostatickému výboji ESD.

3.4.3 EMC filtr

Vstupní EMC filtr typu dolní propust slouží k potlačení šumu vznikajícího na měniči, který se šíří zpět do napájecí sítě automobilu. Topologie filtru je proto orientována ve směru šíření šumu od měniče do automobilové sítě. Hlavním účelem filtru je redukce rušení spínací frekvence měniče a její vyšších harmonických pod limity stanovené normou (typicky CISPR 25). Uvedený Pi-filtr složený z prvků L a C na obrázku 3.12 je obtížné přesně navrhout z důvodu neznalosti okolních impedancí.



Obrázek 3.12 Schéma vstupního EMC filtru

Při prvotním kole návrhu je využito Thomsonova vztahu, který určuje mezní kmitočet LC filtru:

$$f_{mez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} < \frac{f_{sw}}{10}, \quad (3.30)$$

kde f_{mez} reprezentuje mezní kmitočet filtru, L indukčnost cívky L_1 a C součet kapacit kondenzátorů C₃–C₁₀, přičemž mezní kmitočet f_{mez} se volí tak, aby ležel pod desetinou spínací frekvence f_{sw} . Z uvedených hodnot součástek je tedy možné vypočítat mezní kmitočet navrženého filtru jako:

$$f_{mez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{3,3 \cdot 10^{-6} \cdot 21 \cdot 10^{-6}}} = 19,1 \text{ kHz} , \quad (3.31)$$

$$f_{mez} < \frac{f_{sw}}{10} = \frac{400\,000}{10} = 40 \text{ kHz} , \quad (3.32)$$

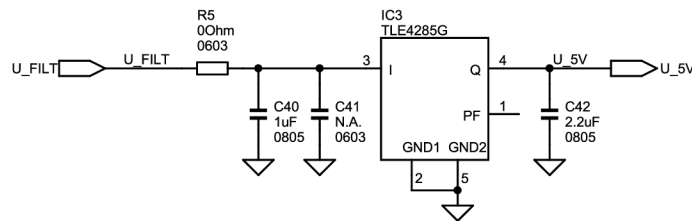
kde f_{mez} reprezentuje mezní kmitočet filtru, L indukčnost cívky a C součet kapacit kondenzátorů a f_{sw} spínací frekvenci. Vypočtený mezní kmitočet leží s rezervou pod úrovní spínací frekvence, což je dobrý předpoklad s ohledem na toleranci hodnot součástí a jejich derating.

Cívka L_1 s produktovým označením VCHA042A-3R3MS6 [17] je volena tak, aby splňovala hodnoty jmenovitého proudu a saturačního proudu I_R i $I_{sat} > I_{INmax} = 2,59 \text{ A}$. Její hlavní parametry jsou dány dle katalogového listu:

- $L = 3,3 \pm 20\% \mu\text{H}$,
- $I_R = 4,1 \text{ A}$,
- $I_{sat} = 3,4 \text{ A}$,
- $\text{DCR} = 36,8 \text{ m}\Omega$.

3.4.4 Napěťová reference

Tento blok napěťové reference je potřebný pro napájení bloků PWM generátoru a detekce chyb na řetězci LED. Přestože integrovaný obvod NCV78514 v sobě zahrnuje dvě interní reference na pinu VDD 3,3 V a pinu VDDR 5 V, výrobce nepovoluje jejich použití pro jiné externí zátěže. Proto bude využit lineární regulátor s výstupním napětím o velikosti 5 V s tolerancí 4 %, který je dodáván pod názvem TLE4285G [23]. Jeho pracovní rozsah vstupního napětí se pohybuje v rozmezí 6–42 V a maximální proudová zatížitelnost činí 70 mA. Na obrázku 3.13 je uvedeno schéma této napěťové reference IC₃ s kondenzátory C₄₀ a C₄₂ kvůli zajištění stability obvodu.



Obrázek 3.13 Schéma napěťové reference TLE4285G

U napěťové reference IC₃ zbývá ještě ověřit, jak se změní maximální proudová zatížitelnost při stížených podmínkách, tj. při teplotě okolí $T_a = 105 \text{ }^\circ\text{C}$. Nejprve je nutné určit maximální ztrátový výkon na napěťové referenci IC₃ pomocí rovnice:

$$P_{LRmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{\theta ja}} = \frac{150 - 105}{55} = 0,82 \text{ W} , \quad (3.33)$$

kde P_{LRmax} reprezentuje maximální ztrátový výkon na regulátoru napětí, T_{jmax} maximální teplotu na čipu, T_a teplotu okolí a $R_{\theta ja}$ tepelný odpor mezi čipem a okolím. Poté je možné odvodit maximální výstupní proud lineárního regulátoru IC₃ dle vztahu:

$$I_{Qmax} = \frac{P_{LRmax}}{U_{FILTmax} - U_{5V}} = \frac{0,82}{16-5} = 74,4 \text{ mA} , \quad (3.34)$$

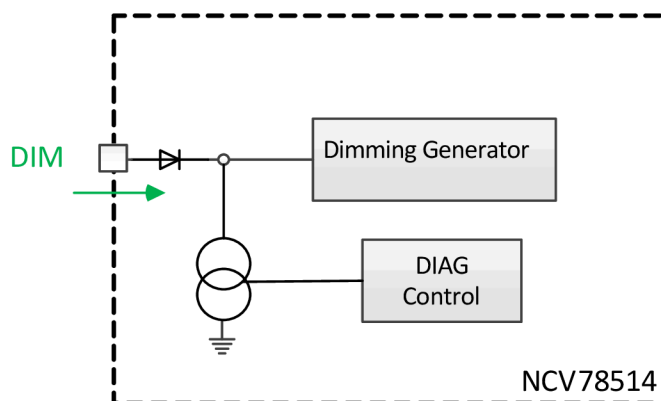
kde I_{Qmax} představuje maximální výstupní proud, $U_{FILTmax}$ maximální napětí na vstupu a U_{5V} referenční výstupní napětí. Vypočtená hodnota výstupního proudu I_{Qmax} nijak nesnížila hodnotu udávanou výrobcem, a tak v celém rozsahu pracovních teplot je možné pracovat s vybranou referencí bez omezení.

3.4.5 PWM generátor

Návrh bloku PWM generátoru je pro tuto práci nutný z důvodu realizace funkce POS světel. Přechod z funkce DRL na režim POS je pak uskutečňován snížením střední hodnoty výstupního proudu 1,5 A na úroveň 10 % tedy 150 mA. K tomuto účelu je v zásadě možné využít analogové (lineární) nebo digitální (PWM) dimování proudu. U analogového dimování dochází k redukování střední hodnoty proudu přímo dle nastavené hodnoty výstupního proudu, zatímco u digitálního dimování je nastavena neměnná hodnota výstupního proudu, která je modulována pomocí PWM a střední hodnota proudu je pak úměrná střídě PWM výstupního proudu. Hlavní rozdíl mezi oběma metodami je, že u PWM dimování nedochází k změně vyzařované barvy světla LED, neboť hodnota procházejícího proudu mimo jiné ovlivňuje barevné podání světla.

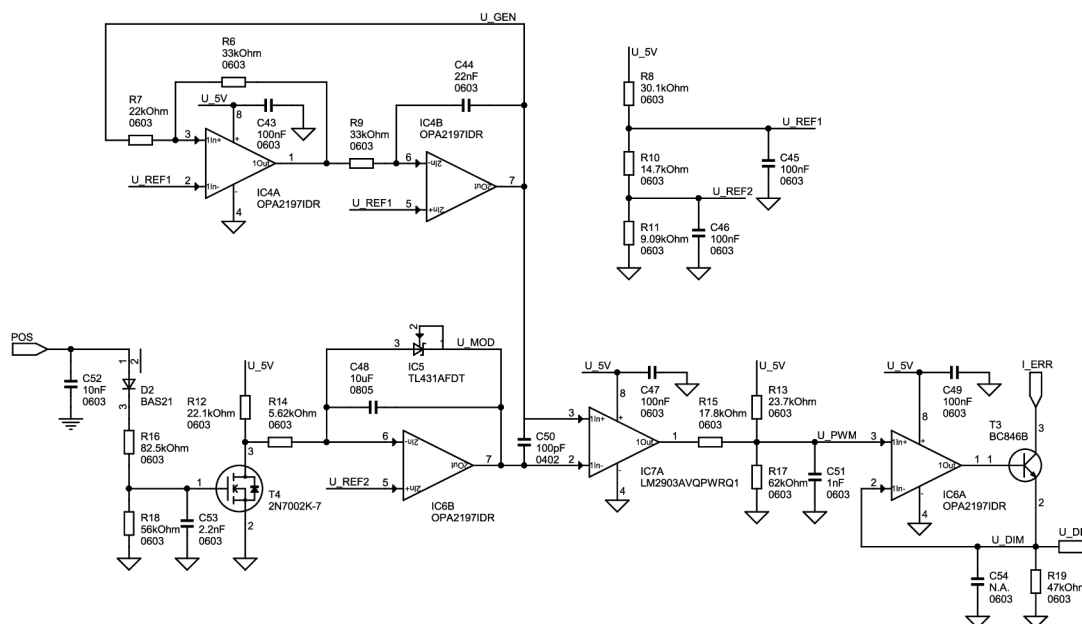
Řídící obvod měniče NCV78514 umožňuje realizaci obou metod dimování, přičemž lineární dimování je rezervováno pro již popisovanou teplotní regulaci pomocí termistoru. Zbývá metoda digitálního dimování je pak uskutečňována skrze pin s označením DIM. Podle přiloženého PWM signálu na tomto vstupu (vytvořeného z externího PWM generátoru) se zkonstruuje PWM modulovaný výstupní proud s totožnou střídou dle vstupního signálu (v tomto případě $D = 10\%$). Na tento vstup je možné přivést PWM signál v rozmezí frekvence 80–600 Hz, přičemž výstupní proud je modulován s konstantní frekvencí 400 Hz. Napětíové úrovně pro vyhodnocení logických úrovní odpovídají pro log. 0 maximálně 2 V a pro log. 1 minimálně 3,5 V. Jestliže je na tento vstup přiložena log. 1 dojde k vypnutí funkce digitálního dimování a výstupní proud není nijak redukován.

Vstup DIM kromě digitálního dimování slučuje i funkci reportování chybového stavu, jehož příznak je předáván pomocí proudu, který je odsáván zdrojem proudu I_{DIM} uvnitř integrovaného obvodu. Tento pin tedy navíc proudově zatěžuje externí PWM generátor, kdy při bezporuchovém stavu je proudová spotřeba 10–14 mA a v případě výskytu chyby se proud sníží na rozmezí 0,4–0,7 mA. Popisovaná sloučená funkce pro digitální dimování a hlášení chybového stavu na pinu DIM je graficky znázorněna na obrázku 3.14.



Obrázek 3.14 Vnitřní struktura obvodu NCV78514 pro vstup DIM [15]

Uvedené řešení sloučených funkcí digitálního dimování a hlášení chyb komplikuje návrh budiče z pohledu nutnosti složitějšího obvodového rozhraní pro vstup DIM. Navíc proudová spotřeba tohoto vstupu v normálním režimu není zanedbatelná, což se projeví na celkové účinnosti měniče. Na základě těchto předpokladů bylo sestrojeno schéma PWM generátoru viz obrázek 3.15, který dále zajišťuje plynulý přechod mezi režimy DRL a POS v obou směrech s dobou trvání kolem 200 ms.



Obrázek 3.15 Schéma PWM generátoru pro digitální dimování výstupního proudu LED

Základem uvedeného obvodu je generátor obdélníkového/trojúhelníkového signálu, který se skládá z operačních zesilovačů IC_{4A} a IC_{4B} s označením OPA2197 typu rail-to-rail [24] a prvků R₆, R₇, R₉ a C₄₄. Přičemž IC_{4A} je obvodově zapojen jako neinvertující komparátor, na jehož výstupu vzniká obdélníkový signál v rozsahu 0–5 V,

a IC_{4B} jako integrátor, kdy na jeho výstupu vzniká trojúhelníkový signál U_{GEN} v rozsahu 0,33–3,66 V. Jelikož je použito nesymetrické napájení je nutné posunout rozhodovací úrovně komparátoru do kladných hodnot napětí, což je realizováno skrze referenční napětí $U_{REF1} = 2,21$ V z odporového děliče R_8 , R_{10} a R_{11} . Výpočet rozhodovacích hladin, které zároveň odpovídají rozsahu trojúhelníkového signálu z integrátoru, lze vypočítat podle vztahu:

$$U_{TH} = \frac{1 + \frac{R_6}{R_7}}{\frac{R_6}{R_7}} \cdot U_{REF1} = \frac{1 + \frac{R_6}{R_7}}{\frac{R_6}{R_7}} \cdot \frac{U_{5V} \cdot (R_{10} + R_{11})}{R_8 + R_{10} + R_{11}} = \quad (3.35)$$

$$= \frac{1 + \frac{33}{22}}{\frac{33}{22}} \cdot \frac{5 \cdot (14,7 + 9,09)}{30,1 + 14,7 + 9,09} = 1,66 \cdot 2,21 = 3,66 \text{ V} ,$$

$$U_{TL} = U_{TH} - \frac{U_{5V} \cdot R_7}{R_6} = 3,66 - \frac{5 \cdot 22}{33} = 0,33 \text{ V} , \quad (3.36)$$

kde U_{TH} a U_{TL} odpovídá horní a dolní rozhodovací hladině komparátoru, U_{REF1} referenčnímu napětí z odporového děliče a U_{5V} referenčnímu napětí 5 V z lineárního regulátoru IC₃. Pro navrhnutý generátor byl zvolen pracovní kmitočet přibližně 500 Hz, který splňuje požadavek výběru frekvence v rozmezí 80-600 Hz. Skutečnou frekvenci generátoru lze ověřit pomocí vztahu platným pro tento typ generátoru:

$$f = \frac{R_6}{4 \cdot R_7 \cdot R_9 \cdot C_{44}} = \frac{33 \cdot 10^3}{4 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 517 \text{ Hz} , \quad (3.37)$$

kde f reprezentuje kmitočet generátoru.

Pro další postup návrhu je z tohoto generátoru využíváno trojúhelníkového signálu U_{GEN} , který bude modulován přes komparátor IC_{7A} s označením LM2903 [25] s výstupem typu otevřený kolektor. Tento komparátor pak porovnává nosný trojúhelníkový signál U_{GEN} s modulačním signálem U_{MOD} ve formě konstantního napětí na druhém vstupu, čímž je možné na výstupu realizovat PWM obdélníkový signál s nastavitelnou střídou. Hodnota střídy je potom určena dle velikosti přiloženého modulačního napětí U_{MOD} , čímž je možné realizovat plynulý přechod střídy z 10 % na 100 % a naopak, což přímo odpovídá přechodu funkce světel POS ($I_{LED} = 150$ mA) na funkci DRL ($I_{LED} = 1,5$ A) a naopak.

Změna velikosti modulačního napětí U_{MOD} probíhá pomocí přebíjení kondenzátoru C_{48} zdrojem konstantního proudu. Zdroj proudu v tomto případě je reprezentován danou konfigurací operačního zesilovače IC_{6B} s rezistory R_{12} a R_{14} . Napětí U_{MOD} je pak dáno plovoucím napětím na kondenzátoru C_{48} připočteného k referenčnímu napětí $U_{REF2} = 0,84$ V z odporového děliče R_8 , R_{10} a R_{11} .

V případě funkce pozičních světel je na vstup POS přivedeno napětí v rozsahu automobilové sítě a tím dojde k sepnutí tranzistoru T_4 přes odporový dělič s prvky R_{16} a R_{18} . Dioda D_2 zde slouží jako ochrana proti přepólování a kondenzátor C_{52} slouží jako ochrana proti ESD. V této fázi se rezistor R_{14} chová jako zdroj proudu s velikostí:

$$I_+ = \frac{U_{REF2}}{R_{14}} = \frac{\frac{U_{5V} \cdot R_{11}}{R_8 + R_{10} + R_{11}}}{R_{14}} = \frac{\frac{5 \cdot 9,09}{30,1 + 14,7 + 9,09}}{5,62 \cdot 10^3} = \frac{0,84}{5,62 \cdot 10^3} = 150 \mu A , \quad (3.38)$$

který odsává konstantní proud z kondenzátoru C_{48} , což ve výsledku způsobí lineární růst napětí U_{MOD} . Tento růst napětí je však omezen paralelně zapojenou integrovanou napěťovou referencí IC_5 s označením TL431 [26], kdy napětí na kondenzátoru nepřesáhne úroveň 2,5 V. Maximální velikost napětí U_{MOD} je nastavena tak, aby výsledný PWM signál měl střihu 10 % a zároveň byl roven součtu napětí na kondenzátoru C_{48} a napětí U_{REF2} . Musí tedy platit rovnost následujících vztahů:

$$U_{MODmax} = 0,9 \cdot (U_{TH} - U_{TL}) + U_{TL} = 0,9 \cdot (3,66 - 0,33) + 0,33 = 3,33 V , \quad (3.39)$$

$$U_{MODmax} = U_{C48+} + U_{REF2} = 2,5 + 0,84 = 3,34 V , \quad (3.40)$$

kde U_{MODmax} představuje maximální modulační napětí, U_{TH} a U_{TL} odpovídá hornímu a dolnímu rozsahu nosného trojúhelníkového signálu, U_{C48+} maximální napětí na kondenzátoru C_{48} a U_{REF2} referenční napětí z odporového děliče R_8 , R_{10} a R_{11} .

V případě rozepnutí tranzistoru T_4 po odpojení napětí ze vstupu POS dojde ke záměně zdroje proudu R_{14} za sérii rezistorů R_{12} a R_{14} , čímž se změní velikost a směr proudu podle rovnice:

$$I_- = \frac{U_{5V} - U_{REF2}}{R_{12} + R_{14}} = \frac{5 - 0,84}{22,1 \cdot 10^3 + 5,62 \cdot 10^3} = 151 \mu A , \quad (3.41)$$

který nyní přebíjí kondenzátor C_{48} na opačnou polaritu, což způsobí lineární pokles napětí U_{MOD} . Přebíjení kondenzátorů na opačnou polaritu se zastaví, jakmile dosáhne hodnoty prahového napětí antiparalelní ochranné diody integrované uvnitř napěťové reference IC_5 (odhad 0,5 V). Minimální velikost napětí U_{MOD} je pak nastavena, aby výsledný PWM signál měl střihu 100 % a zároveň byl roven součtu napětí na kondenzátoru C_{48} a napětí U_{REF2} . Musí tedy platit rovnost následujících vztahů:

$$U_{MODmin} = U_{TL} = 0,33 V , \quad (3.42)$$

$$U_{MODmin} = U_{C48-} + U_{REF2} = -0,5 + 0,84 = 0,34 V , \quad (3.43)$$

kde U_{MODmin} reprezentuje minimální modulační napětí, U_{TL} minimální hodnotu nosného trojúhelníkového signálu, U_{C48-} minimální napětí na kondenzátoru C_{48} a U_{REF2} referenční napětí z odporového děliče R_8 , R_{10} a R_{11} .

Nyní ještě zbývá číselně určit dobu přechodu mezi režimy světel POS a DRL v obou směrech, která má odpovídat době 200 ms. Doby přechodů se vypočtou podle vztahů:

$$t_{DRL} = \frac{C_{48} \cdot (U_{C+} - U_{C-})}{I_+} = \frac{(10 \cdot 10^{-6}) \cdot (2,5 - (-0,5))}{150 \cdot 10^{-6}} = 200 ms , \quad (3.44)$$

$$t_{\text{POS}} = \frac{C_{48} \cdot (U_{C+} - U_{C-})}{I_-} = \frac{(10 \cdot 10^{-6}) \cdot (2,5 - (-0,5))}{151 \cdot 10^{-6}} = 199 \text{ ms} , \quad (3.45)$$

kde t_{DRL} a t_{POS} odpovídají době přechodu z POS do DRL světel a z DRL do POS světel, U_{C+} a U_{C-} maximálnímu a minimálnímu napětí na kondenzátoru C_{48} v obou polaritách a I_+ a I_- reprezentují konstantní proudy pro přebíjení kondenzátoru C_{48} .

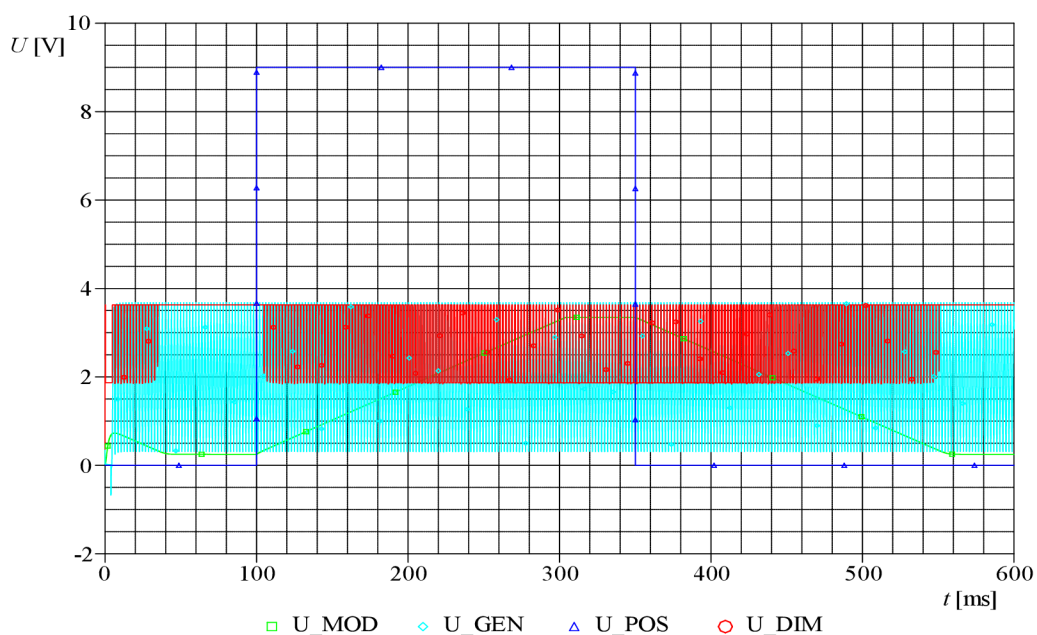
Posledním blokem v tomto schématu je individuální napěťová reference zapojená na výstupu komparátoru IC_{7A} , která slouží k napěťovému přizpůsobení PWM signálu U_{PWM} v přibližném rozsahu 1,9–3,6 V. Hodnoty napěťových úrovní jsou zvoleny tak, aby byly stále vyhodnoceny jako log. 0 a log. 1 pro vstup DIM a zároveň vytvořily potřebný úbytek napětí na vnitřním zdroji proudu I_{DIM} pro jeho správnou funkci. Základem této reference je OZ IC_{6A} zapojený jako sledovač napětí na proměnném odporovém děliči R_{13} , R_{15} a R_{17} . Napěťový sledovač je navíc na svém výstupu proudově posílen pomocí tranzistoru T_3 , jehož kolektorový proud bude v dalším bloku detekce chyb využit k rozpoznání chybového proudu I_{DIM} . Výsledný PWM signál U_{PWM} z modulátoru IC_{7A} je pro vstup DIM napěťově přizpůsoben pomocí proměnného děliče R_{13} , R_{15} a R_{17} . Komparátor IC_{7A} při sepnutém tranzistoru na výstupu moduluje celkový odpor děliče, čímž se na něm mění napěťové poměry. Napěťové hladiny PWM signálu je potom možné určit podle následujících vztahů:

$$U_{\text{PWMH}} = \frac{R_{17}}{R_{13} + R_{17}} \cdot U_{5V} = \frac{62}{23,7 + 62} \cdot 5 = 3,62 \text{ V} , \quad (3.46)$$

$$U_{\text{PWML}} = \frac{\frac{R_{15} \cdot R_{17}}{R_{15} + R_{17}}}{R_{13} + \frac{R_{15} \cdot R_{17}}{R_{15} + R_{17}}} \cdot U_{5V} = \frac{\frac{17,8 \cdot 62}{17,8 + 62}}{23,7 + \frac{17,8 \cdot 62}{17,8 + 62}} \cdot 5 = 1,84 \text{ V} , \quad (3.47)$$

kde U_{PWMH} a U_{PWML} představují horní a spodní úroveň PWM signálu pro vstup DIM.

Pro vytvořené schéma bylo provedeno několik ověřovacích simulací v programu Cadence Orcad Capture. Na obrázku 3.16 je pak vyobrazen jako příklad časový průběh v důležitých uzlech obvodu pro teplotu 25 °C, kde U_{MOD} znamená modulační napětí, U_{GEN} nosný trojúhelníkový signál, U_{DIM} výsledný PWM signál na vstupu DIM a U_{POS} napětí přivedené na vstup POS.



Obrázek 3.16 Simulované časové průběhy napětí na PWM generátoru pro teplotu 25 °C

Z tohoto grafu a dalších totožně provedených simulací pro teploty -40 °C a 105 °C byly odečteny hodnoty dob přechodů t_{DRL} a t_{POS} , frekvence f PWM signálu, střídy D_{POS} a D_{DRL} pro režimy světél POS a DRL a mezní napěťové úrovně U_{DIMmin} a U_{DIMmax} PWM signálu, které byly zapsány do tabulky 3.4.

Tabulka 3.4 Odečtené hodnoty ze simulací pro PWM generátor

Teplota [°C]	t_{DRL} [ms]	t_{POS} [ms]	f [Hz]	D_{POS} [%]	D_{DRL} [%]	U_{DIMmin} [V]	U_{DIMmax} [V]
25	202	201	506	9,7	100	1,86	3,63
-40	202	201	508	10,3	100	1,86	3,63
105	189	191	504	10,1	96	1,86	3,63

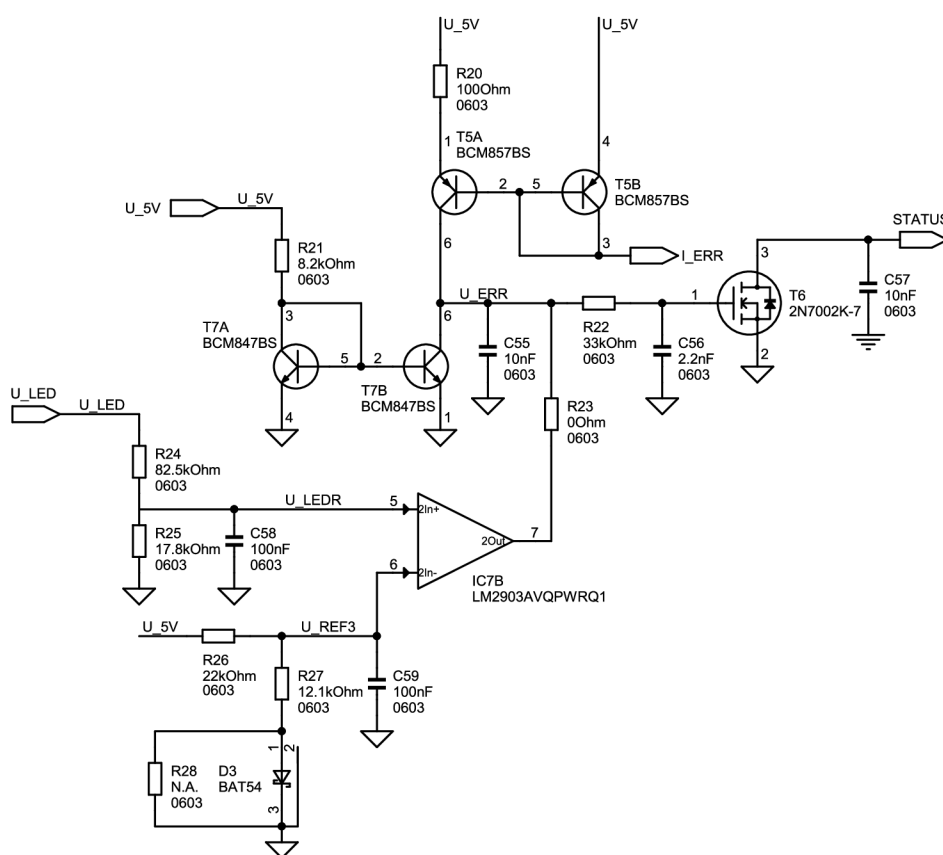
Naměřené hodnoty ze simulací dobře korespondují s výpočty, avšak nezohledňují toleranci součástek, především se tak jedná o kapacitu kondenzátoru C_{48} s 10% tolerancí. Kritičnost obvodu dále určuje i teplotní drift ochranné antiparalelní diody u reference IC_5 , což se projevuje nepřesným omezením napětí na kondenzátoru C_{48} . Toto omezení pak ovlivní nominální proud v režimu DRL světél, tedy pokles střídy ze 100 % na 96 %.

3.4.6 Detekce chyb na LED řetězci

Integrovaný obvod NCV78514 umožňuje hlášení chybového stavu skrze vstupní pin DIM, kdy příznak je předáván změnou odsávaného proudu tímto pinem. Proudová spotřeba pinu DIM je v případě bezporuchového stavu $I_{DIM} = 10\text{--}14$ mA a při výskytu chyby se proud sníží na rozmezí $I_{DIM} = 0,4\text{--}0,7$ mA. Obvod NCV78514 dokáže

vyhodnocovat různé typy chyb jako je ochrana proti přepětí nad 20–21 V a podpětí pod 5 V na vstupu měniče, ochrana proti vysoké teplotě na čipu nad 170 °C, detekce rozpojeného či zkratovaného řetězce LED a další typy ochran. V případě výskytu jakékoli chyby pak dojde k vypnutí výstupního proudu a reportování chybového stavu,

Řídicí obvod NCV78514 dokáže na řetězci LED detekovat chyby typu rozpojený a zkratovaný řetězec, avšak principiálně nedokáže vyhodnotit zkrat pouze jedné LED označovaný jako zkrat typu $n_{LED} - 1$. Proto je potřeba navrhnout externí obvod, který bude měřit chybový proud I_{DIM} společně s napětím na LED řetězci pro detekci chyby $n_{LED} - 1$. Případný chybový stav pak bude převeden na výstupní STATUS pin, který je typu otevřený kolektor. Popisovanou situaci zastupuje vytvořené schéma na obrázku 3.17.



Obrázek 3.17 Schéma bloku pro detekci chyb na řetězci LED

Pro snímání proudu I_{DIM} je využito proudového komparátoru tvořeného dvojicí NPN tranzistorů T_{7A} , T_{7B} a druhou dvojicí PNP tranzistorů T_{5A} , T_{5B} . Obě dvojice tranzistorů jsou zapojeny jako proudová zrcadla, přičemž dvojice tranzistorů T_{7A} , T_{7B} zrcadlí referenční proud I_{REF} daný rezistorem R_{21} a druhá dvojice T_{5A} , T_{5B} zrcadlí proud I_{DIM} , který je přebírán z kolektorového proudu tranzistoru T_3 z předchozího bloku PWM generátoru. Na výstupu tohoto komparátoru U_{ERR} se v případě bezporuchového stavu objeví hodnota 5 V a pokud proud I_{DIM} poklesne vlivem chybovém stavu, je na jeho výstupu nastavena hodnota 0 V. Tyto rozhodovací hladiny pak stačí k sepnutí či rozepnutí

tranzistoru T₆. Na STATUS pinu je poté detekována log. 0 v bezporuchovém stavu a stav vysoké impedance v případě chyby.

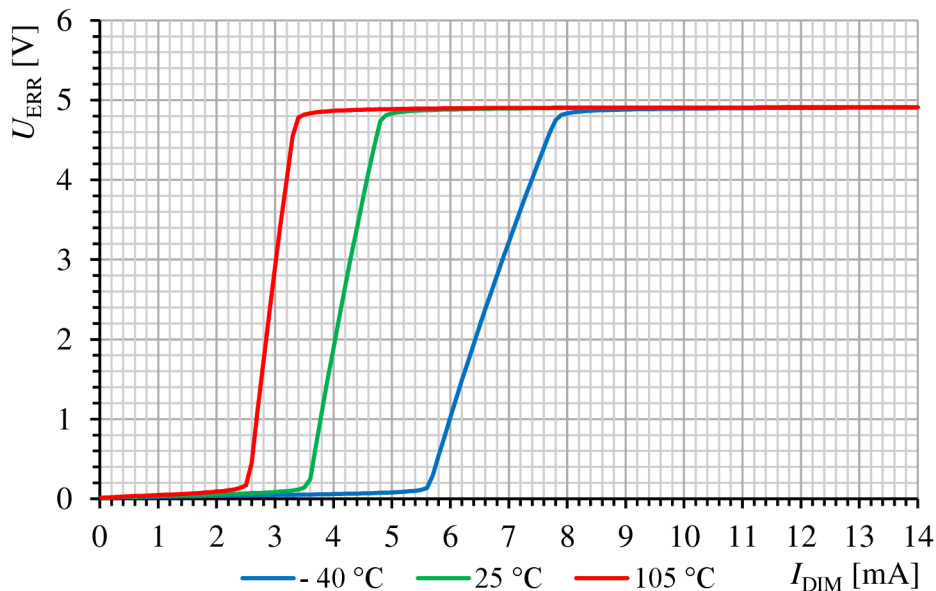
Proudový komparátor pro správnou komparaci proudů je nastaven tak, aby zvolený referenční proud I_{REF} ležel v polovině mezi oběma proudovými hladinami I_{DIM} , přičemž obě úrovně proudu I_{DIM} jsou pro účely komparace sníženy ve stejném poměru na nižší hodnotu proudu, aby byly minimalizovány výkonové ztráty na komparátoru. Upravení hodnot proudu I_{DIM} je způsobeno zařazením rezistoru R₂₀ do emitoru tranzistoru T_{5A}. V návrhu komparátoru se nejprve určí referenční proud I_{REF} jako:

$$I_{REF} = \frac{U_{5V} - U_{BE}}{R_{21}} = \frac{5 - 0,65}{8,2 \cdot 10^3} = 0,53 \text{ mA} , \quad (3.48)$$

kde I_{REF} reprezentuje referenční proud, U_{5V} referenční napětí 5 V z lineárního regulátoru IC₃ a U_{BE} napětí báze–emitor tranzistoru T_{7A}. Následně se zvolí zhruba polovina proudového rozsahu I_{DIM} čili 4 mA a pomocí emitorového rezistoru R₂₀ se převede na nižší úroveň, aby byla rovna proudu I_{REF} . Výpočet odporu rezistoru R₂₀ lze zapsat pomocí rovnice:

$$R_{20} = \frac{U_T \cdot \ln \frac{I_{DIM}}{I_{REF}}}{I_{REF}} = \frac{26 \cdot 10^{-3} \cdot \ln \frac{4 \cdot 10^{-3}}{0,53 \cdot 10^{-3}}}{0,53 \cdot 10^{-3}} = 100 \Omega , \quad (3.49)$$

kde U_T reprezentuje teplotní napětí, I_{DIM} chybový proud a I_{REF} referenční proud. V programu Cadence Orcad Capture byla pro ověření funkce komparátoru provedena DC analýza. Na obrázku 3.18 je zobrazen průběh napětí na výstupu komparátoru U_{ERR} v závislosti na změně proudu I_{DIM} pro teploty -40 °C, 25 °C a 105 °C.



Obrázek 3.18 DC analýza napětí U_{ERR} na výstupu proudového komparátoru

Z DC analýzy je vidět, že rozhodovací úroveň je závislá na teplotě, nicméně v celém teplotním rozsahu budou obě proudové úrovně, tj. 0,4-0,7 mA a 10-14 mA správně vyhodnoceny.

Detekce chybového stavu typu $n_{LED} - 1$ probíhá pomocí porovnávání napětí na řetězci se všemi čtyřmi LED (a v případě zkratování jedné LED na řetězci se třemi LED) s konstantním referenčním napětím. Pro zjištění napětí na LED řetězci se využije tabulka 3.1, která byla uvedena již dříve. Z této tabulky se odečtou potřebná napětí pro nejhorší případy, které se mohou objevit na LED řetězci. Pro čtyři LED tato situace odpovídá napětí $U_{LEDmin} = 10,40$ V a pro tři LED napětí $U_{LEDmax} = 10,98$ V při teplotním rozptylu $-40-125$ °C.

Je vidět, že nejnižší hodnota napětí na kompletním řetězci čtyř LED může být nižší než maximální hodnota napětí poškozeného řetězce s jednou zkratovanou LED. To by principiálně neumožnilo detekci chyby prostým porovnáním s konstantní referencí, protože dochází k protnutí obou rozsahů. Navíc uvedené rozsahy napětí platí pouze pro výstupní proud $I_{LED} = 1,5$ A a nezohledňují situaci, kdy při zahřátí LED dochází k teplotní regulaci výstupního proudu nebo při PWM dimování v režimu POS klesá výstupní proud na nulovou hodnotu, čímž se v obou případech snižuje propustné napětí LED.

Tato oblast návrhu bloku pro detekci chyby $n_{LED} - 1$ není v obecné rovině úplně jednoduchá, a proto bude ověřena pomocí simulací v programu Cadence Orcad Capture s příslušnými SPICE modely daných LED s kritickými napěťovými biny. Ze simulace pracovního bodu řetězce tři a čtyř LED bylo zjištěno, že při napájecím proudu 1,5 A se v rozmezí teplot $-40-125$ °C maximální a minimální rozsahy napětí na LED řetězci nepřekrývají. Proto nově získané hodnoty $U_{LEDmin} = 11,16$ V odpovídající čtyřem LED a $U_{LEDmax} = 10,31$ V odpovídající třem LED budou použity dále v návrhu.

Pro porovnání napětí na LED řetězci s pevnou referencí je využít v uvedeném schématu komparátor IC_{7B}, který bude porovnávat napětí U_{LEDR} na odporovém děliči tvořeným rezistory R₂₄ a R₂₅ s referenčním napětím U_{REF3} na děliči s prvky R₂₆, R₂₇ a D₃. Dioda D₃ zde slouží k teplotní kompenzaci propustného napětí LED, aby obě komparovaná napětí vykazovala stejný trend posunu hodnot napětí v závislosti na teplotě. Pro funkčnost komparátoru je nejprve nutné zvolit referenční napětí U_{REF3} , které se vypočte dle vztahu:

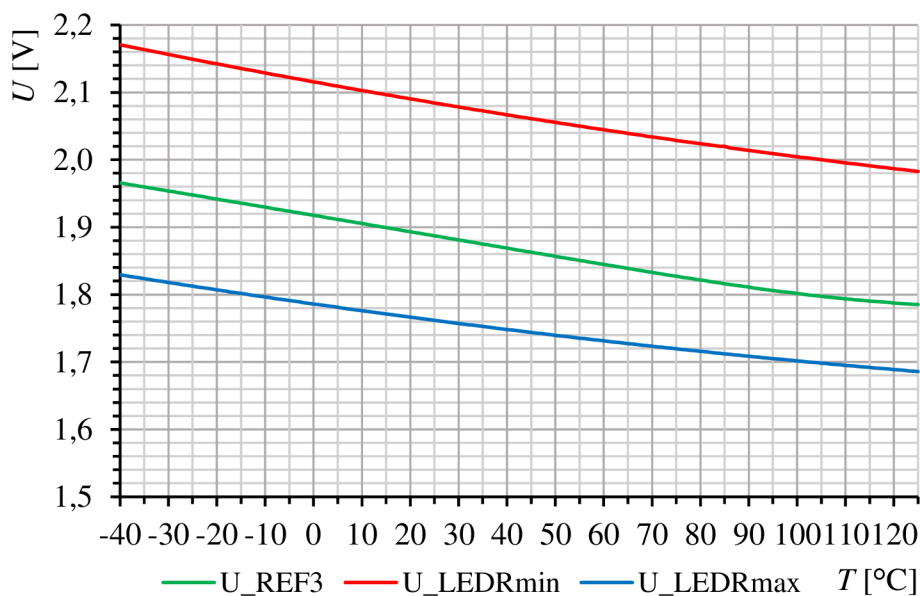
$$\begin{aligned} U_{REF3} &= U_{D3} + R_{27} \cdot \frac{U_{5V} - U_{D3}}{R_{26} + R_{27}} = \\ &= 0,17 + 12,1 \cdot \frac{5 - 0,17}{22 + 12,1} = 1,88 \text{ V} , \end{aligned} \quad (3.50)$$

kde U_{REF3} reprezentuje referenční napětí, U_{D3} napětí na diodě D₃ odečtené ze simulace a U_{5V} referenční napětí 5 V z lineárního regulátoru IC₃. Výpočet odporového děliče R₂₄ a R₂₅ se provede podle následujícího vzorce, kdy odpor rezistoru R₂₅ byl zvolen 17,8 kΩ:

$$R_{24} = R_{25} \cdot \frac{U_{LED}}{U_{REF3}} - R_{25} = 17,8 \cdot 10^3 \cdot \frac{10,6}{1,88} - 17,8 \cdot 10^3 = 82,5 \text{ k}\Omega, \quad (3.51)$$

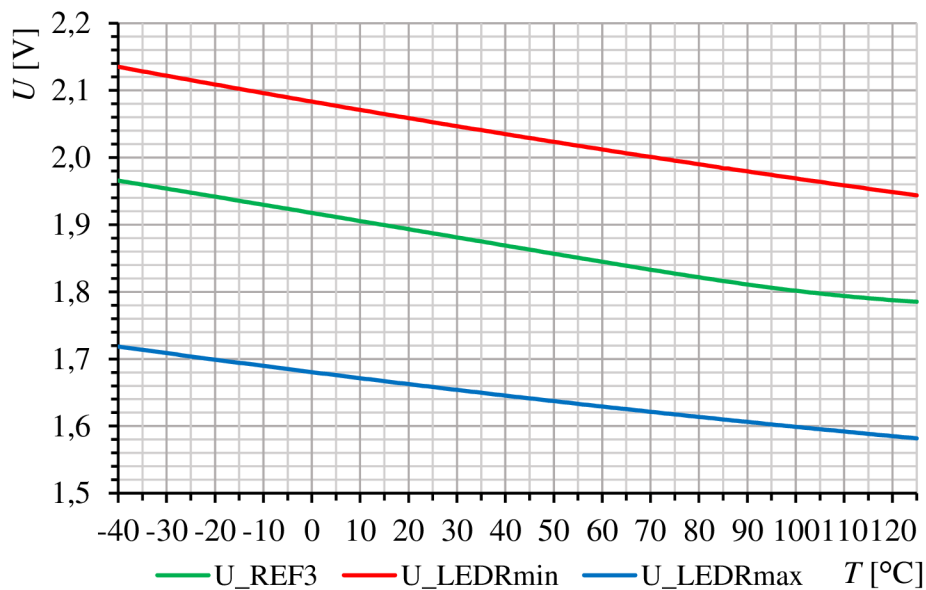
kde U_{LED} představuje zvolené rozhodovací napětí na LED řetězci ležící mezi hodnotami U_{LEDmax} a U_{LEDmin} a U_{REF3} odpovídá referenčnímu napětí. V případě výskytu chyby $n_{LED} - 1$ se na výstupu IC_{7B} objeví 0 V, čímž je znemožněno sepnutí tranzistoru T_6 . Pokud je řetězec nepoškozený se všemi čtyřmi LED, tak se na výstupu IC_{7B} objeví stav vysoké impedance a chování tranzistoru T_6 je závislé na výstupu proudového komparátoru.

Pomocí DC analýzy na obrázku 3.19 byla vykreslena teplotní závislost rozhodovací napěťové úrovně U_{REF3} a napěťových hladin U_{LEDmax} a U_{LEDmin} , které jsou vyjádřeny pomocí napětí na děliči $U_{LEDRmax}$ a $U_{LEDRmin}$. Z průběhu je patrné, že v celém teplotním rozsahu všechny hladiny vykazují podobný teplotní koeficient, čímž nedojde k jejich protnutí a lze tak vyhodnotit stav $n_{LED} - 1$.



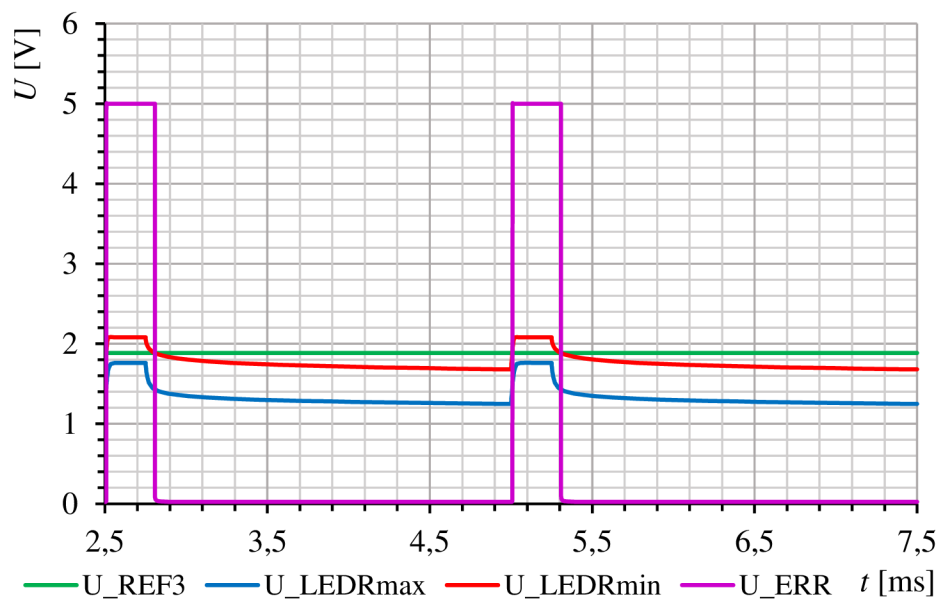
Obrázek 3.19 DC analýza napětí U_{REF3} , $U_{LEDRmax}$ pro tři LED a $U_{LEDRmin}$ pro čtyři LED v závislosti na teplotě při výstupním proudu $I_{OUT} = 1,5 \text{ A}$

Problém při protnutí napěťových úrovní by mohl nastat při teplotní regulaci výstupního proudu. Nicméně po provedení simulace viz obrázek 3.20, kdy výstupní proud poklesne na minimální velikost 60 % I_{OUT} , tj. 0,9 A, bylo zjištěno, že rozhodovací hladina U_{REF3} se stále nachází mezi oběma hladinami $U_{LEDRmax}$ a $U_{LEDRmin}$, a tak i při teplotní regulaci je možné detekovat chybu $n_{LED} - 1$.



Obrázek 3.20 DC analýza napětí U_{REF3} , $U_{LEDRmax}$ pro tři LED a $U_{LEDRmin}$ pro čtyři LED v závislosti na teplotě při výstupním proudu $I_{OUT} = 0,9$ A

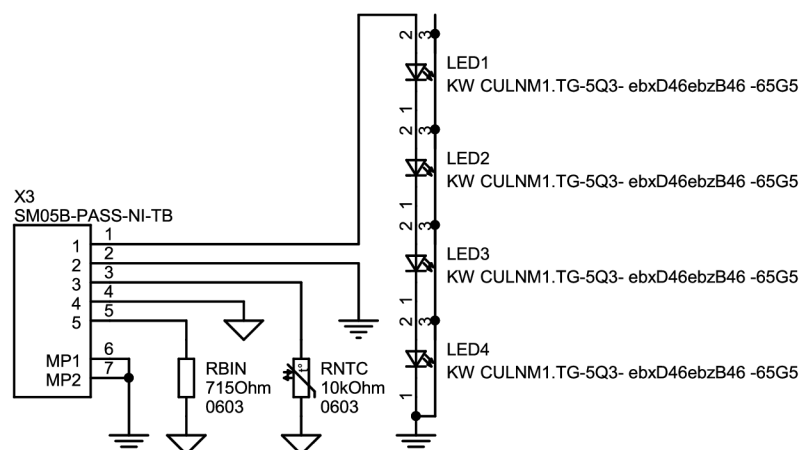
Chybu $n_{LED} - 1$ však není principiálně možné správně rozpoznat při PWM modulaci výstupního proudu, kdy při nulovém proudu LED klesne napětí na LED řetězci pod rozhodovací úroveň a výstup komparátoru IC_{7B}, resp. tranzistor T₆ bude spínán v rytmu PWM. Na STATUS pinu bude tedy nutné přizpůsobit zpracování signálu po použité sběrnici, aby kromě log. 0 byl vyhodnocen PWM signál jako bezporuchový stav. Popisovaná situace je znázorněna na obrázku 3.21, kde napětí na LED řetězci ve skutečnosti neklesne na nulovou hodnotu díky výstupním kondenzátorům měniče.



Obrázek 3.21 Časové průběhy napětí U_{REF3} , U_{ERR} , $U_{LEDRmax}$ pro tři LED a $U_{LEDRmin}$ pro čtyři LED při výstupním proudu $I_{OUT} = 1,5 \text{ A}$

3.5 LED modul

Na obrázku 3.22 je uvedeno schéma externího LED modulu, na kterém se nachází řetězec čtyř výkonových LED společně s NTC termistorem R_{NTC} pro teplotní regulaci výstupního proudu a s binovacím rezistorem R_{BIN} určujícím velikost výstupního proudu. Tento modul bude propojen s driver modulem přes konektory pomocí kabelového svazku.

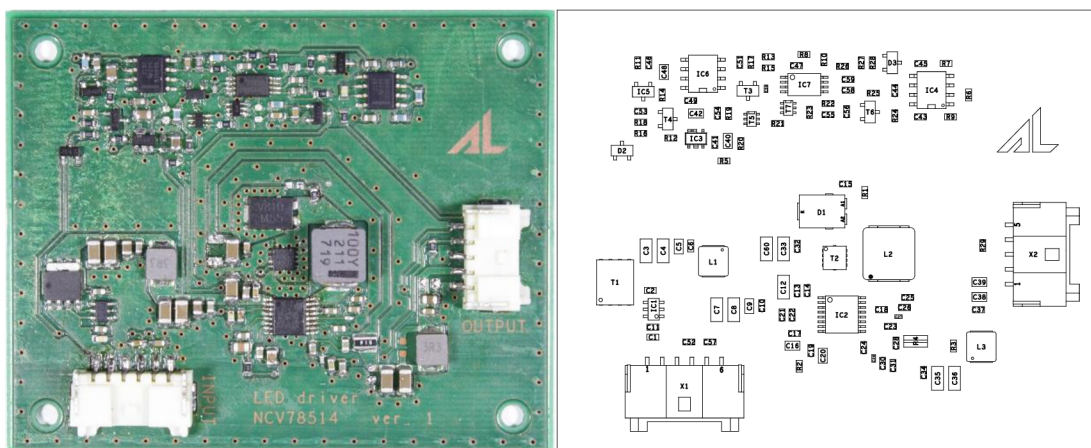


Obrázek 3.22 Schéma LED modulu

4 NÁVRH DPS LED DRIVERU

Pro vytvoření layoutu DPS driver modulu a LED modulu bylo využito programu Cadence Orcad PCB Editor. V případě LED modulu byl však převzat již navrhnutý design DPS a vyrobený vzorek LED modulu, který je uveden v přílohách. DPS LED modulu byla vyrobena s hliníkovým jádrem a přilepená na chladiči pomocí teplovodivého silikonu. Na použitém vzorku LED modulu bohužel nejsou vytvořené pájecí plošky pro umístění binovacího rezistoru R_{BIN} , a proto byl tento rezistor ve skutečnosti přesunut na desku driver modulu. U LED modulu byl tedy použit předem vyrobený vzorek DPS a v případě driver modulu byl navrhnut a vyroben vlastní vzorek DPS.

DPS driver modulu byla vytvořena na standardním substrátu FR4 s tloušťkou 1,5 mm s měděnými plošnými spoji o tloušťce 35 μm na obou stranách desky. Jedná se tak o dvouvrstvou DPS, která byla jednostranně osazena SMD součástkami. Kompletní výroba desky probíhala v prototypové dílně firmy Marelli Automotive Lighting s.r.o. v Jihlavě. Po vyrobení desky došlo k nanesení pájecí pasty na pájecí plošky pomocí dispenzeru a k ručnímu osazení součástkami. Výsledná fotografie vyrobeného vzorku je zobrazena na obrázku 4.1.

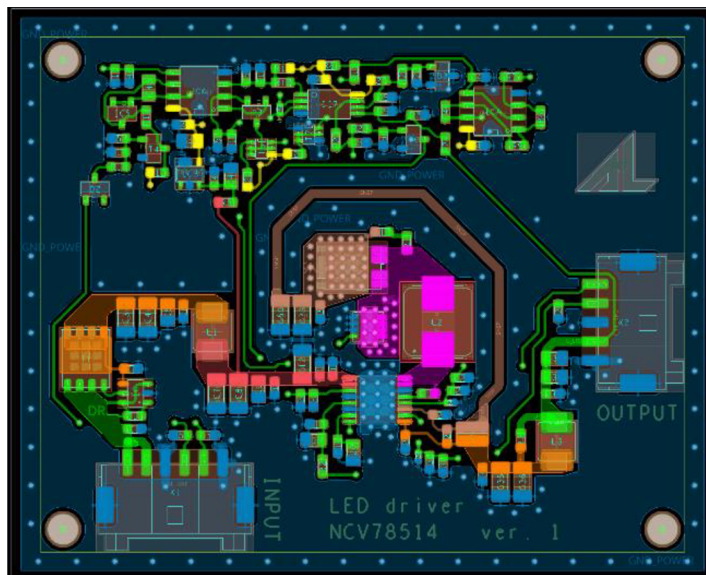


Obrázek 4.1 Fotografie vyrobeného vzorku driver modulu s příslušným osazovacím plánem

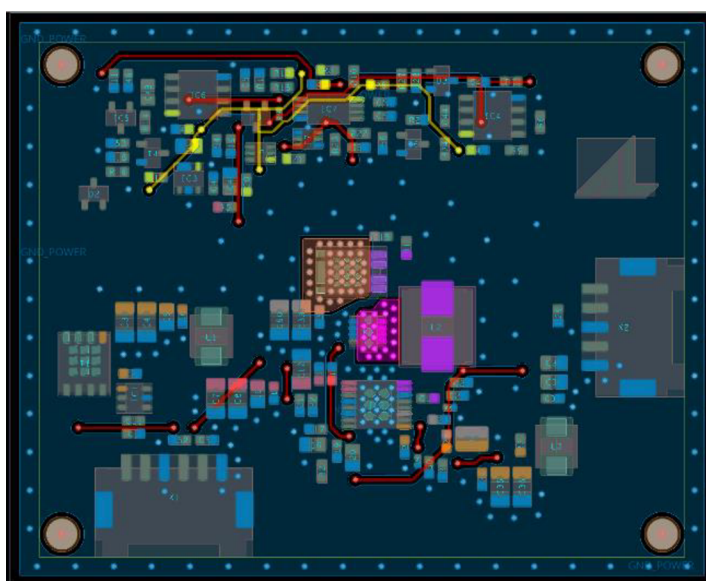
Celkově byly vyrobeny dva vzorky driver modulu, přičemž první deska byla osazena s řídicím obvodem NCV78514 v nakonfigurované variantě z výroby uvnitř IO se zakázanou funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence a druhá deska byla osazena s IO NCV78514 s povolenou funkcí rozprostřeného spektra. Hlavním důvodem zprovoznění obou driver modulů je sledování naměřených rozdílů v oblasti EMC.

Při návrhu layoutu je velice důležité se řídit jistými pravidly a doporučeními, aby byly co nejvíce omezeny zdroje vzniku elektromagnetického rušení a kritické oblasti DPS nevykazovaly nepřiměřené tepelné přetěžování. Z pohledu EMC patří mezi nejdůležitější pravidla minimalizování plochy proudových smyček, resp. délek plošných spojů, což lze

zaručit vhodným rozmístěním součástek a vedením spojů, vhodným zemněním, správným blokováním napájení pomocí kondenzátorů atd. Pro detailnější seznámení se zvolenou koncepcí vytvořeného layoutu je na obrázcích 4.2 a 4.3 znázorněna vrchní a spodní vrstva DPS.



Obrázek 4.2 Vrchní vrstva driver modulu



Obrázek 4.3 Spodní vrstva driver modulu

V navrhnutém layoutu bylo pro výkonové plošné vodiče zohledněno jejich proudové dimenzování, a proto jsou vedeny s větší šířkou okolo 1–1,5 mm oproti signálovým vodičům o konstantní šířce 0,3 mm. Průměr všech použitých prokůvů pro spojení obou vrstev činí 0,5 mm. Přestože ve schématech LED driveru bylo počítáno s rozdělením

zemí na výkonovou a analogovou, bylo nakonec použito jednoho typu zemnění (označené modrou barvou) pro zaručení větší jednotlosti rozlévané země ve spodní vrstvě DPS.

Na vrchní straně DPS jsou umístěny součástky, přičemž vstupní konektor X_1 se nachází v dolní levé části desky. V blízkosti tohoto konektoru se nachází ESD kondenzátory C_1 , C_{52} a C_{57} . Ze vstupního konektoru X_1 je pak vedena výkonová cesta nejprve přes ochranu proti přepólování, vstupní EMC filtr až k měniči s H-můstkem. Struktura H-můstku je umístěna zhruba uprostřed desky, kde je snahou minimalizovat plochy uzlů u hlavní cívky L_2 (označeny růžovou barvou). Vstupní kondenzátory C_{12} , C_{13} a C_{14} a výstupní kondenzátory C_{32} a C_{33} u struktury H-můstku jsou umístěny blízko sebe a orientovány tak, aby se proudové smyčky uzavíraly do jednoho společného bodu, resp. země. Dále jsou u výkonových prvků H-můstku (dioda D_1 , tranzistor T_2 a řídicí obvod IC_2) vytvořeny chladičí plochy ve spodní vrstvě desky a dostatečně prokoveny pro zlepšení odvodu tepla.

Z výstupu H-můstku je pak veden plošný vodič (označený hnědou barvou) ke snímacímu rezistoru R_4 , který se nachází v těsné blízkosti řídicího obvodu IC_2 a jeho připojení je realizováno čtyřvodičově pro přesné snímání výstupního proudu. Za zmínku stojí také ochranný zemní pás, jenž odděluje předchozí plošný vodič od struktury H-můstku, aby nedocházelo k pronikání rušení z H-můstku do výstupního proudu. Ze snímacího rezistoru R_4 je nakonec výstupní proud veden skrze výstupní filtr na výstupní konektor X_2 v pravé části desky.

Co se týče ostatních bloků LED driveru, jako je např. PWM generátor nebo detekce chybového stavu, tak tyto obvody jsou zcela odděleny od výkonového jádra a umístěny v horní části DPS. Prokovení zemních ploch na celé desce je provedeno z důvodu snížení impedance zemní smyčky zejména u kritických součástek, tj. kondenzátorů. Kolem okrajů DPS byl navíc aplikován ochranný pás zemních proků, aby bylo potlačeno vyzářování do boku DPS.

5 TESTOVÁNÍ LED DRIVERU

V této kapitole byl LED driver podroben několika zásadním měřením, pomocí nichž se ověří dosažené parametry vyrobeného vzorku. Nejprve byla ověřena správná funkčnost celého obvodu a všech jeho dílčích bloků, kdy mezi hlavní sledované parametry patří výstupní proud I_{OUT} v režimech DRL a POS v závislosti na napájecím napětí, střída proudu I_{OUT} v módu POS, doby přechodů mezi režimy DRL a POS, reportování chybového stavu na STATUS pinu a ověření teplotní regulace proudu I_{OUT} .

Dále byla změřena účinnost LED driveru, která je jedním z klíčových parametrů pro určení míry výkonových ztrát. S tím souvisí navazující teplotní analýza pomocí termokamery na zahřáté DPS pro přibližné určení nejvíce tepelně namáhaných součástek. Poslední zkouškou na vyrobeném vzorku bylo měření v oblasti EMC, které se skládá z měření elektromagnetického rušení po napájecích vodičích.

Všechna měření byla provedena v prostorách firmy Marelli Automotive Lighting s.r.o. v Jihlavě na měřicích přístrojích, které podléhají pravidelným kalibracím.

5.1 Elektrické funkční testy

Všechna elektrická měření, není-li uvedeno jinak, byla uskutečňována na vzorku měniče ve variantě s vypnutou funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence pro jednodušší odečítání průběhů z osciloskopu. Při prvním měření na vzorku bylo na vstup DRL připojeno nominální napájecí napětí $U_{DRL} = 13,5$ V a změřena střední hodnota výstupního proudu $I_{OUT} = 1,506$ A při napětí na LED řetězci $U_{LED} = 12,6$ V. Odchylka od uvažovaného nominálního proudu $I_{OUT} = 1,5$ A je pouze 0,4 %. Změřené zvlnění výstupního proudu vyšlo velice malé, a to $\Delta I_{OUT} = 39$ mA.

Při daném napájecím napětí byly v rámci měření DC poměrů zkontrolovány hodnoty napětí na vstupu DIM integrovaného obvodu IC₂, napětí na výstupním STATUS pinu, napětí interních referencí IC₂ a externí reference IC₃, napětí na binovacím rezistoru R_{BIN}, napětí na NTC rezistoru R_{NTC} a také napětí na snímacím rezistoru R₄. V bloku ochrany proti přepólování byly sledovány napětí U_{DS} a U_{GS} tranzistoru T₁ a napětí na kondenzátoru U_{C2}. Všechny změřené hodnoty DC napětí jsou zapsány v tabulce 5.1, přičemž žádné napětí nevykazuje odchylky od očekávaných hodnot. Ostatní důležité DC poměry jsou uvedeny postupně v této podkapitole.

Tabulka 5.1 Změřené hodnoty DC poměrů na LED driveru

U_{DIM} [V]	U_{STATUS} [V]	U_{VDD} [V]	U_{VDR} [V]	U_{5V} [V]	U_{RBIN} [V]	U_{RNTC} [V]	U_{R4} [mV]	U_{DS} [mV]	U_{GS} [V]	U_{C2} [V]
3,61	0	3,30	5,04	5,02	1,13	3,00	151	20,7	2,44	12,4

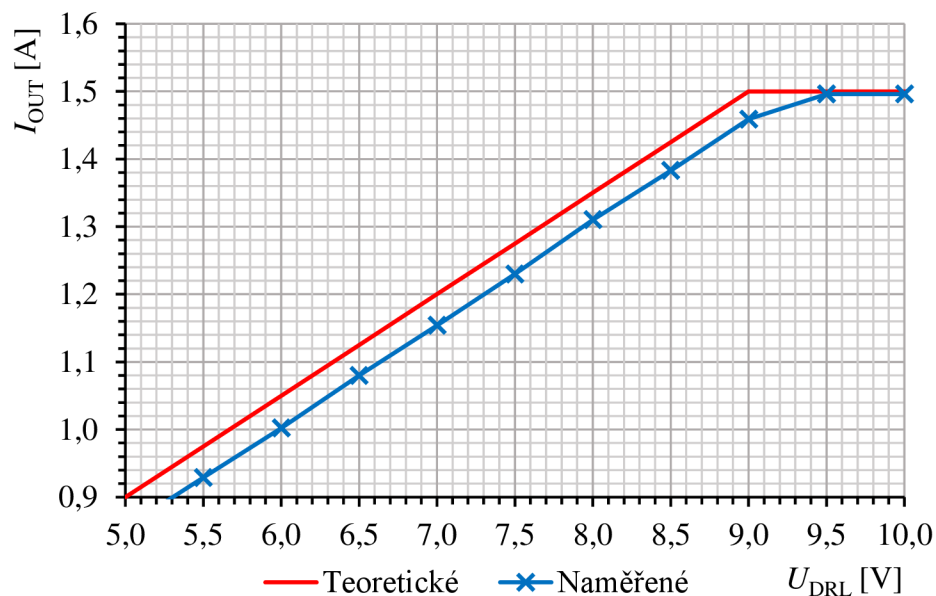
Následně byla ověřena stabilita celého obvodu v závislosti na výstupním proudu I_{OUT} v požadovaném napájecím rozsahu 9–16 V. Velikost střední hodnoty proudu se nijak

výrazně neměnila, přičemž maximální rozptyl proudu I_{OUT} činil 1,496–1,507 A. Kromě požadovaného napájecího rozsahu, v kterém je nutné zajistit jmenovitý výstupní proud I_{OUT} , byly nalezeny minimální a maximální napájecí úrovně napětí, od kterých je měnič schopen pracovat. Bylo zjištěno, že při zvyšování napájecího napětí měnič začne fungovat od napětí 8 V až do napětí 20,31 V, kde dojde k jeho vypnutí. Zatímco při snižování napájení měnič začne pracovat od napětí 18,39 V a přestává fungovat po dosažení napětí 4,95V. Pro maximální a minimální rozsah napájecího napětí tedy existuje určitá hystereze, která je dána obvodem NCV78514 a shoduje se s uvedenými hodnotami v jeho katalogovém listu.

V rozsahu napájecího napětí pod úrovní 9 V však byly změřeny nižší hodnoty proudu I_{OUT} než nominálních 1,5 A. Je to způsobeno ochranou funkcionalitou obvodu NCV78514, aby nedocházelo k přebírání příliš velkého vstupního proudu. To má za následek lineární snižování proudu I_{OUT} podle následující rovnice, která platí v rozsahu napájení 5–9 V:

$$I_{OUTdim} = I_{OUT} \cdot \frac{U_{DRL} + 1}{10} = 1,5 \cdot \frac{5 + 1}{10} = 0,9 \text{ V}, \quad (5.1)$$

kde I_{OUTdim} představuje lineárně dimovaný výstupní proud a U_{DRL} napájecí napětí. Na obrázku 5.1 je uveden graf lineárního dimování proudu I_{OUT} při poklesu napájení pod hladinu 9 V, přičemž jsou zde uvedeny naměřené hodnoty proudu I_{OUT} a teoretické hodnoty proudu I_{OUT} získané z předchozí rovnice. Obě křivky vykazují stejný trend poklesu proudu I_{OUT} , avšak naměřené hodnoty proudu vyšly snižené zhruba o 45 mA oproti teoretickým hodnotám.



Obrázek 5.1 Lineární dimování proudu I_{OUT} při poklesu napájecího napětí pod 9 V

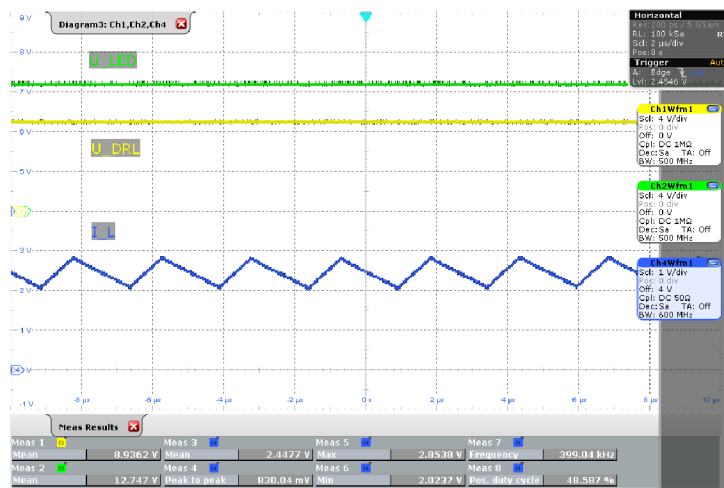
Na následujících oscilogramech jsou uvedeny průběhy napětí v důležitých uzlech obvodu pro ověření jednotlivých módů měniče ve struktuře H-můstku, přičemž přechod

mezi režimy buck a buck-boost byl nalezen při napájecím napětí 10,9–11,0 V a přechod mezi režimy buck-boost a boost byl stanoven při napájecím napětí 16,2–16,3 V. Ze změřených průběhů byla také odečtena spínací frekvence měniče, která činila přibližně 400 kHz. V případě varianty měniče s povolenou funkcí rozprostřeného spektra byla spínací frekvence rozmítána v rozsahu 379–422 kHz, což odpovídá hodnotám z katalogového listu.

Na obrázku 5.2 jsou zobrazeny napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} u hlavní cívky L_2 a napětí U_{GS} spínacího tranzistoru T_2 při napájecím napětí $U_{DRL} = 9\text{ V}$ v režimu boost. Z oscilogramu je patrné, že levý horní integrovaný tranzistor v H-můstku musí být trvale sepnutý a levý dolní integrovaný tranzistor musí být trvale rozepnutý, aby byl odstraněn buck režim. Zbylý pravý dolní tranzistor T_2 se pravidelně střídá ve spínání s diodou D_1 v pravém horním segmentu, čímž je realizován pouze boost režim. Změřená střída spínání vyšla 35,6 %. V tomto režimu byl také změřen odpovídající proud hlavní cívkou I_L , jehož průběh je znázorněn na obrázku 5.3. Odečtená hodnota středního proudu cívkou činí $I_L = 2,45\text{ A}$, zvlnění proudu cívkou $\Delta I_L = 0,83\text{ A}$ a špičková hodnota proudu cívkou $I_{Lp} = 2,85\text{ A}$. Změřené hodnoty proudů dobře korespondují s výpočty uvedenými v návrhu LED driveru.

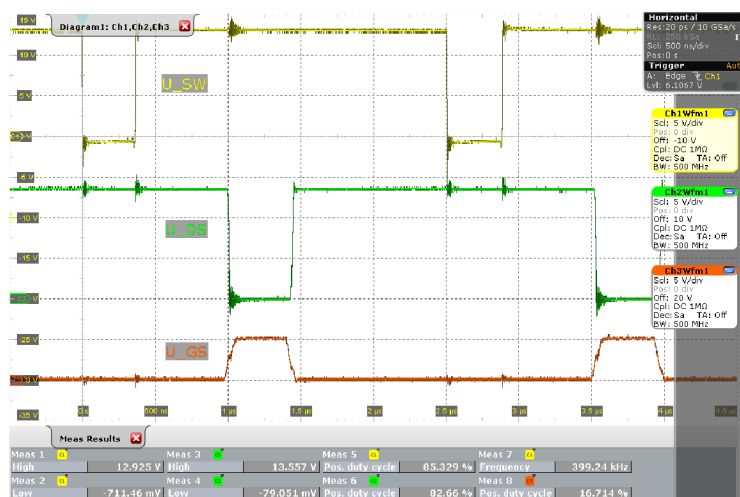


Obrázek 5.2 Změřené průběhy napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} při napájecím napětí $U_{DRL} = 9\text{ V}$ v režimu boost

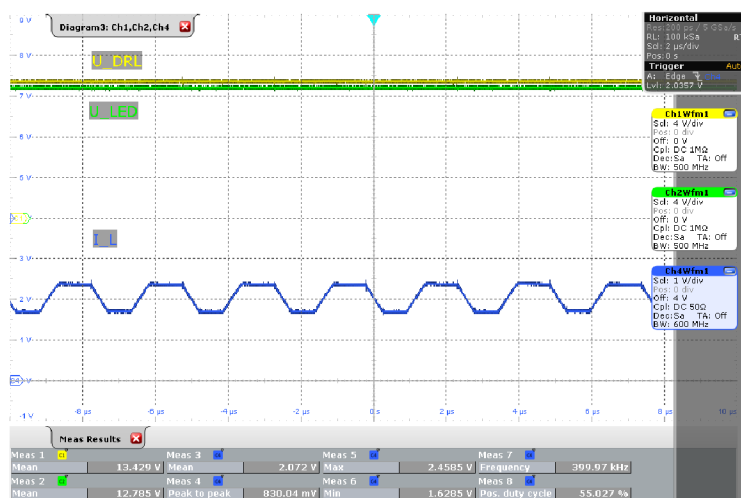


Obrázek 5.3 Změřený průběh proudu cívku I_L při napájecím napětí $U_{DRL} = 9\text{ V}$ v režimu boost

Na dalším obrázku 5.4 jsou znovu znázorněny napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} u hlavní cívky L_2 a napětí U_{GS} spínacího tranzistoru T_2 , avšak při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5\text{ V}$ v režimu buck-boost. Z oscilogramu je patrné, že v tomto případě levý horní integrovaný tranzistor v H-můstku se střídá ve spínání s levým dolním integrovaným tranzistorem, čímž je realizován buck režim. Nicméně pravý dolní tranzistor T_2 se také pravidelně střídá ve spínání s diodou D_1 v pravém horním segmentu, čímž je uskutečňován boost režim. V režimu buck-boost se tedy cyklicky střídají oba tyto módy. V tomto režimu byl také změřen odpovídající proud hlavní cívku I_L , jehož průběh v tomto případě nemůže být trojúhelníkový viz obrázek 5.5. Odečtená hodnota středního proudu cívku vyšla $I_L = 2,07\text{ A}$, zvlnění proudu cívku $\Delta I_L = 0,83\text{ A}$ a špičková hodnota proudu cívku $I_{Lp} = 2,46\text{ A}$.

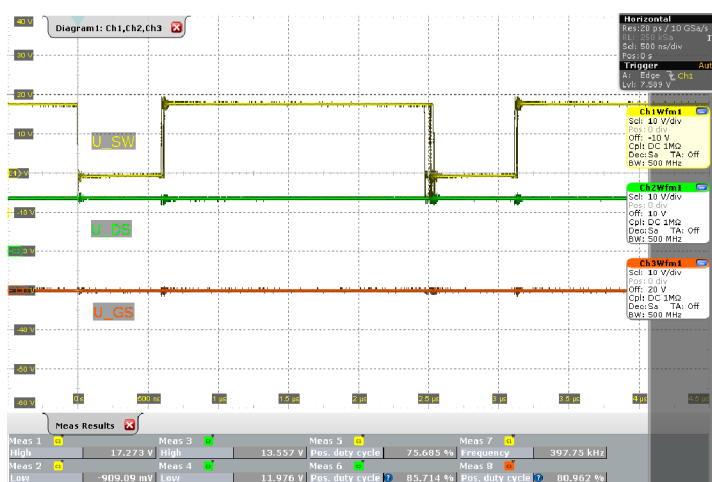


Obrázek 5.4 Změřené průběhy napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5\text{ V}$ v režimu buck-boost

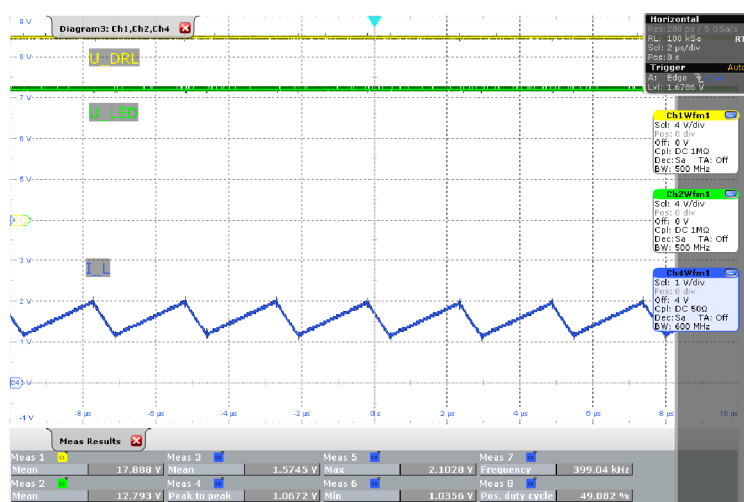


Obrázek 5.5 Změřený průběh proudu cívku I_L při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5$ V v režimu buck-boost

Na obrázku 5.6 jsou zobrazeny napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} u hlavní cívky L_2 a napětí U_{GS} spínacího tranzistoru T_2 při napájecím napětí $U_{DRL} = 18$ V v režimu buck. Z oscilogramu je patrné, že v tomto posledním módu se levý horní integrovaný tranzistor v H-můstku pravidelně střídá ve spínání s levým dolním integrovaným tranzistorem, aby byl realizován buck režim. Zbylý pravý dolní tranzistor T_2 je trvale rozepnut a pravá horní dioda D_1 je trvale sepnuta, čímž je znemožněn boost režim. Změřená střída spínání činí 75,7 %. V tomto režimu byl rovněž změřen odpovídající proud hlavní cívku I_L , jehož průběh je znázorněn na obrázku 5.7. Odečtená hodnota středního proudu cívku vyšla $I_L = 1,57$ A, zvlnění proudu cívku $\Delta I_L = 1,07$ A a špičková hodnota proudu cívku $I_{Lp} = 2,10$ A. Změřené hodnoty proudů oproti výpočtům uvedeným v návrhu LED driveru vyšly vyšší, a to z důvodu použití napájecího napětí 18 V namísto 16 V.

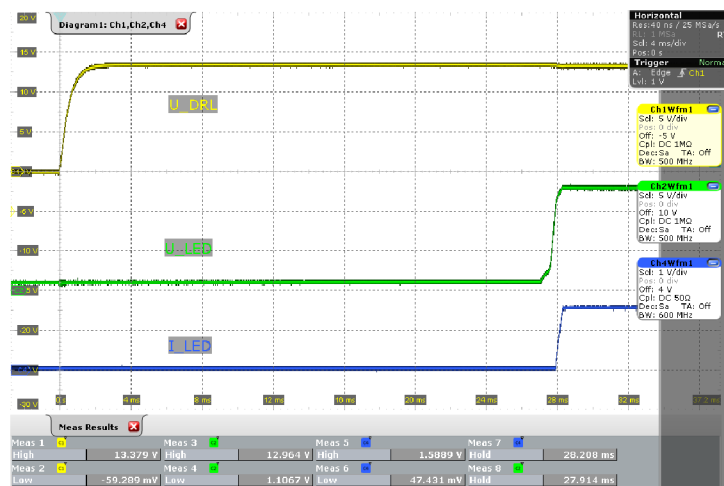


Obrázek 5.6 Změřené průběhy napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} při napájecím napětí $U_{DRL} = 18$ V v režimu buck



Obrázek 5.7 Změřený průběh proudu cívku I_L při napájecím napětí $U_{DRL} = 18\text{ V}$ v režimu buck

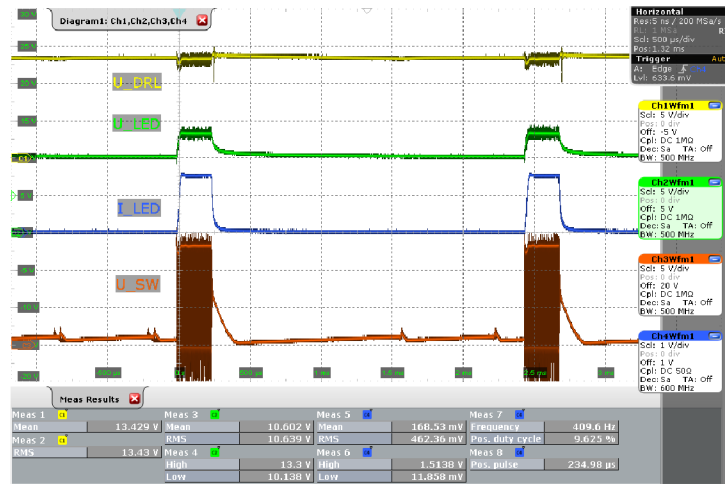
Jedním z dalších sledovaných parametrů je také inicializační doba do zapnutí LED driveru, kdy se na jeho výstupu objeví stabilní proud LED řetězcem. Na obrázku 5.8 je znázorněna změřená doba náběhu výstupního proudu I_{OUT} (I_{LED}) po přivedení napájecího napětí $U_{DRL} = 13,5\text{ V}$. Zjištěná nejpomalejší doba zapnutí LED driveru činí 28 ms, přičemž výstupní proud I_{LED} i napětí U_{LED} se ustálí bez viditelných překmitů.



Obrázek 5.8 Změřený průběh doby náběhu výstupního proudu od zapnutí LED driveru při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5\text{ V}$

Nakonec byla ještě zkontrolována funkce POS světel, kdy na oba vstupy DRL a POS bylo připojeno napětí $U_{DRL} = U_{POS} = 13,5\text{ V}$. Z oscilogramu na obrázku 5.9 je možné pozorovat, že u výstupního proudu I_{OUT} (I_{LED}) dochází k PWM modulaci a střední hodnota proudu I_{LED} klesne na 169 mA. Změřená hodnota proudu I_{LED} vyšla větší než očekávaná hodnota 150 mA, což je způsobeno nepřesným měřením při použití proudové sondy osciloskopu. Klíčová je však změřená střída proudu I_{LED} , která činí 9,6 %, čímž se

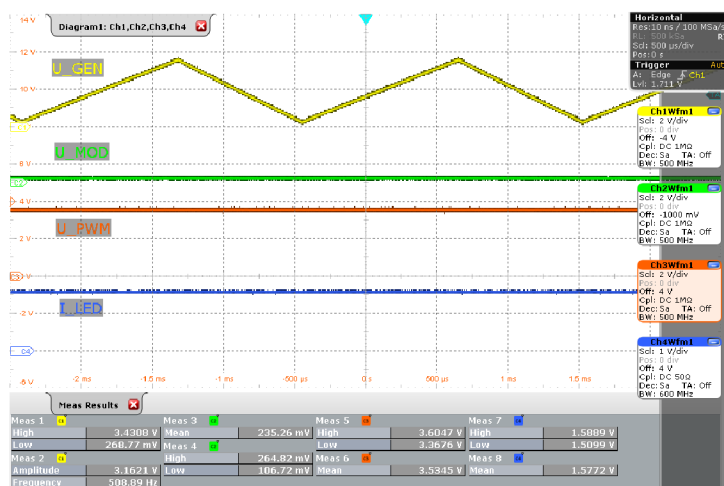
dobře shoduje s navrhovanou střídou 10 %. Změřená frekvence dimovaného proudu I_{LED} byla 409 Hz, což odpovídá hodnotě dané katalogovým listem měniče. Následně byla ověřena stabilita střidy proudu I_{LED} v závislosti na požadovaném napájecím rozsahu 9–16 V. Velikost střidy se nijak výrazně neměnila, přičemž maximální rozptyl střidy činil 9,4–10,8 %. Za povšimnutí také stojí průběh napětí U_{LED} , kdy při nulovém proudu I_{LED} zcela neklesne na nulovou hodnotu, ale díky výstupním kondenzátorům je drženo v určité úrovni napětí.



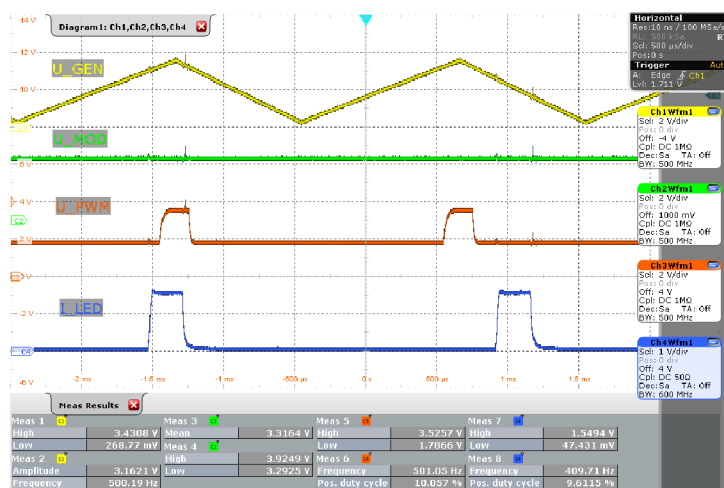
Obrázek 5.9 Změřený průběh proudu I_{LED} při napětí $U_{DRL} = U_{POS} = 13,5$ V v režimu POS

5.1.1 Testování bloku PWM generátoru

V této části bude studována správná funkce bloku PWM generátoru a naměřené průběhy budou porovnány s výsledky získaných ze simulací. Nejprve byly změřeny průběhy napětí nosného trojúhelníkového signálu U_{GEN} , napětí modulačního signálu U_{MOD} a výsledný PWM signál U_{PWM} v režimech DRL a POS světél. Odpovídající průběhy napětí jsou v případě režimu DRL ($U_{DRL} = 13,5$ V) zobrazeny na obrázku 5.10 a v případě druhého režimu POS ($U_{DRL} = U_{POS} = 13,5$ V) jsou uvedeny na obrázku 5.11.



Obrázek 5.10 Změřené průběhy napětí na PWM generátoru v režimu DRL



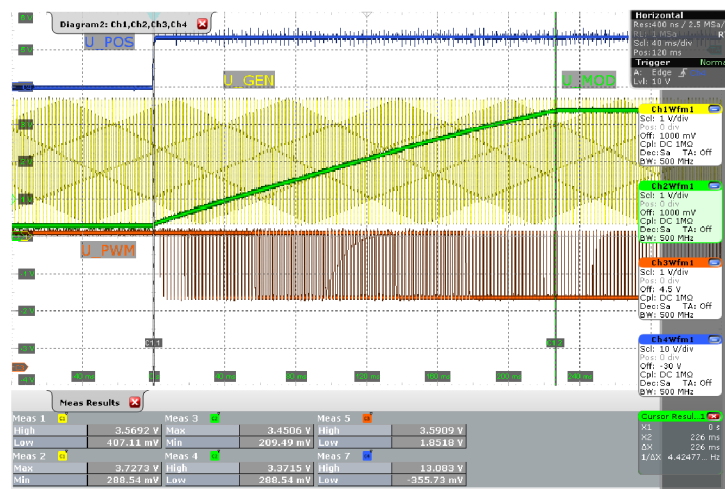
Obrázek 5.11 Změřené průběhy napětí na PWM generátoru v režimu POS

Z obou oscilogramů byly odečteny relevantní hodnoty, jako je kmitočet generátoru f , střída PWM signálu v režimech DRL D_{DRL} a POS D_{POS} či minimální a maximální úrovně napětí PWM signálu U_{PWMmin} a U_{PWMmax} , které byly poté srovnány se simulovanými hodnotami pomocí tabulky 5.2. Zjištěné hodnoty dobře korespondují se simulovanými, čímž je zaručeno získání výstupního proudu požadovaných parametrů (zejména střídý) pro oba režimy DRL a POS.

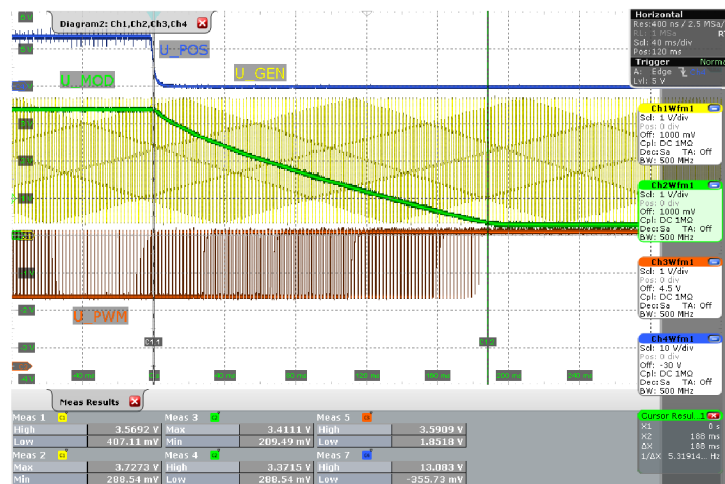
Tabulka 5.2 Odečtené hodnoty z měření a simulací na PWM generátoru

Hodnoty	f [Hz]	D_{POS} [%]	D_{DRL} [%]	U_{PWMmin} [V]	U_{PWMmax} [V]
Naměřené	501	10,0	100	1,79	3,53
Simulované	506	9,7	100	1,86	3,63

Doposud nebyla změřena doba přechodů mezi režimy DRL a POS v obou směrech. Tuto dobu je možné zjistit při připojení, resp. odpojení napětí na vstupu POS, kdy dochází k lineárnímu nárůstu, resp. poklesu modulačního napětí v rozsahu $U_{MOD} = 0,26\text{--}3,34\text{ V}$, čímž se zároveň lineárně mění střída PWM signálu U_{PWM} v rozsahu 10–100 % a naopak. Popisovaná situace je vyjádřena pomocí oscilogramů na obrázku 5.12 pro přechod z módu DRL do POS a na obrázku 5.13 pro přechod z módu POS do DRL. Změřená doba přechodu z režimu DRL do POS vyšla 226 ms, zatímco v opačném případě při změně POS do DRL módu vyšla 188 ms. Příslušné odchylky naměřených hodnot od zadané doby přechodu 200 ms činí 13 % a 6 %, přestože ze simulací největší chyba vyšla 1 %. Hlavní vliv na odchylku změřených dob přechodů by mohl mít kondenzátor C_{48} , resp. 10 % tolerance jeho kapacity, neboť velikost kapacity ovlivňuje dobu jeho přebíjení.



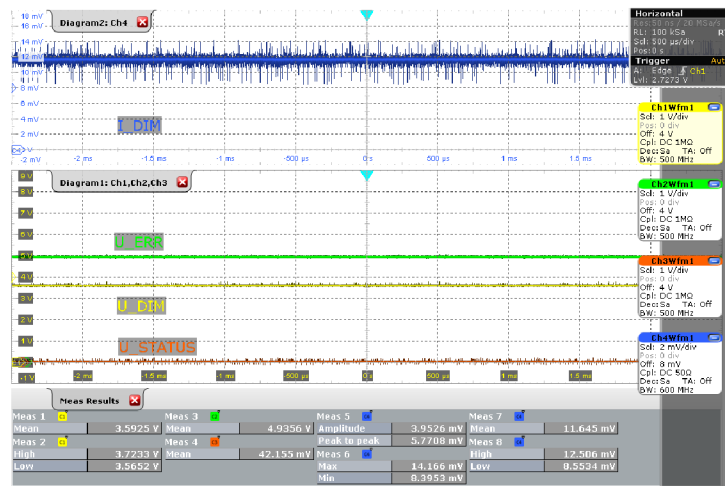
Obrázek 5.12 Změřená doba přechodu z režimu DRL do POS



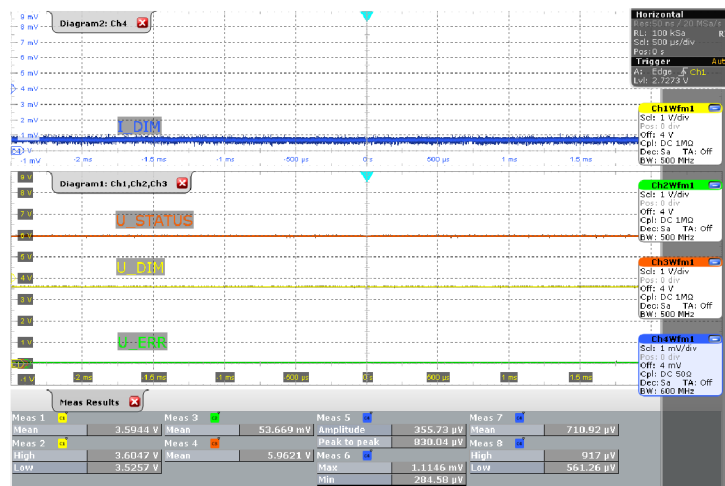
Obrázek 5.13 Změřená doba přechodu z režimu POS do DRL

5.1.2 Testování bloku detekce chyb

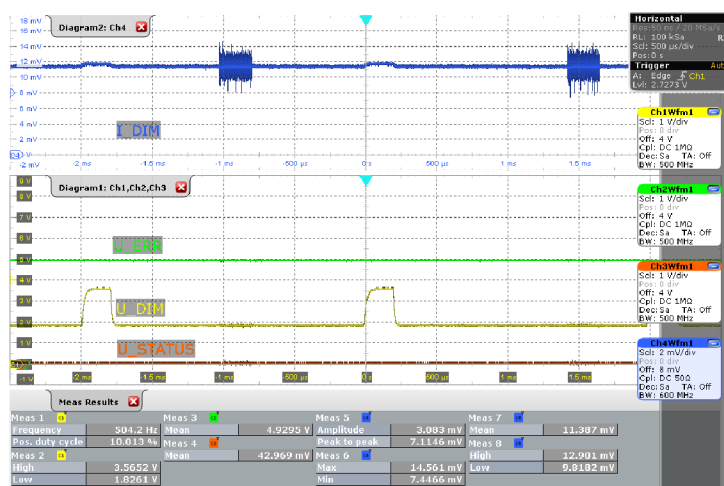
Při testování bloku detekce chyb je cílem posouzení správné funkce ve vyhodnocování chybového stavu, který je reflektován skrze STATUS pin. V tomto bloku byl primárně měřen proud I_{DIM} v závislosti na zvoleném módu DRL nebo POS, jenž je odsáván vstupním pinem DIM obvodu NCV78514. Dále bylo sledováno výstupní napětí na výstupu proudového komparátoru U_{ERR} a napětí na STATUS pinu U_{STATUS} , kde byl externě přidán pull-up rezistor 10 k Ω kvůli možnosti vyhodnocení chyby pomocí logických úrovní. Celkem byly testovány čtyři možné varianty při reportování chyby, a to bezporuchový a chybový stav v režimu DRL a rovněž tyto stavy pro režim POS. Odpovídající průběhy proudu I_{DIM} a napětí U_{ERR} a U_{STATUS} jsou znázorněny na obrázcích 5.14, 5.15, 5.16 a 5.17.



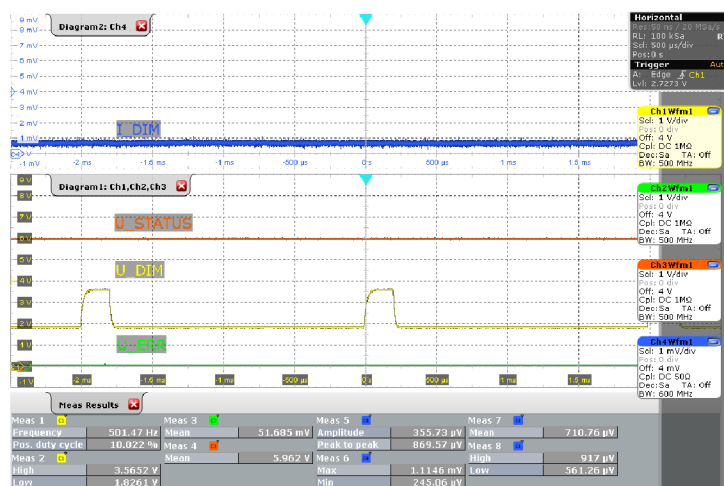
Obrázek 5.14 Změřený průběh proudu I_{DIM} při bezporuchovém stavu v režimu DRL



Obrázek 5.15 Změřený průběh proudu I_{DIM} při poruchovém stavu v režimu DRL



Obrázek 5.16 Změřený průběh proudu I_{DIM} při bezporuchovém stavu v režimu POS



Obrázek 5.17 Změřený průběh proudu I_{DIM} při poruchovém stavu v režimu POS

Z oscilogramů bylo zjištěno, že v bezporuchovém stavu v obou režimech DRL a POS odsávaná hodnota proudu I_{DIM} se pohybuje kolem 11,4–11,6 mA a sledovaná napětí U_{ERR} a U_{STATUS} byla odečtena jako $U_{ERR} = 4,9$ V a $U_{STATUS} = 0$ V. V případě poruchového stavu, který nastal při vynuceném poklesu napájecího napětí mimo pracovní rozsah, v obou režimech DRL a POS odsávaný proud I_{DIM} vykazoval hodnotu 0,7 mA a sledovaná napětí U_{ERR} a U_{STATUS} byla stanovena jako $U_{ERR} = 0$ V a $U_{STATUS} = 6$ V. Změřené odsávané proudy I_{DIM} se nachází v rozsazích udávaných výrobcem obvodu NCV78514 a chybový stav na STATUS pinu je správně detekován ve všech uvedených kombinacích tzn. v případě bezporuchového stavu se STATUS pin nachází v log. 0 a v případě chyby se na něm objeví log. 1, resp. stav vysoké impedance.

Za povšimnutí také stojí fakt, že pokud by spodní úroveň PWM signálu U_{PWM} , resp. U_{DIM} byla snížena na 0 V došlo by rovněž ke snížení proudu I_{DIM} na nulovou hodnotu, a tudíž tento proud by nebyl konstantní. Dále je nutné podotknout, aby odsávaný proud

I_{DIM} měl konstantní velikost, bylo nutné snížit hodnotu kapacit kondenzátorů C_{21} a C_{22} připojených k pinu DIM na 330 pF, neboť při vyšších kapacitách proud I_{DIM} vykazoval impulsní charakter.

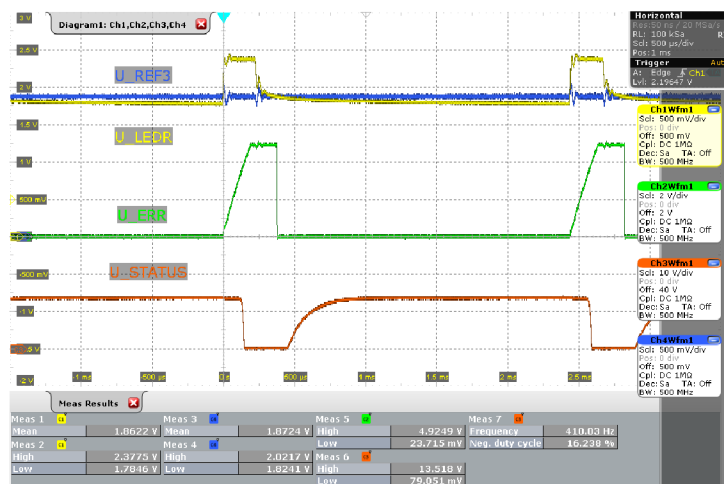
V tomto bloku při režimu DRL světel byly také v rámci detekce chyby typu $n_{LED} - 1$ změřeny napětí na odporových děličích $U_{LEDR} = 2,18\text{ V}$ a $U_{REF3} = 1,87\text{ V}$, napětí na LED řetězci $U_{LED} = 12,26\text{ V}$, napětí na výstupu proudového komparátoru $U_{ERR} = 4,9\text{ V}$ a napětí na STATUS pinu $U_{STATUS} = 0\text{ V}$, kde byl nechán předešlý pull-up rezistor. V tomto případě je detekován bezporuchový stav, protože napětí U_{LEDR} je větší než napětí U_{REF3} a komparátor IC_{7B} se nepřeklopí. Režim zkratované jedné LED v řetězci nebyl testován z důvodu fyzické nemožnosti zkratování LED. Jelikož byly použity LED s totožným binováním, je však možné napětí na děliči U_{LEDR} alespoň přibližně odhadnout podle rovnice:

$$U_{LEDR} = R_{25} \cdot \frac{U_{LED} \cdot \frac{3}{4}}{R_{24} + R_{25}} = 17,8 \cdot 10^3 \cdot \frac{12,26 \cdot \frac{3}{4}}{17,8 \cdot 10^3 + 82,5 \cdot 10^3} = 1,63\text{ V}. \quad (5.2)$$

Odhadnutá hodnota napětí U_{LEDR} daná výpočtem vyšla menší než napětí $U_{REF3} = 1,87\text{ V}$, a tedy lze očekávat, že dojde k překlopení komparátoru IC_{7B}, čímž se napětí U_{ERR} nastaví do 0 V a na STATUS pinu se objeví log. 1.

Bylo zjištěno, že vyhodnocení chyby typu $n_{LED} - 1$ funguje správně, nicméně jak už bylo řečeno dříve v návrhu, možný problém by mohl nastat při teplotní regulaci výstupního proudu, kdy vlivem poklesu proudu se zároveň sníží napětí na LED řetězci. Tato situace ale nebude ověřována z důvodu použití LED bez kritických napěťových binů, kde by pro rozhodnutí o funkčnosti detekce chyby $n_{LED} - 1$ byly naměřená napětí na LED řetězci rozhodující.

Druhým možným problémem, který byl také zmíněn v návrhu, je pokles napětí na řetězci LED v případě režimu POS, kdy PWM výstupní proud klesá na nulovou hodnotu a stejně tak napětí na LED. Tato situace byla ověřena pomocí změřených průběhů napětí na odporových děličích U_{LEDR} a U_{REF3} , průběhu napětí na výstupu proudového komparátoru U_{ERR} a průběhu napětí na STATUS pinu U_{STATUS} , které jsou zobrazeny na obrázku 5.18. Na oscilogramu je patrné, že se napětí U_{LEDR} v nepoškozeném řetězci dostává pod referenční úroveň U_{REF3} při nulovém výstupním proudu, čímž dojde k překlopení komparátoru IC_{7B}. V konečném důsledku se stane, že napětí U_{STATUS} se nebude nacházet pouze v log. 0, ale bude zde detekován PWM signál, jak již bylo předem řečeno v návrhu.



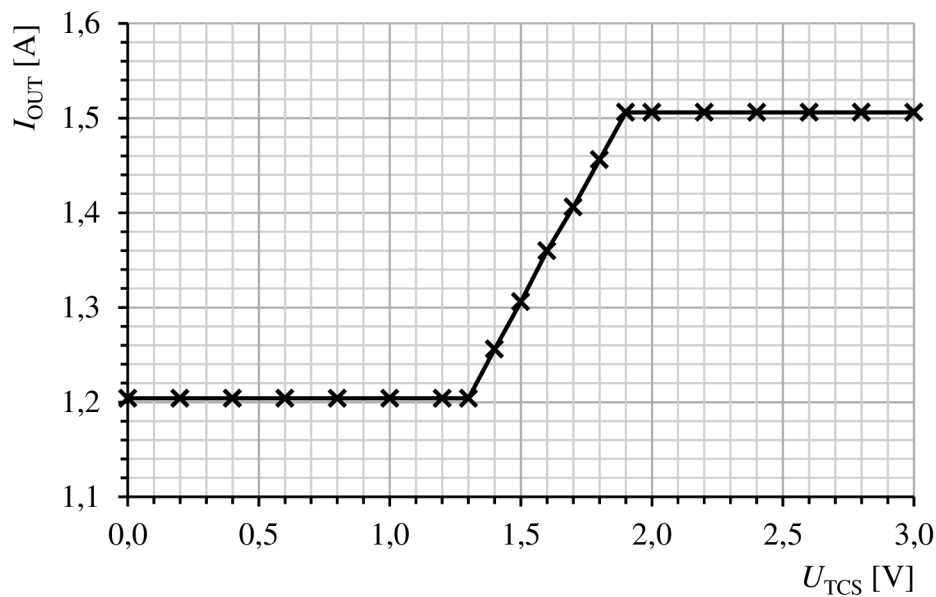
Obrázek 5.18 Změřené průběhy napětí na bloku detekce chyby typu n_{LED} - 1 v režimu POS

5.1.3 Testování teplotní regulace výstupního proudu

Při teplotní regulaci dochází k lineárnímu snižování střední hodnoty výstupního proudu I_{OUT} vlivem vysoké teploty na LED řetězci, která je snímána NTC termistorem R_{NTC} umístěným v blízkosti řetězce. Skrze analogový vstup TCS obvodu NCV78514 je odečítáno přiváděné napětí na termistoru R_{NTC} , jenž se mění na základě změny odporu termistoru při dané teplotě. Křivka analogového dimování proudu tedy závislost výstupního proudu I_{OUT} na teplotě, resp. napětí na pinu TCS U_{TCS} byla změřena nepřímo, kdy termistor byl nahrazen potenciometrem, na němž byla simulována změna odporu a odečítána příslušná napětí U_{TCS} . Naměřené hodnoty v režimu DRL jsou uvedeny v tabulce 5.3 a odpovídající graf analogové regulace výstupního proudu I_{OUT} je vykreslen na obrázku 5.19.

Tabulka 5.3 Změřené hodnoty výstupního proudu I_{OUT} a napětí U_{TCS}

U_{TCS} [V]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,3	1,4	1,5
I_{OUT} [A]	1,204	1,204	1,204	1,204	1,204	1,204	1,204	1,204	1,256	1,306
U_{TCS} [V]	1,6	1,7	1,8	1,9	2	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0
I_{OUT} [A]	1,36	1,406	1,456	1,506	1,506	1,506	1,506	1,506	1,506	1,506



Obrázek 5.19 Změřená závislost výstupního proudu I_{OUT} na napětí U_{TCS}

Z předchozího grafu je možné odečíst hodnoty napětí U_{TCS} , při kterých začíná docházet k redukci výstupního proudu $U_{TCSstart} = 1,9$ V a kdy dojde k zastavení regulace a dosažení jejího limitu $U_{TCSstop} = 1,3$ V. Zjištěné meze napětí U_{TCS} jsou v dobrém souladu s napěťovými úrovněmi udávanými v katalogovém listu obvodu NCV78514, konkrétně $U_{TCSstart} = 1,88$ V a $U_{TCSstop} = 1,29$ V. Při použití daného termistoru R_{NTC} by tedy analogová redukce proudu I_{OUT} měla nastat po dosažení teploty 85 °C a skončit při teplotě 115 °C, jak bylo vypočteno dříve v návrhu.

Jediný rozdíl od očekávaného průběhu grafu analogového snižování proudu I_{OUT} je nastavení meze proudu I_{OUT} při skončení teplotní regulace, která byla změřena jako $I_{OUTmin} = 1,204$ A. V procentuálním zastoupení je možné proud I_{OUTmin} vyjádřit jako 80 % nominálního proudu $I_{OUT} = 1,506$ A, avšak při návrhu bylo počítáno s hodnotou 60 % I_{OUT} . Chyba byla způsobena dodáním vzorků IO NCV78514 od výrobce ONsemi, které byly mylně nakonfigurované ve variantě $I_{OUTmin} = 80\% I_{OUT}$. Nicméně tento nedostatek ovlivňuje pouze úroveň meze I_{OUTmin} a na ostatní poměry nemá vliv, tj. výpočet a výběr termistoru R_{NTC} .

5.2 Měření účinnosti

Jedním z vypovídajících parametrů měniče o posouzení vhodnosti použití v sériových projektech je jeho účinnost. V tomto případě byla změřena účinnost celého LED driveru se všemi podpůrnými bloky, kdy byl v režimu DRL měřen příkon na vstupu driveru a výstupní výkon na LED řetězci. Pro výpočet příkonu/výkonu byl měřen vstupní/výstupní proud ampérmetrem a vstupní/výstupní napětí bylo měřeno voltmetrem přímo na vstupním/výstupním konektoru driver modulu pro vyloučení chyby úbytků

napětí na přívodních vodičích a ampérmetrech. Sledovaná účinnost byla měřena v celém funkčním rozsahu napájení měniče 5–20 V, přičemž příklad výpočtu účinnosti byl proveden podle následující rovnice s naměřenými hodnotami pro napájecí napětí $U_{DRL} = 13,5 \text{ V}$:

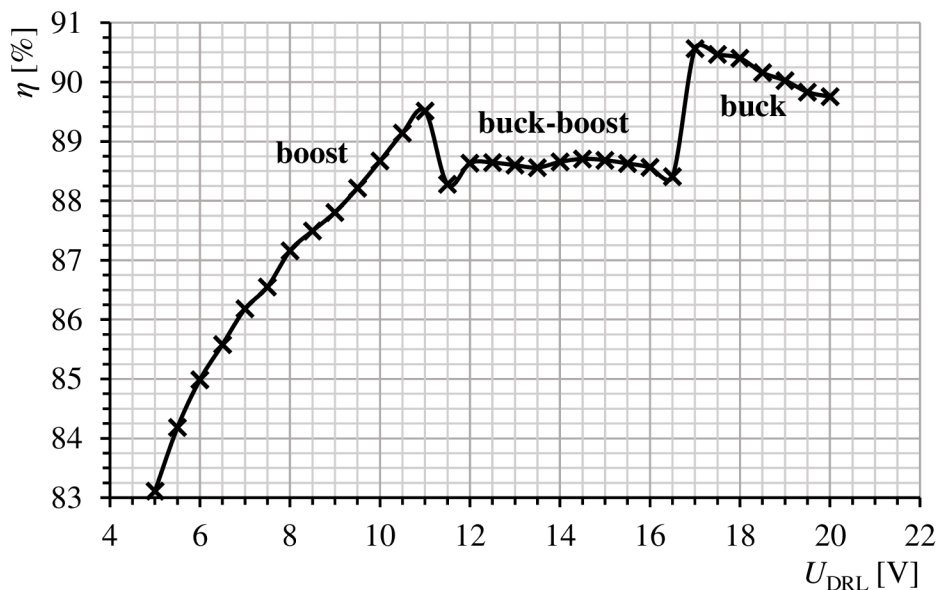
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \cdot 100 \% = \frac{19,83}{22,40} \cdot 100 \% = 88,56 \% , \quad (5.3)$$

kde η odpovídá účinnosti LED driveru, P_{OUT} výstupnímu výkonu a P_{IN} vstupnímu příkonu. Hodnoty výkonů P_{OUT} a P_{IN} pro výpočet účinnosti η byly zjištěny pomocí vztahů:

$$P_{OUT} = I_{OUT} \cdot U_{LED} = 1,506 \cdot 13,17 = 19,83 \text{ W} , \quad (5.4)$$

$$P_{IN} = I_{IN} \cdot U_{DRL} = 1,659 \cdot 13,5 = 22,40 \text{ W} , \quad (5.5)$$

kde I_{OUT} představuje výstupní proud, I_{IN} vstupní proud, U_{LED} výstupní napětí na LED řetězci a U_{DRL} vstupní napájecí napětí. Naměřené hodnoty účinnosti pro napájecí rozsah $U_{DRL} = 5\text{--}20 \text{ V}$ jsou uvedeny kvůli své rozsáhlosti v přílohách a příslušný graf závislosti účinnosti η na vstupním napětí U_{DRL} je zobrazen na obrázku 5.20.



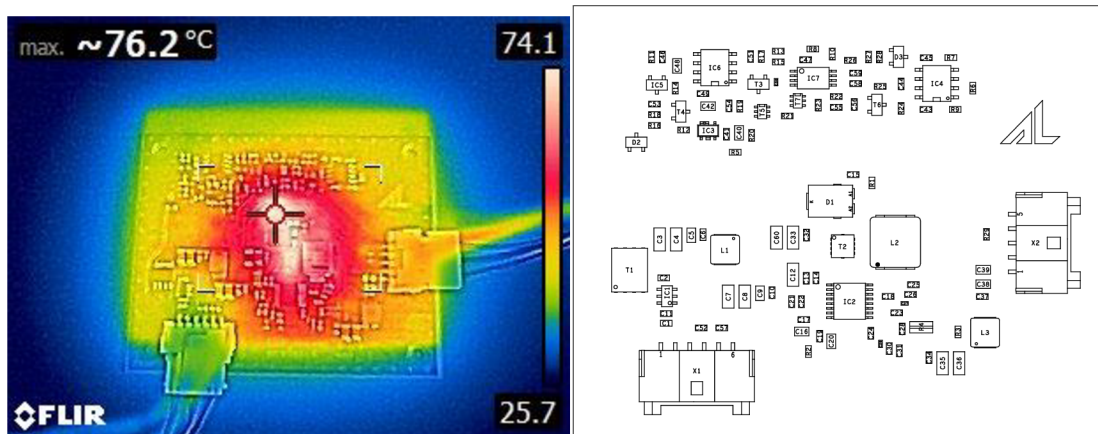
Obrázek 5.20 Změřená závislost účinnosti η na vstupním napětí U_{DRL}

Ze změřeného grafu závislosti účinnosti η na vstupním napětí U_{DRL} bylo zjištěno, že pro zadaný pracovní rozsah napájecího napětí 9–16 V, kdy je požadován nominální proud $I_{OUT} = 1,5 \text{ A}$, se účinnost LED driveru pohybuje v rozsahu 87,80–89,51 %. Z grafu jsou také patrné přechody mezi jednotlivými módy struktury H-můstku a v případě buck režimu je dosaženo nejvyšších účinností, které dokonce i přes napájení všech podpůrných bloků LED driveru mírně přesahují maximální hodnotu účinnosti 90 % udávanou katalogovým listem IO NCV78514.

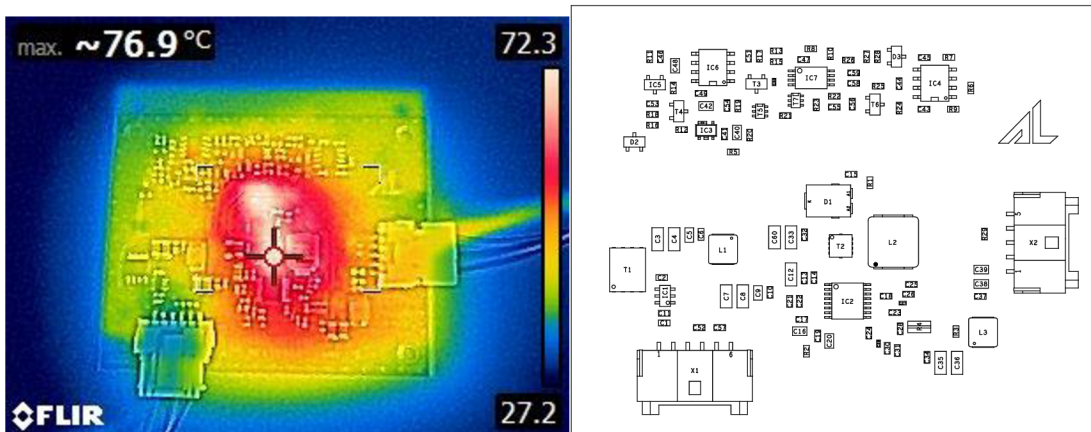
5.3 Teplotní analýza pomocí termokamery

Při teplotním měření termokamerou bylo studováno rozložení teplot v ustáleném stavu na driver modulu. Cílem je přibližně určit kritická místa na DPS, resp. součástky, které jsou nejvíce tepelně namáhány a posoudit tak vhodnost vybraných součástek či layoutu DPS při odvádění tepla. Měření termokamerou má pouze orientační charakter, neboť je nutné brát ohled na rozdílnou emisivitu na povrchu DPS. Pro přesnější měření teploty je vhodné použít termočlánek v kritických oblastech DPS.

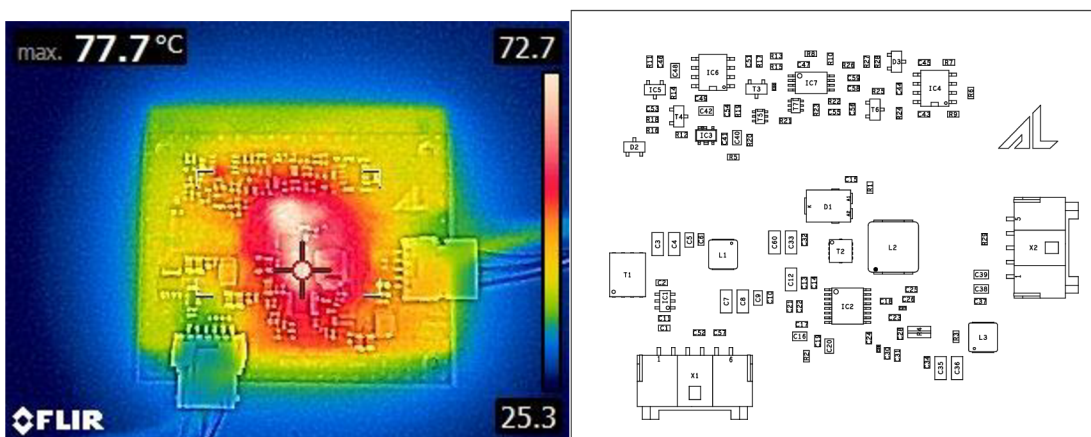
Na obrázcích 5.21, 5.22 a 5.23 jsou znázorněny výsledné termogramy driver modulu v režimu DRL při napájecích napětích 9 V, 13,5 V a 16 V po ustálení teplotních poměrů, tj. po době 30 minut od zapnutí LED driveru. Ve všech třech případech napájecích napětí byly získány velice podobné výsledky teplotního spektra na driver modulu. Mezi nejvíce tepelně namáhané součástky spadá dioda D_1 a řídicí obvod měniče IC_2 , kdy se maximální změřená teplota pohybovala zhruba kolem $77\text{ }^\circ\text{C}$. Zjištěná maximální teplota v kritických místech DPS je při pokojové teplotě relativně vysoká, a proto by bylo potřeba zefektivnit odvod tepla dané DPS v rámci možné optimalizace LED driveru. Za vhodnou úvahu by mohlo stát upravení layoutu DPS, konkrétně zvětšení chladičích ploch v kritických místech, nebo v krajním případě použití přídavného výlisku chladiče.



Obrázek 5.21 Rozložení teplot na driver modulu při vstupním napětí $U_{DRL} = 9\text{ V}$



Obrázek 5.22 Rozložení teplot na driver modulu při vstupním napětí $U_{DRL} = 13,5 \text{ V}$



Obrázek 5.23 Rozložení teplot na driver modulu při vstupním napětí $U_{DRL} = 16 \text{ V}$

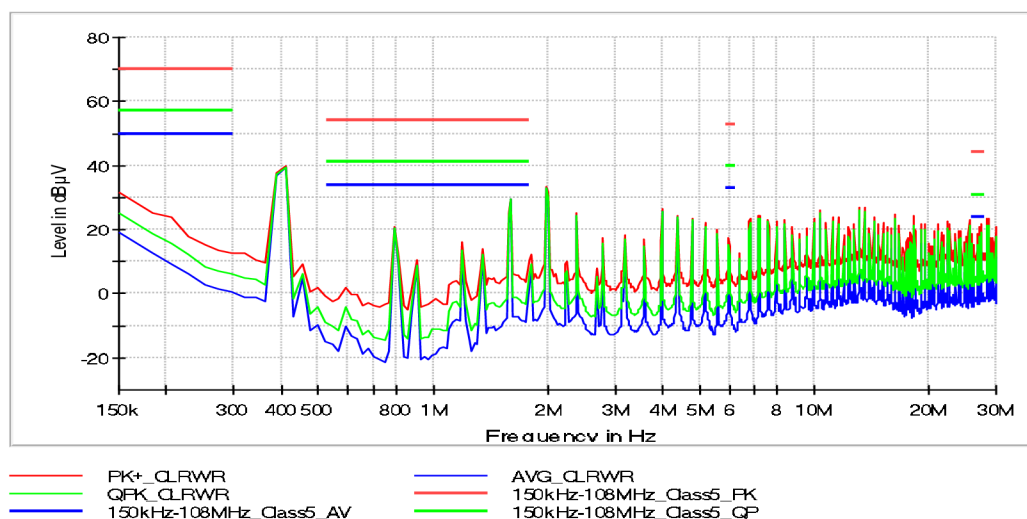
5.4 EMC měření

Vyrobený vzorek driver modulu musí být odolný proti elektromagnetickému rušení a zároveň nesmí vyzařovat rušení nad přípustné meze. Problematika EMC je příliš komplexní na splnění všech vyžadovaných zkoušek, a proto se tato část bude zabývat jedním testem z oblasti EMC, a to měřením rušení po napájecím vedení. Měření rušivých signálů bylo provedeno ve stíněné komoře skrze zapojení LED driveru na umělou zátěž vedení LISN a rušivé napětí z výstupu LISN bylo měřeno spektrálním analyzátozem, přičemž pro vyhodnocení naměřených úrovní šumu bylo využito povolených limitů podle normy CISPR 25 ed.4 2015. Měření produkovaného rušení po napájení s definovanou délkou přívodních vodičů 10 cm probíhalo ve frekvenčním pásmu 150 kHz až 108 MHz při nominálním napájecím napětí LED driveru 13,5 V v obou režimech světel DRL a POS. Měnič při daném vstupním napětí pracuje v režimu buck-boost čili by se měl nacházet v nejméně kritickém stavu pro EMC měření.

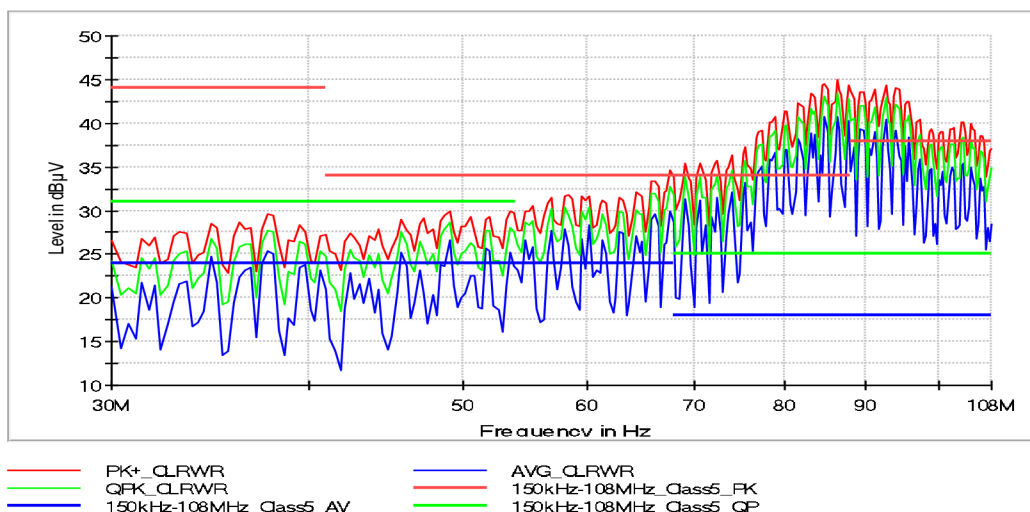
Na následujících obrázcích jsou uvedeny spektra naměřených rušivých signálů v obou režimech světla, a navíc ve variantách se zapnutou a vypnutou funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence. Měření tedy probíhalo na obou vyrobených vzorcích DPS driver modulu lišících se pouze v nakonfigurovaném řídicím obvodu NCV78514. Pro každé kmitočtové pásmo jsou stanoveny dovolené meze, které nesmí být překročeny naměřenými úrovněmi šumu. Jedná se o limity rušení pro naměřené hodnoty šumu pomocí špičkového detektoru (označené červenou barvou), kvazi-špičkového detektoru (označené zelenou barvou) a detektoru střední hodnoty (označené modrou barvou).

Na obrázcích 5.24 a 5.25 jsou zobrazeny spektra rušivých napětí v režimu světla DRL s vypnutou funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence. Zde je vidět, že limity rušení v kmitočtovém pásmu 150 kHz až 30 MHz jsou splněny. V tomto frekvenčním pásmu je patrný vliv vstupního filtr, který pomáhá tlumit rušivé špičky spínací frekvence měniče 400 kHz a jejich vyšších harmonických až do kmitočtu kolem 2 MHz. Ve vyšších frekvencích vstupní filtr již ztrácí své tlumící účinky vlivem vlastního rezonančního kmitočtu a parazitních vlastností součástek. Za povšimnutí stojí také volba spínací frekvence 400 kHz výrobcem obvodu NCV78514, neboť náleží v kmitočtovém pásmu, kde nejsou požadovány zvýšené nároky na úroveň šumu.

V kmitočtovém pásmu 30–108 MHz se zejména hodnoty středního naměřeného rušivého napětí dostávají přes stanovené limity. V tomto pásmu pro potlačení úrovní šumu hraje významný vliv navrhnutý layout DPS či rychlost, resp. doby spínání tranzistorů. Ke zlepšení výsledků v rámci optimalizace driver modulu by mohlo dojít např. zpomalením náběžných a sestupných hran napětí U_{GS} spínacích tranzistorů pomocí RC článků, potlačením vznikajících překmitů napětí na spínacích prvcích pomocí snubberů nebo použití feritové perly na vstup driveru, která vykazuje největší hodnoty impedance ve vysokých frekvencích (řádově stovky).

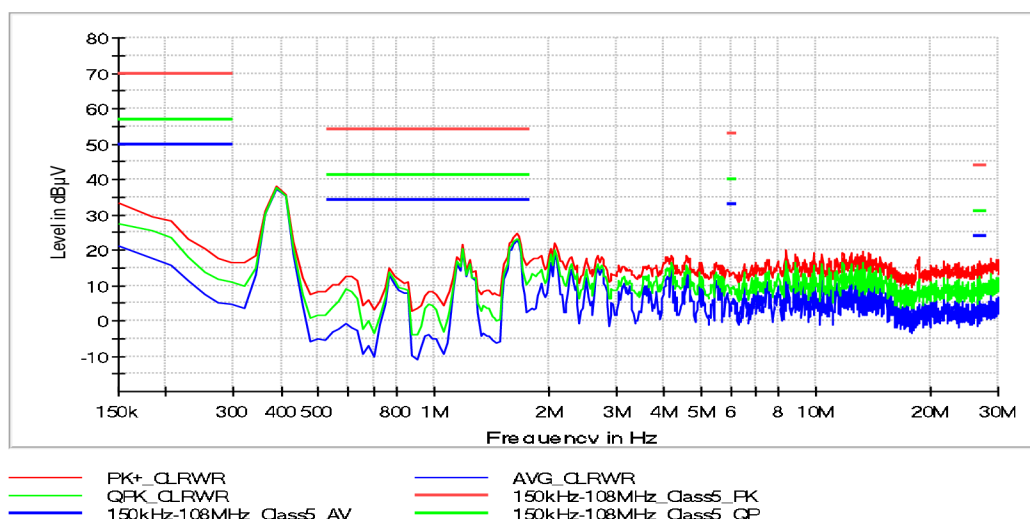


Obrázek 5.24 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz

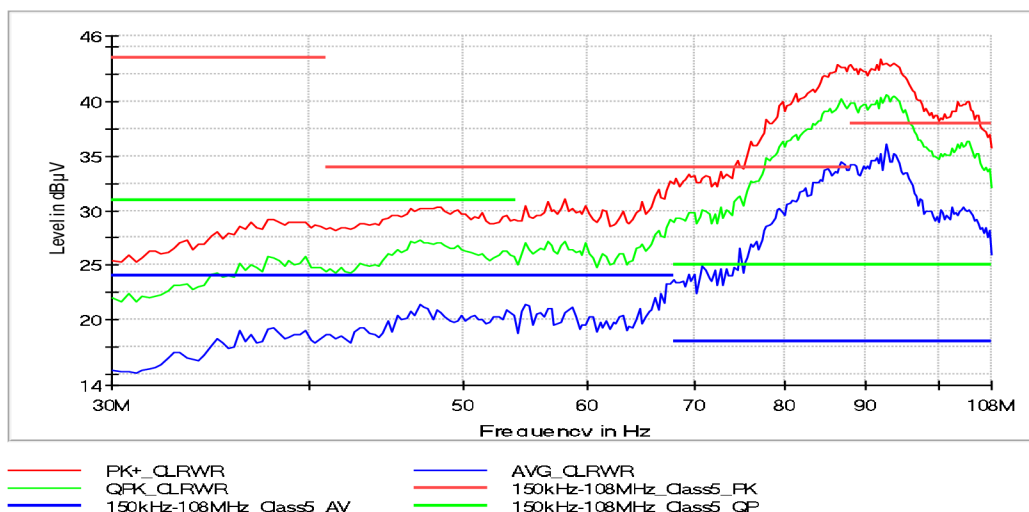


Obrázek 5.25 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz

Na obrázcích 5.26 a 5.27 je pro srovnání s předchozím případem znázorněno spektrum rušivých napětí v režimu světla DRL tentokrát se zapnutou funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence. V této variantě obvodu došlo u rušivých špiček napětí v celém kmitočtovém pásmu k snížení o několik jednotek $\text{dB}\mu\text{V}$ a střední hodnoty rušivého napětí v rozsahu 30–68 MHz nyní splňují limit. Nicméně v pásmu 68–108 MHz změřené hodnoty šumu stále překračují meze dané normou stejně jako v předchozím případě.

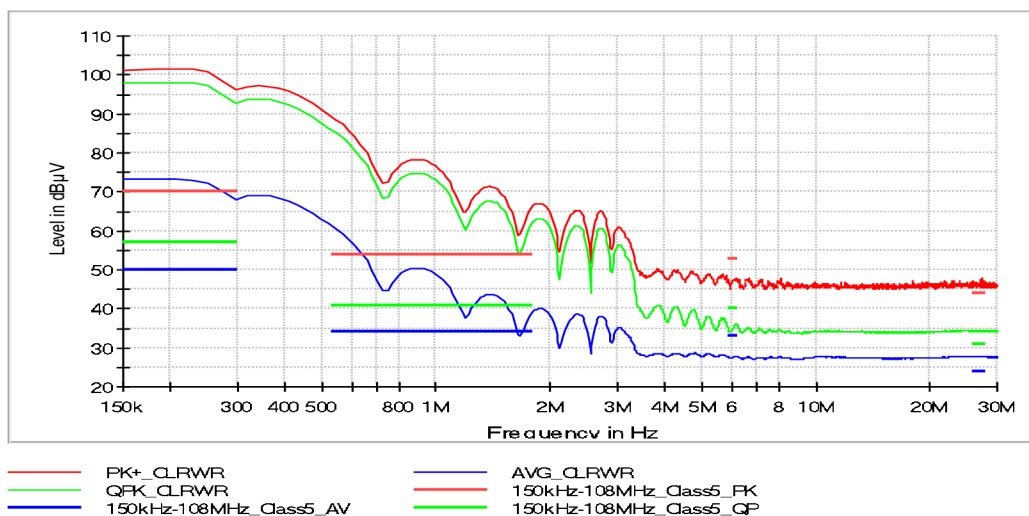


Obrázek 5.26 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz

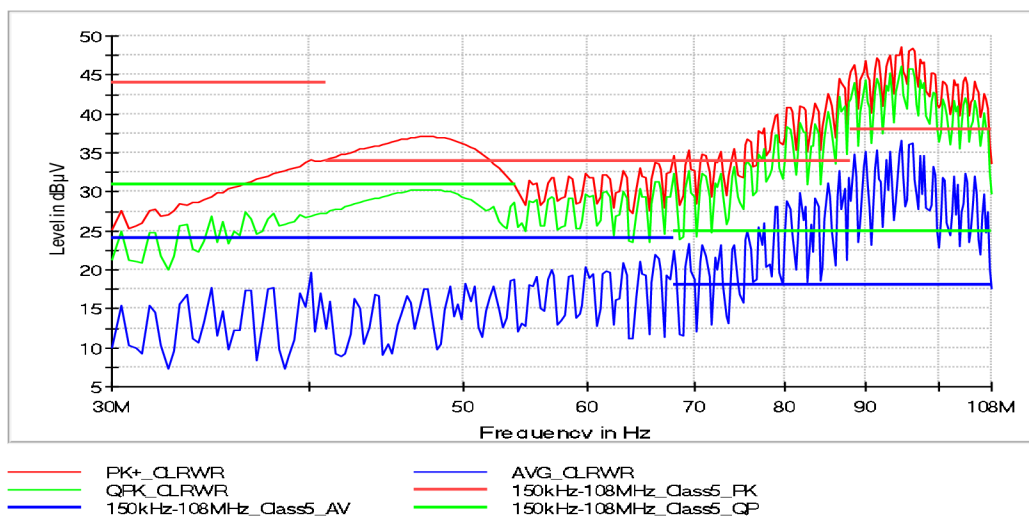


Obrázek 5.27 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz

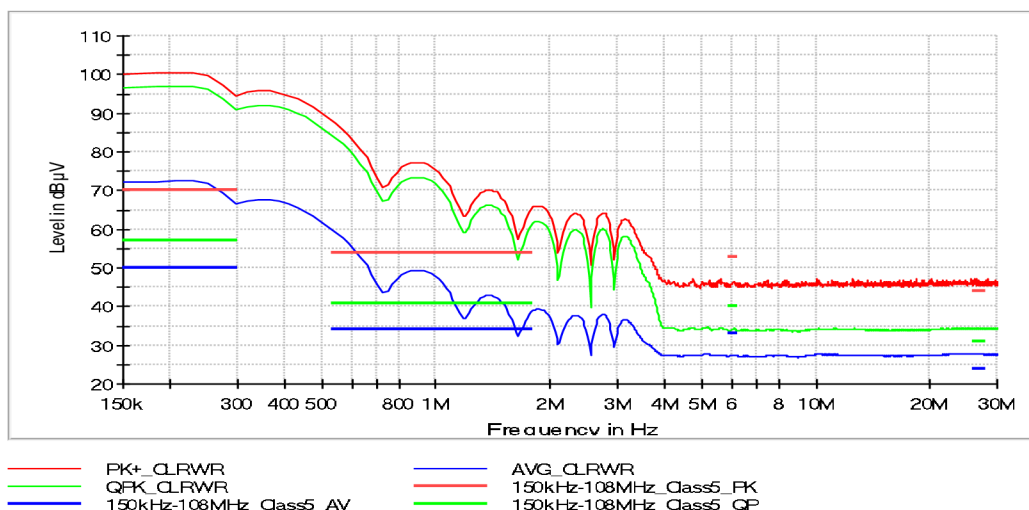
Výsledky měření rušení po napájecím vedení v režimu světél POS jsou uvedeny na obrázcích 5.28, 5.29, 5.30 a 5.31. V těchto případech nedošlo mezi měniči s vypnutou a zapnutou funkcí rozprostřeného spektra k znatelným rozdílům v pásmu 150 kHz až 30 MHz. Rozdíl je nejvíce patrný v navazujícím kmitočtovém pásmu 30–108 MHz, kde u zapnuté funkce rozprostřeného spektra došlo k snížení rušivých špiček. V obou případech měniče přetrvává překročení limitů v rozsahu 68–108 MHz jako v režimu DRL světél. Nicméně nově se zde objevuje výrazný nárůst rušení ve zbylém frekvenčním pásmu, tj. 150 kHz až 68 MHz a nesplnění několika mezí, kdy konkrétně při kmitočtu 150 kHz u špičkové a kvazi-špičkové úrovně rušivého napětí jsou překročeny hodnoty o 60 dBµV oproti režimu DRL. Příčina bude zřejmě dána vstupními proudovými impulsy při PWM modulaci výstupního proudu. Zde by mohlo pomoci podstatné zvýšení kapacity na vstupu struktury H-můstky v podobě přídavného elektrolytického kondenzátoru pro zaručení okamžité proudové poptávky měničem.



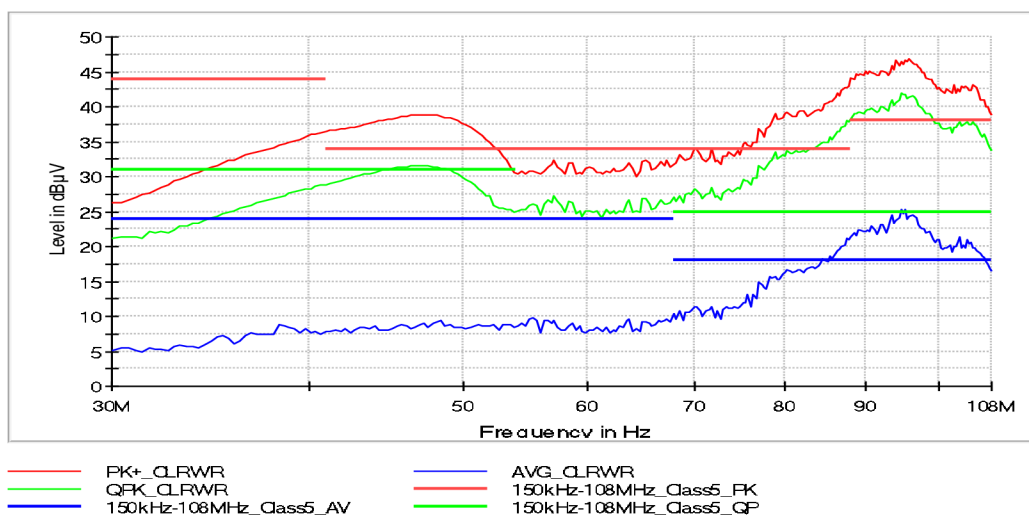
Obrázek 5.28 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz



Obrázek 5.29 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz



Obrázek 5.30 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz



Obrázek 5.31 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz

6 DOPORUČENÍ PRO OPTIMALIZACI LED DRIVERU

Vyrobený LED driver byl v rámci testování podroben několika typům měření. Z výsledků měření vyplývá několik významných podnětů, jak by bylo možné vylepšit vlastnosti daného vzorku. V rámci optimalizace LED driveru by bylo vhodné vyrobit nový vzorek a aplikované změny ověřit pomocí opětovného testování pro pozorování rozdílů s předchozí verzí. Z časových důvodů se bohužel optimalizovaný vzorek nepodařilo vyrobit, nicméně částečná vylepšení, která budou rozvedena dále, byla aplikována a ověřena na prototypovém vzorku. Zbylé možnosti optimalizace, kam by se ubírala práce při výrobě druhé verze vzorku, budou rovněž vysvětleny v této kapitole.

Z pohledu elektrické funkčnosti LED driveru střední hodnoty výstupních proudů v režimu světel DRL i POS splňují zadané hodnoty proudů s malými odchylkami. Při dobách přechodů mezi oběma režimy světel však dochází k nepřesnému nastavení časování, které by stálo více zpřesnit úpravou nebo změnou obvodové koncepce příslušné části PWM generátoru. Detekce chybového stavu skrze STATUS pin funguje bez problému až ve specifickém případě detekce chyby $n_{LED} - 1$ v režimu POS světel. Tuto principiální chybu je možné při vyhodnocování vnější řídicí jednotkou obejít softwarově anebo přidáním obvodovým řešením pro zamezení tohoto stavu. Pro ověření správné funkce navrhnuté teplotní regulace výstupního proudu a zároveň celého LED driveru by bylo vhodné také provést testování v klimatické komoře

Z teplotní analýzy a EMC měření vzorku vyplývají nutné změny na úrovni layoutu DPS. Pro zlepšení rozložení teplotního spektra na driver modulu by bylo potřeba u kritických komponent, tj. výkonových spínacích prvků v H-můstku, kde změřená teplota dosahuje až 77 °C, zvětšit jejich chladičí plochy s prokvy ovšem za cenu zhoršení výsledků EMI. V krajním případě by bylo nutné použití přidavného chladiče. Tuto optimalizaci teplotních poměrů je ale vhodné provést až po teplotních testech v klimatické komoře pro zjištění skutečné kritičnosti naměřených teplot.

Co se týče optimalizace vyzařovaného spektra rušení, tak v případě režimu světel DRL (rovněž u POS světel) dochází ve vysokých frekvencích v pásmu 68–108 MHz k překročení limitů rušení po napájecím vedení. V tomto pásmu dominantní vliv na vyzařované úrovně šumu hraje navrhnutý layout DPS a signály s rychlými změnami jako jsou náběžné a sestupné hrany signálu. Ke zlepšení výsledků EMI by mohlo dojít při zachování kompaktnosti layoutu jádra měniče zpomalením náběžných a sestupných hran napětí U_{GS} pravého dolního tranzistorů T_2 pomocí přidaného RC článku. Vlivem ostrých hran vznikají rovněž překmity napětí na spínacích prvcích, které se nemalou mírou podílejí na EMI. Tyto překmity je možné potlačit tlumícími obvody s prvky R a C zapojenými v sérii tzv. snubbery, které by byly připojeny paralelně ke všem spínacím prvkům. Dále by v obvodu měniče byla přidána feritová perla na vstup driveru na pinu DRL. Feritová perla vykazuje největší hodnoty impedance ve vysokých frekvencích, kde by při opakovaném EMC měření mohl být patrný její vliv. Všechny navrhnuté tlumící

obvody však budou snižovat výslednou účinnost LED driveru, a proto je potřeba si stanovit rozumný kompromis mezi požadavky na EMC a účinnost.

V režimu světél POS nebylo splněno několik limitů rušení po napájecím vedení v celém kmitočtovém pásmu 150 kHz až 108 MHz. Příčina je zřejmě dána vstupními proudovými impulsy při PWM modulaci výstupního proudu. Zde by mohlo pomoci podstatné zvýšení kapacity na vstupu struktury H-můstky v podobě přídavného elektrolytického kondenzátoru pro zaručení okamžité proudové poptávky měničem.

Pokud by ani po aplikaci navržených optimalizací v druhé verzi LED driveru nebylo dosaženo vyhovujících parametrů, zřejmě by byl návrh vzorku přesunut z dvouvrstvé DPS na čtyřvrstvou a zvolená odlišná skladba ve vrstvách plošných spojů. Pomocí čtyřvrstvé DPS by bylo možné rozdělit výkonové části od měřicích a řídicích signálů, přičemž na jedné z vrstev by byla rozlita robustní výkonová zem bez zbytečného přerušování jinými plošnými vodiči.

6.1 Optimalizace prototypové DPS driver modulu

V rámci navržených optimalizací byly na prototypovém vzorku driver modulu aplikovány tlumící obvody paralelně ke všem spínacím prvkům v H-můstku pro ověření jejich významu. I přestože se na vyrobené DPS nenachází pájecí plošky pro fyzické umístění všech snubberů, tyto obvody zde byly vměstnány pomocí velice krátkých drátových propojek. Návrh číselných hodnot prvků R a C probíhal pomocí empirických výpočtů dle [27]. Nejprve byly změřeny průběhy náběžných a sestupných hran signálů v uzlech U_{sw} a U_{DS} , kde byl sledován kmitočet oscilací překmitů.

Pro výpočet hodnot RC snubberu tranzistoru T_2 bylo využito oscilací u náběžné hrany napětí U_{DS} a v případě diody D_1 oscilací u sestupné hrany napětí U_{DS} . RC snubber u horního levého integrovaného tranzistoru T_{H_IC2} uvnitř řídicího obvodu IC_2 se vypočítal dle naměřených oscilací překmitů u sestupné hrany napětí U_{sw} , zatímco pro spodní levý integrovaný tranzistor T_{L_IC2} se využilo průběhu oscilací u náběžné hrany napětí U_{sw} . Postup výpočtu pro všechny čtyři snubbery je analogický, a proto příklad výpočtu je ukázán pouze pro snubber diody D_2 .

Na obrázku 6.1 je znázorněn změřený průběh oscilací sestupné hrany napětí U_{DS} , přičemž odečtený kmitočet oscilací činí $f_0 = 122$ MHz. Nyní se zvolí dostatečně malá hodnota kapacity kondenzátoru $C_{test} = 0,47$ nF a připojí paralelně k diodě D_2 . Znovu se změří kmitočet oscilací $f_{test} = 68$ MHz, aby došlo ke snížení frekvence f_0 zhruba na polovinu (klidně i více). Následně je možné vypočítat hodnoty odporu a kapacity prvků RC podle uvedených rovnic:

$$C_0 = \frac{C_{test}}{\left(\frac{f_0}{f_{test}}\right)^2 - 1} = \frac{0,47 \cdot 10^{-9}}{\left(\frac{122}{68}\right)^2 - 1} = 212 \text{ pF} , \quad (6.1)$$

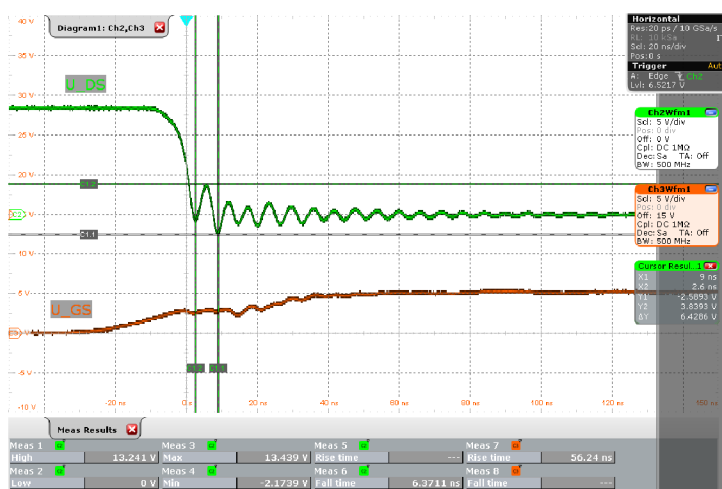
$$L_0 = \frac{1}{C_0 \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_0)^2} = \frac{1}{212 \cdot 10^{-12} \cdot (2 \cdot \pi \cdot 122 \cdot 10^6)^2} = 8 \text{ nH} , \quad (6.2)$$

kde C_0 a L_0 reprezentují parazitní kapacitu a indukčnost obvodu,

$$R_S = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{8 \cdot 10^{-9}}{212 \cdot 10^{-12}}} = 3,07 \Omega , \quad (6.3)$$

$$C_S = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_S \cdot f_0} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3,07 \cdot 122 \cdot 10^6} = 425 \text{ pF} , \quad (6.4)$$

kde R_S a C_S představují vypočtené hodnoty odporu a kapacity RC snubberu.



Obrázek 6.1 Průběh sestupné hrany napětí U_{DS} na tranzistoru T_2

Po aplikaci vypočteného RC snubberu byl získán průběh oscilací sestupné hrany napětí U_{DS} , kde je vidět znatelného potlačení velikosti amplitud viz obrázek 6.2.



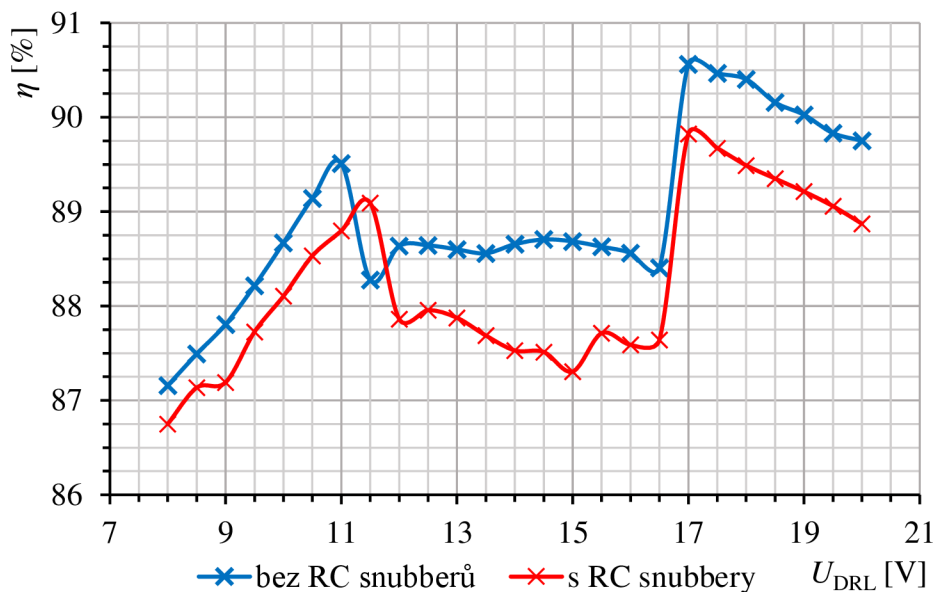
Obrázek 6.2 Průběh sestupné hrany napětí U_{DS} na tranzistoru T_2 po aplikaci RC snubberu

Tímto způsobem byly vypočítány hodnoty RC snubberů u všech spínacích prvků a zapsány do tabulky 6.1.

Tabulka 6.1 Vypočtené hodnoty RC snubberů pro spínací prvky v H-můstku

	T_{IC_2}	T_{IC_2}	T_2	D_1
f_0 [MHz]	156	104	108	122
f_1 [MHz]	33	32	37	68
C_1 [nF]	4,7	2,2	1	0,47
R_S [Ω]	2	3,3	5,6	3,3
C_S [pF]	470	470	330	470

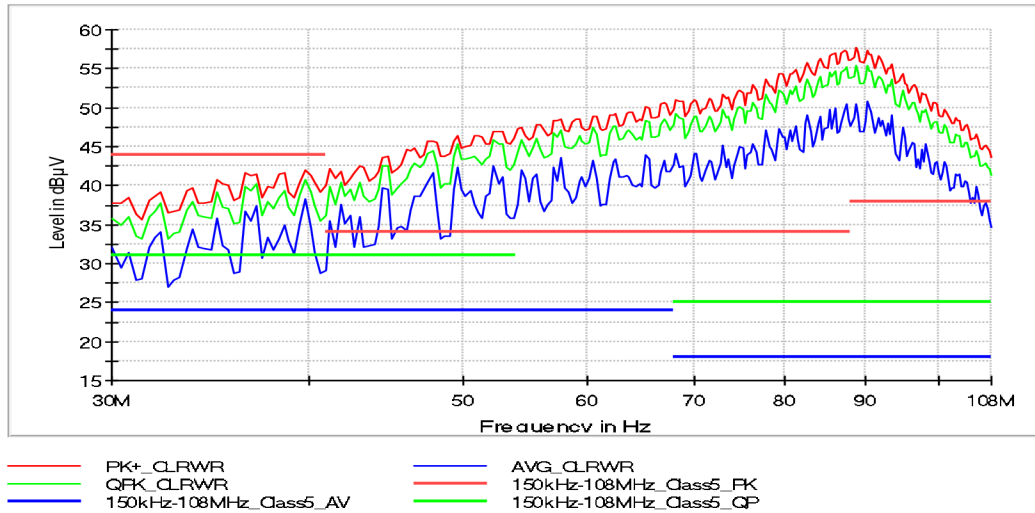
Po osazení všech tlumících obvodů byl zkoumán jejich vliv na účinnost celého LED driveru, a hlavně na výsledky EMC. Při měření a výpočtu účinnosti bylo postupováno stejným způsobem jako v prototypové verzi vzorku. Graf změřené účinnosti LED driveru je znázorněn na obrázku 6.3, kde je vidět snížení účinnosti v celém napájecím rozsahu o 0,3–1,3 % v porovnání s původní verzí vzorku, což je akceptovatelná mez.



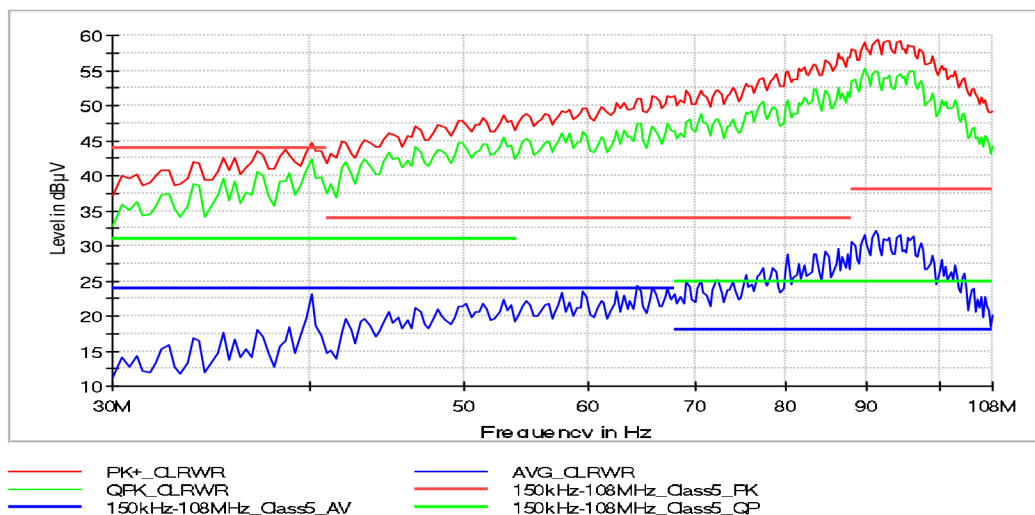
Obrázek 6.3 Porovnání účinností před a po aplikaci RC snubberů

V případě testování rušení po napájecím vedení v režimu světel DRL i POS při obou variantách funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence bylo však docíleno nikoliv snížení úrovně šumu ve vysokých kmitočtech, ale k jejich zvýšení. Pozorovatelné rozdíly oproti původní verzi vzorku nastaly od pásma 20–108 MHz, kdy změřená rušivá napětí vyšly zhruba o 10–15 dB μ V větší. Ukázky změřených průběhů rušivých napětí jsou zobrazeny na obrázcích 6.4 a 6.5. Příčina zhoršených výsledků byla odhalena následovně, kdy experimentálním pokusem bylo více zkráceno fyzické propojení snubberů

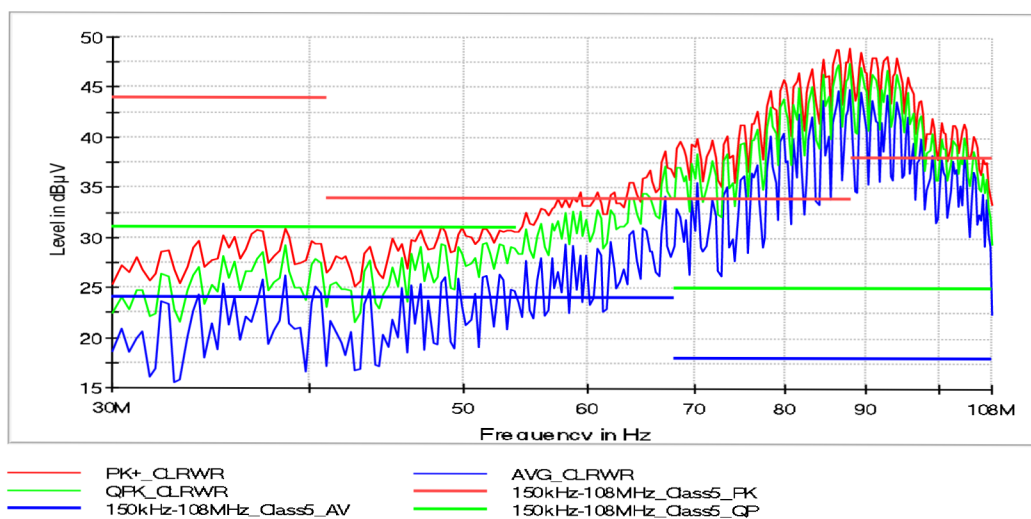
se spínacími součástkami. Ve srovnání s prototypovou verzí driveru byly získány hodnoty šumu v pásmu 20–108 MHz větší o maximálně 4 dB μ V viz obrázek 6.6. Lze tedy konstatovat, že pokud by tyto tlumící obvody nebyly vedeny prostorem mimo DPS, tak jejich potenciál pro zlepšení parametrů EMI by byl určitě zužitkován při jejich správném umístění na DPS.



Obrázek 6.4 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence po aplikaci tlumících obvodů, 30 MHz až 108 MHz



Obrázek 6.5 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence po aplikaci tlumících obvodů, 30 MHz až 108 MHz



Obrázek 6.6 Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence po aplikaci upravených tlumících obvodů, 30 MHz až 108 MHz

7 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce byl návrh výkonového LED driveru s přídatnými funkcemi určený pro automobilový průmysl. V teoretické části jsou nejprve podrobně popsány vlastnosti výkonových LED a principy spínaných DC/DC měničů, které jsou využity pro správný návrh budiče. V první kapitole věnující se problematice LED lze tak nalézt popis typických vlastností výkonových LED. Jedná se zejména o pochopení elektrických a optických parametrů LED a jejich souvislostí.

V druhé kapitole jsou vysvětleny principy spínaných DC/DC měničů, kde jsou podrobně popsány jednotlivé topologie DC/DC měničů. Jedná se o čtyři obvodové konfigurace v provedení snižujícího (buck) měniče, zvyšujícího (boost) měniče, invertujícího (buck-boost) měniče a neinvertujícího buck-boost měniče se strukturou H-můstku, kdy poslední zmíněná topologie je vybrána pro návrh LED budiče.

V následující kapitole byl proveden návrh LED driveru včetně výpočtů všech potřebných součástek a vytvoření příslušných schémat. Výkonové jádro LED driveru tvoří spínaný buck-boost měnič v topologii H-můstku, kde jako vhodný řídicí obvod měniče byl vybrán předem určený integrovaný obvod Onsemi NCV78514. Tento spínaný měnič napájí řetězec čtyř výkonových LED Osram Oslon KW CULNM1.TG konstantním proudem s nominální střední hodnotou proudu 1,5 A, čímž je realizována funkce světel denního svícení DRL. Odhadovaný výkon na řetězci LED se potom pohybuje kolem 20 W.

Na LED řetězci je zároveň uskutečňována funkce pozičních světel POS, která vznikne snížením střední hodnoty proudu v režimu DRL na úroveň 10 %, čili na hodnotu proudu 150 mA. Pro tuto funkci byl navrhnut externí PWM generátor, který vytváří PWM signál se střídou 10 % pro řídicí obvod měniče, a také zaručuje plynulý přechod mezi režimy DRL a POS s dobou trvání 200 ms. Tento blok PWM generátoru byl ověřen pomocí simulací.

Další doplňkovou funkcí je blok detekce chyb na řetězci LED, který dokáže vyhodnotit rozpojení nebo zkratování celého LED řetězce či zkrat typu $n_{LED} - 1$, přičemž jeho funkce byla ověřena simulacemi. LED driver také obsahuje ochranu proti tepelnému přetěžování LED řetězce, kdy snímacím prvkem je NTC termistor, a při vyšších teplotách dojde k redukování výstupního proudu LED. Schéma měniče je dále doplněno o typické prvky nutné v automobilových aplikacích jako je ochrana proti přepólování vstupního napětí řešená pomocí NMOS tranzistoru a vstupní EMC filtr.

Na základě vytvořeného schématu LED driveru byl vyroben funkční vzorek na dvouvrstvé DPS, na němž byly aplikována doporučení a obecná pravidla zohledňující chladičové plochy v kritických místech a reflektující pravidla pro snížení rušení v oblasti EMC.

V navazující kapitole byl vyrobený vzorek LED driveru podroben sadě měření a testování z pohledu elektrické funkčnosti a účinnosti celého obvodu, analýzy teplotního namáhání součástek a EMC testování rušení po napájecím vedení.

Mezi hlavní sledované parametry ve funkčních testech patřila stabilita výstupního proudu v závislosti na napájecím napětí 9–16 V v obou režimech světel. V případě DRL světel rozptyl střední hodnoty výstupního proudu vyšel 1,496–1,507 A a v případě POS světel byl měřen rozptyl střídavy PWM výstupního proudu, kdy hodnoty střídavy se pohybovaly v rozmezí 9,4–10,8 %. Dále byla naměřena doba přechodu mezi režimem DRL a POS, která vyšla 226 ms, zatímco doba při změně POS do DRL módu byla změřena na 188 ms. Posledním hlavním zkoumaným parametrem byla správná funkčnost reportování chybového stavu na LED řetězci, která funguje bez problémů až na specifický případ při vyhodnocení chyby typu $n_{LED} - 1$ v režimu POS. V rámci funkčních testů byla otestována také správná funkčnost všech dílčích bloků budiče. Případné odchylky naměřených hodnot od očekávaných byly zapsány a vysvětleny.

Další zkouškou na vyrobeném vzorku LED driveru bylo měření jeho účinnosti, která v napájecím rozsahu 9–16 V v režimu světel DRL vyšla 87,80–89,51 %, což je v dobrém souladu s katalogovým listem IO NCV78514. Při teplotní analýze bylo pomocí termokamery studováno rozložení teplot na DPS pro určení kritických tepelně namáhaných součástek, kdy nejvyšší naměřená teplota dosahovala až 77 °C. V případě EMC měření bylo zkoumáno rušení po napájecím vedení pro splnění limitů udávané normou CISPR 25 ed.4 2015. Bylo zjištěno, že limity rušení byly překročeny ve frekvenčním pásmu 68–108 MHz pro DRL světla a v případě POS světel bylo překročeno několik mezí v celém měřeném pásmu frekvencí 150 kHz až 108 MHz.

Na závěr byla na základě dosažených výsledků provedena rozvaha možných vylepšení LED driveru. I přestože se nepodařilo vyrobit optimalizovaný vzorek s aplikovanými změnami v návrhu a ověřit tak jeho vlastnosti, práce na tomto driveru bude pokračovat dále mimo rozsah této diplomové práce ve firmě Marelli Automotive Lighting s.r.o. v Jihlavě. Řídicí obvod měniče NCV78514 totiž představuje potenciální využití v sériových projektech realizované firmou.

LITERATURA

- [1] VOCHYÁN, J. MARELLI AUTOMOTIVE LIGHTING. *ALCZ-JI/EAP EEG HW design introduction*. Jihlava, 2021. Prezentace.
- [2] LONG, X., J. HE, J. ZHOU, L. FANG, X. ZHOU, F. REN a T. XU. A review on light-emitting diode based automotive headlamps. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* [online]. Amsterdam: Elsevier, 2015, (41), 29-41 [cit. 2022-10-20]. ISSN 1364-0321. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.08.028>.
- [3] BOUŠEK, J., P. KOSINA a B. MOJROVÁ. *Elektronické součástky*. Brno, 2015, 209 s. Skriptum. Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky.
- [4] Jak LED diody fungují. In: *LED Solution.cz* [online]. 2022 [cit. 2022-10-23]. Dostupné z: <https://eshop.ledsolution.cz/led-diody-technicke-udaje/>
- [5] KADLEC, R. a M. STEINBAUER. *ELEKTRICKÉ INSTALACE: Požární ochrana, systémová elektroinstalace, ochrana před účinky blesku a před přepětím a osvětlovací technika* [online]. Brno, 2022, 68 s. [cit. 2022-10-23]. Dostupné z: <https://moodle.vut.cz/mod/resource/view.php?id=171098>. Prezentace. Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky.
- [6] LED diagnosis in automotive applications. In: *OSRAM* [online]. 2018 [cit. 2022-10-27]. Dostupné z: <https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-2496753/LED%20diagnosis%20in%20automotive%20applications.pdf>
- [7] KW CULNM1.TG: OSRON® Boost HL. In: *OSRAM* [online]. 2020 [cit. 2022-10-28]. Dostupné z: https://dammedia.osram.info/media/resource/hires/osram-dam-6480929/KW%20CULNM1.TG_EN.pdf
- [8] LED Failure Modes. In: *STANLEY* [online]. 2008 [cit. 2022-11-01]. Dostupné z: https://www.stanleyelec-stj-components.com/data/technical_note/TN006_e.pdf
- [9] ON SEMICONDUCTOR. *Switch-Mode Power Supply: Reference manual* [online]. Rev. 4. Denver: Literature Distribution Center for ON Semiconductor, 2014, 73 s. [cit. 2022-11-12]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SMPSRM-D.PDF>
- [10] NOVOTNÝ, V., P. VOREL a M. PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení: Přednášky*. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a informačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2003, 139 s. ISBN 80-214-2300-5.
- [11] LEVEK, V. *MPC-NEN: Spínané napájecí zdroje s induktorem* [online]. Brno, 2020, 53 s. [cit. 2022-11-12]. Dostupné z:

- https://moodle.vut.cz/pluginfile.php/381767/mod_resource/content/3/Napájecí%20zdroje_MPC-NEN_switch.pdf. Prezentace. Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky.
- [12] PETROCELLI, R. One-Quadrant Switched-Mode Power Converters. *ArXiv.org* [online]. Ithaca: Cornell University Library, arXiv.org, 2016, 25 s. [cit. 2022-12-15]. Dostupné z: doi:10.5170/CERN-2015-003.115
- [13] CHOUDHARY, V., T. HEGARTY a D. PACE. *Under the hood of a noninverting buck-boost converter* [online]. Texas Instruments, 2016, 25 s. [cit. 2022-12-10]. Dostupné z: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup346/slup346.pdf>
- [14] RAJARSHI, P. a D. MAKSIMOVIC. Analysis of PWM nonlinearity in non-inverting buck-boost power converters. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference* [online]. IEEE, 2008, 3741-3747 [cit. 2022-12-10]. ISBN 978-1-4244-1667-7. Dostupné z: doi:10.1109/PESC.2008.4592538
- [15] ON SEMICONDUCTOR. *1-Channel Automotive LED Driver NCV78514: H-Bridge 1.5 A, 60 V – TSSOP16–EP*. 2022, 25 s. Katalogový list.
- [16] AEC Documents. In: *Automotive Electronics Council: Component Technical Committee* [online]. 2005 [cit. 2023-04-08]. Dostupné z: <http://www.aecouncil.com/AECDocuments.html>
- [17] CYNTEC CO., LTD. *Power Choke Coil VCHA042A MS6 type* [online]. In: CYNTEC CO., LTD. 2019 [cit. 2023-04-07]. Dostupné z: <https://datasheetspdf.com/pdf-file/1417588/CYNTEC/VCHA042A-3R3MS6/1>
- [18] VISHAY GENERAL SEMICONDUCTOR. *High Current Density Surface Mount TMBS® (Trench MOS Barrier Schottky) Rectifier* [online]. In: VISHAY GENERAL SEMICONDUCTOR. 2019 [cit. 2023-04-07]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/89005/v8p10.pdf>
- [19] ONSEMI. *NVTF54C05N: MOSFET – Power, Single N-Channel, 8FL 30 V, 3.6m, 102 A* [online]. In: ONSEMI. 2019 [cit. 2023-04-07]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/nvtf54c05n-d.pdf>
- [20] NCG18XH103F0SRB. In: *Murata* [online]. 2022 [cit. 2022-12-28]. Dostupné z: <https://www.murata.com/en-global/api/pdfdownloadapi?cate=luNTCforTempeSenso&partno=NCG18XH103F0SRB>
- [21] NEXPERIA. *BUK9Y2R8-40H: N-channel 40 V, 2.8 mΩ logic level MOSFET in LFPK56* [online]. In: NEXPERIA. 2018 [cit. 2023-04-07]. Dostupné z: <https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BUK9Y2R8-40H.pdf>
- [22] TEXAS INSTRUMENTS. *LM74700-Q1 Low IQ Reverse Battery Protection Ideal Diode Controller* [online]. In: TEXAS INSTRUMENTS. 2017 [cit. 2023-04-07]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm74700-q1.pdf>

- [23] INFINEON. *5-V Voltage Regulator* [online]. In: INFINEON. 2008 [cit. 2023-04-07]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLE4285G-DS-v02_20-EN.pdf
- [24] TEXAS INSTRUMENTS. *OPAx197 36-V, Precision, Rail-to-Rail Input/Output, Low Offset Voltage, Operational Amplifiers* [online]. In: TEXAS INSTRUMENTS. 2018 [cit. 2023-04-08]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa2197.pdf>
- [25] LM393B, LM2903B, LM193, LM293, LM393 and LM2903 Dual Comparators. In: *Texas Instruments* [online]. 2020 [cit. 2022-12-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm393b.pdf>
- [26] TL431, TL432 Precision Programmable Reference. In: *Texas Instruments* [online]. 2022 [cit. 2022-12-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [27] RC SNUBBER CALCULATOR SPREADSHEET. In: *Paulorenato.com* [online]. 2016 [cit. 2023-05-07]. Dostupné z: <http://paulorenato.com/index.php/electronics-diy/197-rc-snobber-calculator-spreadsheet>

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Přední světlomet automobilu Škoda Octavia III facelift [1].....	10
1.2	PN přechod LED [1]	11
1.3	Vyzařované spektrum bílé LED [1]	12
1.4	Volt-Ampérová charakteristika LED [1].....	13
1.5	Příklad závislosti světelného toku Φ na proudu I_F [1].....	14
1.6	Volt-Ampérová charakteristika LED při buzení proudem I_F [1].....	14
1.7	Pokles světelného toku Φ při zahřátí LED [1]	17
2.1	Obecné schéma LED budiče	18
2.2	Schéma snižujícího měniče	21
2.3	Průběhy napětí a proudů ve snižujícím měniči [12]	23
2.4	Schéma zvyšujícího měniče	23
2.5	Průběhy napětí a proudů ve zvyšujícím měniči [12]	25
2.6	Schéma invertujícího měniče	25
2.7	Průběhy napětí a proudů v invertujícím měniči [12]	27
2.8	Schéma měniče s H-můstkem	28
3.1	Blokové schéma celého LED driveru.....	30
3.2	Typická závislost poklesu výkonového zatížení rezistoru na teplotě [1]	31
3.3	Závislost poklesu kapacity kondenzátorů na DC napětí [1]	32
3.4	Závislost impedance kondenzátorů na frekvenci [1]	33
3.5	Typická závislost poklesu jmenovitého proudu cívkou na teplotě [1]	34
3.6	V-A charakteristika LED KW CULNM1.TG při teplotě 25 °C [7]	36
3.7	Závislost změny propustného napětí na teplotě při proudu 3 A pro LED KW CULNM1.TG [7]	37
3.8	Typické aplikační schéma měniče NCV78514 s H-můstkem [15].....	38
3.9	Vnitřní schéma integrovaného obvodu NCV78514 [15].....	41
3.10	Schéma měniče NCV78514 s H-můstkem.....	42
3.11	Schéma vstupní ochrany proti přepólování	48
3.12	Schéma vstupního EMC filtru.....	48
3.13	Schéma napěťové reference TLE4285G	49
3.14	Vnitřní struktura obvodu NCV78514 pro vstup DIM [15].....	51
3.15	Schéma PWM generátoru pro digitální dimování výstupního proudu LED.....	51
3.16	Simulované časové průběhy napětí na PWM generátoru pro teplotu 25 °C.....	55
3.17	Schéma bloku pro detekci chyb na řetězci LED.....	56
3.18	DC analýza napětí U_{ERR} na výstupu proudového komparátoru	57
3.19	DC analýza napětí U_{REF3} , $U_{LEDRmax}$ pro tři LED a $U_{LEDRmin}$ pro čtyři LED v závislosti na teplotě při výstupním proudu $I_{OUT} = 1,5$ A	59
3.20	DC analýza napětí U_{REF3} , $U_{LEDRmax}$ pro tři LED a $U_{LEDRmin}$ pro čtyři LED v závislosti na teplotě při výstupním proudu $I_{OUT} = 0,9$ A	60
3.21	Časové průběhy napětí U_{REF3} , U_{ERR} , $U_{LEDRmax}$ pro tři LED a $U_{LEDRmin}$ pro čtyři LED při výstupním proudu $I_{OUT} = 1,5$ A	61
3.22	Schéma LED modulu	61
4.1	Fotografie vyrobeného vzorku driver modulu s příslušným osazovacím plánem	62
4.2	Vrchní vrstva driver modulu	63
4.3	Spodní vrstva driver modulu	63
5.1	Lineární dimování proudu I_{OUT} při poklesu napájecího napětí pod 9 V	66
5.2	Změřené průběhy napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} při napájecím napětí $U_{DRL} = 9$ V v režimu boost	67
5.3	Změřený průběh proudu cívkou I_L při napájecím napětí $U_{DRL} = 9$ V v režimu boost	68

5.4	Změřené průběhy napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5$ V v režimu buck-boost.....	68
5.5	Změřený průběh proudu cívkou I_L při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5$ V v režimu buck-boost.....	69
5.6	Změřené průběhy napětí v uzlech U_{SW} a U_{DS} při napájecím napětí $U_{DRL} = 18$ V v režimu buck.....	69
5.7	Změřený průběh proudu cívkou I_L při napájecím napětí $U_{DRL} = 18$ V v režimu buck.....	70
5.8	Změřený průběh doby náběhu výstupního proudu od zapnutí LED driveru při napájecím napětí $U_{DRL} = 13,5$ V.....	70
5.9	Změřený průběh proudu I_{LED} při napětí $U_{DRL} = U_{POS} = 13,5$ V v režimu POS.....	71
5.10	Změřené průběhy napětí na PWM generátoru v režimu DRL.....	72
5.11	Změřené průběhy napětí na PWM generátoru v režimu POS.....	72
5.12	Změřená doba přechodu z režimu DRL do POS.....	73
5.13	Změřená doba přechodu z režimu POS do DRL.....	73
5.14	Změřený průběh proudu I_{DIM} při bezporuchovém stavu v režimu DRL.....	74
5.15	Změřený průběh proudu I_{DIM} při poruchovém stavu v režimu DRL.....	74
5.16	Změřený průběh proudu I_{DIM} při bezporuchovém stavu v režimu POS.....	75
5.17	Změřený průběh proudu I_{DIM} při poruchovém stavu v režimu POS.....	75
5.18	Změřené průběhy napětí na bloku detekce chyby typu $n_{LED} - 1$ v režimu POS.....	77
5.19	Změřená závislost výstupního proudu I_{OUT} na napětí U_{TCS}	78
5.20	Změřená závislost účinnosti η na vstupním napětí U_{DRL}	79
5.21	Rozložení teplot na driver modulu při vstupním napětí $U_{DRL} = 9$ V.....	80
5.22	Rozložení teplot na driver modulu při vstupním napětí $U_{DRL} = 13,5$ V.....	81
5.23	Rozložení teplot na driver modulu při vstupním napětí $U_{DRL} = 16$ V.....	81
5.24	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz.....	82
5.25	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz.....	83
5.26	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz.....	83
5.27	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz.....	84
5.28	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz.....	85
5.29	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz.....	85
5.30	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 150 kHz až 30 MHz.....	86
5.31	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS s funkcí rozprostřeného spektra spínací frekvence, 30 MHz až 108 MHz.....	86
6.1	Průběh sestupné hrany napětí U_{DS} na tranzistoru T_2	89
6.2	Průběh sestupné hrany napětí U_{DS} na tranzistoru T_2 po aplikaci RC snubberu.....	89
6.3	Porovnání účinností před a po aplikaci RC snubberů.....	90
6.4	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence po aplikaci tlumících obvodů, 30 MHz až 108 MHz.....	91
6.5	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu POS bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence po aplikaci tlumících obvodů, 30 MHz až 108 MHz.....	91
6.6	Změřené spektrum rušivého napětí v režimu DRL bez funkce rozprostřeného spektra spínací frekvence po aplikaci upravených tlumících obvodů, 30 MHz až 108 MHz.....	92

SEZNAM TABULEK

1.1	Binování LED KW CULNM1.TG podle propustného napětí U_F [7]	15
1.2	Binování LED KW CULNM1.TG podle světelného toku Φ [7].....	16
1.3	Binování LED KW CULNM1.TG podle chromatičnosti světla [7].....	16
2.1	Srovnání klíčových vlastností lineárního regulátoru a spínaného měniče [1], [11].....	21
3.1	Vypočtené rozsahy výstupního napětí pro různý počet LED v řetězci při proudu $I_F = 1,5$ A	38
3.2	Výčet důležitých údajů pro řídicí obvod NCV78514 [15]	39
3.3	Popis funkce vstupních/výstupních pinů obvodu NCV78514 [15]	40
3.4	Odečtené hodnoty ze simulací pro PWM generátor	55
5.1	Změřené hodnoty DC poměrů na LED driveru	65
5.2	Odečtené hodnoty z měření a simulací na PWM generátoru.....	72
5.3	Změřené hodnoty výstupního proudu I_{OUT} a napětí U_{TCS}	77
6.1	Vypočtené hodnoty RC snubberů pro spínací prvky v H-můstku	90

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

LED	Light Emitting Diode, luminiscenční dioda
POS	POSition light, parkovací, obrysové, poziční světlo
LB	Low Beam, potkávací, tlumené světlo
HB	High Beam, dálkové světlo
TI	Turn Indicator, směrové světlo, blinkr
DRL	Day Running Light, světlo pro denní svícení
CO ₂	oxid uhličitý
AlInGaP	fosfid galia, india a hliníku
InGaN	nitrid galia a india
DC	stejnoseměrný
SEPIC	Single-Ended Primary-Inductor Converter
PWM	Pulse-Width Modulation, pulsně šířková modulace
EMI	ElectroMagnetic Interference, elektromagnetické rušení
EMC	ElectroMagnetic Compatibility, elektromagnetická kompatibilita
DPS	deska plošných spojů
AEC	Automotive Electronics Council
SMD	Surface Mount Device, součástka pro povrchovou montáž
THT	Through-Hole Technology
MLCC	Multi-Layer Ceramic Capacitor, vícevrstvý keramický kondenzátor
ESR	Equivalent Series Resistance, ekvivalentní sériový odpor
SRF	Self Resonant Frequency, vlastní rezonanční kmitočet
DCR	Direct Current Resistance, sériový odpor vinutí cívky
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
LDO	low-dropout regulator, lineární regulátor s nízkým úbytkem napětí
PTC	Positive Temperature Coefficient, kladný teplotní koeficient
NTC	Negative Temperature Coefficient, záporný teplotní koeficient
NMOS	N-type Metal-Oxide-Semiconductor
PMOS	P-type Metal-Oxide-Semiconductor
ESD	ElectroStatic Discharge, elektrostatický výboj
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques
IO	integrovaný obvod
OZ	operační zesilovač

SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
LISN	Line Impedance Stabilization Network, umělá síť vedení
FR4	flame retardant

Symboly:

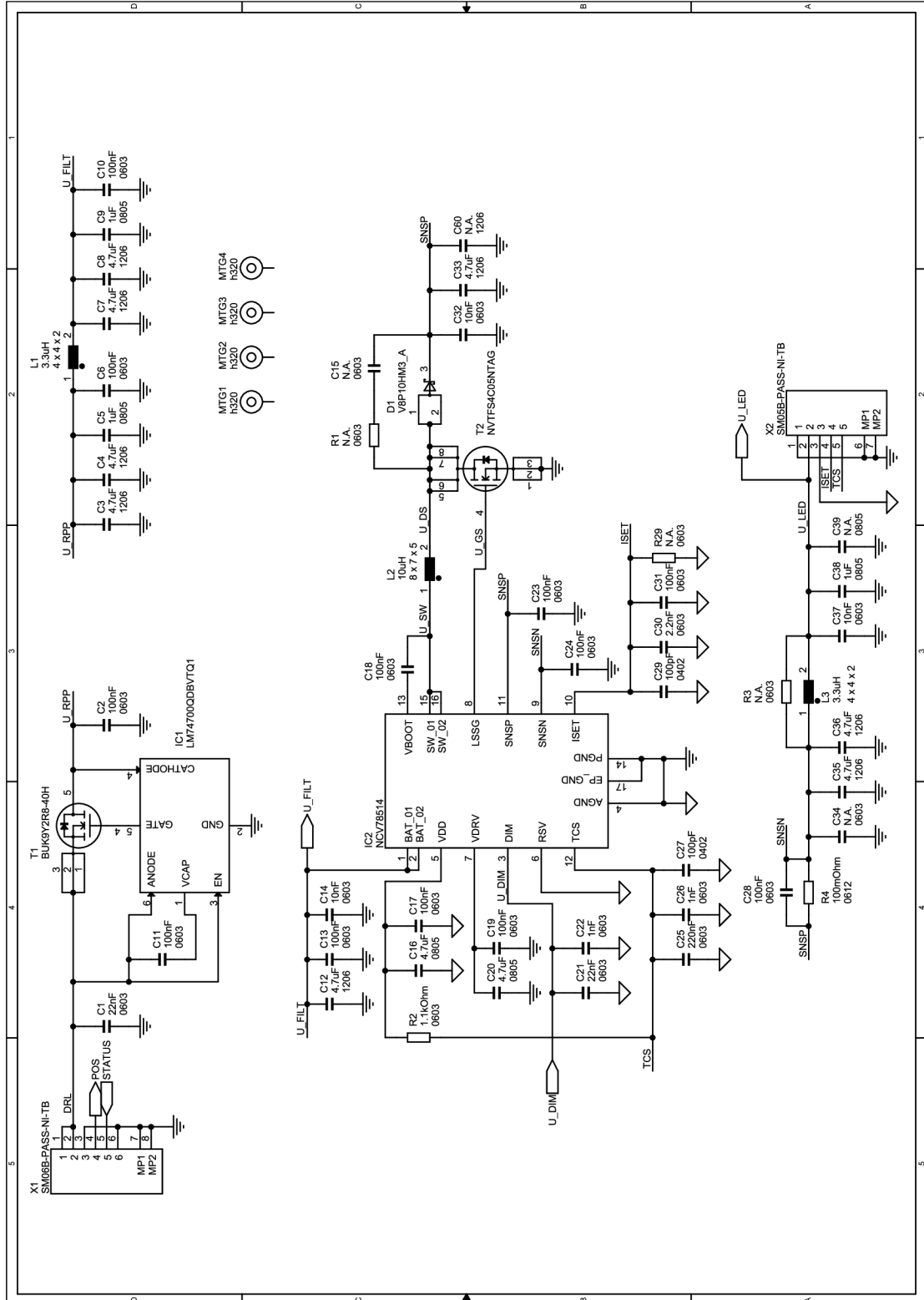
E_{foton}	energie vyzařovaného fotonu	(J)
E_G	šířka zakázaného pásu polovodiče	(J)
λ	vlnová délka optického záření	(m)
I_S	saturační proud	(A)
U_T	teplotní napětí	(V)
m	emisní koeficient	(–)
I_F	proud v propustném směru	(A)
U_F	napětí v propustném směru	(V)
U_{min}	minimální hodnota napětí	(V)
U_{typ}	typická hodnota napětí	(V)
U_{max}	maximální hodnota napětí	(V)
U_{IN}	vstupní napětí	(V)
U_{OUT}	výstupní napětí	(V)
I_{IN}	vstupní proud	(A)
I_{OUT}	výstupní proud	(A)
P_{IN}	vstupní příkon	(W)
P_{OUT}	výstupní výkon	(W)
η	účinnost	(%)
P_Z	ztrátový výkon	(W)
P_{SW}	spínací ztráty	(W)
P_C	vodivostní ztráty	(W)
D	střída	(%)
T	perioda	(s)
f_{SW}	spínací frekvence	(Hz)
R_{DSon}	odpor kanálu v sepnutém stavu	(Ω)
U_{DS}	napětí drain–source	(V)
I_L	střední proud cívky	(A)
ΔI_L	zvlnění proudu cívky	(A)
I_{Lp}	špičkový proudu cívky	(A)
f_{mez}	mezní kmitočet	(Hz)
U_{LED}	napětí na LED zátěži	(V)
I_{LED}	proud LED zátěži	(A)
T_j	teplota na čipu	($^{\circ}\text{C}$)
T_a	teplota okolí	($^{\circ}\text{C}$)
$R_{\theta\text{ja}}$	tepelný odpor mezi čipem a okolím	($\text{K}\cdot\text{W}^{-1}$)

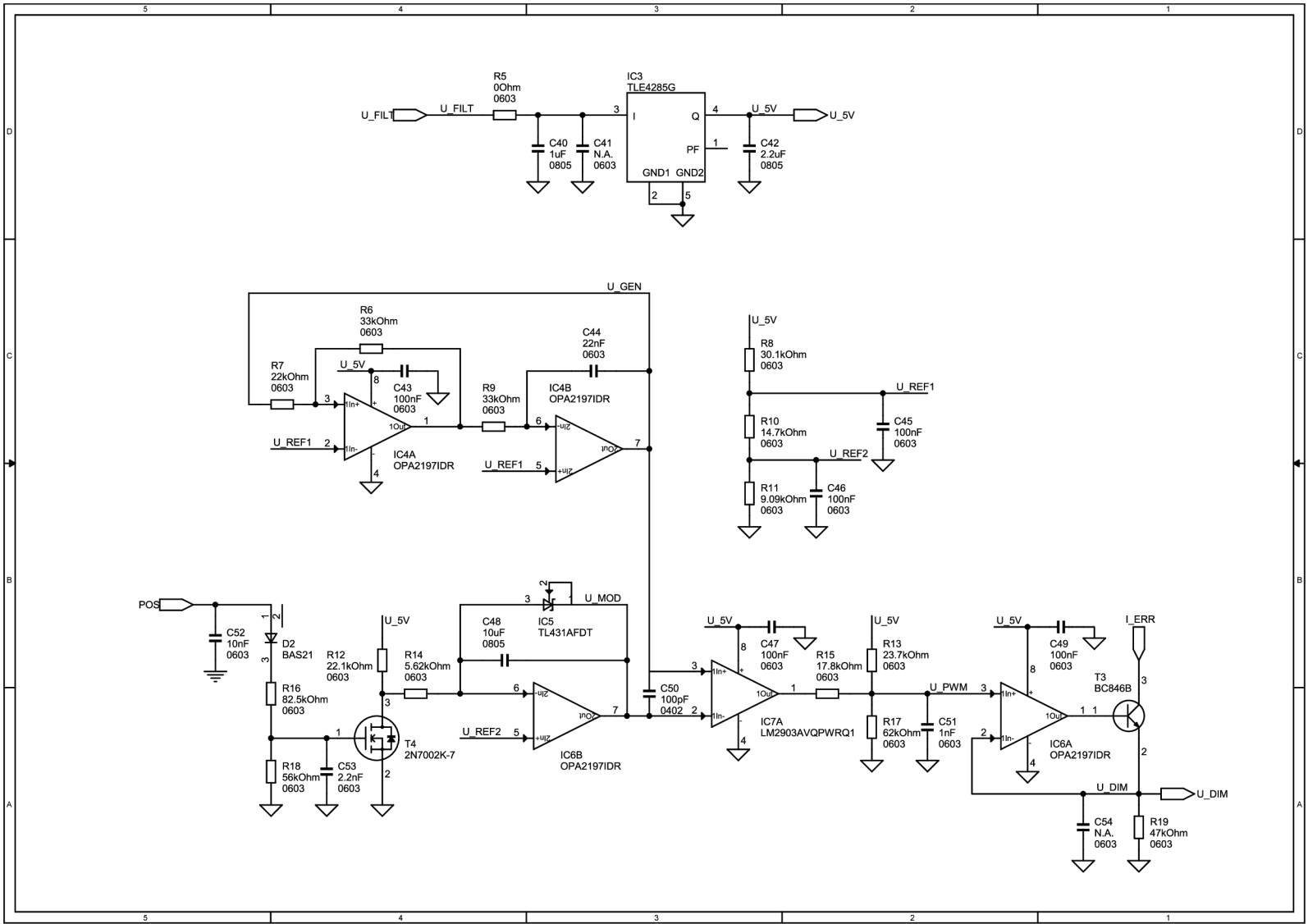
SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - DRIVER MODUL.....	104
PŘÍLOHA B - LED MODUL	111
PŘÍLOHA C - MĚŘENÍ LED DRIVERU	114

Příloha A - Driver modul

A.1 Schéma driver modulu

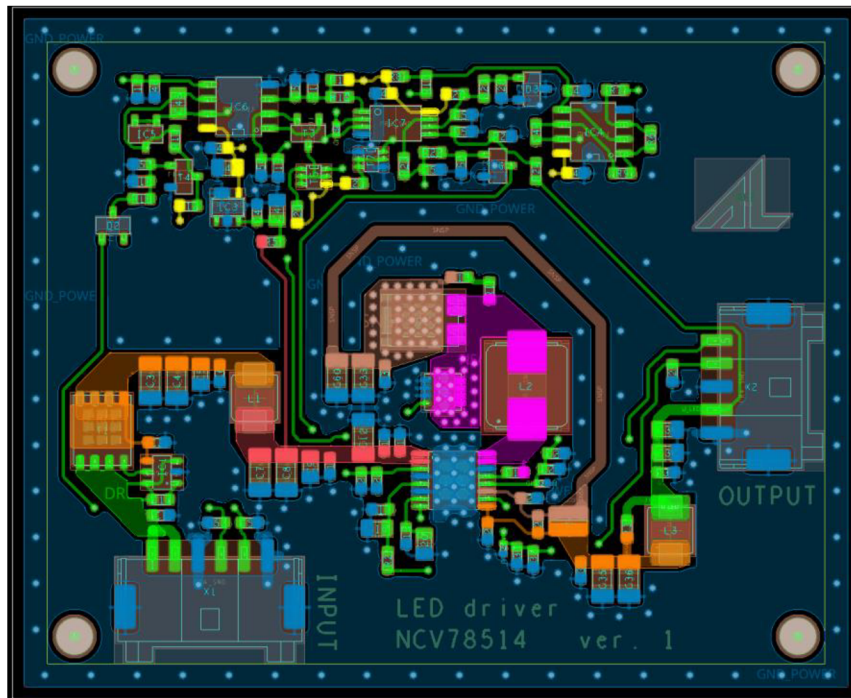




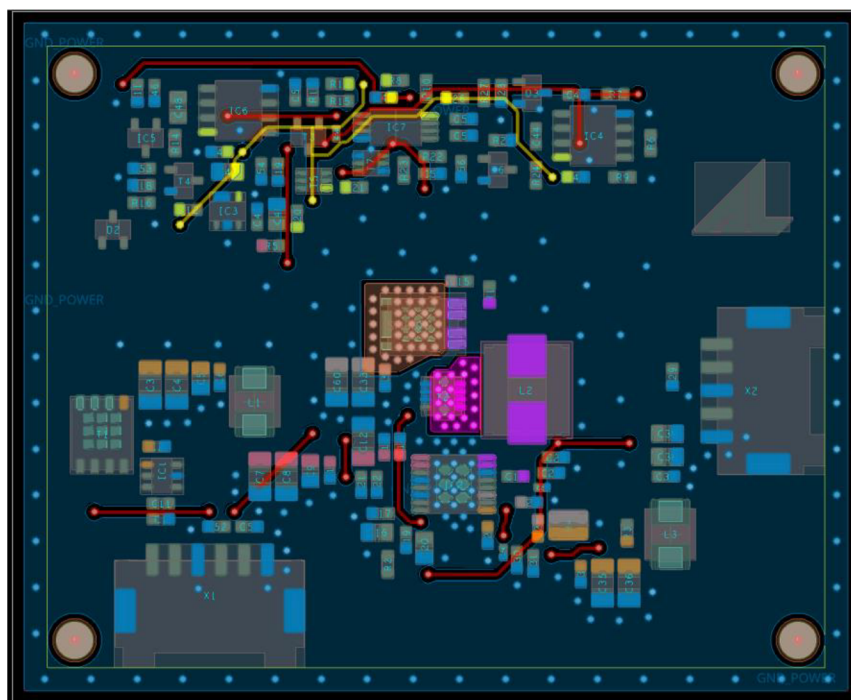
A.2 DPS driver modulu

Skutečné rozměry desky jsou $73,5 \times 60$ mm.

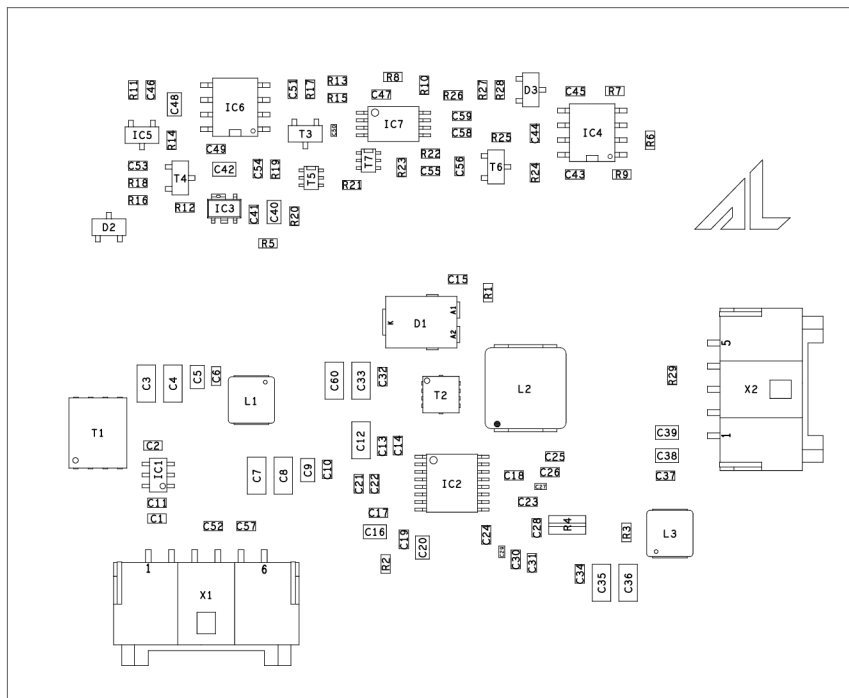
Vrchní vrstva desky



Spodní vrstva desky



Osazovací výkres

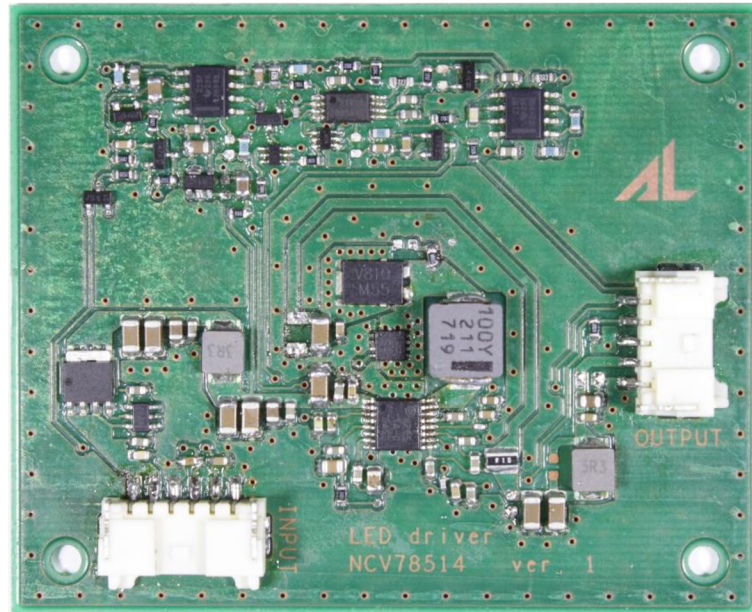


A.3 Seznam součástek driver modulu

Součástka	Kusy	Typ/Hodnota	Pouzdro
C1, C21, C44	3	22 nF	603
C2, C6, C10, C11, C13, C17, C18, C19, C23, C24, C28, C31, C41, C43, C45, C46, C47, C49, C58, C59	20	100 nF	603
C3, C4, C7, C8, C12, C33, C35, C36, C60	9	4,7 uF	1206
C5, C9, C38, C39, C40	5	1 uF	805
C14, C32, C34, C37, C52, C55, C57	7	10 nF	603
C15, C22, C26, C51, C54	5	1 nF	603
C16, C20	2	4,7 uF	805
C25	1	220 nF	603
C27, C29, C50	3	100 pF	402
C30, C53, C56	3	2,2 nF	603
C42	1	2,2 uF	805
C48	1	10 uF	805
D1	1	V8P10HM3_A	SMPC
D2	1	BAS21	SOT-23

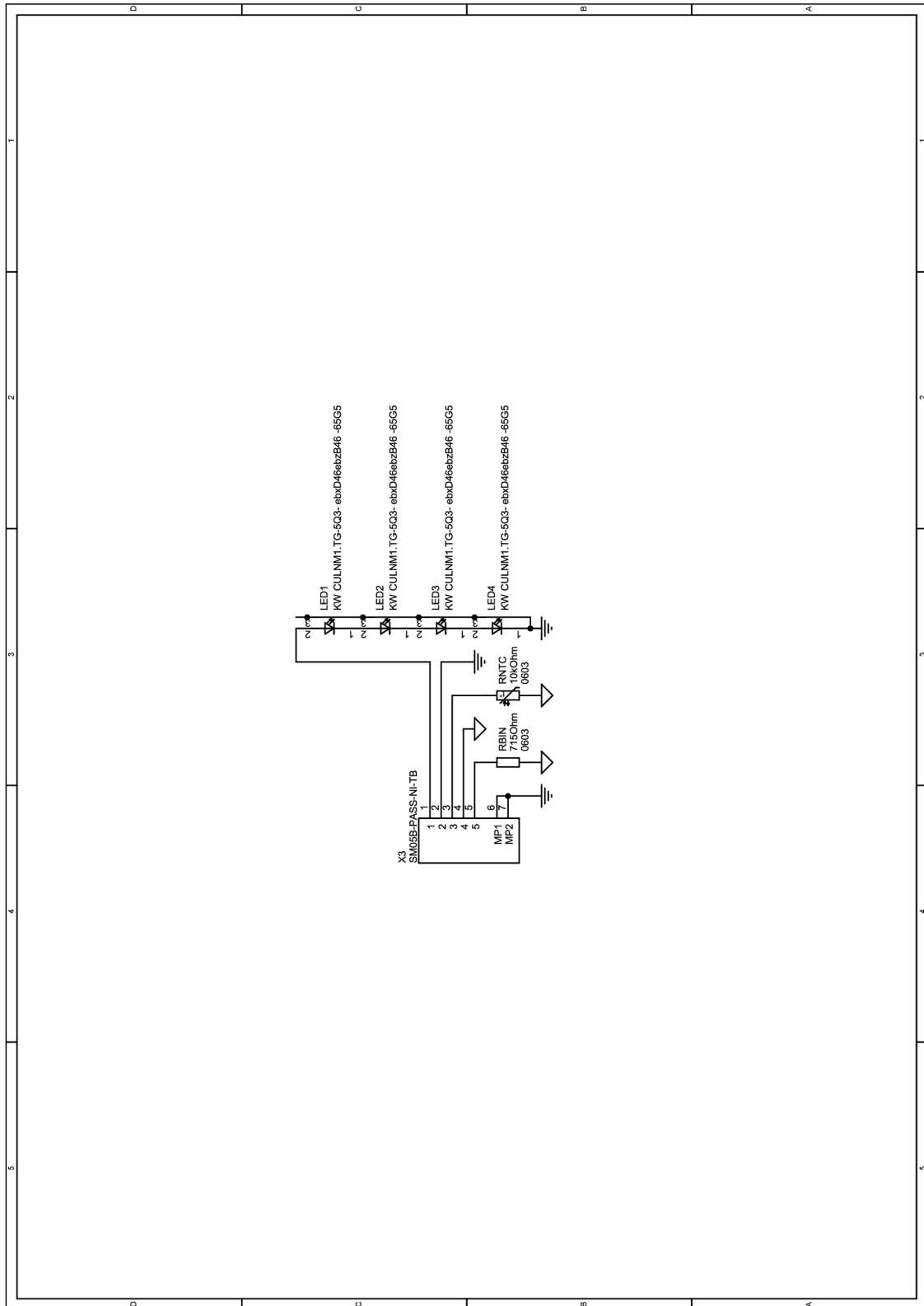
D3	1	BAT54	SOT-23
IC1	1	LM74700QDBVTQ1	SOT-23
IC2	1	NCV78514	TSSOP-16
IC3	1	TLE4285G	PG-SCT-595-5
IC4, IC6	2	OPA2197IDR	SOIC-8
IC5	1	TL431AFDT	SOT-23
IC7	1	LM2903AVQPWRQ1	TSSOP-8
L1, L3	2	VCHA042A-3R3MS6, 3,3 uH	4 x 4 x 2
L2	1	ETQP5M100YFM, 10 uH	8 x 7 x 5
R1, R20	2	100 Ω	603
R2	1	1,1 k Ω	603
R3, R5, R23, R28	4	0 Ω	603
R4	1	100 m Ω	612
R6, R9, R22	3	33 k Ω	603
R7, R26	2	22 k Ω	603
R8	1	30,1 k Ω	603
R10	1	14,7 k Ω	603
R11	1	9,09 k Ω	603
R12	1	22,1 k Ω	603
R13	1	23,7 k Ω	603
R14	1	5,62 k Ω	603
R15, R25	2	17,8 k Ω	603
R16, R24	2	82,5 k Ω	603
R17	1	62 k Ω	603
R18	1	56 k Ω	603
R19	1	47 k Ω	603
R21	1	8,2 k Ω	603
R27	1	12,1 k Ω	603
T1	1	BUK9Y2R8-40H	LFPAK56
T2	1	NVTFS4C05NTAG	WDFN-8
T3	1	BC846B	SOT-23
T4, T6	2	2N7002K-7	SOT-23
T5	1	BCM857BS	SOT-363
T7	1	BCM847BS	SOT-363
X1	1	SM06B-PASS-NI-TB	-
X2	1	SM05B-PASS-NI-TB	-

A.4 Fotografie vzorku driver modulu



Příloha B - LED modul

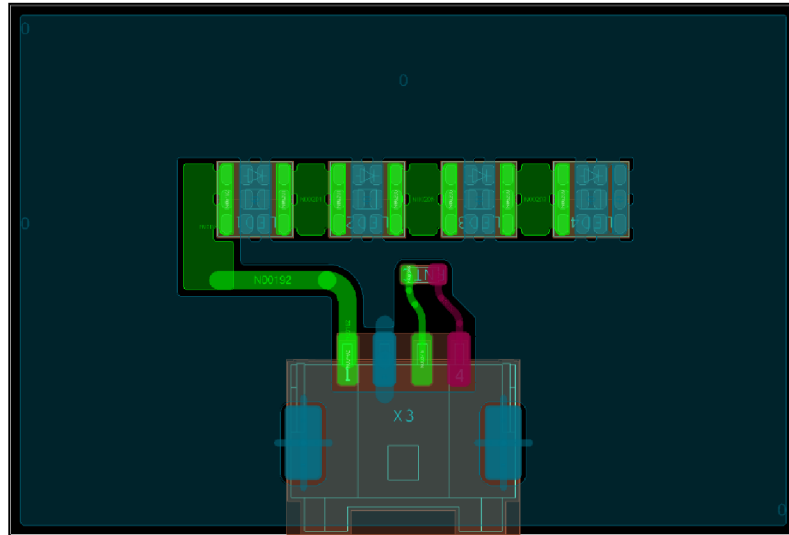
B.1 Schéma LED modulu



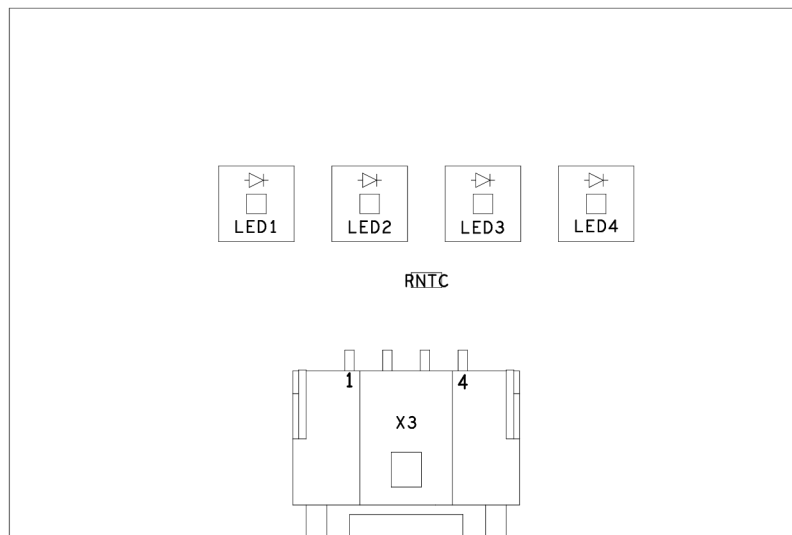
B.2 DPS LED modulu

Skutečné rozměry desky jsou 42 × 28 mm.

Vrchní vrstva desky



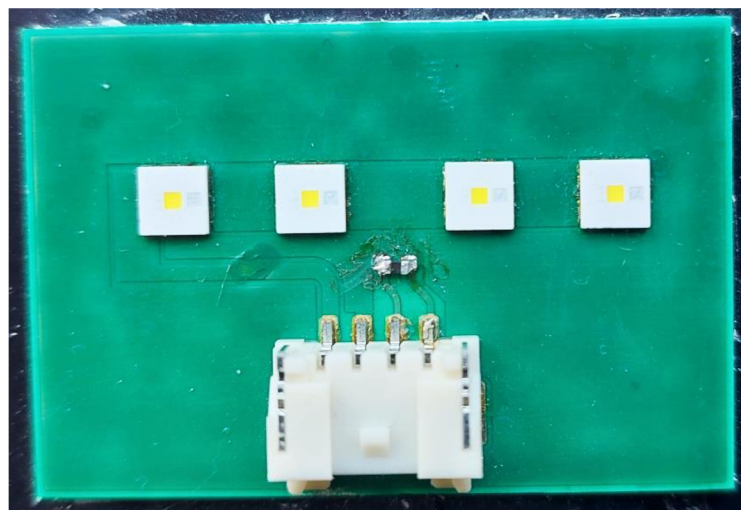
Osazovací výkres



B.3 Seznam součástek LED modulu

Součástka	Kusy	Typ/Hodnota	Pouzdro
LED1, LED2, LED3, LED4	4	KW CULNM1.TG-5Q3- ebxD46ebzB46 -65G5	LED_OOS_BOOST_100_S
RBIN	1	715 Ω	603
RNTC	1	NCG18XH103F0SRB, 10 k Ω	603
X3	1	SM05B-PASS-NI-TB	-

B.4 Fotografie vzorku LED modulu



Příloha C - Měření LED driveru

C.1 Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti

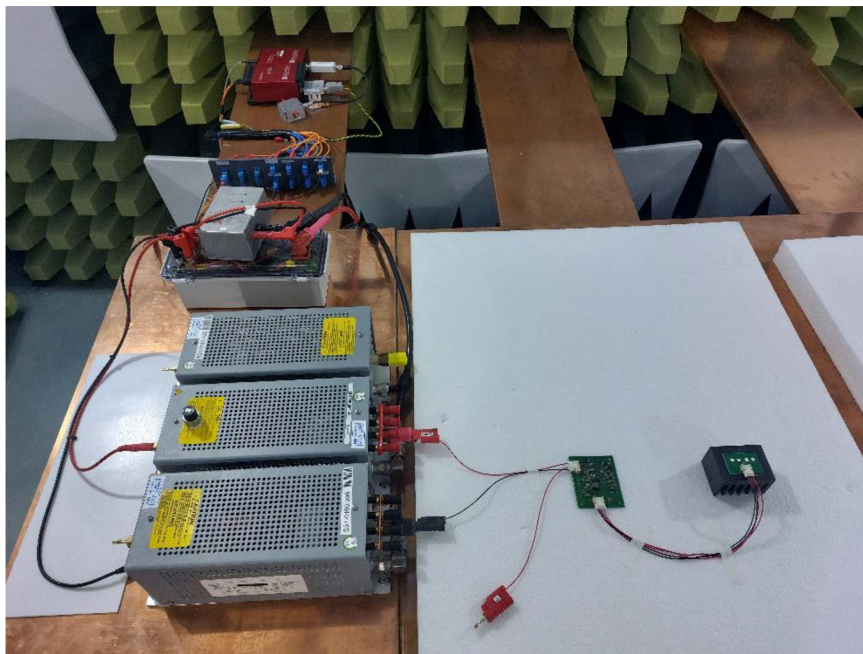
U_{DRL} [V]	5	5,5	6	6,5	7	7,5	8	8,5	9	9,5
I_{IN} [A]	2,543	2,500	2,468	2,456	2,439	2,433	2,433	2,425	2,426	2,351
U_{LED} [V]	12,36	12,46	12,56	12,65	12,75	12,84	12,95	13,04	13,14	13,17
I_{OUT} [A]	0,855	0,929	1,002	1,080	1,154	1,230	1,310	1,383	1,459	1,496
P_{IN} [W]	12,72	13,75	14,81	15,96	17,07	18,25	19,46	20,61	21,83	22,33
P_{OUT} [W]	10,57	11,58	12,59	13,66	14,71	15,79	16,96	18,03	19,17	19,70
η [%]	83,11	84,18	84,99	85,58	86,18	86,55	87,16	87,49	87,80	88,21
U_{DRL} [V]	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15
I_{IN} [A]	2,105	2,001	1,955	1,866	1,790	1,722	1,659	1,598	1,541	1,488
U_{LED} [V]	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17
I_{OUT} [A]	1,496	1,496	1,507	1,507	1,506	1,506	1,506	1,506	1,505	1,503
P_{IN} [W]	22,10	22,01	22,48	22,39	22,38	22,39	22,40	22,37	22,34	22,32
P_{OUT} [W]	19,70	19,70	19,85	19,85	19,83	19,83	19,83	19,83	19,82	19,79
η [%]	89,14	89,51	88,28	88,64	88,64	88,60	88,56	88,66	88,71	88,69
U_{DRL} [V]	15,5	16	16,5	17	17,5	18	18,5	19	19,5	20
I_{IN} [A]	1,439	1,396	1,357	1,284	1,247	1,214	1,186	1,158	1,130	1,102
U_{LED} [V]	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17	13,17
I_{OUT} [A]	1,501	1,502	1,503	1,501	1,499	1,500	1,502	1,504	1,503	1,502
P_{IN} [W]	22,30	22,34	22,39	21,83	21,82	21,85	21,94	22,00	22,04	22,04
P_{OUT} [W]	19,77	19,78	19,79	19,77	19,74	19,76	19,78	19,81	19,79	19,78
η [%]	88,63	88,56	88,41	90,56	90,47	90,40	90,16	90,03	89,83	89,75

C.2 Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti při optimalizaci driver modulu

U_{DRL} [V]						8	8,5	9	9,5	10
I_{IN} [A]						2,452	2,447	2,448	2,391	2,26
U_{LED} [V]						13,1	13,2	13,23	13,32	13,31
I_{OUT} [A]						1,299	1,373	1,452	1,496	1,496
P_{IN} [W]						19,62	20,80	22,03	22,71	22,60
P_{OUT} [W]						17,02	18,12	19,21	19,93	19,91
η [%]						86,75	87,13	87,19	87,73	88,11
U_{DRL} [V]	10,5	11	11,5	12	12,5	13	13,5	14	14,5	15
I_{IN} [A]	2,142	2,037	1,942	1,901	1,823	1,758	1,693	1,631	1,574	1,524
U_{LED} [V]	13,31	13,3	13,3	13,3	13,3	13,3	13,29	13,28	13,28	13,27
I_{OUT} [A]	1,496	1,496	1,496	1,507	1,507	1,51	1,508	1,505	1,504	1,504
P_{IN} [W]	22,49	22,41	22,33	22,81	22,79	22,85	22,86	22,83	22,82	22,86
P_{OUT} [W]	19,91	19,90	19,90	20,04	20,04	20,08	20,04	19,99	19,97	19,96
η [%]	88,53	88,80	89,09	87,86	87,96	87,88	87,69	87,53	87,51	87,31
U_{DRL} [V]	15,5	16	16,5	17	17,5	18	18,5	19	19,5	20
I_{IN} [A]	1,468	1,424	1,382	1,306	1,27	1,239	1,209	1,179	1,15	1,122
U_{LED} [V]	13,27	13,26	13,27	13,26	13,26	13,27	13,27	13,27	13,27	13,26
I_{OUT} [A]	1,504	1,505	1,506	1,504	1,503	1,504	1,506	1,506	1,505	1,504
P_{IN} [W]	22,75	22,78	22,80	22,20	22,23	22,30	22,37	22,40	22,43	22,44
P_{OUT} [W]	19,96	19,96	19,98	19,94	19,93	19,96	19,98	19,98	19,97	19,94
η [%]	87,71	87,59	87,64	89,83	89,67	89,49	89,35	89,21	89,06	88,87

C.3 Fotografie měření rušení po vedení pomocí LISN

Režim světél DRL



Režim světél POS

