



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

EFEKTIVNÍ ODVOD TEPLA Z BUDIČŮ LED NCV78964 A NCV78925

THERMAL DISSIPATION OPTIMIZATION OF LED DRIVER DEVICES NCV78964 AND NCV78925

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Rejthar

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Roman Prokop, Ph.D.

BRNO 2022

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Martin Rejthar

ID: 195423

Ročník: 2

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Efektivní odvod tepla z budičů LED NCV78964 a NCV78925

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se podrobně s integrovanými obvody NCV78964 a NCV78925 pro řízení předních světlometů v automobilovém průmyslu od firmy onsemi. Zaměřte se zejména na výpočet ztrát a možnosti chlazení těchto obvodů v různých aplikacích tj. od platformových řešení až po samostatně fungující modul.

Navrhněte základní obvodové zapojení řídicího obvodu světlometů NCV78925 a porovnejte s předchozí generací tohoto obvodu pro řízení LED světlometů NCV78825 a pokuste se navrhnout případné vylepšení.

Optimalizované zařízení realizujte včetně chladicí části pro oba způsoby odvodu ztrátového tepla z pouzdra TSSOP38EP – horní i spodní umístění chladicího padu.

Ověřte jeho funkčnost a porovnejte účinnost chlazení vhodným měřením jednotlivých parametrů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ON SEMICONDUCTOR. NCV78925 High Efficiency 1,6 A Buck Dual LED Driver for Automotive Front Lighting [online]

[2] ON SEMICONDUCTOR. NCV78964 Power Ballast and Dual LED Driver for Automotive Front Lighting [online]

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 24.5.2022

Vedoucí práce: Ing. Roman Prokop, Ph.D.

Konzultant: Ing. Jiří Daniel

doc. Ing. Lukáš Fojcik, 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

Práce se zaměřuje na analýzu stejnosměrných měničů navrhovaných pro napájení automobilových světlometů. Zabývá se kategorizací současných měničů z pohledu jejich architektury. Měniče jsou rozděleny na zvyšující a snižující. Dále jsou uvedeny druhy ztrát při jejich činnosti. Poslední teoretickou částí je problematika tepelného návrhu desky plošného spoje a odvodu ztrátového tepla z integrovaných obvodů. Následně je detailněji hodnocen konkrétní obvod, jsou popsány principy jeho činnosti a je s tímto integrovaným obvodem navrhnut modul, který bude sloužit jako prostředek k evaluaci. Práce dále predikuje tepelné parametry modulů pomocí navrženého kalkulátoru ztrát a tyto parametry jsou změřeny na modulech v této práci vytvořených.

Klíčová slova

Teplený návrh, účinnost, DC/DC měniče, proudové zdroje, LED, automotive, onsemi, LED světlometry, návrh modulu

Abstract

This thesis is aimed at automotive DC/DC converter analysis. It introduces categories of DC/DC converters by their architecture. Converters are then divided to step-up and step-down. Later the types of power losses are introduced. Theory is closed with thermal design rules and cooling of integrated circuits. After basic converter analysis, one specific Integrated Circuit is described in more detail. Especially its principles of operations and this IC is used in an evaluation board. Thesis predicts the thermal parameters of modules and these results are compared with measured data, acquired on modules, that were designed too.

Keywords

Thermal design, efficiency, DC/DC converters, Current sources, LED, automotive, onsemi, LED Headlamps, module design,

Bibliografická citace

REJTHAR, Martin. *Efektivní odvod tepla z budičů LED NCV78964 a NCV78925* [online]. Brno, 2022 [cit. 2022-05-23]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/142430>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav mikroelektroniky. Vedoucí práce Roman Prokop.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Martin Rejthar*

VUT ID studenta: *195423*

Typ práce: *Diplomová práce*

Akademický rok: *2021/22*

Téma závěrečné práce: *Efektivní odvod tepla z budičů LED
NCV78964 a NCV78925*

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: 24. května 2022

podpis autora

Poděkování

Srdečně tímto děkuji odbornému konzultantovi Ing. Jiřímu Danielovi ze společnosti ON Design Czech, s.r.o. za účinnou, metodickou a odbornou pomoc a mnoho cenných rad pro vypracování mé diplomové práce.

Dále děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Prokopovi, Ph.D. za pedagogickou a odbornou pomoc při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 25. května 2022

podpis autora

Obsah

ÚVOD	10
1. TEORIE DC/DC MĚNIČŮ	11
1.1 ARCHITEKTURY SPÍNANÝCH MĚNIČŮ	12
1.2 PRINCIP ČINNOSTI VYBRANÝCH DC/DC MĚNIČŮ	12
1.2.1 Snižující měnič	12
1.2.2 Zvyšující měnič	13
1.3 ZTRÁTY SNIŽUJÍCÍHO STUPNĚ	14
1.3.1 Vodivostní ztráty tranzistorů	16
1.3.2 Spínací ztráty	17
1.3.3 Reverse recovery	17
1.3.4 Ztráty způsobené výstupní kapacitou spínačů	17
1.3.5 Ztráty v bezpečnostních intervalech	17
1.3.6 Ztráty při nabíjení hradlových kapacit	17
1.3.7 Spotřeba řídicích obvodů	18
1.3.8 Ztráty v cívce	18
1.3.9 Ztráty ve výstupním kondenzátoru	18
2. TEORIE TEPELNÉHO NÁVRHU	19
2.1 ODVOD TEPLA Z INTEGROVANÝCH SOUČÁSTEK	20
2.2 PŘENOS TEPLA V DESCE PLOŠNÉHO SPOJE	22
2.3 VLIV TLOUŠTKY MĚDĚNÉ VRSTVY	25
2.4 INFORMACE Z KATALOGOVÝCH LISTŮ A PRÁCE S NIMI	26
3. POPIS OBVODŮ NCV789XX	28
3.1 POUZDRO A VÝVODY OBVODŮ	28
3.2 POPIS SNIŽUJÍCÍHO STUPNĚ	30
3.2.1 Napěťová regulace	31
3.3 POPIS ZVÝŠUJÍCÍHO STUPNĚ	31
3.4 INTEGROVANÝ OBVOD NCV78825	32
4. MODULY PRO EVALUAČNÍ PLATFORMU	33
4.1 ELEKTRICKÉ SCHÉMA MODULU	34
4.2 DESKA PLOŠNÉHO SPOJE PRO MODUL NCV78964	39
4.3 DESKY PLOŠNÉHO SPOJE PRO MODUL NCV78925	40
5. VÝPOČET ZTRÁT SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE	43
5.1 VSTUPNÍ PARAMETRY	43
5.2 PŘÍKLAD VÝPOČTU A POROVNÁNÍ S FIREMNÍM KALKULÁTOREM	44
5.3 VÝSLEDKY PRO RŮZNÉ APLIKAČNÍ PODMÍNKY	45
6. MĚŘENÍ ÚČINNOSTI A TERMÁLNÍCH VLASTNOSTÍ	51
6.1 DEFINICE APLIKAČNÍCH PARAMETRŮ	52
6.2 MĚŘENÍ ÚČINNOSTI A TERMÁLNÍCH PARAMETRŮ	53
6.3 VÝSLEDKY MĚŘENÍ ÚČINNOSTI	55
6.4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ TEPELNÉHO ODPORU	60

7. ZÁVĚR.....	62
LITERATURA.....	66
SEZNAM PŘÍLOH.....	68

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

LED	Světlo vyzařující dioda
DC/DC	Měnič stejnosměrného na stejnosměrné napětí
SEPIC	Single-ended primary-inductor converter
SPI	Serial peripheral interface
CCM	Continous Current Mode
BCM	Border Current Mode
DCM	Discontinuous Current Mode
PC	Osobní počítač
DPS	Deska plošného spoje
EEPROM	Přepisovatelná paměť

Symbols:

U_{IN}	Vstupní napětí	[V]
U_{SW}	Výstupní napětí snižujícího měniče před filtrem	[V]
I_L	Střední výstupní proud snižujícího měniče	[A]
ΔI_L	Rozkmit proudu	[A]
t_{ON}	Doba sepnutí horního spínače	[s]
t_{OFF}	Doba sepnutí spodního spínače	[s]
P_{ON}	Vodivostní ztráty	[W]
P_{SW}	Spínací ztráty	[W]
P_{RR}	Ztráty vlivem přepólování body diody	[W]
P_{COUT}	Ztráty při nabíjení výstupních kapacit spínačů	[W]
P_D	Ztráty na parazitní diodě spodního spínače	[W]
P_G	Ztráty při nabíjení hradel spínacích tranzistorů	[W]
P_{IC}	Výkon odebraný digitální částí měniče	[W]
P_L	Tepelný výkon induktoru	[W]
P_F	Ztráty ve výstupním filtru	[W]

ÚVOD

Práce je zaměřena na zkoumání tepelného výkonu, který představuje ztráty při činnosti napájecího modulu pro LED světlomet. Nejprve jsou teoreticky popsány měniče napětí, následně krátce zhodnoceny jejich různé architektury a u vybraného typu je detailně popsán způsob jeho činnosti. Vzhledem k zadání práce jsou dále podrobně popsány ztráty snižující účinnost těchto zařízení. Na základě znalosti jednotlivých zdrojů ztrát je v další části práce navržena deska plošného spoje uzpůsobená pro ověření teorie praktickými měřeními. Dále se práce detailně zaměřuje na seznámení s rodinou integrovaných obvodů NCV879xx, která slouží pro řízení a napájení předních světlometů v automobilech, kde čipy z této rodiny řídí zvyšující a snižující měniče napětí. Design automobilů je do velké míry definován právě světlometry a LED technologie umožňuje vytvářet ostré, podélné prvky, které nebyly dříve technologicky realizovatelné. Nyní je LED technologie používána pro osvětlení detailů jako jsou loga výrobců nebo mřížky chladičů. V této roli byly dříve využívány chromované díly.

Světlometry moderních automobilů jsou složeny z několika čoček, za kterými jsou umístěny jednotlivé svítivé diody. Regulace intenzity svícení jednotlivých segmentů tvořících světlomet umožňuje dynamicky měnit osvětlení vozovky tak, aby neoslňovalo protijedoucí řidiče či snižovalo odrazy od reflexních ploch. Řízení výkonu jednotlivých segmentů je dále využíváno k automatickému přepínání potkávací a dálkové funkce.

Zhodnoceny jsou jednotlivé složky ztrátového výkonu měniče využívaného v automobilové technice. Ve výpočtech hrají roli například provozní podmínky světlometů, jejich konstrukce a hlavně výkon. Správně navržená optika světlometu a optimalizace jeho napájecí části významně přispívají ekonomice provozu.

Práce se tak v druhé polovině zaměřuje na realizaci modulu pro napájení světlometu a vlivem tlaku výrobců automobilů je důraz kladen na vysokou účinnost, se kterou se pojí nízký ztrátový výkon modulu. Výrobci také neustále hledají způsoby, jak předstihnout svou konkurenci a nabídnout trhu nové řešení, přinášející lepší parametry. U měničových modulů se nejedná o výjimku, zvyšuje se účinnost integrovaných obvodů, klesá jejich cena, integrováno je více a více funkčních celků. Jedním z aktuálních témat a s ním spojené získání technologické převahy nad konkurencí je montáž chladičů na desky plošných spojů ze strany součástek.

Přínos této práce není omezen na automobilový průmysl. Rozvahy a měření dále navržené a realizované je možné přenést i do ostatních polí, využívajících DC/DC měniče. Audiotechnika je potenciálním dalším polem rozšíření aplikace měničů, pro jejich vysokou účinnost a schopnost dodávat málo zvlněné výstupní napětí.

1. TEORIE DC/DC MĚNIČŮ

Tato kapitola se věnuje rozboru možných způsobů transformace napětí. Hodnotí a vybírá vhodnou metodu pro napájení automobilových světlometů. Jednotlivé architektury musí splňovat různé požadavky, mezi které se řadí vysoká účinnost měničů, přísné limity na elektromagnetickou kompatibilitu a schopnost provozu ve ztížených podmínkách. V neposlední řadě je důležitým faktorem také cena výsledného zařízení.

V souladu s moderním trendem náhrady halogenových svítidel technologií LED je nutná implementace DC/DC měničů pro jejich buzení. Optimalizace všech součástí těchto řešení je obzvláště nutná s nastupující elektromobilitou, kde náklady na kapacitu baterií tvoří nejvyšší část ceny. Svítivé diody jsou zapojeny do sériových řetězců a napěťový úbytek na jedné je cca 3,5 V. Jmenovité napětí v automobilu je 12 V, není tedy možné využívat řetězce delší než tři diody bez implementace DC/DC měniče. Napětí v automobilu může vlivem velkého odběru elektrické energie klesnout, v případě aplikace start-stop systému tato hodnota klesá i pod 6 V. Také je nutné započítat ztráty na vodičích, jež dále snižují napětí, které jsou spotřebiče schopny využívat. Alternátory automobilů jsou tedy seřizeny tak, aby na jejich výstupu bylo napětí 13,5 až 14,5 V. Vlivem rostoucích požadavků na zvyšování účinnosti motorů je běžným řešením odpojování alternátoru a využívání energie uložené v akumulátoru. Napětí na akumulátoru je monitorováno a v případě poklesu pod určitou mez dochází znovu k připojení alternátoru. Toto má za důsledek další fluktuace napětí v síti. Elektrická síť elektromobilů je rozdělena na vysokonapěťovou část pro napájení trakčních agregátů a niskonapěťovou část, která slouží pro napájení světlometů, palubní elektroniky nebo navigačních a komfortních systémů.

Historicky byl problém transformace stejnosměrného napětí řešen dvojicí elektromotor a generátor, kdy elektromotor byl navržen pro napětí, které bylo v systému k dispozici a generátor byl navinut tak, aby na jeho výstupu bylo napětí jiné. Toto řešení se užívalo například v autorádiích. Kvůli vysoké hmotnosti je vhodný pouze k využití ve stacionárních aplikacích a kvůli nízké účinnosti je od něj již dlouho ustupováno. [1]

Dalším stupněm vývoje technologie přeměny stejnosměrného napětí na napětí o jiné velikost byly obvody s mechanickými oscilátory. Jejich výstup byl přiveden na transformátor a později usměrněn. Tento princip je využíván dodnes, ale k jeho rozšíření přispěl až rozvoj technologie polovodičů a náhrada mechanických oscilátorů polovodičovými prvky. Mechanické oscilátory trpěly rychlým opotřebením a jejich pracovní frekvence byla nízká, což vyžadovalo těžké a drahé transformátory.

Starší automobily vybavené jednoduššími světlomety s halogenovými žárovkami připojenými přes relé přímo k palubní napájecí síti nedokázaly regulovat intenzitu osvětlení a vlivem změn napětí se měnila i intenzita vyzářeného světla. Kvůli špatně pracujícím napěťovému regulátoru mohlo docházet k přetížení žárovek a jejich následnému zničení.

Správně navržený DC/DC měnič všechny tyto nedostatky kompenzuje a přináší další možnosti v oblasti osvětlení automobilu. Umožňuje diagnostikovat správnou činnost světlometu, zvyšuje životnost svítícího členu a poskytuje možnost adaptivních světlometů a maticových řešení.

1.1 Architektury spínaných měničů

V úvodu kapitoly byly nastíněny důvody pro transformaci elektrického napětí jak směrem nahoru, tak dolů. Požadavky na napájecí zdroje se dynamicky mění podle potřeb spotřebičů. Čistě elektronické měniče nahrazují mechanický kontakt nebo rotační pohyb otevíráním a zavíráním kanálu tranzistoru. Shodně jako u měničů s mechanickým oscilátorem je zátěž k měniči připojena přes setrvačnou součástku. Setrvačným prvkem je buď cívka, nebo kondenzátor. Energie uložená v setrvačném prvku je buď řízeně uvolněna do zátěže, nebo je složena s energií dodávanou zdrojem. Tyto měniče je možné dále řadit do skupin podle architektury. První skupinou budiž měniče snižující, tyto jsou literaturou někdy označovány jako „step-down“ nebo „buck“. Další skupinou jsou měniče zvyšující, nazývané „step-up“ nebo „boost“. Boost a buck měniče se vyznačují vysokou účinností a jejich implementace je levná, protože každý energii ukládá v jediném induktoru.

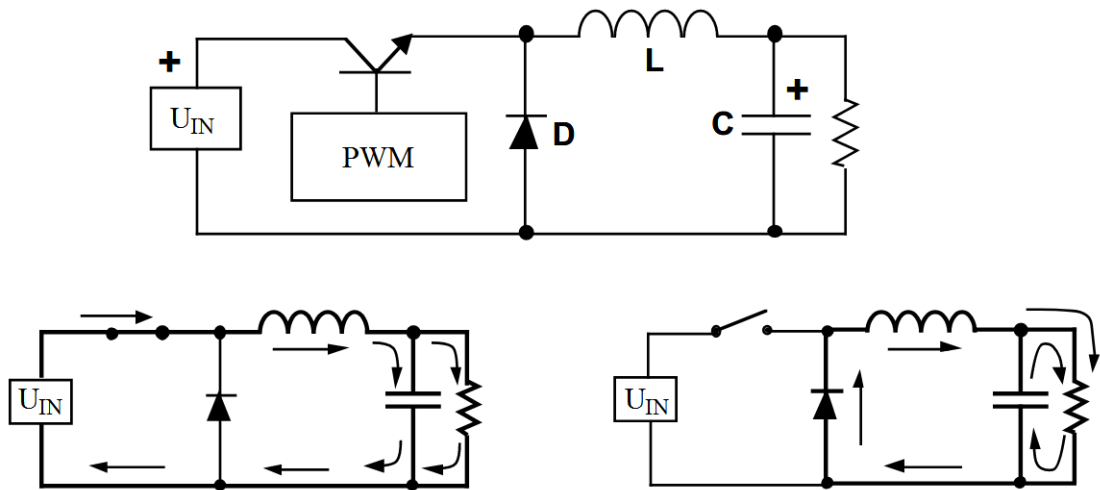
Existují i další typy spínaných měničů například SEPIC, nábojové pumpy, invertující nebo Čukovo zapojení. Výhoda těchto zapojení oproti dedikovaným zvyšujícím a snižujícím měničům je taková, že jedno zapojení dokáže výstupní napětí zvyšovat i snižovat vzhledem k úrovni napájecího napětí. Nevýhodou je jejich požadavek na dva induktoři a další kondenzátory. Vlivem těchto dalších součástek nejen roste cena výsledného zařízení, ale také rostou ztráty kvůli parazitním vlastnostem dalších obvodových prvků. O těchto dalších typech se práce nebude dále zmiňovat, jelikož dané obvody nespádají do jejího zadání. Práce je zaměřena na rozbor obvodu NCV78964, který kombinuje oba dříve zmíněné druhy měničů.

1.2 Princip činnosti vybraných DC/DC měničů

1.2.1 Snižující měnič

Jak z názvu této části vychází, rozdíl potenciálů na výstupních svorkách je nižší než na vstupních. Stejného efektu lze dosáhnout i bez použití měniče, například využitím lineárního regulátoru nebo prostého rezistivního děliče. Tato řešení ale přebytečnou energii přeměňují na teplo a v některých aplikacích mohou být tepelné ztráty vyšší než výkon v napájeném zařízení. Rezistivní děliče navíc mění své výstupní napětí v závislosti na odebíraném proudu, jsou tedy velmi nevhodné pro aplikace, které pracují s měnicí se zátěží.

Měniče pracují s cívkou, do které je uložena energie. Na obrázku 1 jsou zobrazeny dvě fáze činnosti buck měničů.



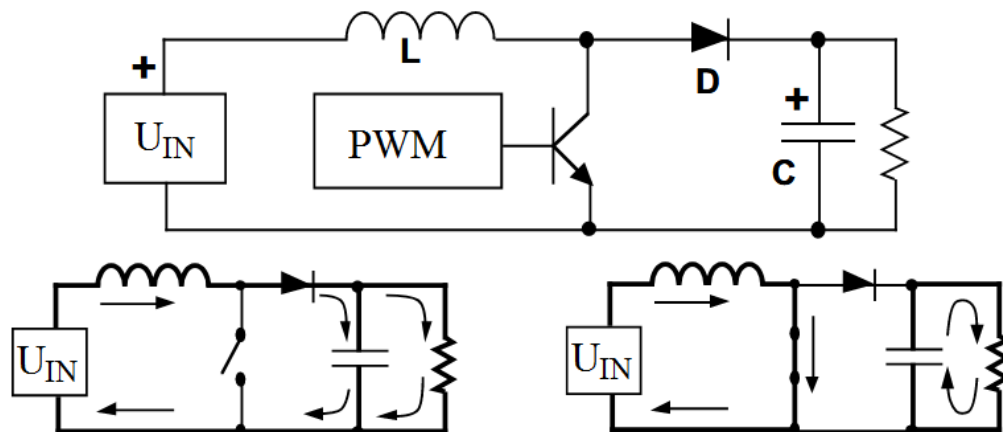
Obrázek 1. Schéma snižujícího měniče [2]

V první fázi je spínač v poloze zapnuto, proud tak teče od zdroje přes cívku do zátěže. Za cívkou je připojen paralelně k zátěži kondenzátor, který vyrovnává změny napětí vyvolané změnou zátěže. Proud cívkou exponenciálně roste a zároveň kolem cívky vzniká magnetické pole. V další fázi je spínač rozpojen, elektrický obvod se uzavře přes diodu, cívku a zátěž. Napětí mezi diodou a cívkou je záporné a jeho velikost je právě taková, jaké je V_f použité diody. Když je spínač rozpojen je zdrojem energie právě magnetické pole v okolí cívky. Je-li spínač vhodně ovládán, potenciál za cívkou zůstává konstantní. [2]

Regulovanou veličinou může být buď výstupní proud, nebo napětí. Protože v aktivní části voltampérové charakteristiky LED proud strmě roste s velmi malou změnou napětí, je vhodné regulovat velikost proudu. Vlivem spínání proudu ze zdroje do cívky je výstupní proud zvlněný. Díky vysoké spínací frekvenci není pro lidské oko možné změny intenzity postřehnout, a výkon světlometu je úměrný střední hodnotě proudu.

1.2.2 Zvyšující měnič

Zvyšující měniče pracují se stejnými součástkami, jako obvody z minulé části, nicméně prvky jsou zapojeny v obvodu rozdílně. Činnost této skupiny obvodů je možné opět rozdělit do dvou fází podle stavu spínače. Pro názornější vysvětlení je vložen obrázek 2.



Obrázek 2. Schéma zvyšujícího měniče

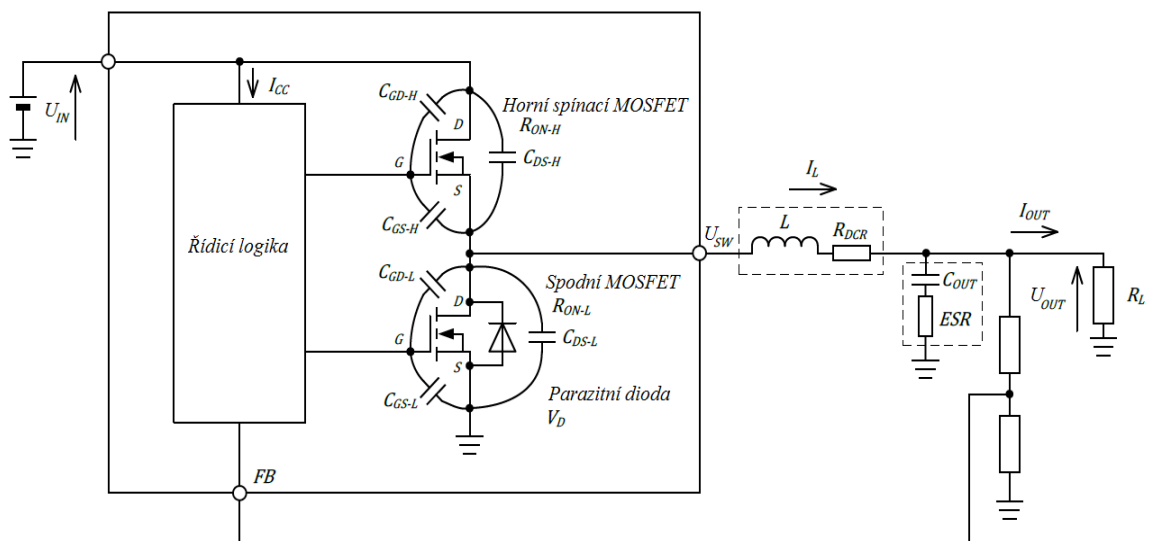
V první fázi je spínač rozepnut, proud dodávaný ze zdroje protéká cívkou přes diodu k zátěži. Paralelně k zátěži je připojen kondenzátor, který filtruje zvlnění způsobené spínáním spínače a také pomáhá při změnách zátěže. Ve druhé fázi dojde k sepnutí spínače, který zkratuje katodu diody k zápornému pólu zdroje. Dioda je tedy záporně polarizována, proto nedochází k vyzkratování paralelní kombinace kondenzátoru a zátěže. Energie z kondenzátoru napájí zátěž. V okamžiku sepnutí spínače je na cívce plné napětí zdroje a proud začíná téct. Pokud dojde k rozpojení spínače, vlivem setrvačnosti cívky dojde k sečtení napětí na zdroji a na cívce. Tento součet je vyšší než napětí, na které je nabitý kondenzátor a o úbytek na použité diodě. Dioda se otevře a kondenzátor je nabíjen na vyšší napětí. [2]

1.3 Ztráty snižujícího stupně

Podle zákonů termodynamiky žádné zařízení nemůže pracovat se stoprocentní účinností. V případě spínaných měničů tomu není jinak a následující kapitola popisuje jednotlivé druhy ztrát. V dalších částech práce bude navržena platforma pro měření těchto ztrát.

Výpočet ztrát není shodný pro synchronní a asynchronní režim. Integrované obvody, na které je práce zaměřena pracují v synchronním režimu, a proto budou rozebrány pouze ztráty v této architektuře. Rozdíl mezi synchronním a asynchronním přístupem je v prvku, který uzavírá obvod, kdy není sepnut horní spínač. Asynchronní měniče využívají diodu a synchronní na tomto místě řídí tranzistor. Výhodou tranzistoru je nižší rezistivita otevřeného kanálu v porovnání s rezistivitou diody v propustném směru. [3]

Před uvedením jednotlivých typů ztrát jsou přiloženy dva obrázky, základní schéma snižujícího měniče a napěťové a proudové poměry v jeho nejdůležitějších uzlech. Obrázek 3 ukazuje typické průběhy napětí a proudu na výstupním kontaktu snižujícího měniče. Jsou v něm dále vyznačeny všechny důležité úrovně a časy. Právě tato data, spolu s vlastnostmi dalších obvodových prvků, jsou potřebná pro výpočty ztrát.



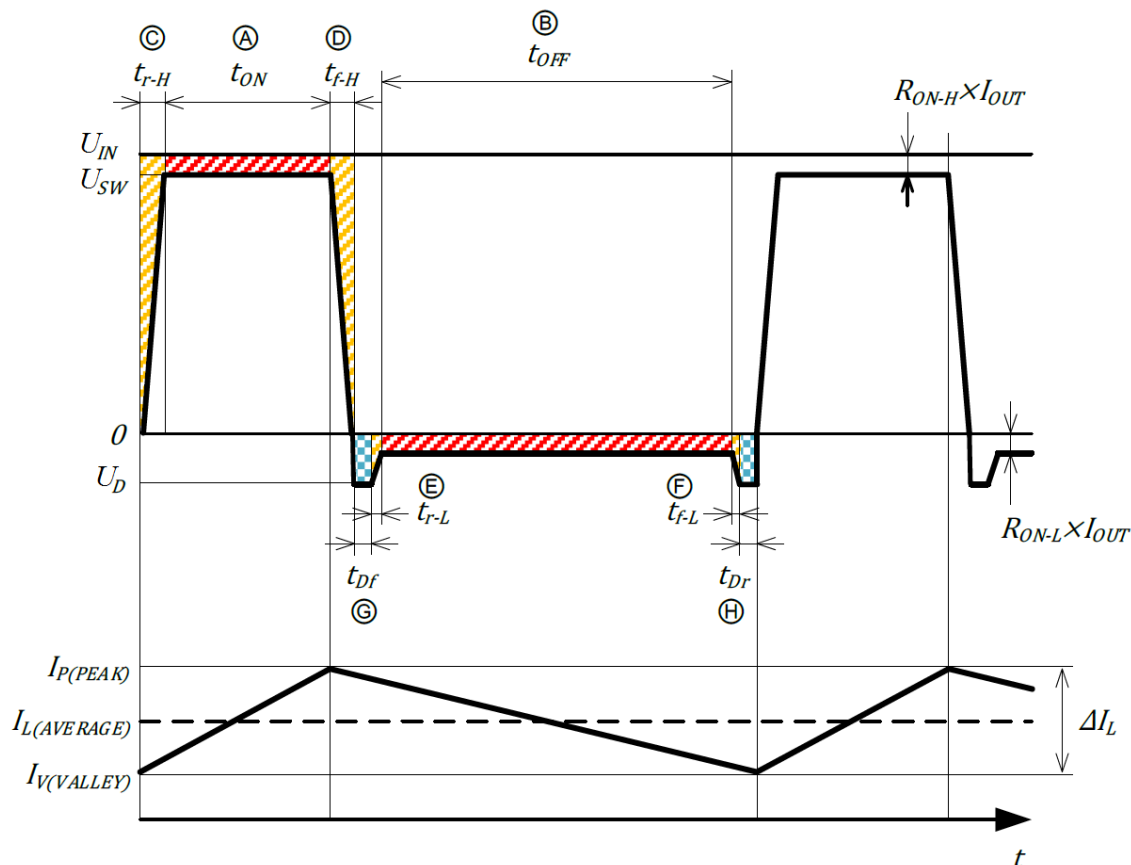
Obrázek 3. Základní schéma snižujícího měniče s vyznačenými veličinami. [3]

Napětí:

- U_{IN} – Napájecí napětí měniče
- U_{SW} – Napětí na výstupní svorce měniče
- U_D – Úbytek na parazitní diodě spodního tranzistoru

Proudy:

- $I_{P(PEAK)}$ – Špičkový výstupní proud
- $I_{L(AVERAGE)}$ – Střední výstupní proud
- $I_{P(VALLEY)}$ – Minimální výstupní proud
- ΔI_L – Rozdíl špičkového a minimálního proudu, někdy též „ripple“



Obrázek 4. Průběhy napětí a proudu na výstupním kontaktu snižujícího měniče. [3]

Časy:

- A – t_{ON} – Doba, po kterou je sepnut horní tranzistor
- B – t_{OFF} – Doba, po kterou je sepnut spodní tranzistor
- C – t_{r-H} – Délka náběžné hrany horního tranzistoru
- D – t_{f-H} – Délka sestupné hrany horního tranzistoru
- E – t_{r-L} – Délka náběžné hrany spodního tranzistoru
- F – t_{f-L} – Délka sestupné hrany spodního tranzistoru
- G – t_{Df} – Bezpečnostní časová rezerva před zapnutím spodního tranzistoru
- H – t_{Dr} – Bezpečnostní časová rezerva před zapnutím horního tranzistoru

1.3.1 Vodivostní ztráty tranzistorů

Tyto ztráty jsou určovány z časových úseků A a B na obrázku výše. Týkají se jak horního, tak spodního tranzistoru a jsou úměrné velikosti proudu jím tekoucím. Dále závisí na velikosti odporu kanálu a na poměru vstupního a výstupního napětí.

$$P_{ON-H} = \left[I_{OUT}^2 + \frac{(I_P - I_V)^2}{12} \right] \cdot R_{ON-H} \cdot \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} [W] \quad (1)$$

$$P_{ON-L} = \left[I_{OUT}^2 + \frac{(I_P - I_V)^2}{12} \right] \cdot R_{ON-L} \cdot \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right) [W] \quad (2)$$

Člen v hranaté závorce je možné za cenu snížení přesnosti výpočtu nahradit střední hodnotou výstupního proudu. Forma uvedená v rovnicích lépe odpovídá realitě hlavně pro vyšší hodnoty ΔI_L . Velikost ripple proudu je závislá na spínací frekvenci, indukčnosti cívky a poměru vstupního a výstupního napětí.

1.3.2 Spínací ztráty

Spínací ztráty vznikají při přepínání tranzistorů v úsecích C a D nebo E a F, kdy tranzistory přechází ze sepnutého do rozepnutého stavu. Ztrátový výkon je úměrný ploše pod náběžnými hranami.

$$P_{SW-H} = \frac{1}{2} \cdot U_{IN} \cdot I_{OUT} \cdot (t_{r-H} + t_{f-H}) \cdot f_{SW} [W] \quad (3)$$

$$P_{SW-L} = \frac{1}{2} \cdot U_D \cdot I_{OUT} \cdot (t_{r-L} + t_{f-L}) \cdot f_{SW} [W] \quad (4)$$

1.3.3 Reverse recovery

Při sepnutí horního tranzistoru dochází k přepólování napětí na parazitické diodě spodního tranzistoru. Dioda se tedy uzavírá a vzniká na ní ztrátový výkon. Jeho velikost, podobně jako v minulém případě, je určena plochou pod grafem.

$$P_{RR} = \frac{1}{2} \cdot U_{IN} \cdot I_{RR} \cdot t_{RR} \cdot f_{SW} [W] \quad (5)$$

1.3.4 Ztráty způsobené výstupní kapacitou spínačů

Přepínání horního a spodního tranzistoru způsobuje střídavé nabíjení jejich výstupních kapacit. Parazitické kapacity tranzistorů jsou znázorněny na obrázku 3. Velikost ztrát nabíjením těchto kapacit je úměrná:

$$P_{COUT} = \frac{1}{2} \cdot (C_L + C_H) \cdot U_{IN}^2 \cdot f_{SW} [W], \quad (6)$$

kde: $C_L = C_{DS-L} + C_{GD-L}$ a $C_H = C_{DS-H} + C_{GD-H}$

1.3.5 Ztráty v bezpečnostních intervalech

Jsou-li oba tranzistory vypnuté, proud teče přes parazitní diodu spodního tranzistoru. Tento časový úsek je označen písmeny G a H. Bezpečnostní intervaly zamezují vzniku zkratu mezi svorkami U_{IN} a GND.

$$P_D = U_D \cdot I_{OUT} \cdot (t_{Dr} + t_{Df}) \cdot f_{SW} [W] \quad (7)$$

1.3.6 Ztráty při nabíjení hradlových kapacit

Nejen výstupní uzly tranzistorů jsou zatíženy parazitní kapacitou. Při každém spínání horního nebo spodního tranzistoru je nutné nabít jeho hradlovou kapacitu. Do celkového ztrátového výkonu se tyto ztráty projevují podle:

$$P_G = (C_{GS-H} \cdot U_{GS-H}^2 + C_{GS-L} \cdot U_{GS-L}^2) \cdot f_{SW} [W], \quad (8)$$

kde: U_{gs} je řídicí napětí na hradlech tranzistorů

1.3.7 Spotřeba řídicích obvodů

Řídicí logika má také svou spotřebu, která se projeví v celkové účinnosti měniče. Její výpočet je velmi jednoduchý.

$$P_{IC} = U_{CC} \cdot I_{CC} [W], \quad (9)$$

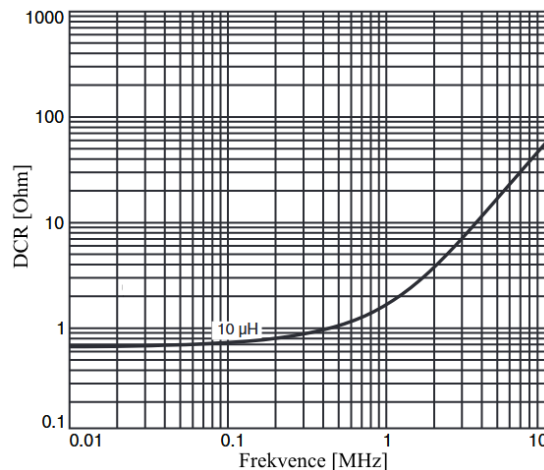
kde: U_{CC} je napětí které je používáno pro napájení řídicích obvodů

1.3.8 Ztráty v cívce

Ztráty v induktoru jsou součinem kvadrátu proudu a veličinou R_{DCR} , která v sobě zahrnuje vlivy materiálu a frekvence. Při návrhu měniče je dobré věnovat výběru vhodného induktoru mnoho pozornosti. Ztráty v cívce se totiž z velké části podílí na celkových ztrátách. Výkon ztracený na cívce lze určit takto:

$$P_L = \left[I_{OUT}^2 + \frac{(I_P - I_V)^2}{12} \right] \cdot R_{DCR} [W] \quad (10)$$

Výsledný ztrátový výkon je tvořen příspěvkem stejnosměrné složky proudu, podle rovnice výše, pro kterou je R_{DCR} malý. Další část ztrát je tvořena kvadrátem proudu ΔI_L , který je násoben jinou hodnotou R_{DCR} podle zvolené pracovní frekvence. Typická závislost R_{DCR} na frekvenci je zobrazena na grafu níže.



Graf 1: Závislost odporu induktoru na frekvenci podle [17]

1.3.9 Ztráty ve výstupním kondenzátoru

Výkon ztracený ve výstupním filtru je závislý na ekvivalentním sériovém odporu kondenzátoru a střední hodnotě proudu přes něj tekoucím.

$$P_F = ESR \cdot I_F^2 [W], \quad (11)$$

kde: I_F je střední hodnota proudu tekoucího filtrem a lze jej určit podle:

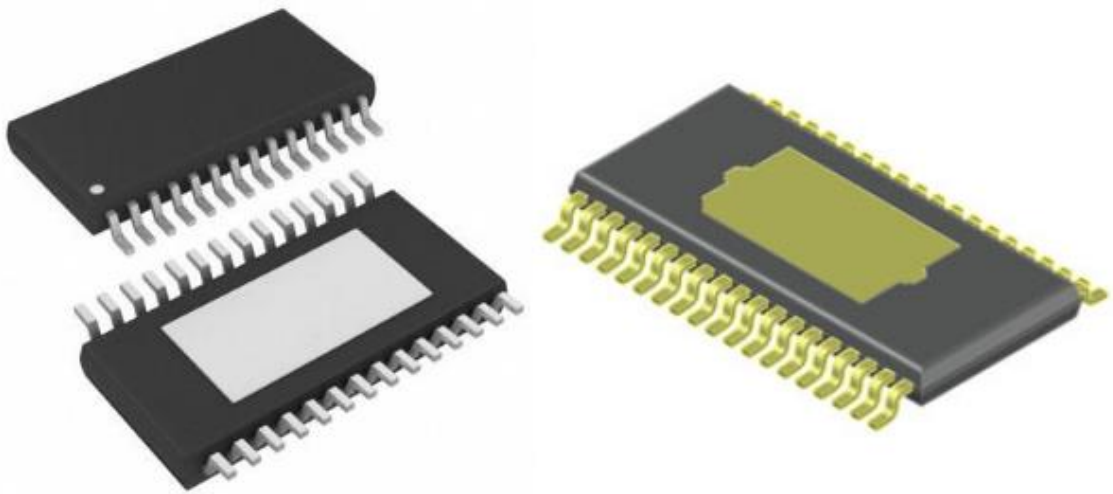
$$I_F = \frac{\frac{U_{IN} - U_{OUT}}{f_{SW} \cdot L} \cdot \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}}{2\sqrt{3}} [A]$$

2. TEORIE TEPELNÉHO NÁVRHU

Tepelný návrh modulů a řízení teploty elektronických součástek významně ovlivňuje jejich provozní spolehlivost. Například umístění elektrolytického kondenzátoru do blízkosti chladiče výkonového tranzistoru způsobí jeho předčasné opotřebení z důvodu vysoké okolní teploty. Jedná-li se o kondenzátor v napájecí části složitějšího zařízení, například napájení procesoru počítače, přestává správně pracovat celý systém, jehož cena mnohonásobně převyšuje cenu kondenzátoru. Pro odhad spolehlivosti systému je možné využít poučku, vycházející z Arrheniovy rovnice, podle které je zvýšení pracovní teploty o 10 °C vykoupeno snížením životnosti na polovinu. Arrheniův model poruch dobře modeluje například odchylky ve výrobním procesu nebo poruchy způsobené elektromigrací, ale nezohledňuje například růst vodivých vrstev nebo únavové opotřebení přechodu mezi součástkou a DPS [11]. Pro ochranu před přehřátím disponují moderní integrované obvody snímáním teploty a v případě překročení bezpečné meze je obvod samočinně vypnut.

Cílem tepelného designu je tedy udržet teplotu součástek v mezích udaných v katalogovém listu za všech aplikačních podmínek. Dále zajistit, aby při používání zařízení teplota nadměrně nekolísala. Velké změny teplot a jejich cyklování totiž snižují spolehlivost více než stabilní vysoké pracovní teploty. Teplotu součástek výrazně ovlivňuje nejen jejich ztrátový výkon, ale také jejich umístění na PCB a způsob odvodu jejich ztrátového tepla. Zároveň je teplotní návrh podřízen konkrétní aplikaci a jejím nárokům. Jedná se primárně o cenu cílového řešení, která je tvořena například počtem technologických operací, počtem vrstev DPS, tloušťkou použité měděné vrstvy nebo využitím technologie mikro prokovů. Mikro prokovy jsou zvláštní miniaturní spoje mezi sousedními vrstvami PCB, odlišující se od klasických prokovů menším průměrem, typicky 100 μm. Výhodou mikro via technologie je možnost vyplnění celého vrtaného objemu mědí, což snižuje tepelný odpor. Díky jejich malému rozměru je možné na omezenou plochu umístit větší počet mikro via než klasických prokovů.

Integrované obvody, na které je tato práce zaměřena, jsou výrobcem dodávány ve dvou variantách. První varianta je vybavena chladičí ploškou na spodní straně pouzdra, tato ploška je připájena k pájecí plošce na DPS a slouží k odvodu ztrátového tepla. Na opačné straně DPS může být přes různé teplo vodivé materiály připevněn chladič z mědi nebo častěji ze slitiny hliníku. Druhá varianta disponuje stejnou chladičí ploškou, ale na horní straně pouzdra. Pro lepší představu byla pouzdra zobrazena na obrázku 5 níže.



Obrázek 5. Pouzdra integrovaných obvodů, vlevo bottom side a vpravo top side varianta

Výhodou varianty top side je možnost přiložení chladiče přímo na pouzdro čipu. Další výhodou je odstranění prokůvů z DPS, které slouží k odvodu tepla z čipu. Takto uvolněná plocha může být využita jinými součástkami nebo jí mohou být vedeny vodiče. Zadáním této práce je porovnat, jaká architektura umožní efektivnější odvod tepla a nižší pracovní teploty.

Další podkapitoly se tedy zaměří na detailnější popis faktorů tepelného designu, bude uveden způsob, kterým je možné vypočítat teploty jednotlivých součástí tepelné cesty. Tyto znalosti budou využity později při návrhu desky plošného spoje.

2.1 Odvod tepla z integrovaných součástek

Místo, které dosahuje nejvyšší teploty, je v anglofonní literatuře označováno jako „junction“, v češtině je možné používat slovo „přechod“. Označení vzniklo pro diskrétní polovodičové součástky, kde nejteplejším bodem v polovodičové diodě je kontakt polovodičů N a P. Teplo vznikající v tomto místě je odváděno do okolí, které je označováno také jako „ambient“. U snižujících DC/DC měničů se synchronním usměrněním je dosahováno nejvyšší teploty v oblasti spínacích tranzistorů. Z předchozí kapitoly vyplývá, že horní tranzistory se podílí na celkovém odpadním teple více než tranzistory spodní. Větší tepelný výkon horních tranzistorů je způsoben jejich menší plochou. Menší plocha horních tranzistorů snižuje jejich parazitní kapacity. Optimalizace jejich plochy je prováděna s ohledem na cílovou pracovní frekvenci. Celkový ztrátový výkon se dále dělí mezi horní a spodní tranzistory podle poměru vstupního a výstupního napětí. Mezi nejteplejším místem a okolím je mnoho dalších prostředí jako pouzdro, bondující vodiče, leadframe, pájecí vývody, měděné cesty na plošném spoji, prokovy, případně teplo vodivá pasta a chladič.

K určení teplot jednotlivých součástí je možné využít Ohmova zákona. Výkon P je analogem proudu I a teplota T zase analogem el. napětí U . Elektrický odpor R je v případě modelování tepelného systému nahrazen odporem tepelným θ :

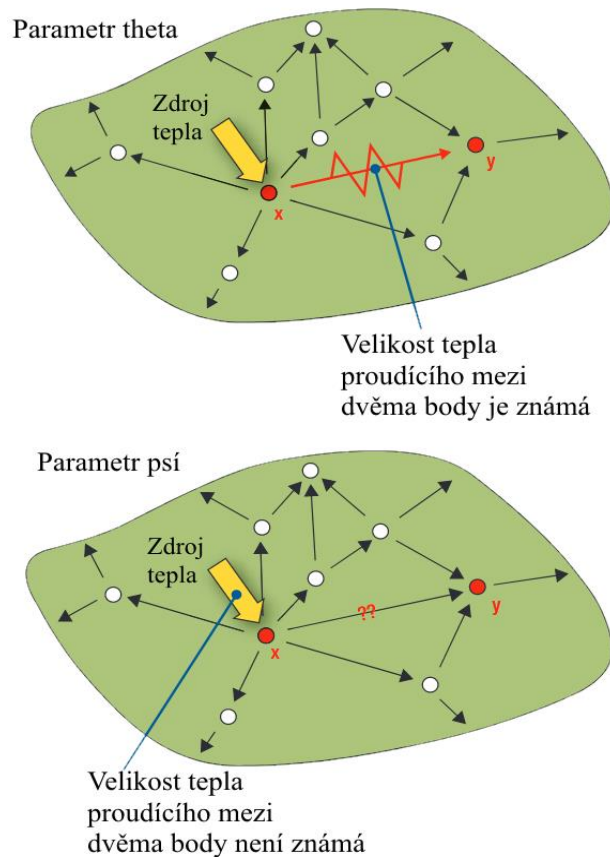
$$U = RI \leftrightarrow T = \theta_{xy} P \quad (12)$$

kde

$$\theta_{xy} = \frac{T_x - T_y}{P_{xy}} \quad (13)$$

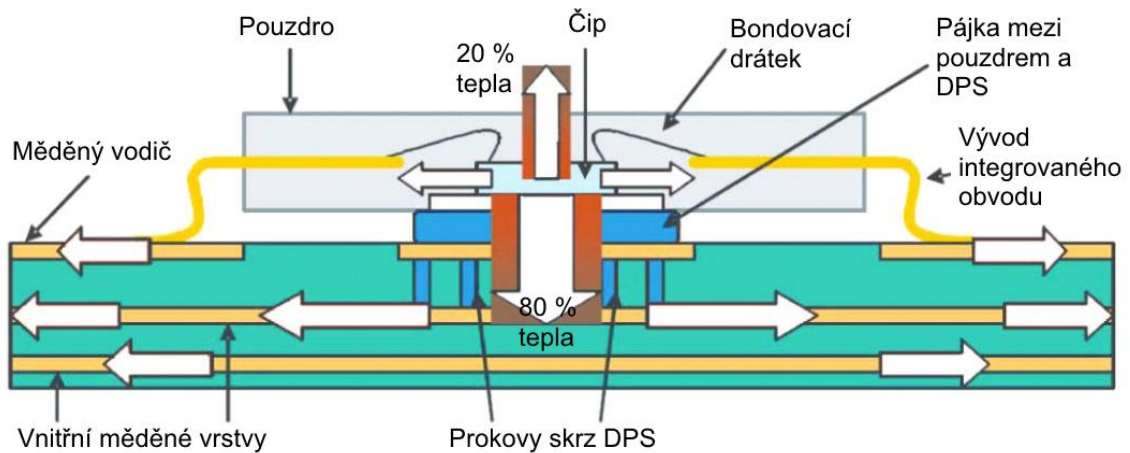
Kde T_x a T_y jsou teploty ve dvou bodech, nebo teploty izoterm. Izoterma je křivka, která spojuje body se stejnou teplotou. Dobrou aproximací izotermy je kovové pouzdro součástek, kvůli jeho velké tepelné vodivosti, nebo teplota okolního prostředí. Parametr θ_{xy} určuje tepelný odpor prostředí ohraničeného body x a y , kterým prošla známá velikost tepelného výkonu. V případě nepřímého měření této veličiny, pomocí měření teploty termočlánky rozmístěnými v různých místech systému, dochází k odchylce způsobené paralelními cestami odvodu tepla. Parametr ψ tak vychází z rozdílu teplot mezi dvěma zkoumanými body systému při známém celkovém ztrátovém výkonu, ale není známo, jaká část tohoto výkonu proudí mezi zkoumanými body:

$$\psi_{xy} = \frac{T_x - T_y}{P_{celk}} \quad (14)$$



Obrázek 6. Ilustrace rozdílu mezi parametry θ a ψ , upraveno z [18]

Výrobce integrovaných obvodů onsemi, na které se tato práce zaměřuje, ve svých interních materiálech uvádí následující schéma odvodu tepla z křemíkového čipu:



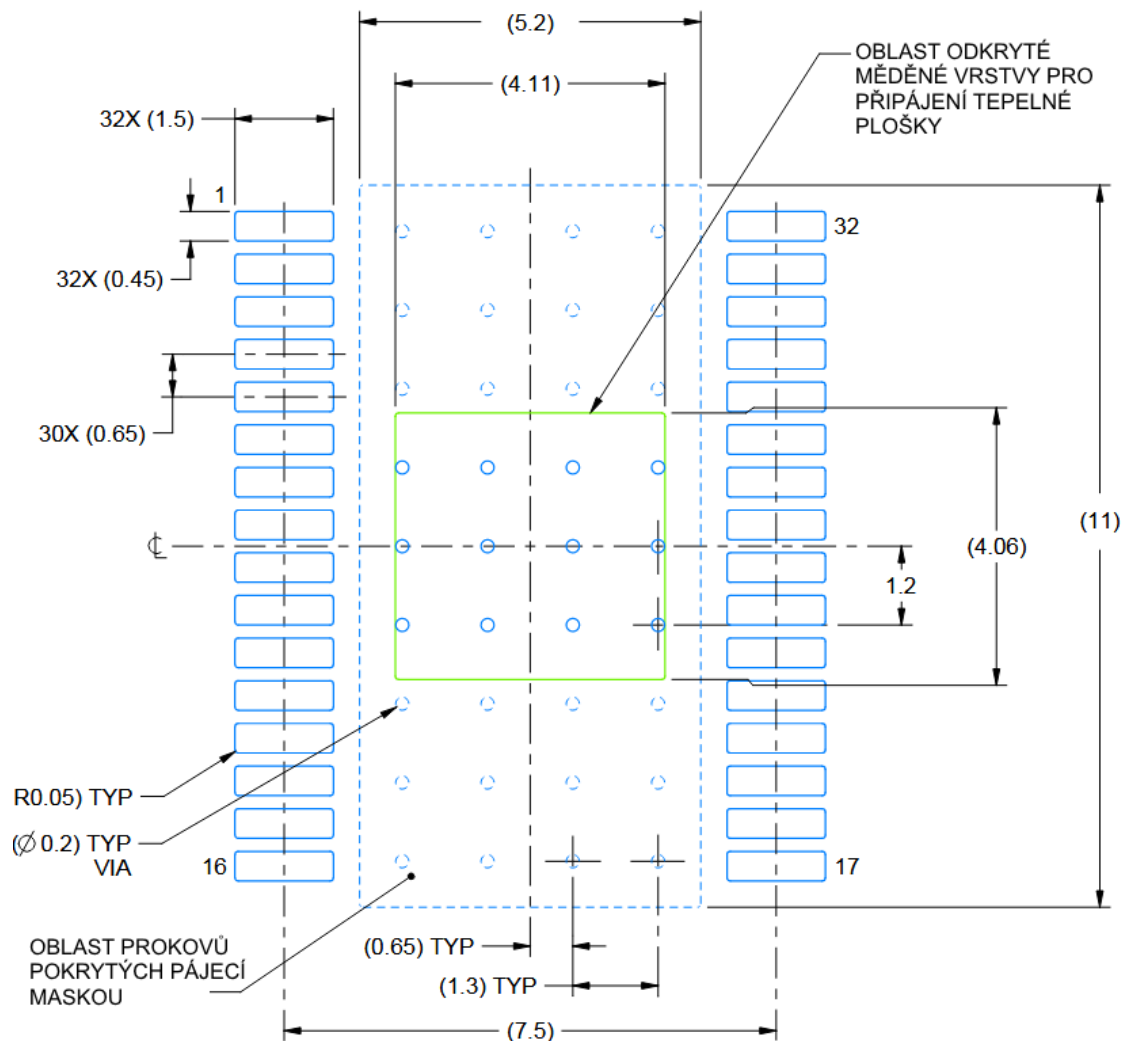
Obrázek 7. Poměr, ve kterém je odváděno teplo z integrovaného obvodu [19]

Výše zvýrazněné poměry jsou silně závislé na způsobu montáže křemíku v jeho pouzdře. Případně je-li vůbec použito plastové pouzdro, nebo se jedná o provedení flip-chip. Stejně tak je odvod tepla ovlivněn možným použitím chladiče a použitou technologií pro jeho upevnění. Firemní materiály dále popisují podobný model jako na obrázku 7, ale s připojeným pasivním chladičem z horní strany pouzdra integrovaného obvodu. Chladičem pak odchází 40 % až 60 % celkového ztrátového tepla, zbytek odchází do DPS a okolí.

2.2 Přenos tepla v desce plošného spoje

Předchozí podkapitola popisovala princip vzniku tepla a uváděla, jakým způsobem je teplo odváděno z pouzdra integrovaného obvodu. Tato podkapitola bude věnována optimalizaci desky plošného spoje z hlediska tepelného návrhu. Ačkoliv jsou mechanismy přenosu tepla stejné, v aplikaci zákazníkem není možné měnit poměry uvnitř integrovaného obvodu. Zákazník má možnost optimalizovat DPS pro dosažení nejlepšího možného odvodu ztrátového výkonu.

DPS je z hlediska tepelného návrhu tvořena dvěma prostředími. Mědí, která se vyznačuje nízkým tepelným odporem, a kompozitním materiálem s vysokým tepelným odporem. Důsledkem je lepší šíření tepla po povrchu plošného spoje než skrz. Tepelný odpor mezi vrstvami plošného spoje je možné snížit pomocí prokovů, které jsou vrtány skrz vrstvy plošného spoje a jejichž stěny jsou pokryty mědí. Výrobci integrovaných obvodů v katalogových listech předepisují rozmístění, počet a velikost prokovů, které je třeba na DPS vyrobít pro zajištění dobrého odvodu tepla z čipu.



Obrázek 8. Doporučené vyhotovení pájecích plošek a tepelných prokovů, převzato z datového listu Texas Instruments, upraveno [16]

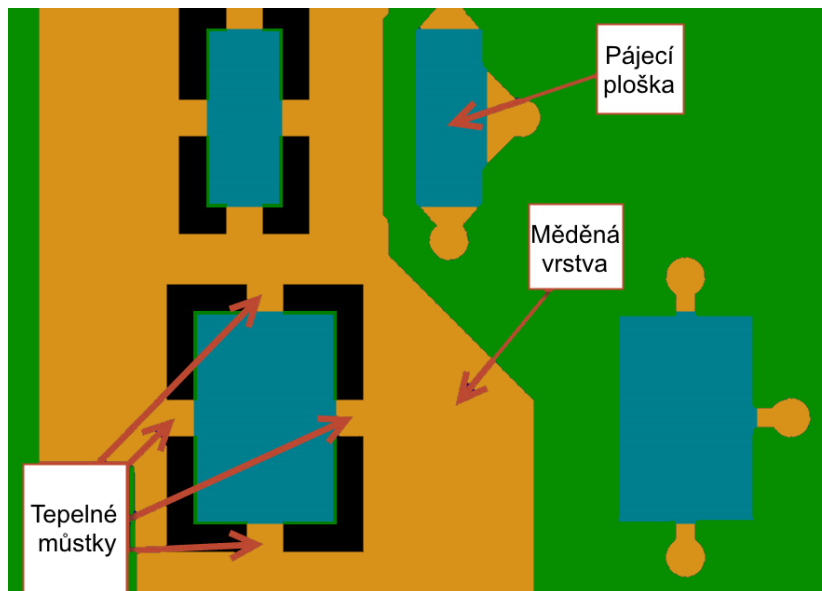
Předepsané parametry prokovů volí výhodný poměr mezi jejich průměrem, počtem, vyrobiteľností, spolehlivostí a výrobními náklady. Mikro prokovy jsou výhodné z pohledu vedení tepla, nicméně jsou nákladné na výrobu. Prokovy o příliš velkém průměru zase obsadí velkou plochu a pod pájecí plošku integrovaného obvodu se jich nevejde dostatečné množství. Prokovy není nutné umisťovat pouze pod tepelné výkonné součástky, ale také do volného prostoru na PCB, jejich přínos ke snížení tepelného odporu ale klesá se vzdáleností od komponent, které je třeba chladit. Navíc použití prokovů o velkém průměru komplikuje pájecí proces, tekutý cín zateče do dutin prokovů a nedojde ke spojení termální plošky integrovaného obvodu a pájecí plošky na DPS. S malým průměrem prokovů jsou spojeny komplikace způsobené uzavřením vzduchu ve vrtaném objemu, což má vliv na koeficient tepelné roztažnosti. Polapený vzduch také snižuje tepelnou vodivost a tím značně komplikovat pájecí proces. Vrtaný objem prokovů je

možné vyplnit mědí, což ale zvyšuje náklady na výrobu, a proto jsou v automobilových aplikacích málo používané.

Je-li teplo odváděno z integrovaného obvodu skrz DPS k chladiči, není vhodné využívat široké vodiče pro připojení jednotlivých vývodů čipu. Teplo by pak odtékalo právě kontaktujícími vodiči, následkem by bylo zvýšení teploty okolí integrovaného obvodu a ohřev ostatních součástek na DPS. Primární funkcí vodičů je ale elektrické propojování součástek, a tak je použita šířka kompromisem mezi elektrickou funkcí a tepelnými omezeními.

Tepelný design desky plošného spoje neovlivňuje pouze pracovní teploty součástek, ale také hraje roli ve výrobě. Vysoká tepelná vodivost způsobuje odvod tepla z prostoru pájeného spoje, což se nejvíce projevuje v případě ručního osazování. Pracovník, ručně osazující desky, se musí přizpůsobit vlastnostem desky, se kterou právě pracuje. Důsledkem je zpravidla nutnost zvýšení teploty pájecího hrotu. Obdobná úskalí se projevují při pájení vlnou. Pájecí plošky na deskách, které budou touto metodou pájeny, by měly být uzpůsobeny volbou vhodné povrchové úpravy. Aby nedocházelo k depozici nadbytečného množství pájky, bývají odtokové straně připraveny další, elektricky nevyužité, plošky, které na svou plochu navážou přebytek pájky. Vývody pouzder integrovaných obvodů jsou pak pokryty pouze nezbytným množstvím pájky.

Při návrhu desek se záměrem osazení pomocí přetavení v peci je výhodné používat tepelné můstky, v literatuře označované také jako termální reliéf, které zajišťují zvýšení tepelného odporu mezi pájecí ploškou a okolní vodivou plochou. Majoritně se tato návrhová praktika uplatňuje u součástek, jejichž vývod je na desce plošného spoje připojen k velké ploše mědi. Pro ilustraci tepelných můstků je níže přiložen obrázek 9.



Obrázek 9. Návrhové prostředí DPS se zvýrazněnými tepelnými můstky

Moderní návrhová prostředí umožňují úpravu parametrů termálních reliéfů, jejich šířku a délku, počet a orientaci. Termální reliéfy se využívají jak pro pájecí plošky součástek SMD, tak pro montáž skrz desku.

2.3 Vliv tloušťky měděné vrstvy

Dalším faktorem ovlivňujícím tepelný odpor DPS je tloušťka použité měděné vrstvy. Měděná vrstva je na DPS tvořena základní válcovanou vrstvou mědi, kterou definuje zákazník v objednávce. K této základní vrstvě je přidávána vrstva další, jejíž tloušťka je volena tak, aby přídatná měděná vrstva dobře pokryla plochu prokovů. V literatuře nebo u zahraničních výrobců bývá tloušťka celkové měděné vrstvy udávána v uncích. Šířka vrstvy „jednouncové mědi“ je přibližně 35 μm a jedná se o vrstvu, kterou vytvoří rovnoměrné rozložení materiálu o hmotnosti jedné unce na plochu jedné stopy čtvereční. Použitím 70 μm vrstvy mědi je možné dosáhnout 25% snížení tepelného odporu oproti 35 μm vrstvě [12]. V rámci zadání této práce byly vyrobeny DPS s různými tloušťkami mědi za účelem porovnání jejich vlivu na odvod tepla z integrovaného obvodu.

V níže přiložených tabulkách jsou popsány vrstvy, ze kterých se skládají desky plošných spojů využité k měření v této práci. Informace v tabulkách byly přejeté z předvýrobního potvrzení objednávky od výrobce DPS, firmy Gatema. Přestup tepla z desky na chladič je tím lepší, čím je větší plocha kontaktu, jelikož ale teplo vzniká jen v určité oblasti na desce, je pro dobrý odvod tepla potřeba zajistit nejen nízký odpor ve směru kolmém k DPS, ale také dobrý rozvod tepla po ploše.

Tabulka 1: Seznam vrstev DPS, varianta 2 oz

PCB stackup 4 vrstvy 2 oz. PCB	Řez
Zelená	Pájecí maska 20 μm
Vodivá vrstva L1	Měděná fólie 70 + 25 μm
IS400ML	Prepreg 97 μm
Vodivá vrstva L2	Měděná fólie 35 μm
IS400ML	Laminát 1207 μm
Vodivá vrstva L3	Měděná fólie 35 μm
IS400ML	Prepreg 96 μm
Vodivá vrstva L4	Měděná fólie 70 + 25 μm
Zelená	Pájecí maska 20 μm
Celková tloušťka	1700 μm
Pokovené prokovy	L1 až L4

Tabulka 2: Seznam vrstev DPS, varianta 2 oz

PCB stackup 4 vrstvy 1 oz. PCB	Řez
Zelená	Pájecí maska 20 μm
Vodivá vrstva L1	Měděná fólie 35 + 25 μm
IS400ML	Prepreg 97 μm
Vodivá vrstva L2	Měděná fólie 35 μm
IS400ML	Laminát 1207 μm
Vodivá vrstva L3	Měděná fólie 35 μm
IS400ML	Prepreg 96 μm
Vodivá vrstva L4	Měděná fólie 35 + 25 μm
Zelená	Pájecí maska 20 μm
Celková tloušťka	1630 μm
Pokovené prokovy	L1 až L4

Tabulka 3: Seznam vrstev DPS, varianta 2 oz

PCB stackup 4 vrstvy 0,5 oz. PCB	Řez
Zelená	Pájecí maska 20 μm
Vodivá vrstva L1	Měděná fólie 18 + 25 μm
IS400ML	Prepreg 136 μm
Vodivá vrstva L2	Měděná fólie 35 μm
IS400ML	Laminát 1207 μm
Vodivá vrstva L3	Měděná fólie 136 μm
IS400ML	Prepreg 96 μm
Vodivá vrstva L4	Měděná fólie 18 + 25 μm
Zelená	Pájecí maska 20 μm
Celková tloušťka	1736 μm
Pokovená vrtání	L1 až L4

2.4 Informace z katalogových listů a práce s nimi

Výrobci integrovaných obvodů v katalogových listech zpravidla uvádí vybrané tepelné parametry. Nejčastěji se jedná o parametr θ_{JC} , tedy tepelný odpor mezi křemíkovým čipem a pouzdem integrovaného obvodu, a θ_{JA} , který uvádí tepelný odpor mezi křemíkovým čipem a okolím. Výrobci tyto parametry uvádí s cílem poskytnout základní parametry pro tepelný návrh.

Tepelný odpor mezi křemíkem a pouzdem obvodu popisuje vlastnost pouzdra a charakterizuje oteplení čipu v závislosti na ztrátovém výkonu. Měření ale probíhá ve speciálním přípravku emulujícím nekonečně účinný chladič, který se v automobilu

jen těžko může vyskytovat. Stejně tak θ_{JA} je těžko využitelný bez dalšího upřesnění. Tato veličina je totiž silně závislá na podmínkách, mezi které se řadí konstrukce měřicího přípravku a případné rozmístění dalších zdrojů na stejném modulu. Výrobci tak uvádí θ_{JA} za účelem srovnání čipů, u kterých byla tato veličina měřena stejnou metodou. Právě definicí měřících metod se zabývají normy JEDEC v dokumentech série EIA/JESD51. [13]

Postup při měření θ_{JA} dle normy je definován v šesti krocích. Prvním krokem je osazení test čipu do testovací desky. Test čip je takový křemíkový obvod, který kombinuje aplikační zapojení integrovaného obvodu a měřidlo teploty. Testovací deska, splňující požadavky normy, odvádí 70 % až 90 % celkového tepelného výkonu součástky. V dalším kroku je zkalibrován integrovaný teploměr. Třetí krok je věnován vsazení desky do testovacího prostředí. V dalším kroku je připojeno napájení a v čipu tak dochází ke vzniku tepla. V pátém kroku, po ustálení teploty měřeného vzorku, je odečtena jeho teplota. V posledním, šestém kroku, je pomocí výpočtu určena hodnota θ_{JA} .

Tabulka 4: Seznam tepelných parametrů uváděných v katalogovém listu [16]

THERMAL METRIC ⁽¹⁾		DEVICE		UNIT
		DAD (HTSSOP)	DAP (HTSSOP)	
		32	32	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-ambient thermal resistance ^{(2) (3)}	56.7	26.2	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	Junction-to-case (top) thermal resistance	1.8	16.3	°C/W
$R_{\theta JB}$	Junction-to-board thermal resistance	28.1	8.3	°C/W
Ψ_{JT}	Junction-to-top characterization parameter	1.1	0.2	°C/W
Ψ_{JB}	Junction-to-board characterization parameter	27.8	8.2	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	Junction-to-case (bottom) thermal resistance	-	1.8	°C/W

- (1) For more information about traditional and new thermal metrics, see the [Semiconductor and IC Package Thermal Metrics](#) application report.
- (2) The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD51-7 standard with a 4-layer board and 2 W power dissipation.
- (3) A heatsink or airflow would yield a much better $R_{\theta JA}$.

Standardizovaný test a jeho výsledky jsou ale těžko využitelné v praxi. Výrobce sám v poznámce pod tabulkou uvádí, že zlepšení parametrů je možné při použití chladiče nebo nucené cirkulace chladicího média. Hodnoty tepelných parametrů jsou definovány na plošných spojích, které svými vlastnostmi nijak neodpovídají deskám pro aplikační použití. Například termální prokovy nebyly v první verzi normy vůbec představeny. Stejně tak je definováno obsazení plochy DPS mědi pouze z 80 %. Aktualizace norem, definujících tato měření, jsou vydávány pomaleji, než přichází nové trendy v návrhu plošných spojů. Měření podle novějších vydání ale nejsou zpětně kompatibilní, protože dochází k úpravám zkušebních DPS. Z těchto důvodů je v dalších kapitolách představen test, který lépe odpovídá požadavkům dnešního automobilového průmyslu a technologiím.

3. POPIS OBVODŮ NCV789XX

Počátek kapitoly se bude věnovat obvodu NCV78964, který je prvním z produktové řady NCV789xx se synchronním usměrňovačem ve snižující části. Výsledky evaluace obvodu jsou přenositelné i na ostatní čipy této generace. Dalším důležitým obvodem pro tuto práci je NCV78925 obsahující pouze snižující stupně. Jeho provedení ve dvou typech pouzdra umožňuje dvojí realizaci odvodu ztrátového tepla. [4][5]

Čip NCV78964 kombinuje obvody pro řízení zvyšujícího i snižujícího měniče. Primárně je navržen pro napájení předních světlometů automobilů. Jeho přímým předchůdcem je obvod NCV78763, který je schopen řídit jednobanýlový zvyšující měnič a dva kanály snižujícího měniče. Výstupní proud buck kanálů je až 1,6 A pro každý z nich. Maximální výstupní napětí je 60 V.

Novější obvod NCV78964 v porovnání s předchozím disponuje jednou fází boosteru navíc. Snižující kanály jsou pro zvýšení účinnosti vybaveny tranzistorem, který nahrazuje diodu. Úspora je úměrná rozdílu úbytků napětí na diodě a na otevřeném kanále tranzistoru. Integrace spodního spínače přináší možnost lepšího řízení náběžných a sestupných hran a redukuje počet podpůrných součástek na modulu s tímto čipem. Díky přesnějšímu řízení proudu induktorem je možné regulovat střední hodnotu i v takových pracovních režimech, kdy je okamžitá hodnota proudu cívkou nulová.

Obvod je vybaven pamětí, ve které jsou uloženy například kalibrační konstanty naměřené ve výrobním procesu. Paměť také obsahuje uživatelsky přístupné registry upravující činnost obvodu. Mezi takto přístupné funkce patří například volba velikosti výstupního proudu nebo nastavení velikosti výstupního napětí boosteru. Pomocí hodnot v SPI registrech lze také upravovat pracovní frekvenci bucku, zjišťovat jeho teplotu nebo úbytek napětí na zátěži. Dále jsou v paměti uloženy parametry pro základní činnost světlometu, které jsou využívány, pokud je řídicí elektronika nenahradí jinými, nebo v případě nějaké poruchy. [4][5]

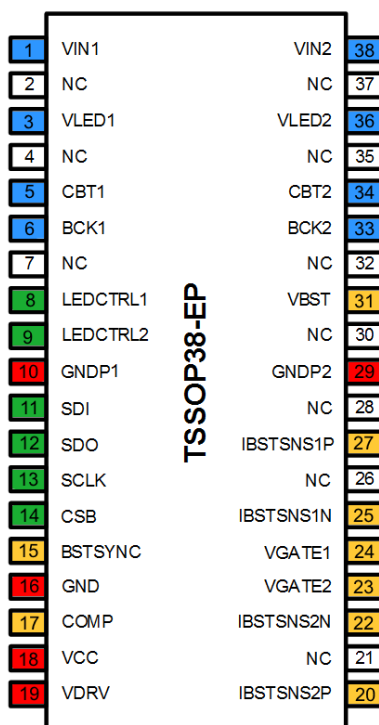
3.1 Pouzdro a vývody obvodů

Pouzdro definuje fyzikální rozměry a výrazně ovlivňuje termální design plošného spoje pro tyto integrované obvody. Seznam vývodů bude dále usnadňovat popis činnosti čipu, jelikož v něm budou zavedeny další důležité uzly sloužící pro komunikaci s nadřazeným mikrokontrolérem, zpětná vazba zvyšujícího i snižujícího stupně a veškerá napájení.

Výrobce dodává integrované obvody v pouzdrech typu TSSOP-38. Tato pouzdra se vyznačují velmi nízkým profilem a disponují termální ploškou určenou k zapájení na desku plošných spojů. Pouzdro dále existuje ve variantě, kdy ploška je z horní strany integrovaného obvodu. Tato „obrácená“ varianta umožňuje odvod ztrátového tepla z čipu přímo do chladiče. V případě varianty s ploškou ze spodní strany

je chladič umístěn na opačné straně desky plošného spoje. Rozdíl mezi chlazením do plošného spoje nebo do externího chladiče bude později porovnán měřením.

Následující obrázek přiřazuje jednotlivým vývodům funkce. Některé vývody označené značkou NC jsou bez elektrické funkce. Většinou se nachází mezi pinem, kde je očekáván výskyt vysokého napětí, a pinem, který pracuje v logických úrovních. Vývody NC tak zlepšují bezpečnost a spolehlivost systému v případě kontaminace nečistotami.



Obrázek 10. Schematický náčrt pouzdra a označení vývodů obvodu NCV78964.

Modře zvýrazněné svorky jsou věnovány vývodům a signálům snižujícího měniče. Levá polovina pro jeden kanál a pravá pro druhý. V levé spodní části jsou soustředěny piny pro komunikaci s nadřazeným mikrokontrolérem, které jsou označeny zeleně, a napájecí vývody pro logiku a spínání tranzistorů označené červeně. Pravá dolní část je vyhrazena vývodům pro oba kanály zvyšujícího měniče, jehož svorky jsou zvýrazněny oranžovou barvou.

Na čipu NCV78964 je integrována pouze řídicí část zvyšujícího měniče, samotné výkonové prvky, jako tranzistor a dioda, jsou umístěny na desce plošného spoje jako diskrétní součástky.

Svorky VINx označují piny, kam je přivedeno napájení snižujících měničů. VLEDx označuje svorky zpětné vazby pro snímání výstupního napětí bucku. Mezi piny BCK a CBTx je připojen kondenzátor o hodnotě 470 nF. Tento je vnitřními obvody nabíjen na 3,3 V. Napětí na CBTx je poté interně využíváno k ovládní hradla horního tranzistoru. BCKx je hlavní výstupní svorkou snižujícího stupně. Připojuje se k němu

induktor, za kterým se nachází zátěž. LEDCTRLx jsou vstupní piny pro aktivaci a deaktivaci bucku. GNDPx je pak připojení výkonové země pro snižující stupeň. Zde je nutné zabezpečit dobré vodivé spojení se zápornou napájecí svorkou.

SDI, SDO, CSB a SCLK jsou piny pro realizaci SPI komunikace. BSTSYNC slouží jako synchronizační signál řízení hradel tranzistorů ve zvyšujícím stupni. GND je svorka uzemňující logickou část čipu.

Pro správnou činnost boosteru je naprosto nezbytný pin COMP, protože se k němu připojuje kompenzační síť. Parametry součástek v kompenzační síti jsou zodpovědné za stabilitu regulátoru. Ke svorce VCC je připojeno napájecí napětí logiky, může nabývat hodnot 3,3 V nebo 5 V. VDRV, ze které jsou ovládány výkonové tranzistory, musí být napájena z 5 V.

Tím je ukončen výčet vývodů levé strany. Svorky 32 až 38 na pravé straně byly popsány v odstavcích výše. Dalším v pořadí tedy je VBST, který slouží boosteru jako napěťová zpětná vazba z výstupu. Zbývající snímací piny IBSTSNSxP/N slouží k nepřímému měření proudu skrz cívkou ve zvyšujícím stupni. [5]

3.2 Popis snižujícího stupně

Obvod NCV78964 je schopen pracovat ve třech proudových režimech, lišících se průběhem proudu cívkou, a jedním napěťovým. Všechny proudové režimy mají stejný cíl – dodat do zátěže konstantní proud, jehož velikost je definována uživatelem prostřednictvím změny hodnoty v registru integrované paměti. V napěťovém režimu je regulováno výstupní napětí. Využívání napěťového režimu je podmíněno osazením dalších pasivních prvků, které nejsou pro proudové režimy nutné.

Protože je induktor mezi integrovaným obvodem a zátěží střídavě připojován k napájecímu nebo zemnímu potenciálu, proud induktorem není konstantní. Velikost zvlnění je ovlivněna velikostí vstupního a výstupního napětí, indukčností cívky a pracovní frekvence. Frekvence je volena pomocí SPI registru, jehož hodnota nastavuje délku vypnutí horního tranzistoru. Pro dodržení zvoleného středního proudu, který je řízen dvěma dalšími SPI registry, obvod samočinně najde délku sepnutí horního spínače. Na této frekvenci dochází k přepínání tranzistorů, a tedy k vzniku silného elektromagnetického rušení. Pracovní frekvenci je potřeba zvolit tak, aby vyzařované elektromagnetické rušení nepřekračovalo limity nastavené homologačními normami. [6]

Nabízí se dva přístupy k regulaci výstupního proudu, řídit buď jeho maximální, nebo střední hodnotu. Obvody řady NCV789xx regulují střední hodnotu. Tento přístup je uživatelsky přívětivější. Hodnota špičkového proudu se totiž mění s připojenou zátěží, takže implementace animovaných směrových světel vyžaduje neustálé přepisování registrů v paměti.

Právě podle tvaru proudu jsou rozlišovány jednotlivé režimy činnosti. Základním režimem je Continuous Current Mode (CCM), neboli režim stálého proudu. To znamená, že proud cívkou nikdy neklesá na nulovou hodnotu. Klesne-li proud na nulovou hodnotu,

je možné buď okamžitě sepnout horní tranzistor, tedy nedodržet zvolenou frekvenci, nebo nechat proud cívku na nulové hodnotě, čímž bude ovlivněna střední hodnota proudu, a tedy výkon dodaný do zátěže. Tyto režimy se nazývají Border Current Mode (BCM) a Discontinuous Current Mode (DCM), česky pak hraniční proudový režim a nespojitý proudový režim. [5]

3.2.1 Napěťová regulace

Obvod je schopen pracovat tak, aby na výstupu snižujícího měniče zůstalo konstantní napětí. Tento režim je nutné povolit pomocí SPI registrů a vyžaduje také povolení činnosti v nespojitém proudovém módu. Pin LEDCTRL v tomto režimu slouží jako zdroj referenčního napětí. Pokud je snímané napětí nižší, operuje obvod v některém z dříve zmiňovaných režimů. V okamžiku, kdy dojde k překročení referenčního napětí, je horní tranzistor vypnut a spodní sepnut. Opětovné sepnutí horního spínače může nastat až po uplynutí doby t_{OFF} , kterou uživatel definuje v registrech.

Režim napěťové regulace může být využit pro napájení jednoduchých zátěží typu ventilátor nebo může napájet sebe sama a další zařízení. Vyčlenění jednoho kanálu tak umožňuje vynechat externí zdroj 5 V a tím snížit velikost modulu a celkový počet součástek.

3.3 Popis zvyšujícího stupně

Zvyšující měnič je vybaven řídicí smyčkou, která reguluje špičkový proud cívku. Velikost proudu je možné snímat na tranzistoru, pak se piny VBSTNS připojují k source a drain elektrodám tranzistoru. Druhou možností je vložení rezistoru do proudové cesty a snímání úbytku napětí na tomto rezistoru.

Dalším vstupním signálem je velikost regulovaného napětí na pinu VBST. Pomocí SPI registrů lze nastavit jak dolní, tak horní hranici napěťové kontroly. Pokud je v tomto bodě napětí příliš nízké, dojde k zastavení činnosti boosteru. Příliš nízké napětí je vyhodnoceno jako ztráta vodivého spojení s výstupem boosteru. Bez této kontroly by obvod začal zvyšovat výstupní napětí a mohl by poškodit další zařízení jím napájené. Obdobně působí kontrola maximálního výstupního napětí.

Booster jednoho obvodu je dále možné provozovat paralelně se zvyšujícími měniči dalšího čipu. Paralelní spojení zvyšujících stupňů zajišťuje rozložení celkového výkonového zatížení, čímž se snižují nároky na součástky v jednotlivých fázích. V takovéto aplikaci je využíváno pinu BSTSYNC a společné kompenzační sítě připojené k pinu COMP. Součástky připojené k tomuto uzlu nastavují charakter zpětné vazby a jsou zodpovědné za stabilitu celého zapojení. Návrh komponent kompenzační sítě probíhá v souladu s bezpečnostními kritérii na fázové zpoždění a zisk. V případě překročení fázové bezpečnosti by mohlo dojít ke změně významu zpětné vazby, ze záporné by se její charakteristika změnila v kladnou, což by vedlo k chybné regulaci výstupního napětí.

3.4 Integrovaný obvod NCV78825

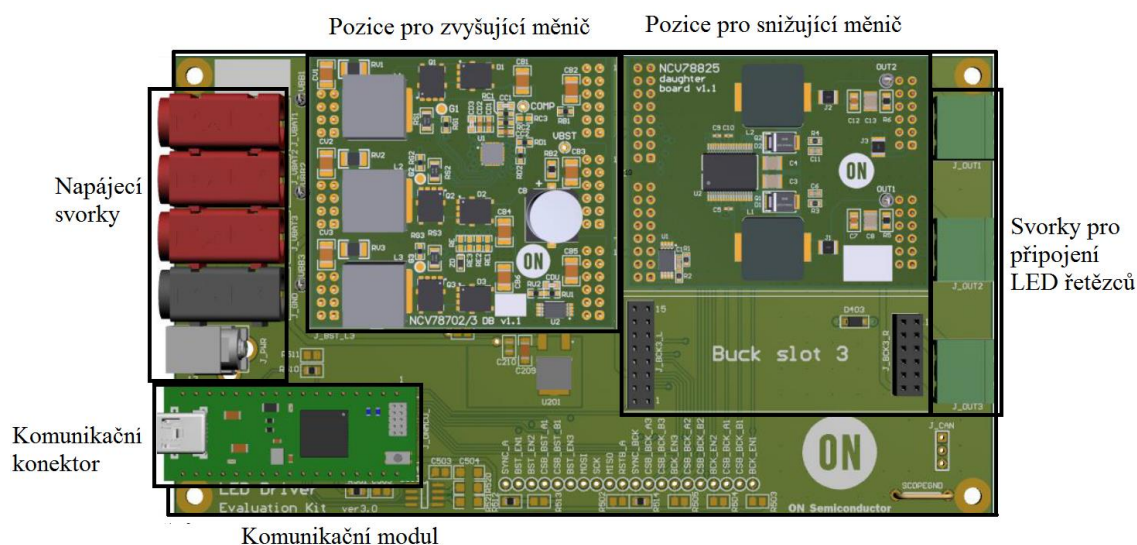
Integrovaný obvod NCV78825 je předchůdcem zkoumaného obvodu NCV78964. Byl navržen pro zvýšení účinnosti měniče díky využití synchronního usměrnění, ale neintegruje na křemíku spodní tranzistor. Pro absenci této součástky je nutné osazovat externí tranzistor na DPS. Ačkoliv jsou tak zvýšeny náklady na výrobu modulů s tímto obvodem kvůli rozšíření seznamu součástek, dochází tím k menšímu vyhřívání křemíkového čipu, a tak k menším změnám jeho parametrů vlivem změny jeho teploty. Jejich odpor v sepnutém stavu se tak méně mění s výstupním výkonem. Čip dále umožňuje pracovat v režimu asynchronního usměrnění, díky speciálnímu bitu v SPI mapě je možné deaktivovat řídicí obvod externího spodního tranzistoru. Deska plošného spoje pro tuto konfiguraci je poté osazována diodou místo spodního tranzistoru.

Dalším rozdílem je jiná polarita horního tranzistoru a s ní spojené jiné ovládací napětí. Rodina integrovaných obvodů řady NCV787xx a NCV788xx je vybavena interním lineárním regulátorem vytvářejícím napětí pro hradlo horního spínacího tranzistoru. Napětí tímto regulátorem je odvozováno od napětí v uzlu VBOOST a regulátor jej udržuje o 3,3 V pod úrovní napětí uzlu VBOOST. Kanály čipu NCV78825 jsou dimenzovány až na 3 A výstupního proudu, tranzistory jsou proto větší než u NCV78964 pro snížení odporu vodivého kanálu. Použité horní spínací tranzistory jsou právě pro snížení odporu v sepnutém stavu náročné na plochu, a tak bylo rozhodnuto neintegrovat spodní tranzistory, které by velikost křemíku, využitého na jeden integrovaný obvod, dále zvětšily.

S rostoucí plochou ale rostou parazitní kapacity tranzistorů a také klesá jejich rychlost přeběhu. V rodině čipů NCV789xx došlo k využití opačné vodivosti spínacích tranzistorů, a tak je nutné napětí o 3 V vyšší, než je napětí v uzlu VBCK. Na čipu je tak integrována nábojová pumpa s vyšší účinností než u lineárního regulátoru předchozích generací.

4. MODULY PRO EVALUAČNÍ PLATFORMU

Každý modul musí být navržen tak, aby byl kompatibilní s evaluační platformou využívanou v onsemi. Platforma byla nadefinována tak, aby k ní bylo možné připojit jakékoliv moduly zvyšujících či snižujících měničů, a je tvořena hardwarovou a softwarovou částí. Hardwarovou část zastupuje DPS se sloty pro zvyšující a snižující měniče. V rámci hardwaru je také integrován komunikační modul, jehož úkolem je předávání pokynů z uživatelského rozhraní. Software pro PC a evaluační platforma jsou interními pracovními nástroji onsemi, a tak se tato diplomová práce nezabývá jejich vývojem. Obrázek z návrhového prostředí ilustruje hardwarovou část. V levé části jsou konektory zajišťující připojení k laboratornímu zdroji či baterii a k PC. V pravé části se nachází konektory pro připojení LED řetězců. Největší část desky je věnována právě pozicím pro zvyšující a snižující měniče. Pokud modul kombinuje oba typy měničů, je nutná úvaha nad jeho dalším využíváním. V minulosti vzniknul modul pro čip NCV78763, který je osazován do pozic pro snižující měnič. Výhodou tohoto řešení je možnost využití výstupních konektorů pro LED řetězce. Nevýhodou je ovšem fakt, že výstup zvyšující části nemůže napájet další čistě snižující měniče bez úprav modulu a evaluační platformy. Z tohoto důvodu bude modul pro NCV78964 navržen do boostové pozice.



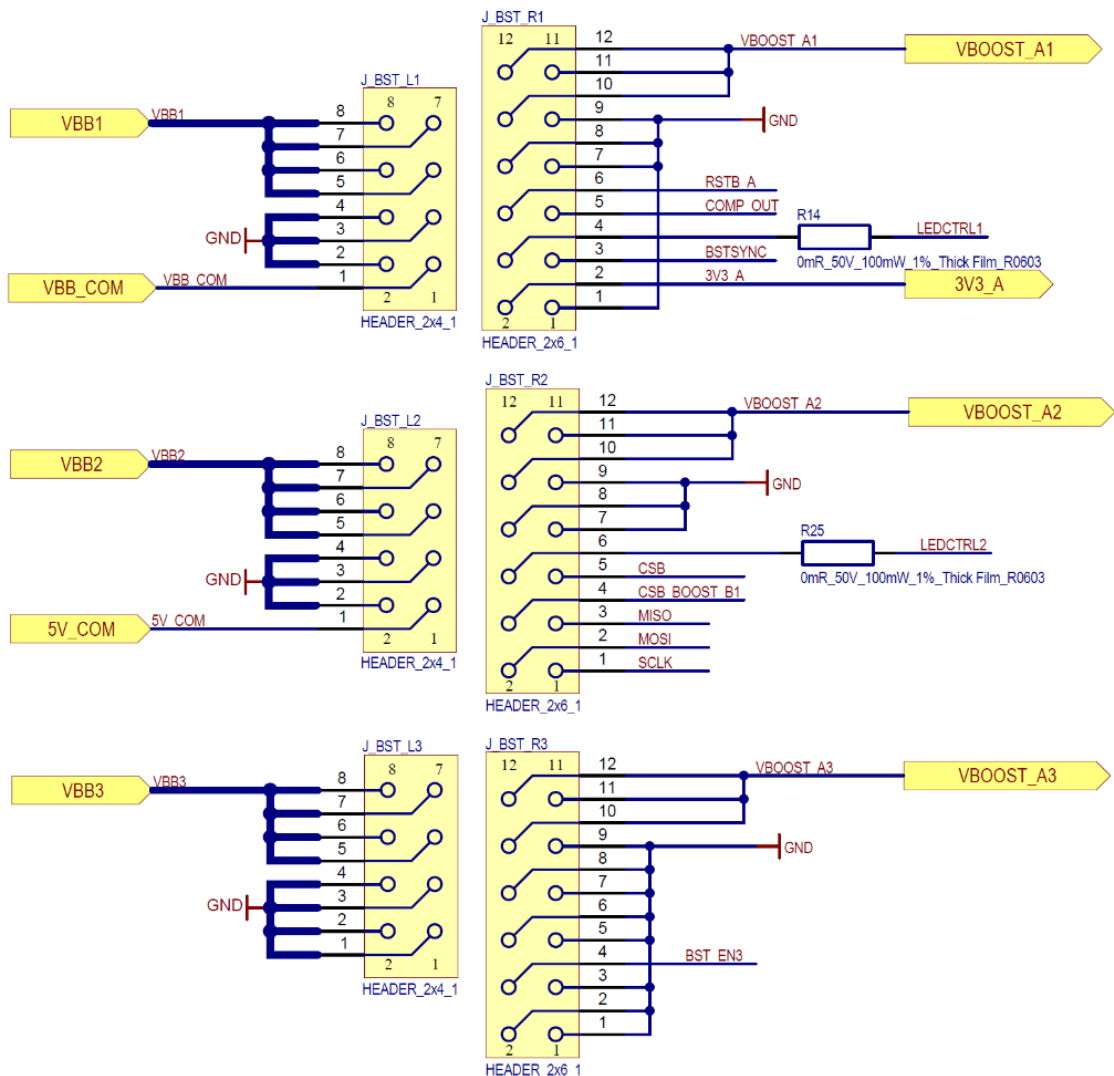
Obrázek 11: Hardware evaluační platformy.

Evaluační platforma slouží jako referenční zapojení testovaných modulů, které se co nejvíce blíží k reálné aplikaci v automobilu. Toho je dosaženo například volbou takových aktivních a pasivních součástek, které bývají nejčastěji osazovány v automobilech koncových zákazníků. Z této informace vychází i design DPS v diplomové práci. Využívají se hodnoty součástek, které se vyskytují na předešlých modulech (např. NCV78825 nebo NCV78763). [7] Toto urychluje design

a poskytuje kompatibilitu měření mezi jednotlivými moduly. Jedná se zejména o parametry induktorů v obou měničích a paměť sloužící pro identifikaci modulu v rámci obslužného softwaru.

4.1 Elektrické schéma modulu

Před návrhem desky plošného spoje bylo nutné nakreslit elektrické schéma. Jak popisuje úvod kapitoly, parametry součástek byly zvoleny podle modulů vyvíjených v minulosti. Obvod, který bude modulem podporován, je NCV78964. Z návrhu modulu pro tento čip bude odvozen modul pro NCV78925, jelikož pasivní prvky v části snižujícího měniče budou totožné. Návrh schématu je rozdělen do několika funkčních celků, kdy každý z nich podporuje jednu funkci. Postupně zde budou uvedeny všechny části s jejich popisem. Prvním zde uvedeným celkem je schéma s vyznačenými konektory spojujícími modul a evaluační kit.

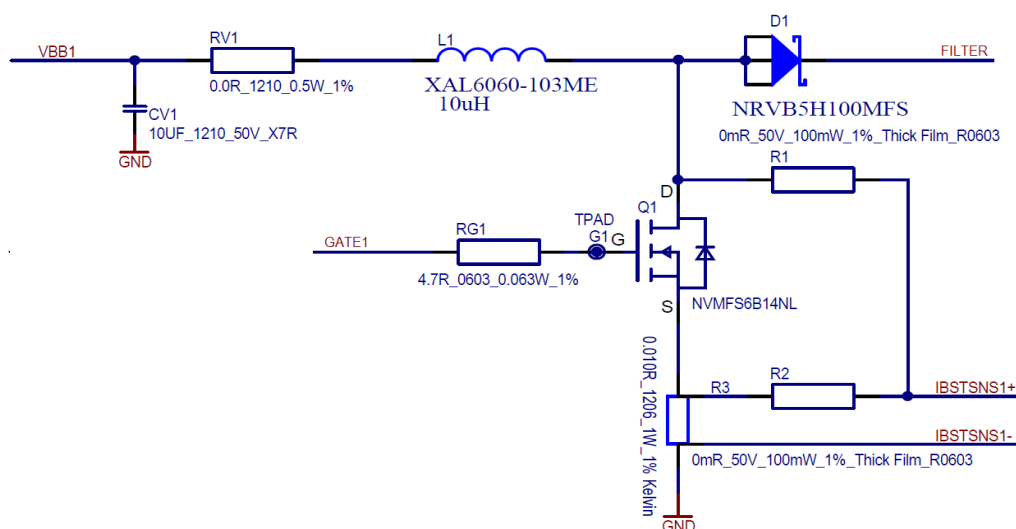


Obrázek 12: Konektory modulu a propojovací uzly

Žlutě jsou zvýrazněny napájecí nebo výstupní silové spoje. Signály VBBx a GND jsou na evaluačním kitu propojeny k obvodu chránicímu proti přepólování. Na modulu jsou přivedeny na vstup zvyšujícího stupně. VBB_COM a 5V_COM jsou napájeny z 5V regulátoru na evaluačním kitu. Toto napětí je využíváno pro napájení digitální části integrovaného obvodu a také paměti EEPROM. Signály VBOOST_Ax jsou výstupem zvyšující části. Díky propojení výstupu zvyšujícího měniče a evaluační desky lze napájet dalších snižující moduly. RSTB_A slouží u předchozích modulů k resetování čipu, zde reset přítomen není. Evaluační deska existuje ve dvou provedeních, buď s jednou, nebo se dvěma pozicemi pro zvyšující měniče. Každé zvyšující pozici přísluší tři sloty pro snižující měniče. V případě měření na větší verzi je možné paralelně spojit výstupy zvyšujících stupňů. V takovém případě je možné propojit i jejich kompenzační sítě, k čemuž slouží pin COMP_OUT.

Signály LEDCTRLx byly zmíněny už v jedné z předešlých kapitol, jedná se o signály aktivující snižující měniče. Dále je do modulu přiveden signál BSTSYNC, který slouží k synchronizaci spínání a rozpinání tranzistorů v boosteru. 3V3_A je podobně jako napájecí napětí 5V_COM generováno lineárním regulátorem na desce evaluačního kitu. Skupina signálů MISO, MOSI a SCLK slouží pro komunikaci evaluační desky s modulem. Příjemce této komunikace je volen dvojicí signálů CSB a CSB_BOOST_B1. Přepínáno je mezi čipem a EEPROM pamětí.

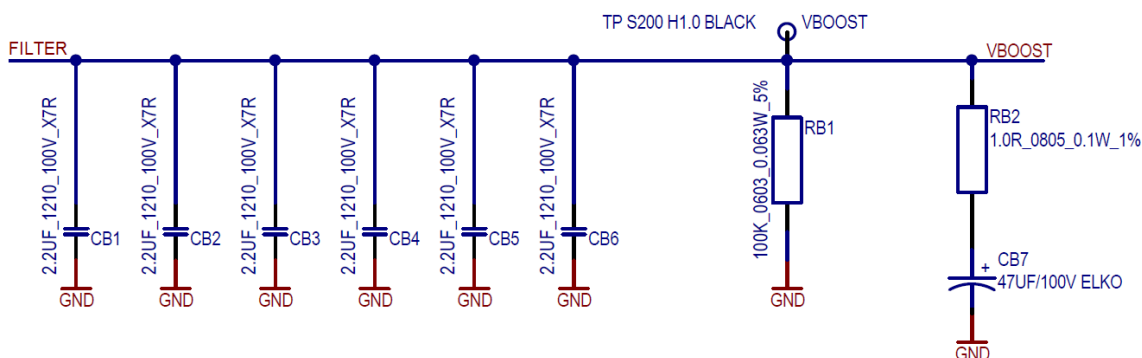
Dalším funkčním celkem je schéma jedné fáze zvyšujícího měniče. Tento obvod se bude ve výsledném modulu vyskytovat dvakrát.



Obrázek 13: Jedna z fází zvyšujícího měniče

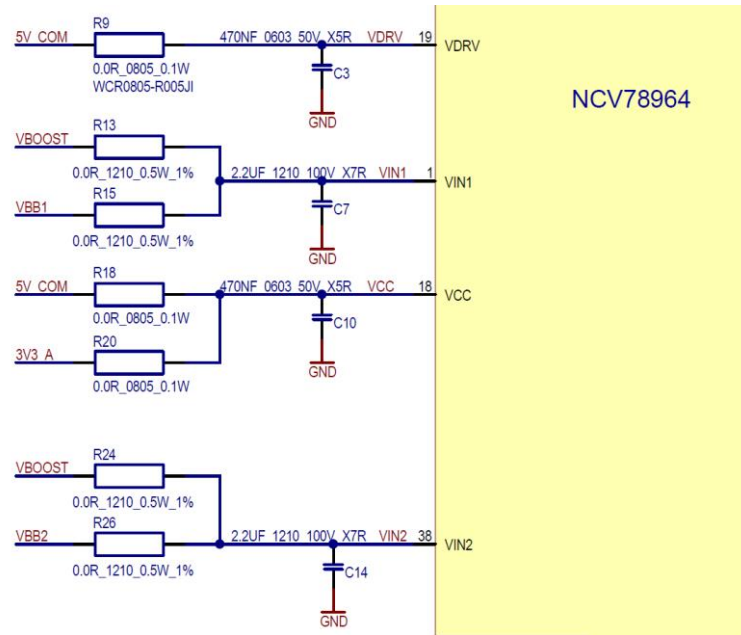
Vstupem do této části je uzel VBB1 popsáný výše. K němu je připojen keramický filtrační kondenzátor. Jeho úkolem je zatlumit napěťové špičky, které vznikají při neopatrném připojování dlouhých vodičů k laboratornímu zdroji. Propojka RV1 je vložena z důvodu budoucích měření. Je možné ji nahradit drátovou smyčkou, ke které

bude připnuta proudová sonda. Dále je umístěna cívka a dioda, mezi které je připojen drain spínacího MOSFET tranzistoru. Tranzistor je ovládán signálem GATEx z čipu. TPAD označuje místo na plošném spoji určené k připojení sondy osciloskopu. Z dvojice propojek R1 a R2 je osazena vždy pouze jedna. V kombinaci se snímacím rezistorem R3 se jedná o převod proudu protékajícího tranzistorem na napětí, které je snímáno čipem a využíváno k řízení činnosti boosteru. Za diodou je připojena banka kapacitorů tvořená šesti keramickými a jedním elektrolytickým. Rezistor RB2 slouží pro omezení proudu a teplotní kompenzaci ESR elektrolytického kondenzátoru. Schematicky je tato část zobrazena níže.



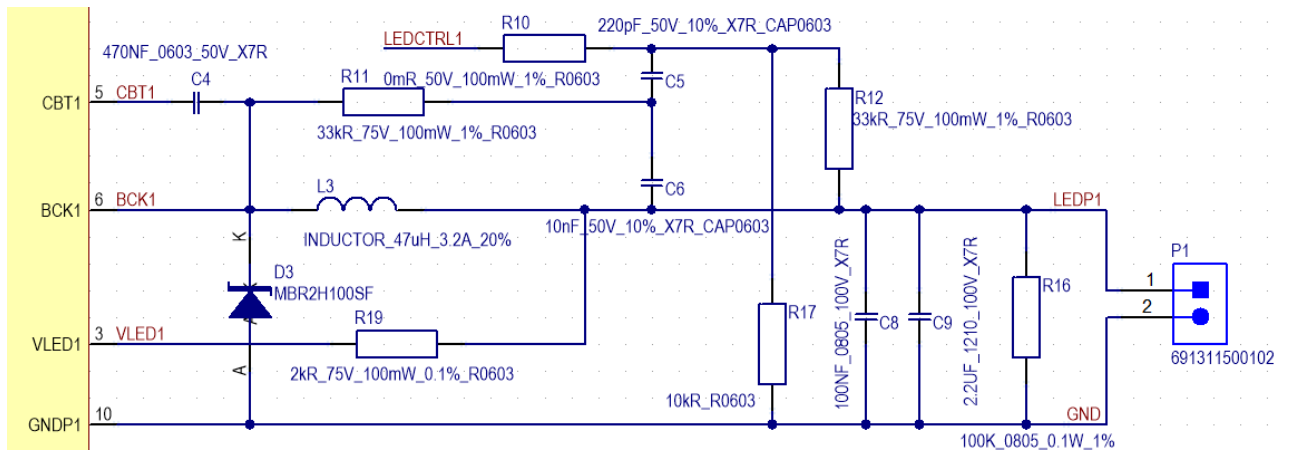
Obrázek 14: Kapacitní filtr na výstupu zvyšujícího stupně

K uzlu VBOOST jsou připojeny výstupní konektory do evaluační desky. Také je z tohoto uzlu odebírán proud pro snižující měnič, pokud jsou osazeny propojky R13 a R24. Tato část schématu je na obrázku dále. Pin VDRV je přes propojku R9 napájen z evaluačního kitu. Toto napětí je využíváno čipem hlavně pro ovládání výkonových tranzistorů. VINx jsou vstupní svorky pro snižující měnič, dvojice R13 a R15, či R24 a R26 umožňují připojení buď výstupu boosteru, nebo přímo napětí laboratorního zdroje/baterie. Pin VCC slouží pro napájení digitální části čipu, je možné jej připojit buď k 5V, nebo 3,3V napájení. Volba má vliv na logické úrovně komunikačních a řídicích signálů.



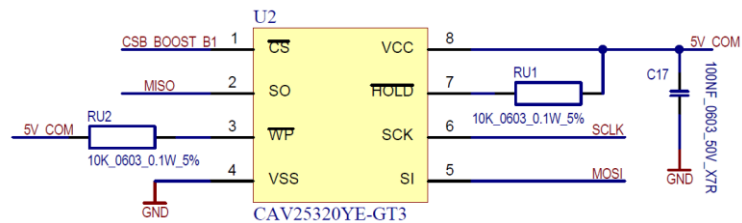
Obrázek 15: Schéma napájecí části čipu

Dále bude popsáno zapojení snižujícího měniče. Schéma je na obrázku 11 a obsahuje součástky i pro napěťový režim. V případě provozování výchozího, tedy proudového, režimu se neosazují součástky R10, R11, R12, R17 a C5, C6. Propojka R10 připojuje referenci v napěťovém režimu. R12 a R17 představují napěťový dělič, jehož výstupní napětí je přiváděno k referenci. Pokud je napětí v tomto uzlu vyšší než 1,21 V, dojde k rozepnutí horního tranzistoru, který nebude sepnut dřív, než uplyne doba t_{OFF} a napětí v tomto bodě zase neklesne pod referenci. Síť R11, C5 a C6 zrychluje odezvu celé zpětnovazební sítě. Kapacitor C4 je vnitřními obvody čipu nabíjen na 3,3 V nad napětí na uzlu BCK a náboj v něm uskladněný je využíván k ovládní horního tranzistoru. Cívka L3 je principiální součástí a její funkce byla popsána v první kapitole. Paralelní dvojice C8 a C9 snižuje zvlnění proudu za cívku. Diode D3 je připojena paralelně k vnitřnímu spodnímu tranzistoru. Není nutné ji osazovat, slouží pro snížení zátěže na spodní tranzistor. Rezistor R19 přivádí napěťovou zpětnou vazbu a signál z něj je interně využíván pro výpočet doby t_{OFF} . R16 vybíjí výstupní kapacity a zároveň pomáhá při rozběhu bucku. Úbytek na něm je nutný pro správnou činnost nabíjecího obvodu pro kondenzátor C4. P1 je konektor sloužící pro připojení řetězce LED. Celý tento obvod je na modulu dvakrát.



Obrázek 16: Výstupní část snižujícího měniče

Poslední důležitou částí schématu modulu je paměť pro identifikaci modulu pomocí softwaru evaluační platformy. Schéma je níže.

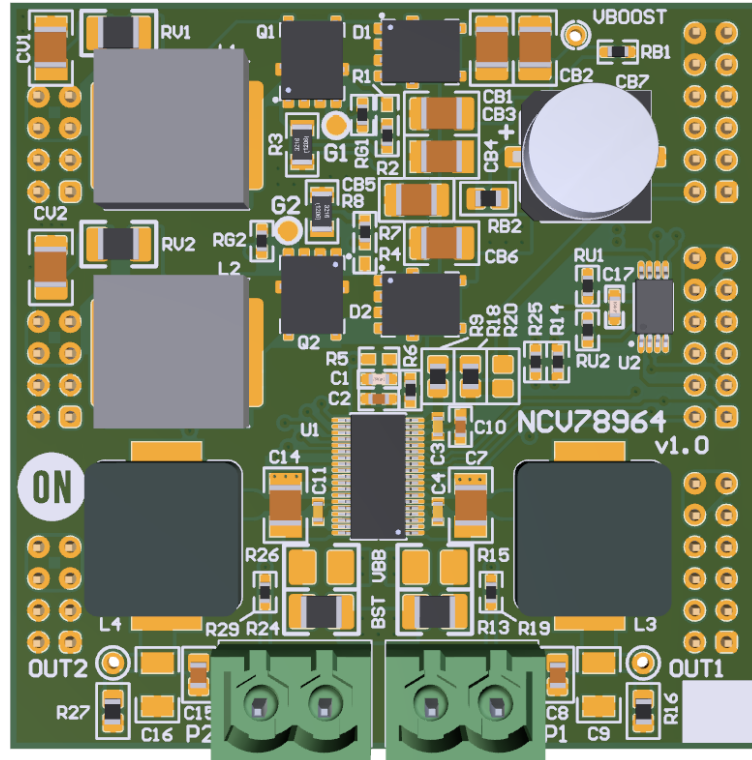


Obrázek 17: Obvod EEPROM

Tato část obsahuje pouze připojení k evaluační platformě, dva pull-up rezistory RU1 a RU2, které vypínají ochranu přepisu dat v paměti a kapacitor pro stabilizaci napájení.

4.2 Deska plošného spoje pro modul NCV78964

Při návrhu desky bylo nutné zohlednit omezené rozměry a rozložení konektorů. Tyto mantinely jsou definovány evaluační deskou. Obrázek dále byl exportován z návrhového prostředí.



Obrázek 18: Deska plošného spoje pro modul NCV78964

Za účelem efektivního využití plochy desky součástkami byla zvolena čtyřvrstvá technologie výroby plošného spoje. V nejvyšší vrstvě se nachází většina součástek a spojů na krátké vzdálenosti. Další vrstva, první vnitřní, je vyplněna souvislou měděnou plochou, která je připojena ke svorce GND, dále se zde nachází spoje, které nebylo možné vhodně umístit do vrstev jiných. Jedná se o napájecí spoje digitální části modulu a zpětnou vazbu snižujícího stupně. Další vrstva byla vyhrazena primárně pro vodiče ovládající obě fáze zvyšujícího měniče a komunikační signály. Díky proložení rychle spínaných uzlů a citlivých komunikačních spojů jednou vrstvou mědi byla zajištěna bezproblémová komunikace s modulem. Spodní vrstva byla vyhrazena vodičům, které by mohlo být potřeba v rámci některých testů připojit k sondám, nebo je přerušit. Dále jsou ve spodní vrstvě pasivní prvky podporující napěťový režim bucku a externí posilovací dioda. Výhodou tohoto rozvržení je, že modul lze provozovat bez osazení ze spodní strany, čímž je ušetřen jeden nákladný technologický krok.

Při popisu schémat bylo uvedeno, že některé součástky není možné osadit současně, v případě jejich současného osazení hrozí poškození integrovaného obvodu. Jedná se o zpětnou vazbu boosteru a pasivní součástky pro napěťový režim bucku. Toto riziko

bylo adresováno již při návrhu desky. Návrhové prostředí tak generuje dokumentaci dedikovanou pro každou osazovací variantu. Dále chybám předchází samotný návrh plošného spoje. Ve zvyšujícím stupni bylo zvoleno řešení, kdy se pájecí plošky obou součástek překrývají. Toto nestandardní řešení je při manuálním osazování velice výrazné. Druhý hazard byl ošetřen umístěním součástek ze spodní strany plošného spoje. Pokud tedy bude měřicí úloha vyžadovat zprovoznění napětového režimu, je nutné desku z evaluačního kitu odpojit a upravit.

Dalším úskalím bylo efektivní využití plochy a snaha o odstranění mezikanálových vazeb. Řídící signály jsou vedeny v jiné vrstvě než vodiče silové. Pokud toto nebylo možné, byl mezi řídicí signály vložen vodič, který je připojen ke svorce GND. Optimalizace také proběhly ve spojení se silovými vodiči, jejichž délka byla minimalizována pomocí vhodného rozmístění komponent.

4.3 Desky plošného spoje pro modul NCV78925

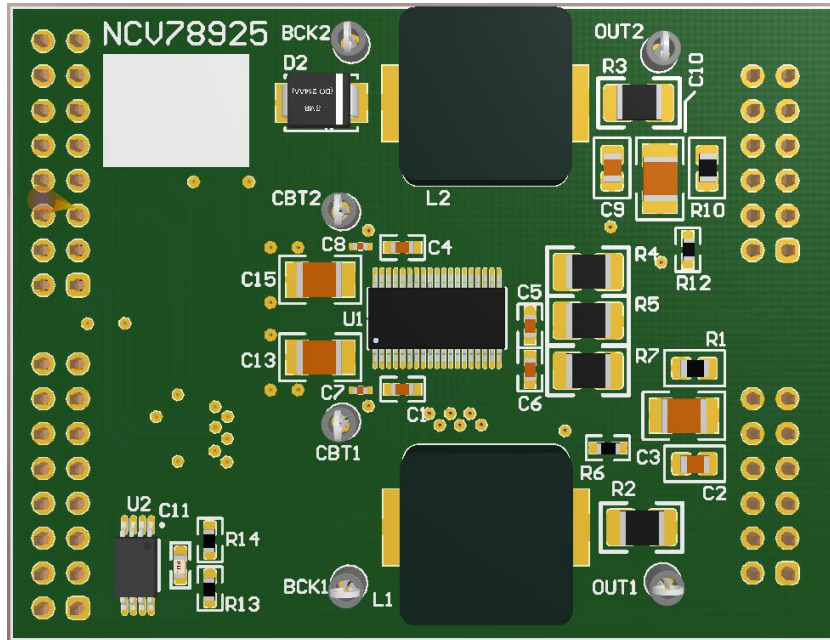
Další dvojice modulů vypracovaných v rámci této práce byla odvozena od modulu z minulé kapitoly. Jedná se o moduly pro čip NCV78925, který neobsahuje zvyšující stupeň. Deska plošného spoje tak obsahuje méně součástek a je vhodnější pro další měření. Parametry všech součástek jsou uvedeny v přechozí kapitole. Protože čip NCV78925 je určen pro realizaci čistě snižujícího měniče, byl modul navržen pro osazení do pozic pro snižující měnič. Na samotném modulu tak není nutné umístit konektory pro připojení LED řetězců.

První z dvojice modulů je navržen pro čip s chladičí ploškou ze spodní strany, k chlazení je tak využito samotného plošného spoje a chladič je možné připojit z opačné strany desky plošného spoje. K připevnění chladiče slouží trojice otvorů, jejichž rozmístění je u obou variant shodné. Druhý modul byl navržen pro využití čipu s chladičí ploškou z horní strany. Tuto variantu není možné provozovat bez chladiče, protože přenos tepla je omezen pouze na vývody pouzdra integrovaného obvodu. Obě varianty jsou zobrazeny na obrázcích dále.

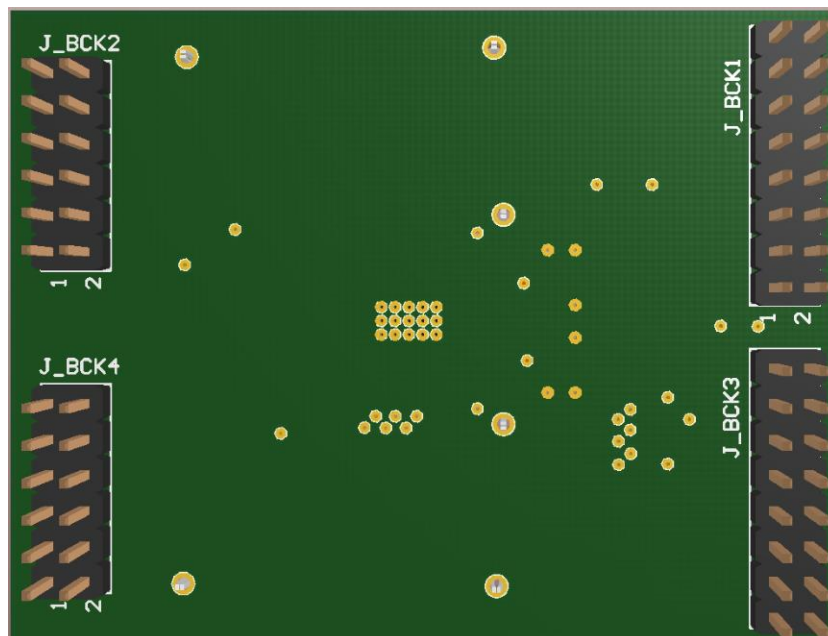
Moduly pro variantu bottom side byly vyrobeny s různou tloušťkou mědi ve vnějších vrstvách plošného spoje. Bylo využito tří tloušťek, 17,5 μm , 35 μm a 70 μm (půl-, jedno- a dvouuncová měď). Vliv tloušťky mědi na tepelný výkon DPS bude diskutován v další kapitole. S použitím širší vrstvy mědi je očekáváno snížení pracovních teplot čipu, ale vlivem zvýšení tepelné kapacity DPS je osazení součástkami obtížnější. V případě pájení přetavením je nutné zvolit vhodný teplotní profil respektující vyšší tepelnou kapacitu desky. Při ručním pájení je vhodné zkontrolovat správné připájení všech vývodů integrovaných obvodů.

Modul pro variantu top side je navržen tak, aby analogicky k předchozí variantě bylo možné měnit prostředí mezi pouzdem integrovaného obvodu a chladičem. Mezera mezi chladičem byla vymezena pomocí mechanických podložek mezi chladičem a DPS. Mezi pouzdro integrovaného obvodu a chladič byla vložena tepelně vodivá podložka,

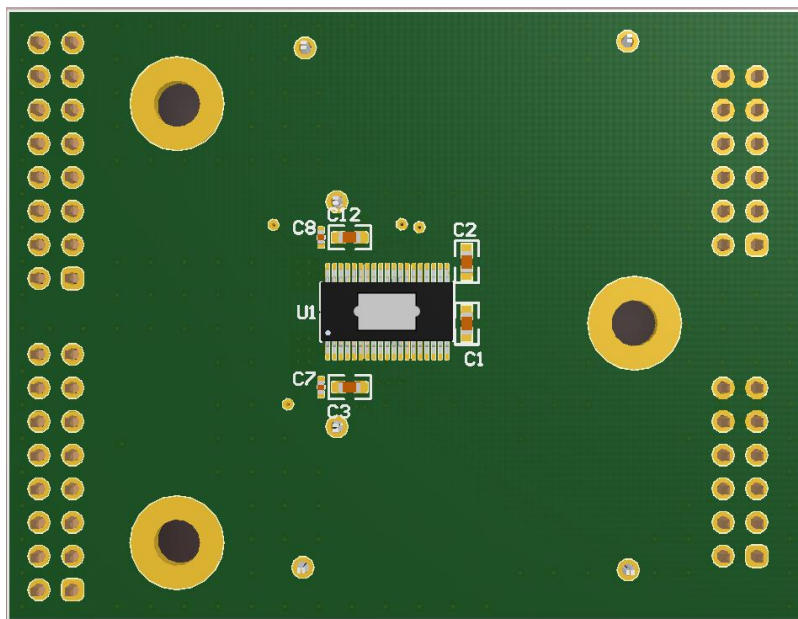
jejíž šířka je určena právě počtem mechanických podložek. Takto byly definovány dvě šířky mezery, 1 mm a 0,4 mm. V posledním případě byla podložka nahrazena tepelně vodivou pastou umožňující těsné přiložení chladiče k pouzdru integrovaného obvodu. Pasta v tomto případě vyplňuje pouze jemné nerovnosti povrchů chladiče a chladicí plošky pouzdra integrovaného obvodu.



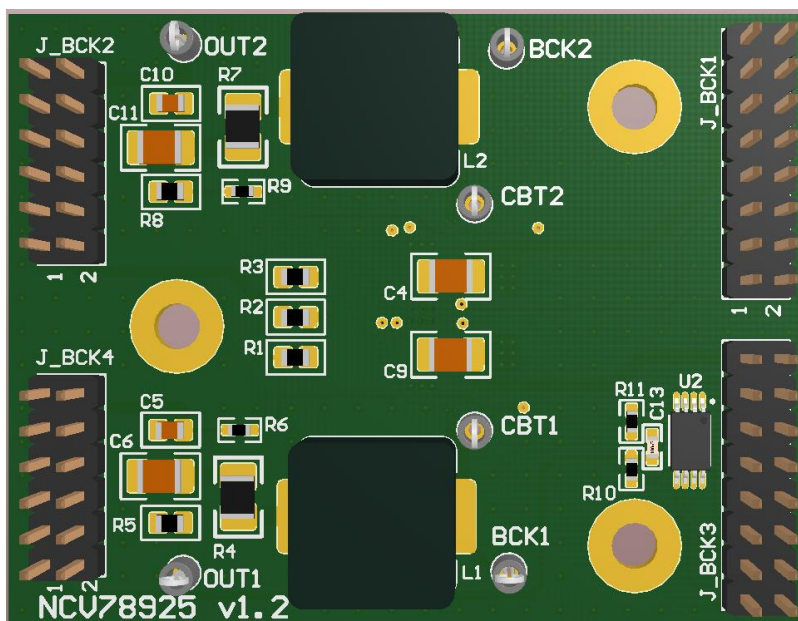
Obrázek 19: Horní strana desky plošného spoje s čipem NCV78925, varianta „bottom cooling“



Obrázek 20: Spodní strana desky plošného spoje s čipem NCV78925, varianta „bottom cooling“



Obrázek 21: Horní strana desky plošného spoje s čipem NCV78925, varianta „top cooling“



Obrázek 22: Spodní strana desky plošného spoje s čipem NCV78925, varianta „top cooling“

DPS bylo nutné navrhnout ve dvou variantách z důvodu velmi nízkého profilu pouzdra integrovaného obvodu. Součástky, které jsou vyšší než toto pouzdro, brání těsnému kontaktu chladiče a pouzdra integrovaného obvodu. Při pájení konektorů pro připojení do evaluační platformy budou konektory upraveny tak, aby jednotlivé vývody nevystupovaly nad plochu DPS.

5. VÝPOČET ZTRÁT SNIŽUJÍCÍHO MĚNIČE

Další část této práce se bude zabývat určením ztrátového výkonu, který vzniká při činnosti snižujícího měniče, a k jeho určení budou využity rovnice z kapitoly 1.3. Ztráty byly vypočteny pro několik provozních podmínek. Podle doporučení odborného konzultanta, vycházejícího z informací od zákazníků, byly voleny výstupní výkony typického světloometu pro denní svícení (DRL, Daytime running light) nebo dálkového světloometu (HB, high beam). Příkon světloometu pro denní svícení se pohybuje v rozmezí 5 až 15 W a příkon dálkového světloometu 25 až 30 W. Výkonová pásma světlometů reflektují využívání technologie vypínání jednotlivých LED segmentů.

5.1 Vstupní parametry

Tabulka níže obsahuje všechny vstupní parametry, které budou využity pro výpočet ztrát. Hodnoty součástek jiných výrobců, než onsemi, byly přežaty z příslušných katalogových listů. Parametry týkající se integrovaných součástek v čipu NCV78964 byly doplněny z neveřejných interních technologických knihoven onsemi. Pro označení veličin bude využíváno stejných symbolů jako v kapitole 1.3.

Tabulka 5: Seznam parametrů ovlivňujících ztráty snižujícího stupně

Parametr	Symbol	Typická hodnota
Vstupní napětí	U_{IN}	≤ 60 V
Výstupní napětí	U_{SW}	≤ 60 V
Výstupní proud	I_L	$\leq 1,6$ A
Spínací frekvence	f_{SW}	≤ 2 MHz
Indukčnost cívky	L	100 μ H
Odpor kanálu horního tranzistoru	R_{ON-H}	0,5 Ω
Odpor kanálu spodního tranzistoru	R_{ON-L}	0,33 Ω
Délka náběžné hrany horního tranzistoru	t_{r-H}	250 ps/V
Délka sestupné hrany horního tranzistoru	t_{f-H}	166 ps/V
Délka náběžné hrany spodního tranzistoru	t_{r-L}	2,5 ns/V
Délka sestupné hrany spodního tranzistoru	t_{f-L}	2,5 ns/V
Úbytek napětí na parazitní diodě spodního tranzistoru	U_D	800 mV
Proud přes body diody v okamžiku sepnutí horního tranzistoru	I_{RR}	100 mA
Délka časového intervalu, než je odčerpán náboj z parazitní diody	t_{RR}	1 ns
Výstupní kapacita horního tranzistoru	C_H	26,4 pF
Výstupní kapacita spodního tranzistoru	C_L	100 pF
Délka ochranného intervalu po vypnutí horního tranzistoru	t_{Df}	5 ns
Délka ochranného intervalu před sepnutím horního tranzistoru	t_{Dr}	5 ns

Kapacita hradla horního tranzistoru	C_{GS-H}	66 pF
Kapacita hradla spodního tranzistoru	C_{GS-L}	100 pF
Řídicí napětí horního tranzistoru	U_{GS-H}	3,3 V
Řídicí napětí spodního tranzistoru	U_{GS-L}	5 V
Proudový odběr digitální části čipu	I_{CC}	15 mA
Ekvivalentní odpor induktoru [8]	DCR	110 mΩ
Ekvivalentní odpor výstupního kapacitoru [9]	ESR	10 mΩ

Hodnoty uvedené v tabulce jsou typickými hodnotami a v reálných součástkách se mohou mírně lišit. Odchyłky od těchto typických hodnot jsou způsobeny technologickým procesem nebo změnou pracovní teploty.

5.2 Příklad výpočtu a porovnání s firemním kalkulátorem

V této podkapitole bude uveden jeden vzorový výpočet podle rovnic z kapitoly 1.3, do kterých budou dosazeny hodnoty z předchozí části. Pro snazší výpočet pro další parametry byl vytvořen kalkulátor v prostředí tabulkového procesoru. Tento kalkulátor bude využíván pro všechny další výpočty. Vstupní napětí v analyzovaném případě je 60 V, výstupní napětí 20 V a proud 1,6 A. Frekvence přepínání tranzistorů je 400 kHz.

$$P_{ON-H} = \left[1,6^2 + \frac{(1,767 - 1,433)^2}{12} \right] \cdot 0,5 \cdot \frac{20}{60} = 428,2 \text{ mW}$$

$$P_{ON-L} = \left[1,6^2 + \frac{(1,767 - 1,433)^2}{12} \right] \cdot 0,33 \cdot \left(1 - \frac{20}{60} \right) = 565,2 \text{ mW}$$

$$P_{SW-H} = \frac{1}{2} \cdot 60 \cdot 1,6 \cdot (15 \cdot 10^{-9} + 10 \cdot 10^{-9}) \cdot 400 \cdot 10^3 = 480 \text{ mW}$$

$$P_{SW-L} = \frac{1}{2} \cdot 0,8 \cdot 1,6 \cdot (2 \cdot 10^{-9} + 2 \cdot 10^{-9}) \cdot 400 \cdot 10^3 = 1 \text{ mW}$$

$$P_{RR} = \frac{1}{2} \cdot 60 \cdot 0,1 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 400 \cdot 10^3 = 1,2 \text{ mW}$$

$$P_{COUT} = \frac{1}{2} \cdot (26,4 \cdot 10^{-12} + 40 \cdot 10^{-12}) \cdot 60^2 \cdot 400 \cdot 10^3 = 47,8 \text{ mW}$$

$$P_D = 0,8 \cdot 1,6 \cdot (5 \cdot 10^{-9} + 5 \cdot 10^{-9}) \cdot 400 \cdot 10^3 = 5,1 \text{ mW}$$

$$P_G = (66 \cdot 10^{-12} \cdot 3,3^2 + 100 \cdot 10^{-12} \cdot 5^2) \cdot 400 \cdot 10^3 = 1,3 \text{ mW}$$

$$P_{IC} = 5 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 75 \text{ mW}$$

$$P_L = \left[1,6^2 + \frac{(1,767 - 1,433)^2}{12} \right] \cdot 110 \cdot 10^{-3} = 282,6 \text{ mW}$$

$$P_F = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{60 - 20}{\frac{400 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot 60}{2\sqrt{3}}} \right)^2 = 0,1 \text{ mW}$$

Suma ztrát v analyzovaném případě je 1,888 W. Stejná vstupní data byla vložena i do firemního kalkulátoru, který určil celkové ztráty 1,80 W. Firemní kalkulátor zanedbává některé druhy ztrát, protože se zaměřuje na ztráty samotného integrovaného obvodu. Příklady uvedené níže demonstrují, že je skutečně možné některé druhy ztrát zanedbat. Žádný z kalkulátorů nezahrnuje změny parametrů, které způsobuje ohřev součástek. Při měření je očekáváno zjištění nižších ztrát, protože pro výpočty byly použity hodnoty odpovídající nejvyšší pracovní teplotě. Další citlivou součástí na změnu teploty je induktor. Podle výrobce se jeho ekvivalentní sériový odpor může změnit o 2 % s každými 5 °C. [10]

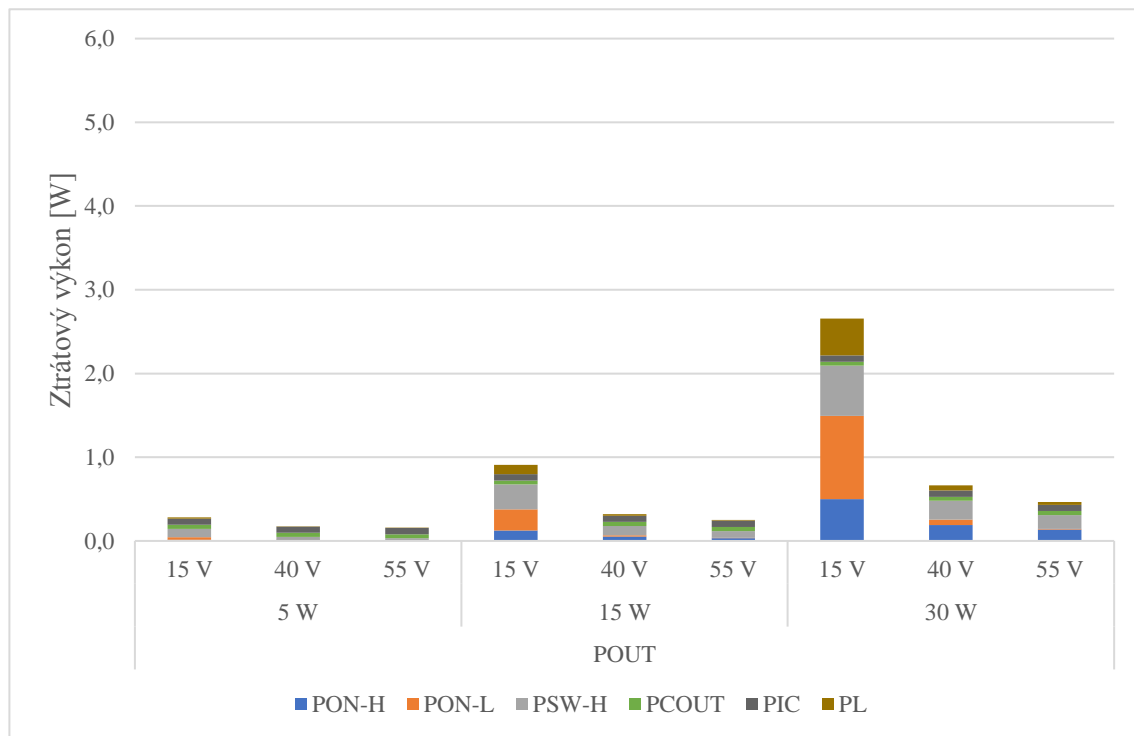
5.3 Výsledky pro různé aplikační podmínky

Pro nalezení podmínek s nejvyššími ztrátami byly rozmítány hodnoty pracovní frekvence mezi 300 kHz až 2000 kHz. Dále byly rozmítány hodnoty výstupního napětí a proudu tak, aby jejich součin zůstal 5 W, 15 W nebo 30 W. Pro všechny teoretické aplikace byly zvoleny stejné parametry součástek. Jedná se zejména o indukčnost cívek, kterou by bylo možné upravit pro různé frekvence. Výsledky byly zpracovány do dvou skupin grafů. První skupina ukazuje velikosti ztrát v absolutních číslech, zatímco druhá vyjadřuje podíl daného druhu ztrát na celkovém objemu. Do grafů nejsou vyneseny tyto skupiny ztrát: spínání spodního tranzistoru, reverse recovery ztráty, přepólování parazitní diody spodního tranzistoru, nabíjení hradel tranzistorů a ztráty ve výstupním kapacitoru. Jejich společný příspěvek k celkovým ztrátám není vyšší než 1,7 %.

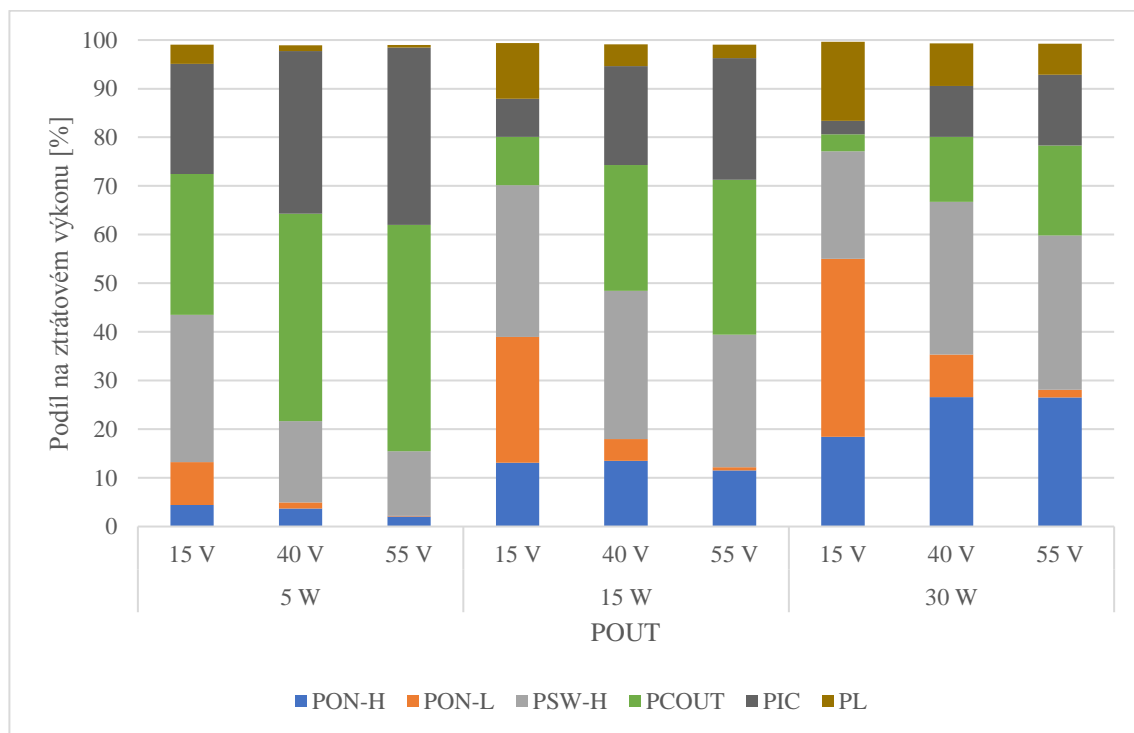
Grafy demonstrují růst ztrát vlivem rostoucí frekvence přepínání tranzistorů. Dále je možné konstatovat, že ztráty při zachování stejného výstupního výkonu jsou nižší, pokud měničem teče menší proud. Z toho vyplývá, že vyšší účinnosti lze dosáhnout, pokud je výstupní napětí blízko napětí napájecímu. Vyšší proud se majoritně projevuje vzrůstem ztrát v induktoru. Druhá skupina ztrát, která roste s výstupním proudem, je způsobena spínáním horního tranzistoru. U spodního není efekt tak silný, protože je děj kratší a probíhá s nižším napětím. Poměr časů, kdy je zapnut buď horní, nebo spodní tranzistor je stejný jako poměr vstupního a výstupního napětí. Tím se otevírá možnost optimalizace plochy vymezené pro spínací tranzistory a její rozdělení pro horní a spodní spínače.

Dále jsou v grafech dobře vidět ztráty, které jsou na rozmítání aplikačních podmínek nezávislé. Jedná se o ztráty spojené s napájením řídicích digitálních obvodů a nabíjení parazitních kapacit spínacích tranzistorů. Režijní ztráty jsou nezávislé na aplikačních parametrech a optimalizovat je lze pouze změnou designu. Nabíjení výstupních kapacit je možné ovlivnit velikostí vstupního napětí.

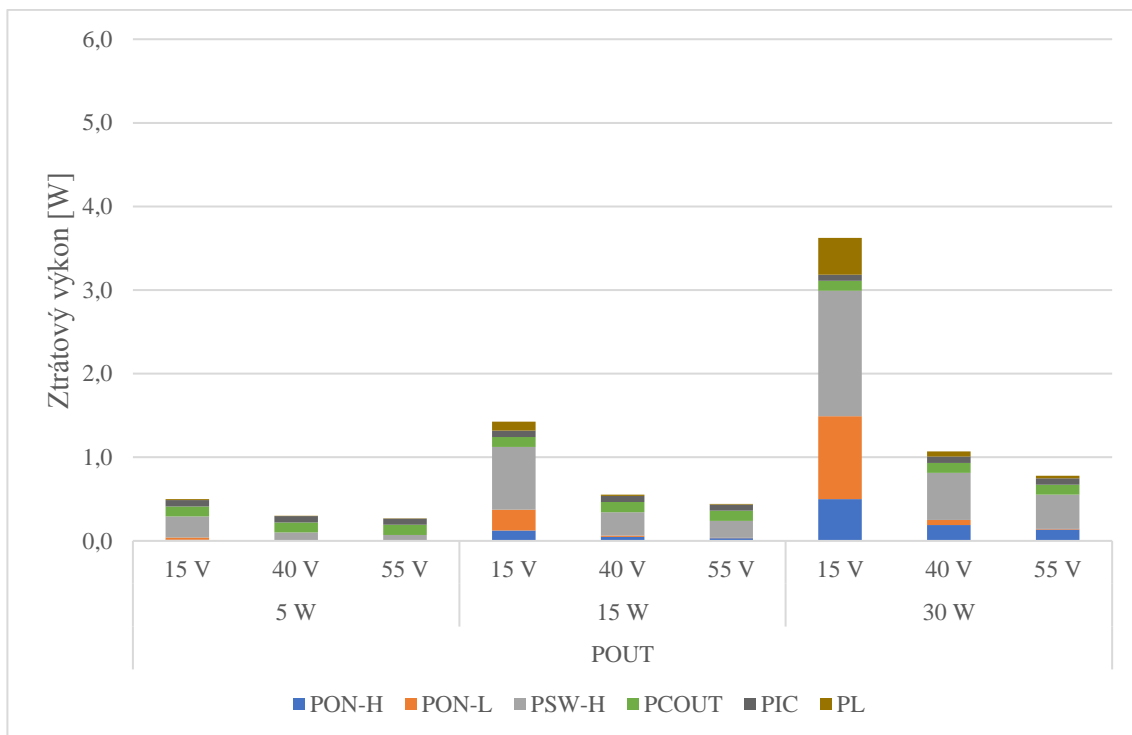
Níže jsou uvedeny tři skupiny grafů, první pro frekvenci spínání $f_{sw} = 400$ kHz, další pro $f_{sw} = 1000$ kHz a poslední pro $f_{sw} = 2000$ kHz.



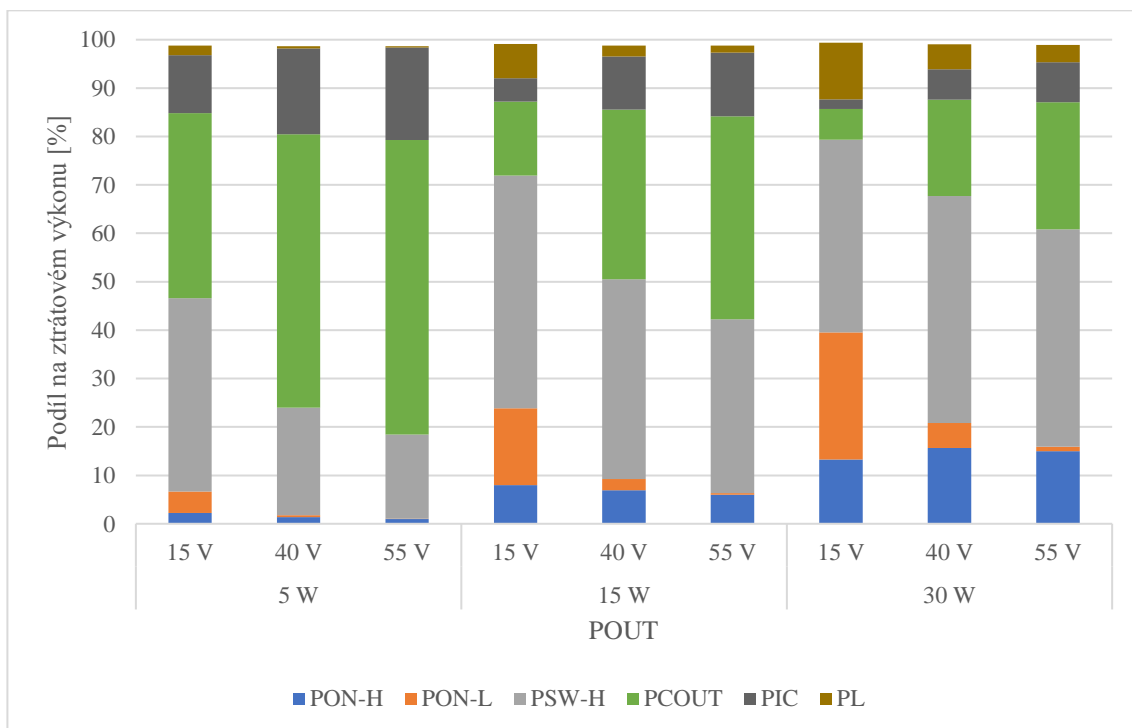
Graf 2: Absolutní ztrátové výkony pro $f_{sw} = 400$ kHz



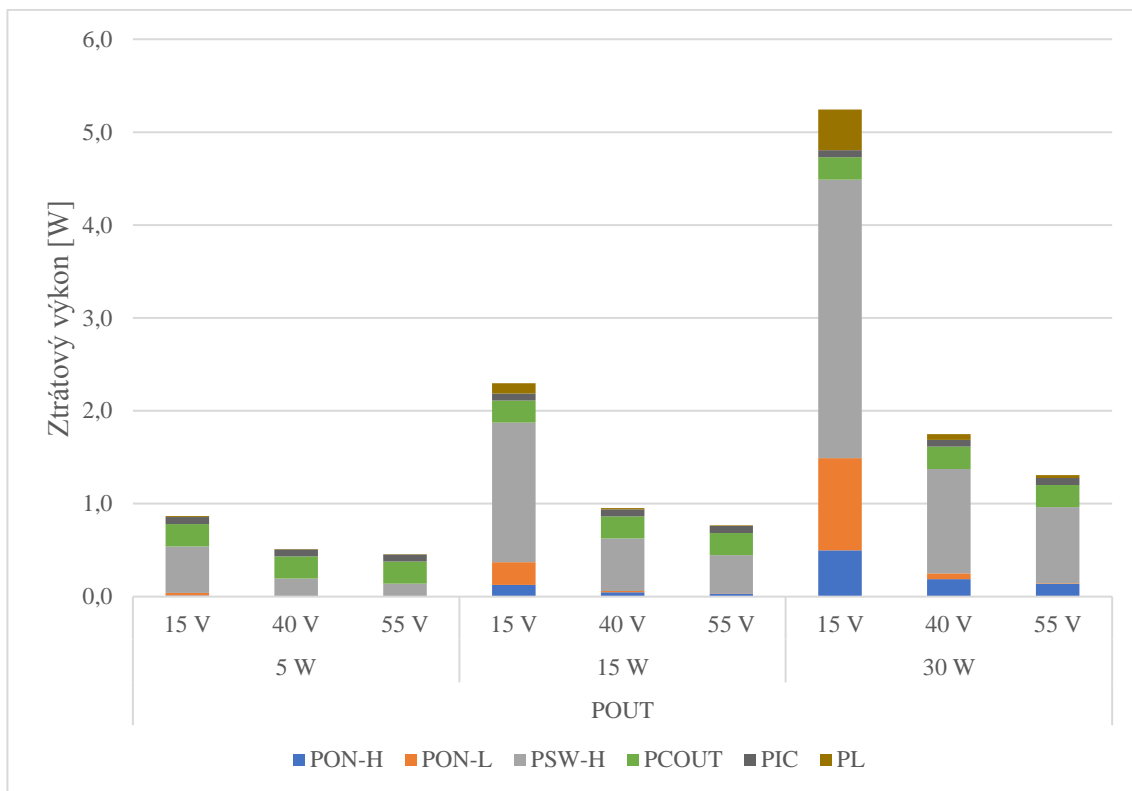
Graf 3: Procentuální zastoupení druhů ztrát při $f_{sw} = 400$ kHz



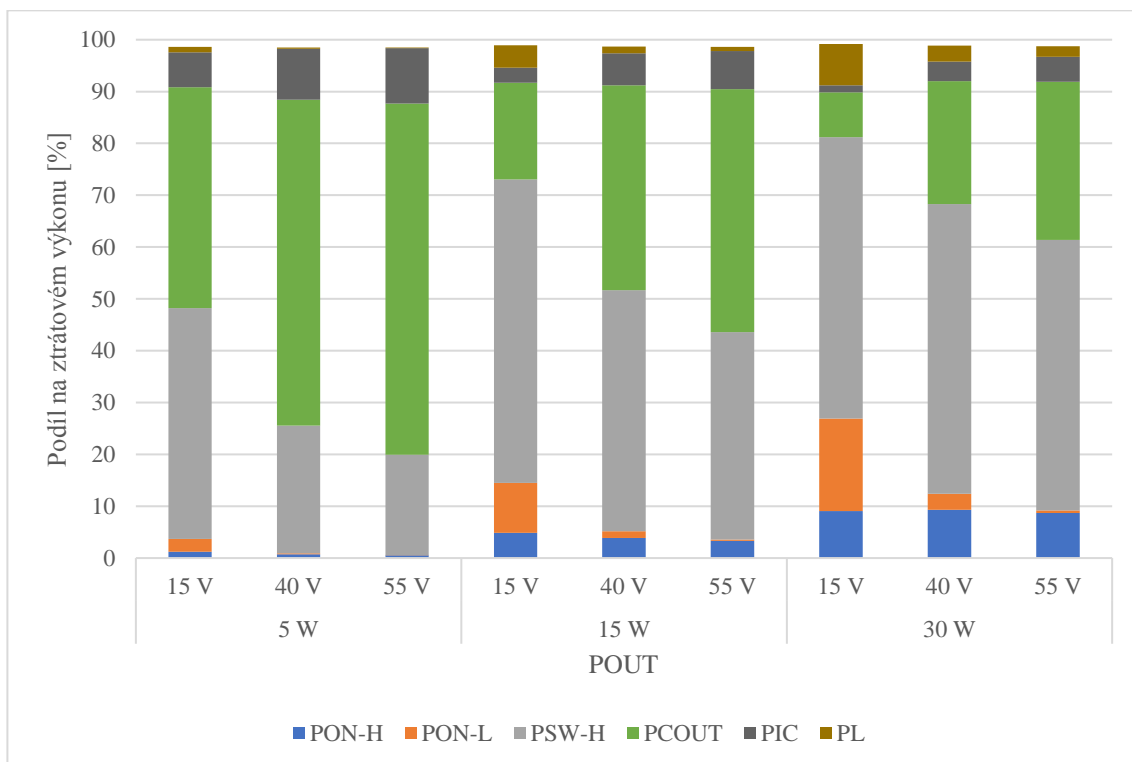
Graf 4: Absolutní ztráty při $f_{sw} = 1000$ kHz



Graf 5: Procentuální zastoupení druhů ztrát při $f_{sw} = 1000$ kHz



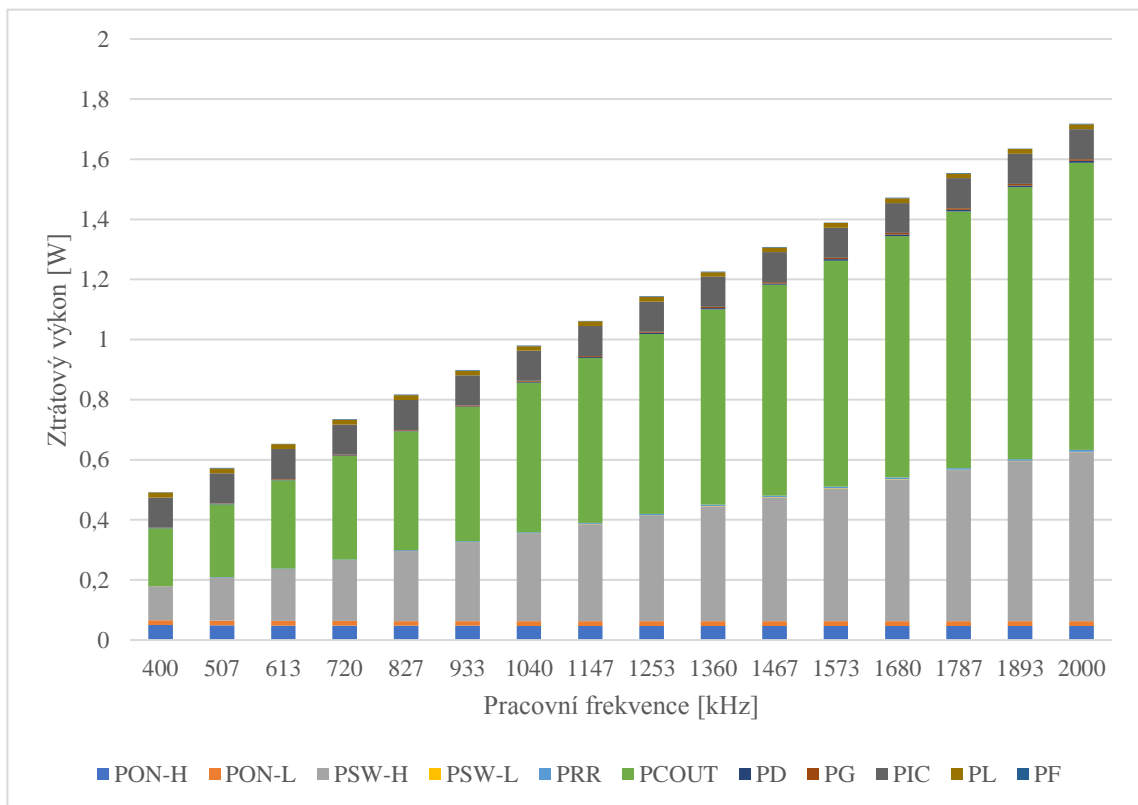
Graf 6: Absolutní ztráty při $f_{sw} = 2000$ kHz



Graf 7: Procentuální zastoupení druhů ztrát při $f_{sw} = 2000$ kHz

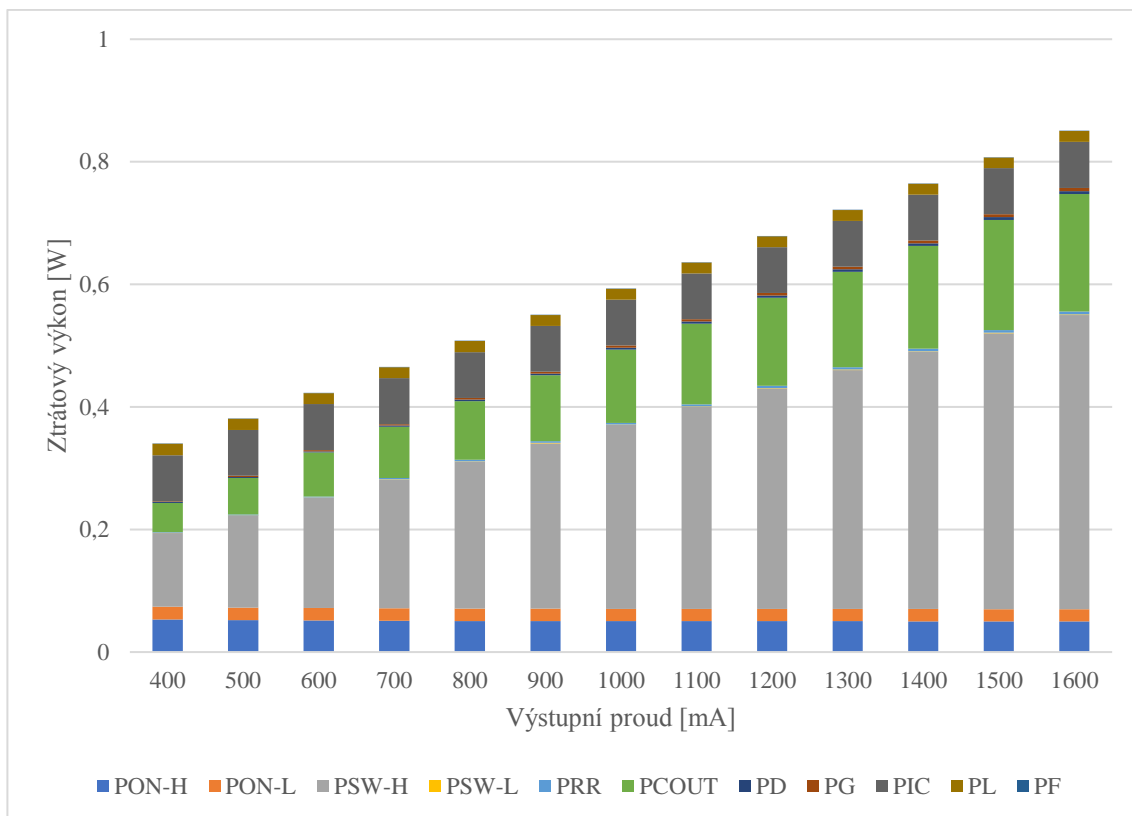
Níže představené grafy 8, 9 a 10 zobrazují velikost jednotlivých druhů ztrát na základě rozmítání pouze jedné veličiny. První graf udává závislost na rostoucí pracovní frekvenci. Dále bude rozmítán proud do LED řetězce a zároveň udržován konstantní výkon. Poslední graf bude zobrazovat závislost ztrát na výstupním výkonu, v tomto příkladu bude udržována konstantní pracovní frekvence a napětí LED řetězce.

V prvním případě byly napětí a proud nastaveny konstantní, $U_{OUT} = 40\text{ V}$ a $I_{OUT} = 375\text{ mA}$. Velikost ztrátového výkonu je přímo úměrná pracovní frekvenci. Dále je v grafu dobře vidět, že s frekvencí dominantně rostou ztráty způsobené nabíjením parazitních kapacit a spínáním horního tranzistoru. Ostatní kategorie ztrát zůstávají na frekvenci nezávislé.

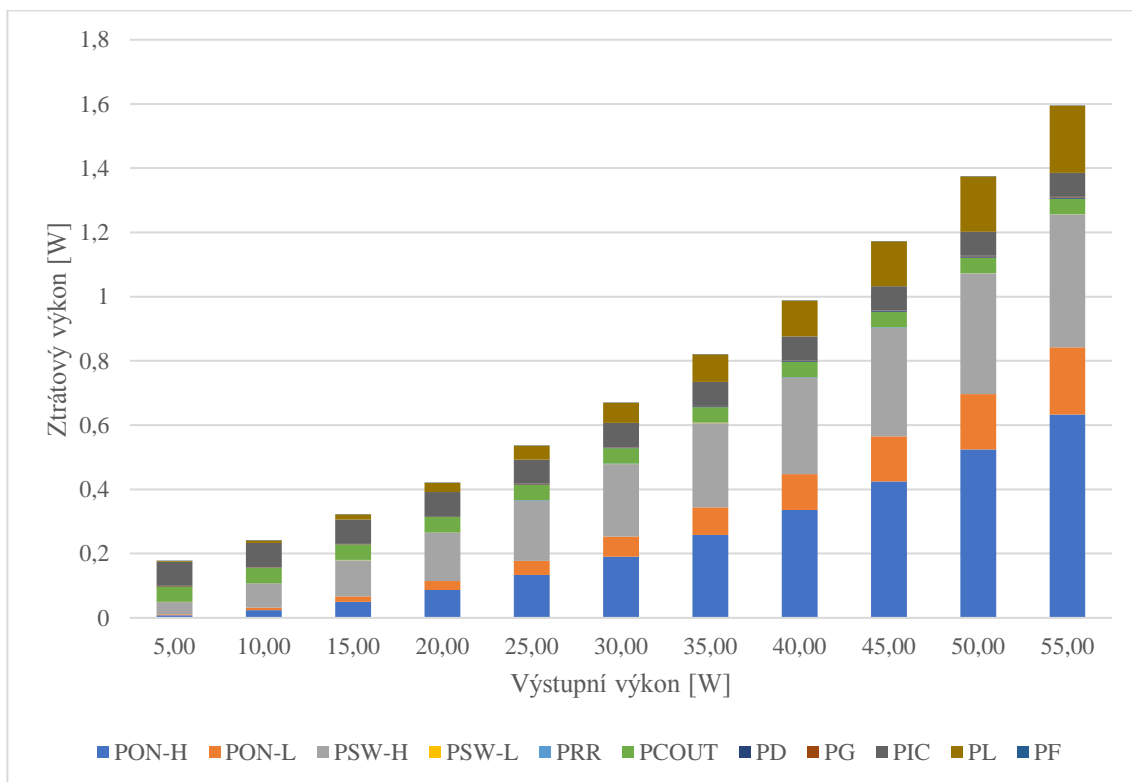


Graf 8: Závislost velikosti ztrát na pracovní frekvenci

První z dvojice níže přiložených grafů zobrazuje závislost na výstupním proudu, kdy výkon LED řetězce a frekvence zůstávají konstantní. Druhý pak ukazuje růst celkových ztrát s rostoucím výkonem. Ztráty, shodně jako v minulém případě, rostou s proudem i výkonem, ale tentokrát nelineárně. Dále je z grafů možné navrhnout přerozdělení plochy pro spínací tranzistory, zvětšením plochy horního tranzistoru by došlo ke snížení odporu jeho kanálu a klesly by vodivostní ztráty. Snížení odporu kanálu ale způsobí snížení snímaného napětí pro regulační smyčku, která z úbytku napětí na tranzistoru měří velikost proudu do cívky.



Graf 9: Závislost velikosti ztrát na výstupním proudu



Graf 10: Závislost velikosti ztrát na výstupním výkonu

6. MĚŘENÍ ÚČINNOSTI A TERMÁLNÍCH VLASTNOSTÍ

Práce byla zaměřena na zjištění účinnosti měničů a srovnání teplotních vlastností čipů ve variantách s chlazením přímo do chladiče, nebo přes desku plošného spoje. Měřicí metoda byla postupně optimalizována, z počátku byly výsledky měření odečítány ručně, ale měření byla brzy automatizována. K automatizaci měření byl využit firemní software RICC, který ovládá přístroje pomocí GPIB sběrnice.

Součástí programu RICC jsou knihovny pro komunikaci s laboratorními přístroji, multimetry, zdroje, generátory signálů, osciloskopy a thermostreamery. Dále díky propojení RICC a softwaru komunikujícího s evaluační platformou je možné z prostředí RICC zapisovat a číst SPI registry integrovaných obvodů. Prostředí RICC dále umožňuje vytváření skriptů v jazyce python. Možnosti tohoto softwaru je možné využít například při práci s předprodukčními integrovanými obvody, které neprošly trimovacím zařízením, a tak například automat pro regulaci středního výstupního proudu pracuje s offsetem. SPI registr pro výstupní proud tak lze upravovat pomocí skriptu pro program RICC. Smyčka nastaví do registru předpokládaný kód pro cílový proud, posléze ampérmetrem ověří reálnou hodnotu, kód vhodně upraví a hodnotu v registru přepíše. Jednotlivé funkce lze v RICCu vkládat do jeho další důmyslné komponenty, do sweeperu. Uživatelsky definované funkce jsou rozděleny do dvou kategorií – měřidla a generátory. Smyslem tohoto rozdělení je chytrá automatizace měření, generátory nastavují některou z rozmítaných veličin a při každé změně parametru generátoru dojde ke spuštění všech měřidel. Po ukončení měřicího cyklu, což nastane po změření všech kombinací parametrů generátorů, jsou výsledky zobrazeny na obrazovku a je možné je uložit do souboru *.csv.

Nejprve byla provedena měření účinnosti s variantou bottom cooling. Toto řešení je totiž v dnešní době výrobci automobilových komponent preferováno. Protože je v obou variantách integrovaných pouzder používán stejný křemíkový čip, je možné předpokládat, že výkonová ztráta bude ve variantě top side i bottom side stejná. Zkušenosti z těchto měření byly dále využity k optimalizaci automatického měření. Automatizace měření ale vyžaduje jiný přístup pracovníka. Při kompozici měřicí smyčky je nutné brát ohled například na pořadí odečítání hodnot z jednotlivých multimetrů. Například funkce automatického volení rozsahů způsobovala odečítání neplatných hodnot. Princip chyby byl následující: protože několik kroků měřicí smyčky již proběhlo, byl v ampérmetru, měřícím proud, do zátěže nastaven vhodný bočník pro tato měření. S tímto bočníkem byl odečten vstupní proud. RICC poté odeslal příkaz k změření aktuální hodnoty výstupního proudu, multimetr automaticky změnil bočník a tím i úbytek napětí na sériové kombinaci LED zátěže a ampérmetru, čímž změnil proudový odběr na vstupních svorkách a odeslal naměřenou hodnotu. Vypočtená účinnost z takto špatně odečtených hodnot vycházela vyšší než 1, což na chybu upozornilo. Předcházet tomuto jevu lze dvěma způsoby, deaktivací automatického volení rozsahů nebo změnou pořadí odečítání hodnot.

6.1 Definice aplikačních parametrů

Po provedení několika experimentálních měření byly definovány podmínky měření a aplikační parametry. Pro kontrolu výsledků kalkulátoru z předchozí kapitoly byla zvolena stejná výkonová pásma, 5 až 15 W typických pro denní světlomet a 25 až 30 W pro dálkový světlomet.

Pro věrnou simulaci světlometu byla zvolena zátěž složená z 24 LED v sérioparalelním zapojení, které je tvořeno sériovou kombinací dvanácti paralelních dvojic. Úbytek napětí na takovém řetězci se pohybuje mezi 36 V až 38 V, proudová zatížitelnost je podle výrobce využitých LED až 2 A. Toto řešení bylo upřednostněno před umělou zátěží, jejíž řídicí smyčka ve spojení s měničem způsobovala různé oscilace a rezonance, vedoucí ke špatné činnosti měniče. Další vhodnou zátěží by bylo využití tranzistorového sledovače napětí s patřičným chlazením. Toto řešení by bylo vhodné pro měření různých napěťových úbytků na zátěži, protože v případě řízení tranzistoru zdrojem s GPIB rozhraním by bylo možné automatizovaně měnit napětí na zátěži měniče.

Pracovní frekvence byla volena opět podle typické aplikace a dále dle frekvencí, které nabízí vnitřní regulační smyčka. Čipy řady NCV789xx disponují frekvenčním automatem, který udržuje zvolenou frekvenci pomocí upravování doby sepnutí spodního tranzistoru. Nabízené frekvence jsou v rozsahu 200 kHz až 2000 kHz. V praxi je volena frekvence tak, aby modul splňoval normy pro elektromagnetickou kompatibilitu. Příliš nízká frekvence může mít za následek přesycování cívky snižujícího stupně. S klesající frekvencí totiž roste ripple proud. Pro měření byla zvolena pracovní frekvence 400 kHz jako ideální kompromis mezi limity norem, účinností a nabízenými frekvencemi regulačního automatu a zároveň jako hodnota reprezentující pro zákazníky nejzajímavější pásmo 300 až 500 kHz. Frekvenční automat nabízí nejbližší hodnotu 392 kHz.

Pro měření teplotních parametrů pak byly definovány dvě teploty, na které bude temperován chladič modulu. Cílem těchto měření je simulovat běžné pracovní podmínky modulu v automobilu. Na základě reálného provozu v automobilu výrobce integrovaného obvodu předpokládá nejčastější pracovní teplotu 65 °C a nejvyšší pracovní teplotu modulu 105 °C. První ze jmenovaných je typickou pracovní teplotou okolí a pracuje v ní řádově delší dobu než při teplotě maximální. Teplota křemíku může být v aplikaci vyšší. Měření měla mimo jiné ověřit, bude-li obvod schopen činnosti na maximální teplotě okolí bez spuštění automatické ochrany. Maximální teplota křemíkového čipu je výrobcem nastavena na 170 °C, při které dochází k automatickému zastavení činnosti obvodu. Řídicímu modulu pro osvětlení automobilu čip poskytuje možnost nastavit teplotní hranici, při které je nastaven bit TW (Thermal Warning) do log.1. Řídicí modul je tak v případě přehřívání obvodu schopen snížit světelný výkon nebo deaktivovat část světlometu a předejít destrukci některé ze součástí světlometu. Aktivace automatického zastavení činnosti kvůli přehřátí je signalizována bitem TSD (Thermal Shutdown), který zůstává nastaven i po resetu zařízení.

6.2 Měření účinnosti a termálních parametrů

Měření byla automatizována za účelem záznamu veškerých hodnot pro zjištění vlivu tloušťky použité měděné vrstvy na DPS, pro bottom side, nebo šířce mezery mezi pouzdem integrovaného obvodu a chladičem, pro top side, a dále pro výpočet účinnosti všech modulů. Teplota křemíkového čipu roste se ztrátovým výkonem generovaným obvodem a také s rostoucím tepelným odporem k chladiči. Zaznamenáván tak byl tepelný výkon integrovaného obvodu i teplota. Tepelný výkon integrovaného obvodu byl určen rozdílem příkonu a výkonu celého modulu, není tedy odstraněn ztrátový výkon v induktoru. Jelikož ale bylo využito stejného induktoru, na všech měřených modulech je vliv induktoru při všech měřeních stejný. Minulá kapitola nicméně numericky analyzovala ztráty v induktoru. Induktor se na celkových ztrátách podílel z 5 až 15 %. Zaznamenávána byla také teplota křemíkového čipu pomocí SPI příkazů a termočlánkem byla snímána teplota chladiče. Hodnota v registru je na teplotu převáděna podle vzorce, který byl přejet z interní dokumentace firmy.

$$T_j = \frac{VTEMP}{0,959} - 249 \text{ [}^\circ\text{C]} \quad (15)$$

Nejnižší bit registru VTEMP tak odpovídá oteplení čipu o více než jeden stupeň. Pro získání relevantních dat je tedy nutné zajistit dostatečný ztrátový výkon, aby se hodnota v registru dostatečně měnila. Celkem bylo provedeno dvanáct automatizovaných měřicích cyklů. Pro měření byly připraveny tři moduly ve variantě bottom side, které se liší tloušťkou použité mědi ve vnějších vodivých vrstvách, a jeden modul ve variantě top side.

Dále byl zvolen vhodný způsob vytváření tepla v křemíkovém čipu. Jednou z možností je využití parazitních diod spínacích tranzistorů. Při připojení napětí mezi BCKx a VIN uzly, tak aby potenciál na BCKx byl vyšší než na VIN, dojde k otevření parazitní diody horního tranzistoru. Obdobně je možné využít diodu spodního tranzistoru přiložením vyššího potenciálu na GND, než je potenciál na BCKx. Tepelný výkon je pak roven součinu úbytku napětí na těchto diodách a proudu diodami. Teplo ale vzniká v jiném prostoru křemíkového čipu, a tak jiným způsobem opouští pouzdro integrovaného obvodu. Měření by tak neodpovídala reálnému provozu. Vyhřívání čipu touto metodou nebylo využito, protože všechna měření bylo možné provádět ve standardní činnosti integrovaného obvodu, ztrátové teplo tak vzniká způsobem stejným jako v automobilu, a teplotní poměry jsou tak věrnější zákaznickému využití. Dále bylo rozhodnuto odstranit z DPS induktory a umístit je na vodič mimo hlavici thermostreameru, čímž se z měření odstraní vliv oteplení DPS od ztrátového výkonu cívek. Zároveň nejsou induktory vystaveny teplému vzduchu a jejich DCR se nemění.

První měření probíhala na modulech varianty bottom side a docházelo ke komplikacím, které byly způsobeny špatnou architekturou testu. Výstup teplého vzduchu z thermostreameru byl namířen na pouzdro integrovaného obvodu. Modul byl při testech zapojen pomocí pinových lišt do evaluační platformy. Tímto spojením vznikla

mezi modulem a evaluační platformou dutina, která nebyla vystavena proudu teplého vzduchu z thermostreameru. Tepelná kapacita této dutiny ovlivňovala výsledky měření, jelikož působila jako chladič. Možným řešením této komplikace bylo prodloužení časových intervalů mezi měřeními. Nicméně toto řešení se ukázalo jako nevhodné, protože celkový čas jednoho měřicího cyklu byl příliš dlouhý vlivem velké tepelné kapacity jak dutiny, tak samotného modulu. Zlepšení přineslo upravení evaluační platformy tak, aby byly moduly připojovány z opačné strany. K modulům byl poté připojen chladič, který byl proudem vzduchu temperován na cílovou teplotu. Mezi DPS a chladičem je vložena nevodivá tepelná podložka, dodávaná výrobcem ve formě plátků. Výrobce udává tepelnou vodivost podložky 5 W/mK [14]. Při pokrytí celé plochy plošného spoje je tedy tepelný odpor této vrstvy zanedbatelný. Parametry zvolené podložky odpovídají materiálům využívaným výrobcí modulů pro automobilky. Takto upravený modul lépe napodobuje reálné provedení v autě. Zároveň díky dobré tepelné vodivosti chladiče a podložky je teplota na straně DPS, kde není integrovaný obvod, shodná s teplotou chladiče. Tímto se dramaticky zmenšuje hmotnost systému, který je vyhříván teplem z integrovaného obvodu. Důsledkem je snížení tepelné kapacity a rychlejší ustálení teplot, dochází tak ke zkrácení časů potřebných k ustálení teploty a měření mohou probíhat rychleji.

Pro zajištění stabilních podmínek byla teplota chladiče snímána termočlánkem, který sloužil jako zpětná vazba pro thermostreamer. Thermostreamer je dále vybaven funkcí pro nalezení hodnot vnitřního PID regulátoru, pomocí kterého reguluje teplotu výstupního vzduchu tak, aby udržel vzorek na konstantní teplotě. Udržování konstantní teploty chladiče je nutné pro výpočet tepelného odporu DPS.

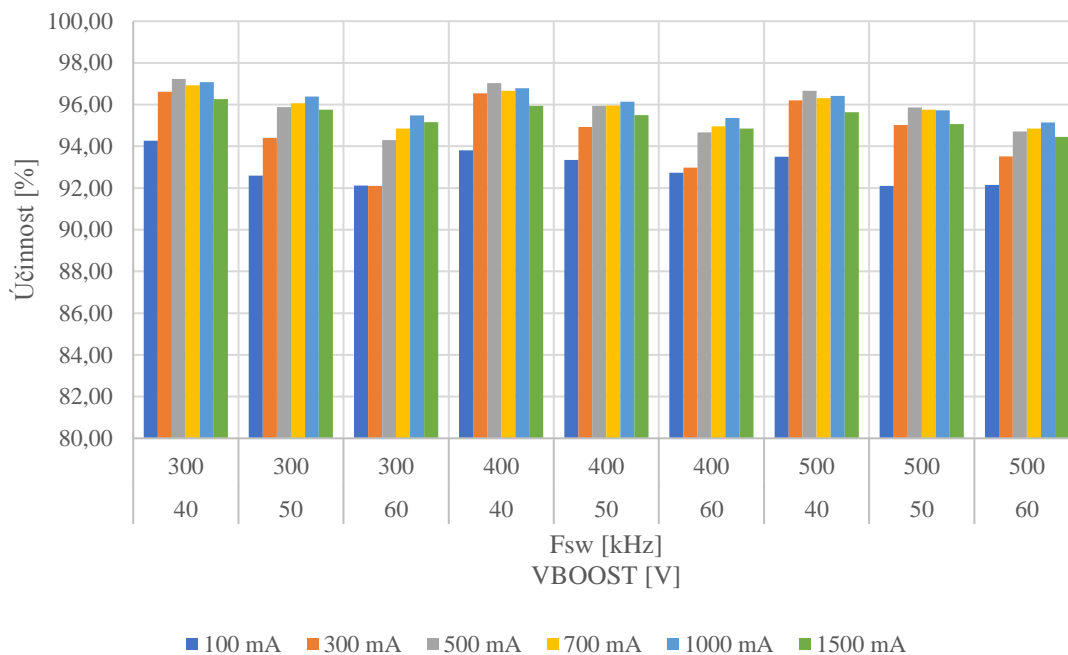
Dále byl měřen modul top side, na kterém byla rozmítána vzdálenost mezi pouzdrem integrovaného obvodu a chladičem. Vzdálenost chladiče od pouzdra musela být definována počtem mechanických podložek mezi DPS a chladičem, protože tepelná podložka je velice měkká a sama o sobě šířku mezery přesně nevymezila. Při použití tří podložek vznikla mezera široká 1 mm. Při použití dvou podložek velikost mezery klesla na 0,4 mm. V těchto případech byla využita stejná tepelná podložka pod chladič jako v případě varianty bottom side. Dále pro nalezení nejlepší možné tepelné vodivosti byla teplo vodivá podložka nahrazena pastou, která umožní instalaci chladiče přímo na tepelnou plošku pouzdra. Uváděná tepelná vodivost pasty je 2,5 W/mK [15]. V reálném provozu se tato architektura modulů s chlazením top side zatím nevyužívá z důvodu drahé výroby, kde majoritní část nákladů tvoří profilovaný chladič. Profilovaný chladič je ve variantě top side připevněn na straně DPS, kde se vyskytují mimo integrovaného obvodu i jiné polovodičové nebo pasivní součástky. Vhodný profil chladiče umožňuje také jejich chlazení. Úskalím této architektury je zajištění stejné vzdálenosti mezi chladičem a chlazenými součástkami v podmínkách sériové výroby z důvodu výrobních tolerancí. Vliv šíře mezery je proto zkoumán výše navrženými měřeními.

6.3 Výsledky měření účinnosti

Měření účinnosti ukázalo dobrou shodu numerického kalkulátoru s realitou. Níže přiložené grafy zobrazují vývoj účinnosti v závislosti na provozních podmínkách. Rozmítáno bylo vstupní a výstupní napětí, výstupní proudy a pracovní frekvence. Data z kalkulátoru ukazují, že nejvyšší účinnosti se dosahuje při nízké pracovní frekvenci a při malém rozdílu vstupního a výstupního napětí. Kalkulátor vytvořený v předchozích kapitolách nezohledňuje mód činnosti, a tak je přesný pouze pokud parametry aplikace splňují podmínku spojitého proudového režimu. Vodorovná osa je vyhrazena napájecímu napětí snižujícího stupně a spínací frekvenci. Tyto předpoklady byly potvrzeny měřeními. Na všech níže přiložených grafech je na svislou osu vynesena účinnost od 80 % do 100 % pro snadné srovnání vlivů různých zátěží. Účinnost nižší než 80 % je důsledkem nevhodně zvolených pracovních podmínek, a tak není předpokládáno, že by byly integrované obvody takto provozovány. V případě použití zátěže tvořenou pouze dvojicí LED je účinnost nejnižší. Důvodem je velký rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím a ze zvolené pracovní frekvence dále vyplývající činnost obvodu v nespojitém módu. Nízké účinnosti je dosahováno také v případě, kdy je do zátěže dodáván nízký proud. Ztrátový výkon spojený přepínáním horního a spodního tranzistoru je v případech malého výstupního proudu nízký, a tak roste význam režijních ztrát.

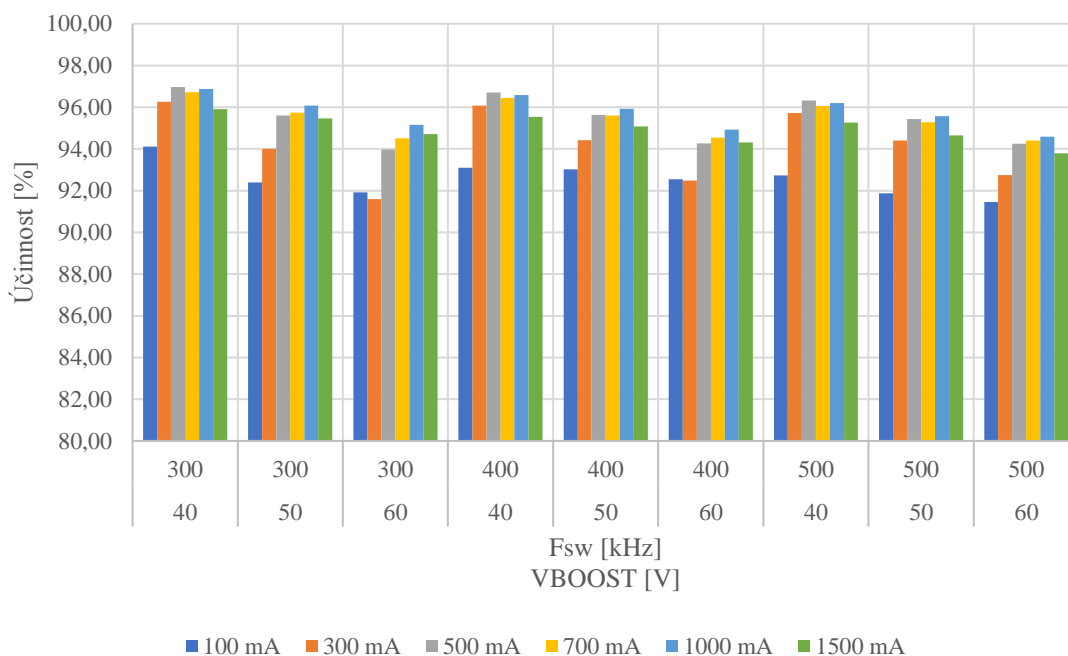
Výsledky z těchto měření jsou zobrazeny v grafech dále. Grafy jsou uspořádány do dvojic podle napětí zátěže. První graf z dvojice ukazuje výsledky pro teplotu okolí 65 °C a druhý pak pro 105 °C. Při měření těchto dat bylo ověřeno, že integrovaný obvod NCV78925 je schopen dodávat výkon více než 50 W při teplotě okolí 105 °C. Nejvyšší účinnosti je dosahováno při malém rozdílu napětí VBOOST a napětí zátěže, což se shoduje s výsledky z kalkulátoru. Grafy 15 a 16 zachycují důsledek provozování integrovaných obvodů s nevhodně zvoleným napětím VBOOST. Dlouhodobý provoz v těchto podmínkách není pravděpodobný, protože ve světloometech je využíváno řetězců tvořených vyšším počtem LED v sérii. Nicméně k využívání krátkých řetězců dochází v případě realizace animovaných směrových světel nebo při vypínání segmentů v matrix světloometech. Řetězcem, kde je očekáváno snižování počtu aktivních LED, je volena taková velikost proudu, která pro celý rozsah využívaných napětí na zátěži pracuje s akceptovatelnou účinností.

12 LED, 65 °C



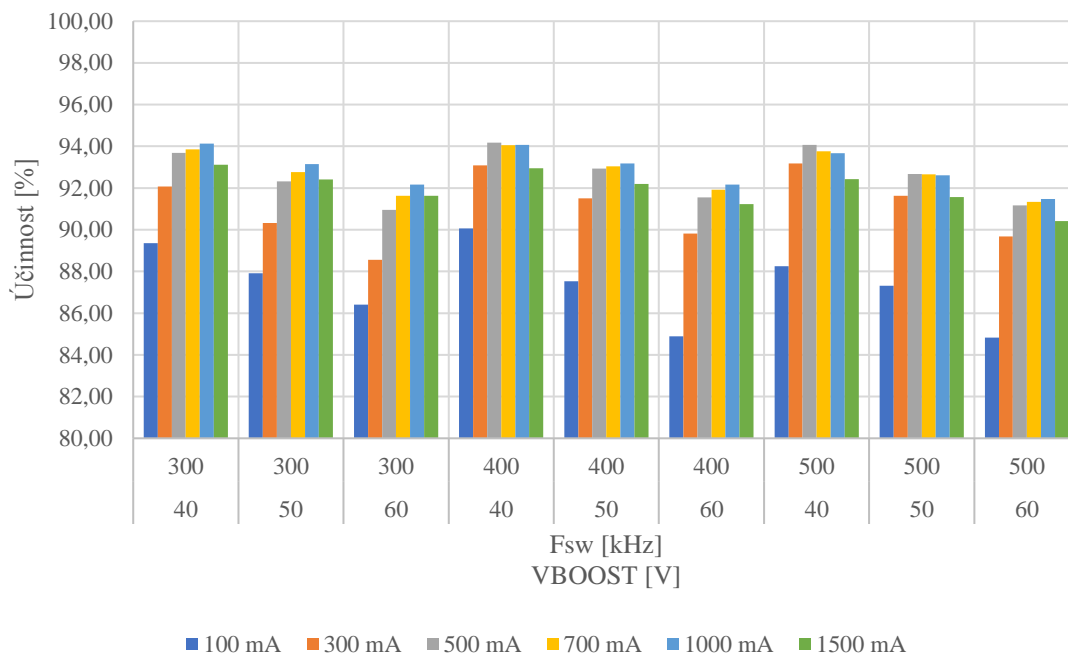
Graf 11: Závislost účinnosti se zátěží 12 LED na aplikačních parametrech, při teplotě 65 °C

12 LED, 105 °C



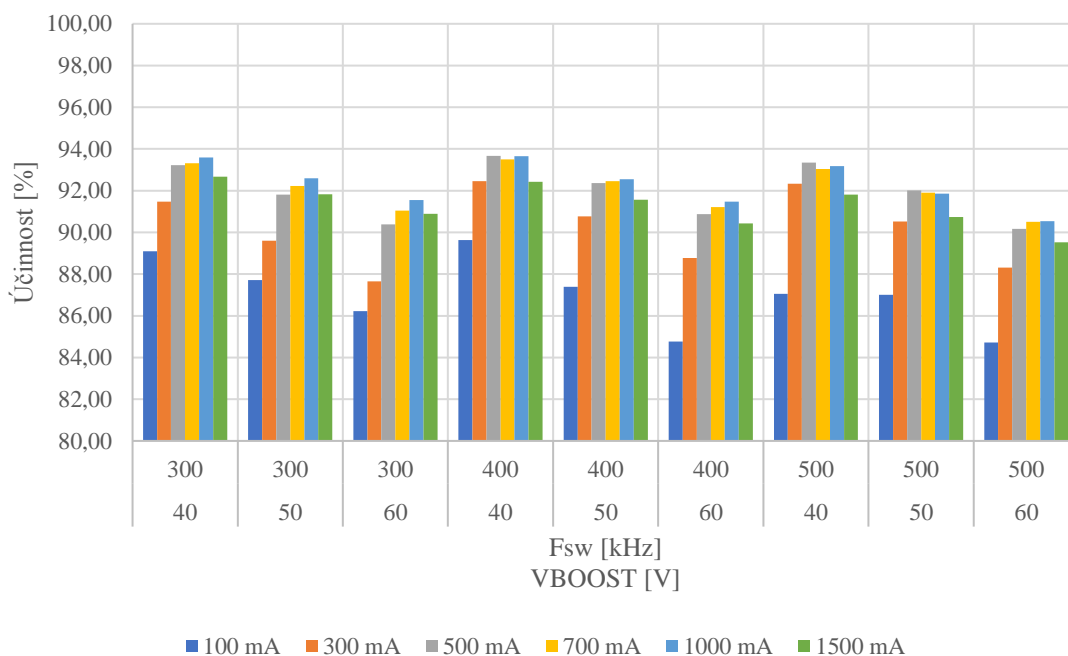
Graf 12: Závislost účinnosti se zátěží 12 LED na aplikačních parametrech, při teplotě 105 °C

6 LED, 65 °C



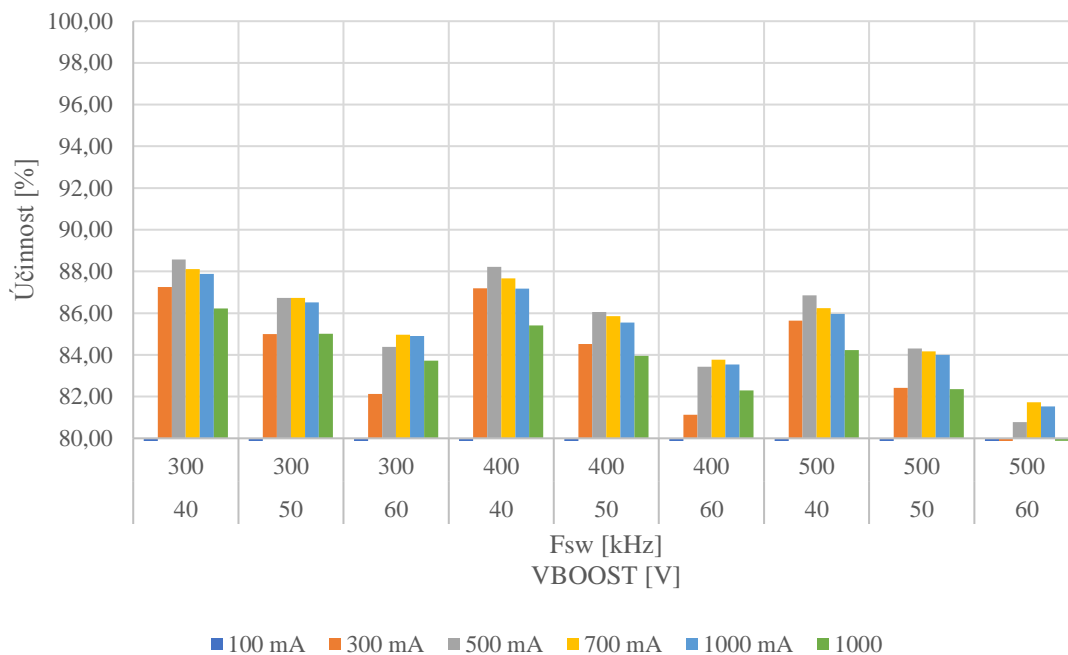
Graf 13: Závislost účinnosti se zátěží 6 LED na aplikačních parametrech, při teplotě 65 °C

6 LED, 105 °C



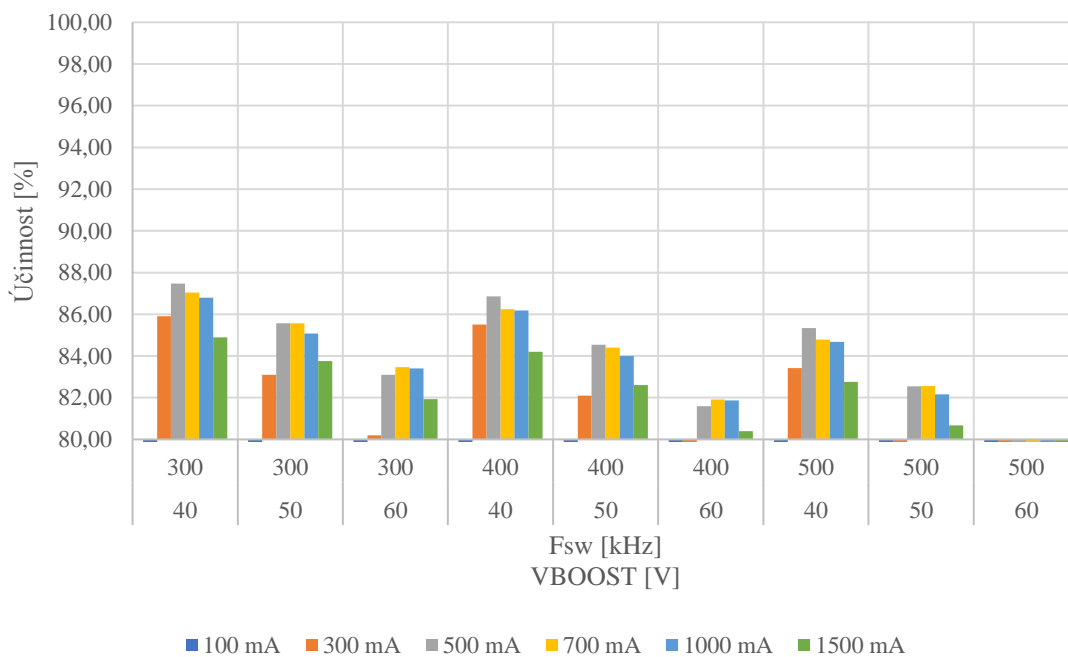
Graf 14: Závislost účinnosti se zátěží 6 LED na aplikačních parametrech, při teplotě 105 °C

2 LED, 65 °C



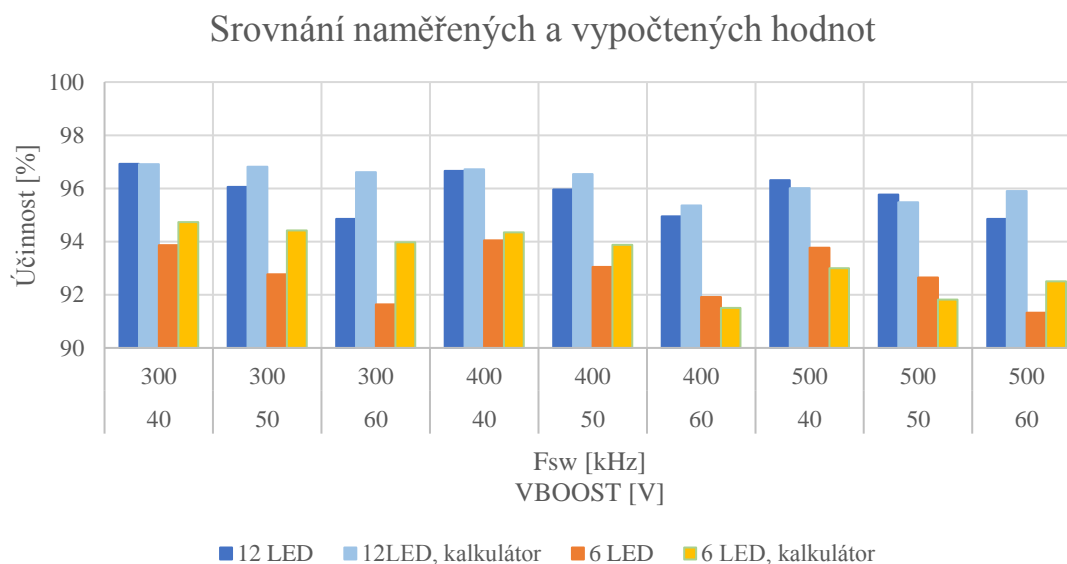
Graf 15: Závislost účinnosti se zátěží 2 LED na aplikačních parametrech, při teplotě 65 °C

2 LED, 105 °C



Graf 16: Závislost účinnosti se zátěží 2 LED na aplikačních parametrech, při teplotě 105 °C

Na grafu 17 je prezentována shoda mezi kalkulátorem a naměřenými hodnotami. Pro toto srovnání byly kalkulátorem vypočteny ztráty pro výstupní proud 700 mA, při zachování ostatních parametrů z grafů výše. Dále byly do grafu vloženy ztráty naměřené při stejném výstupním proudu. Modře je představována účinnost s 12 LED v sérii, zeleně pak s 6 LED.



Graf 17: Srovnání výsledků kalkulátoru a naměřených účinností

Rozdíl mezi měřenou a vypočtenou účinností lze zdůvodnit absencí korekce kalkulátoru na pracovní teplotu integrovaného obvodu. Kalkulátor pracuje s parametry, které byly určeny pomocí statistického vyhodnocování velkého množství vyrobených čipů, a tak je dále možné, že vlastnosti čipu, použitého k měření, se od průměrných odlišují. Zatímco v reálné aplikaci se čip podle ztrátového výkonu ohřívá, čímž se mění jeho parametry. Hodnoty v kalkulátoru využité jsou uvedeny v kapitole 5.

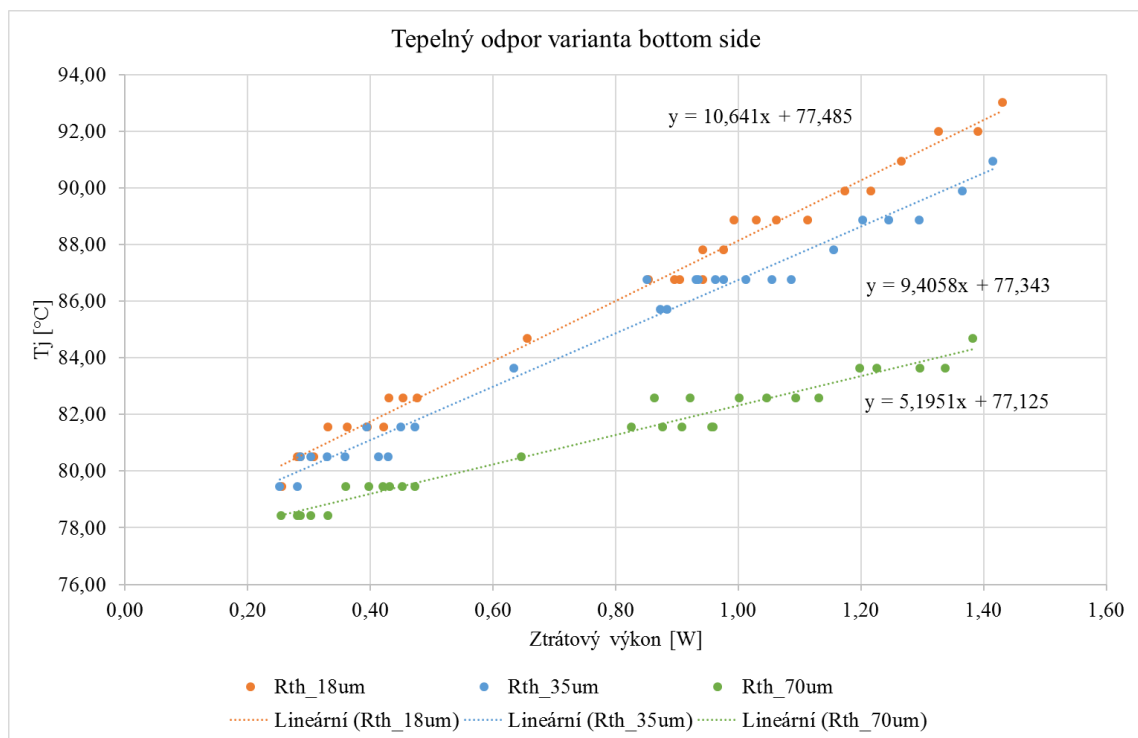
Pro přehlednost byla vytvořena následující tabulka obsahující vybrané výsledky měření. Jedná se o takové podmínky, které jsou pro účinnost nejlepší, nebo naopak nejhorší.

Tabulka 6: Výsledky měření tepelného odporu různých variant chlazení

Parametr	Podmínky	Hodnota
Celková nejvyšší účinnost	40 V, 300 kHz, 500 mA, 12 LED	97,24 %
Nejvyšší účinnost 6 LED	40 V, 400 kHz, 500 mA, 6 LED	94,18 %
Nejvyšší účinnost 2 LED	40 V, 300 kHz, 500 mA, 2 LED	88,58 %
Celkově nejnižší účinnost	60 V, 500 kHz, 100 mA, 2 LED	59,73 %
Teplota křemíku při výstupním výkonu 2 x 50 W	40 V, 400 kHz, 1500 mA, 12 LED, bottom side, Cu 18 μm, T _{okolí} 105 °C	144,12 °C
Účinnost při výstupním výkonu 2 x 50 W	40 V, 400 kHz, 1500 mA, 12 LED, bottom side, Cu 18 μm, T _{okolí} 105 °C	95,3 %

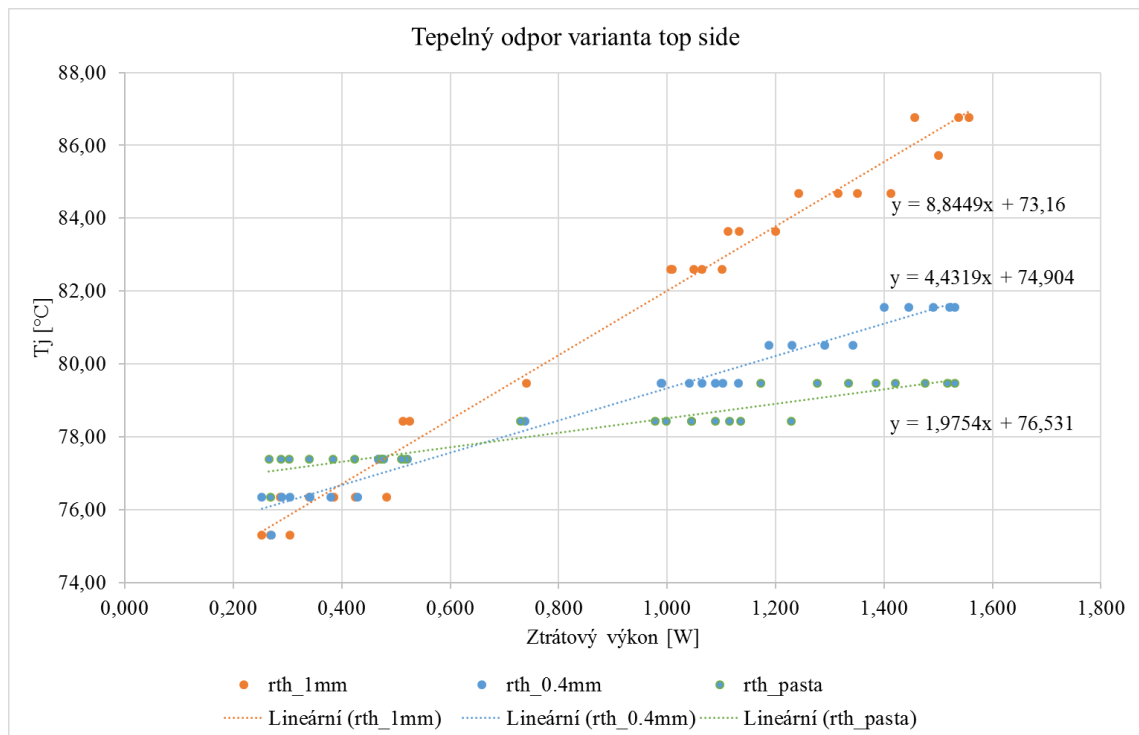
6.4 Výsledky měření tepelného odporu

Grafy níže přiložené zobrazují teplotu čipu v závislosti na ztrátovém výkonu. Naměřenými hodnotami byly proloženy přímky, jejichž směrnice udává tepelný odpor. Graf 18 obsahuje hodnoty naměřené na modulech pro bottom side variantu. Zeleně jsou vynesena data pro 70 μ m měď, modře pro 35 μ m měď a oranžově pro 18 μ m vrstvu. Nejnižšího tepelného odporu dosahuje DPS se 70 μ m vrstvou mědi ve vnějších vrstvách. Jednouncové a půluncové vrstvy jsou srovnatelné, důvodem je odvod tepla vnitřními vrstvami. Vnitřní vrstvy DPS jsou také vyrobeny z 35 μ m vrstvy. Teplo pak není primárně odváděno k chladiči, ale je rozptýleno do objemu a dále do okolního vzduchu. Druhý graf zobrazuje data platná pro variantu top side. Výsledná data jsou dále pro přehlednost uvedena v tabulce pod grafy.



Graf 18: Závislost teploty čipu na ztrátovém výkonu a tloušťce mědi na DPS (bottom side)

Graf 19 zobrazuje výsledky měření s variantou top side. Oranžově jsou vyneseny měřené hodnoty pro mezeru 1 mm. Modře jsou zobrazena data pro mezeru 0,4 mm. Zeleně jsou pak výsledky měření s tepelnou pastou.



Graf 19: Závislost teploty čipu na ztrátovém výkonu a šířce mezery mezi čipem a chladičem (top side)

Tabulka 7: Výsledky měření tepelného odporu různých variant chlazení

Varianta DPS	Ψ_{j-c}
0 mm (top side)	$2 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$
0,4 mm (top side)	$4,4 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$
70 μm (bottom side)	$5,19 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$
1 mm (top side)	$8,8 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$
35 μm (bottom side)	$9,4 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$
18 μm (bottom side)	$10,6 \text{ } ^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}$

Nejlepšího odvodu tepla z integrovaného obvodu bylo dosaženo při montáži chladiče přímo na chladičí plošku varianty top side, kde je mezeru minimální a pro vyrovnání drobných povrchových nerovností je použito tepelně vodivé pasty. Toto řešení je však v reálném sériovém výrobním procesu obtížně realizovatelné. Snadněji realizovatelně se z hlediska sériové výroby jeví mezeru o velikosti 1 mm. Tepelný odpor tohoto řešení je ale vyšší než v případě použití 70 μm vrstvy mědi ve vnějších vrstvách ve spojení s variantou bottom side. Jak bylo předpokládáno, s klesající tloušťkou měděné vrstvy roste tepelný odpor.

7. ZÁVĚR

Úvodní kapitola práce krátce zmínila způsoby realizace přeměny stejnosměrného napětí. Byly rozebrány různé architektury DC/DC měničů a vybrány dvě, na které se práce následně zaměřuje. Vybrané architektury jsou „zvyšující“ a „snižující“. Protože byla práce zpracovávána se záměrem pokračovat změřením ztrát ve snižujícím měničích na reálných aplikacích, byly ztráty rozčleněny do jednotlivých kategorií. Členění proběhlo podle prvků a jejich parametrů, které hrají v dané kategorii roli. Každá skupina byla charakterizována rovnicí kvantifikující velikost ztrátového výkonu.

Součástí teoretické přípravy práce byla kapitola o tepelném návrhu plošných spojů. Byl uveden způsob modelování tepelných systémů a byly vyjmenovány základní veličiny, mezi které se řadí tepelný odpor. Téma tepelného odporu různých prostředí bylo dále diskutováno se zaměřením na způsob optimalizace plošných spojů, tak aby ztrátové teplo ze součástek bylo dobře odváděno ze systému pryč. Tloušťka měděné vrstvy, která definuje tepelný odpor plošných spojů, byla zvolena k dalšímu zkoumání. Důsledky optimalizace tepelného designu plošných spojů byly dále spojeny s pájením součástek k plošnému spoji. V tomto kontextu byly vyjmenovány konkrétně termální reliéfy a jejich využití s montáží SMD nebo THT součástek.

Další kapitola byla věnována popisu integrovaných obvodů, které využívají výše zvolené architektury DC/DC měničů. Jedná se o integrované obvody firmy onsemi, konkrétně čipy NCV78964 a NCV78925. Druhý jmenovaný je odvozen z prvního vynecháním obvodů pro zvyšující měniče. Podrobně byly popsány jejich vývody a vlastnosti pouzder, ve kterých se čipy vyskytují.

V návaznosti byly popsány principy činnosti těchto obvodů a kapitola je uzavřena zmínkou o předchozí generaci integrovaného obvodu, využívajícího synchronní usměrňování. Tento obvod neintegroval spodní tranzistor na křemíkovém čipu a využíval opačnou vodivost tranzistoru horního ve srovnání s rodinou čipů NCV789xx. Řídící napětí horního tranzistoru bylo ve starší generaci odvozováno pomocí lineárního regulátoru a v nové generaci je použita nábojová pumpa. Výrobce onsemi byl ke změně motivován zlepšením účinnosti čipů NCV789xx proti předchozí generaci.

Podrobná znalost vybraných integrovaných obvodů se promítla v kapitole zaměřené na návrh modulu, který byl využit pro výše zmíněná měření. Moduly byly designovány, tak aby byly v souladu s univerzální evaluační platformou. Kvůli této kompatibilitě byla definována pravidla, podle kterých se odvíjel návrh desek plošných spojů. Nejprve bylo uvedeno společné elektrické schéma a všechny jeho prvky byly popsány. Jeden modul je určen pro čip NCV78964 integrující oba druhy měničů a další moduly pro integrovaný obvod NCV78925, který pracuje pouze jako snižující stupeň.

Moduly pro čip NCV78925 byly vytvořeny ve dvou provedeních reflektujících dvě pouzdra, ve kterých se čipy dodávají. Rozdíl mezi pouzdry je v umístění tepelné plošky pro chlazení křemíkového čipu. Podle umístění na horní nebo spodní straně pouzdra jsou

rozlišeny varianty top side a bottom side, a pro každou z nich byly vytvořeny moduly do evaluační platformy. Všechny moduly byly navrženy, tak aby k nim bylo možné připojit chladič.

Při výrobě modulů pro variantu bottom side bylo výrobcí zadáno, aby dodal desky se třemi rozdílnými floušťkami měděné vrstvy za účelem měření jejího vlivu. Předpokladem, vycházejícím z kapitoly o tepelném návrhu, bylo snížení tepelného odporu DPS a s tím spojené snížení pracovní teploty křemíkového čipu. Analogicky bylo, v případě varianty modulů top side, navrženo rozmítání šířky mezery mezi chladičem a pouzdrům. Prostor mezi chladičem a deskou nebo mezi chladičem a pouzdrům integrovaného obvodu musel být vyplněn tepelně vodivým materiálem.

Srovnání mezi architekturou top side nebo bottom side je aktuální z hlediska dalšího vývoje automobilových DC/DC měničů. Aktuálně je majoritně využíváno architektury bottom side s připojením chladiče z opačné strany DPS. Chladič připojený tímto způsobem neklade zvýšené požadavky na tvarovou složitost a výrobní přesnost. Varianta top side ale představuje další možné zlepšení chlazení integrovaných obvodů, je však spojena s technologickými komplikacemi kvůli výrobním přesnostem a také kvůli pořadí technologických kroků. V případě klasické montáže, kdy jsou nejprve součástky připájeny k DPS a poté je montován chladič, není, s přihlédnutím k výrobním tolerancím, snadné udržet mezeru mezi čipem a chladičem v produkčním objemu konstantní. Možným řešením tohoto problému je změna kroků výroby měničových modulů: nejprve připojit chladiče k pouzdrům integrovaných obvodů a tyto celky pájet k DPS. Kvůli hmotnosti chladičů a jejich tepelným kapacitám jde o energeticky i technologicky nákladný proces, ale zajišťuje snížení a reprodukovatelnost malých mezer mezi chladičem a pouzdrům.

Kapitola věnovaná výpočtu ztrátového výkonu využila vzorce uvedené v první kapitole a parametry součástek definované ve třetí kapitole. Všechny parametry potřebné pro výpočet tak byly kvantifikovány a uvedeny v jedné přehledné tabulce. Parametry byly přejaty buď z interních technologických knihoven onsemi, nebo od výrobců ostatních využitých součástek. V kalkulátoru ale nejsou zakomponovány rovnice pro korekci těchto hodnot vlivem změny jejich pracovní teploty. Teplota všech součástek se totiž mění nejen v závislosti na okolních podmínkách, ale také s jejich ztrátovým výkonem. Přesnost kalkulátoru je tak omezená a výstupy z něj budou nejlépe odpovídat teoretickému ideálnímu modulu, který pracuje v dokonale temperovaném prostředí. Dále byl proveden jeden vzorový výpočet pomocí kalkulátoru využívajícího výše zmíněné rovnice. Výsledky byly porovnány s kalkulátorem využívaným interně v onsemi. Rovnice z této práce popisují genezi ztrát přesněji než firemní kalkulátor, který některé druhy ztrát zanedbává.

Závěr páté kapitoly se věnoval výpočtům ztrát pro další aplikační podmínky. Jednotlivé aplikační podmínky byly zvoleny podle reálného využití měničů v napájení předních světlometů. Cílovou aplikací těchto měničů je napájení světel pro denní svícení

nebo dálkových světlometů. Výkonová pásma pro tyto aplikace jsou 5 W až 15 W pro denní svícení a 25 W až 30 W pro dálkové světlometry. Různé aplikace byly analyzovány a v grafech bylo prezentováno rozložení celkových ztrát. Z provedených výpočtů vyplývá, že ztráty rostou se zvyšujícím se rozdílem mezi vstupním a výstupním napětím, dále s výstupním výkonem a také s pracovní frekvencí. Celkového výkonu světlometů lze dosáhnout buď větším počtem svítivých segmentů a nižším proudem, nebo je počet segmentů snížen a proud zvýšen. Z hlediska ztrát je vhodnější volit větší počet svítivých LED a menší proudy, což ale zvyšuje požadavky na optickou část světlometu. Dalším prostorem pro optimalizaci účinnosti je vhodná volba napětí poskytovaného zvyšujícím stupněm. Poměr napětí na vstupu a výstupu snižujícího stupně je shodný s poměrem délek aktivace horního a spodního tranzistoru. Poměr napětí tedy ovlivňuje, jak se rozloží vodivostní ztráty mezi odpory kanálů tranzistorů. Návrh světlometu je pak hledáním optima mezi elektrickými, optickými a teplotními vlastnostmi.

Z analýzy dat z kalkulátoru dále vychází, že je vhodné využívat nízkou pracovní frekvenci. Nevýhodou takovýchto aplikací je nutnost používání cívky s velkou indukčností, která bývá drahá. Drahý induktor je možné do jisté míry nahradit větším výstupním kondenzátorem. Toto řešení je ale nevhodné pro adaptivní světlometry, kde se mění počet aktivních LED. Dále do úvahy o nákladech na celé zařízení vstupují elektromagnetické emisní limity. Vyzařování v pásmu mezi 500 a 1500 kHz je velmi limitováno a v případě činnosti v tomto pásmu je nutné připočítat náklady na přídavné filtry.

Poslední část práce se zaměřila na měření s dříve navrženými moduly. Postupně byly podrobně popsány způsoby měření. Měření byla navržena za účelem ověření výsledků kalkulátoru, ověření vlivu top side nebo bottom side architektury, zjištění vlivu tloušťky použité měděné vrstvy nebo mezery mezi pouzdem a chladičem. Sledována byla také účinnost modulů a ověřena byla jejich aplikace v nejnáročnějších podmínkách definovaných výrobcí automobilových součástek. Výrobci na základě zkušeností s předchozími generacemi měničů požadují, aby modul byl schopen dodávat LED řetězci výkon 30 W z obou kanálů měniče současně i při teplotě okolí 105 °C.

Po definici parametrů měření došlo na samotný proces měření, který byl pro zrychlení a snazší analýzu výsledků automatizován. Automatizace měření byla provedena pomocí interního softwaru RICC firmy onsemi. Prostředí RICC umožňuje ovládat laboratorní přístroje přes GPIB sběrnici pomocí VISA příkazů. Dále je možné komunikovat s evaluační platformou a upravovat tak parametry SPI registrů. SPI registry lze také číst, což bylo využito k zjišťování teploty křemíkového čipu. Měřicí smyčky bylo nejprve nutné vytvořit, podle vybrané metody, a odladit, aby odečítané hodnoty byly relevantní. Automatizované měřicí smyčky byly poté využity k měření jak účinnosti modulů, tak tepelných parametrů obou variant chlazení.

Výsledky měření účinnosti ukázaly, že predikce o vlivu aplikačních parametrů, založené na výstupech kalkulátoru, byly naplněny. Nejvyšší účinnosti, více než 97 %,

bylo dosaženo při nastavení nízkého rozdílu mezi vstupním napětím a napětím na zátěži a při takovém výstupním proudu, kdy nevzniká velký tepelný výkon na odporu kanálu spínacích tranzistorů. Účinnost dále snižuje vzrůstající pracovní frekvence.

Výrobce integrovaných obvodů volí vhodný poměr mezi ztrátami vodivostními a ztrátami spojenými s nabíjením paralelních kapacit tranzistorů. V případě snížení vodivostních ztrát, což je realizováno zvětšením tranzistoru, a tedy využitím větší plochy křemíkového čipu, dochází vlivem větší plochy k růstu parazitních kapacit. Zvýšení plochy spodního tranzistoru se v kapacitních ztrátách projeví menší měrou než u tranzistoru horního. Ztráty způsobené parazitními kapacitami jsou totiž závislé na napětí, kterým jsou tyto kapacity nabíjeny, a v případě spodního tranzistoru jde, z principu zapojení, o napětí násobně nižší než u tranzistoru horního. Silným faktorem v této úvaze je cena integrovaného obvodu, která přímo souvisí s plochou čipu. Z hlediska nákladů na výrobu jednoho čipu pak lépe vychází redesign obvodů pro ovládání výstupních tranzistorů. Řídící obvody je možné navrhnout tak, aby rychleji přepínaly stav výstupních tranzistorů, což se ale projeví zhoršením výsledků v laboratoři měřící elektromagnetické emise.

Návrh integrovaných DC/DC měničů je tak kompromisem mezi velikostí čipu, výslednou účinností a omezeními plynoucími z platné legislativy. Tlak na účinnost měniče od výrobců automobilových světlometů je dále možné hodnotit z pohledu účinnosti celého světlometu. Světlomet totiž ztrácí významně více energie v optických čočkách a čirých krycích plastech než ve snižujícím měniči. S přihlédnutím k této skutečnosti je účinnost nad 97 % a zároveň schopnost dodávat oběma kanály současně 30 W do LED zátěže při teplotě okolí 105 °C i s nevýhodně tepelně optimalizovanou DPS malým zázrakem každodenní techniky.

Jádro práce je uzavřeno prezentací výsledků měření tepelných odporů pro variantu top side a bottom side. Nejlepšího odvodu tepla bylo dosaženo v případě těsné montáže chladiče na pouzdro varianty top side. Tepelný odpor mezi křemíkovým čipem a chladičem byl v tomto případě naměřen pouhé 2 °C·W⁻¹. Takto dobrý výsledek je v případě sériové výroby vykoupen velkou energetickou náročností při montáži chladičů. Z technologického hlediska se tedy aktuálně perspektivněji vykresluje využívání architektury bottom side, která v případě použití vrstev mědi o tloušťce 70 μm dosáhla lepší tepelné vodivosti než top side varianta s mezerou 1 mm. Naměřený tepelný odpor byl s tlustou vrstvou mědi 5,19 °C·W⁻¹. Srovnatelně dobré tepelné vodivosti jako při používání 70μm vrstvy je dosahováno s mezerou 0,4 mm. Snížení tloušťky vnějších vrstev na šířku srovnatelnou s vrstvami vnitřními přineslo očekávané zvýšení tepelného odporu. Další snížení tloušťky vnějších měděných vrstev však už tak silné zhoršení nepřineslo, neboť teplo již majoritně odchází vnitřními vrstvami do DPS a do okolí.

LITERATURA

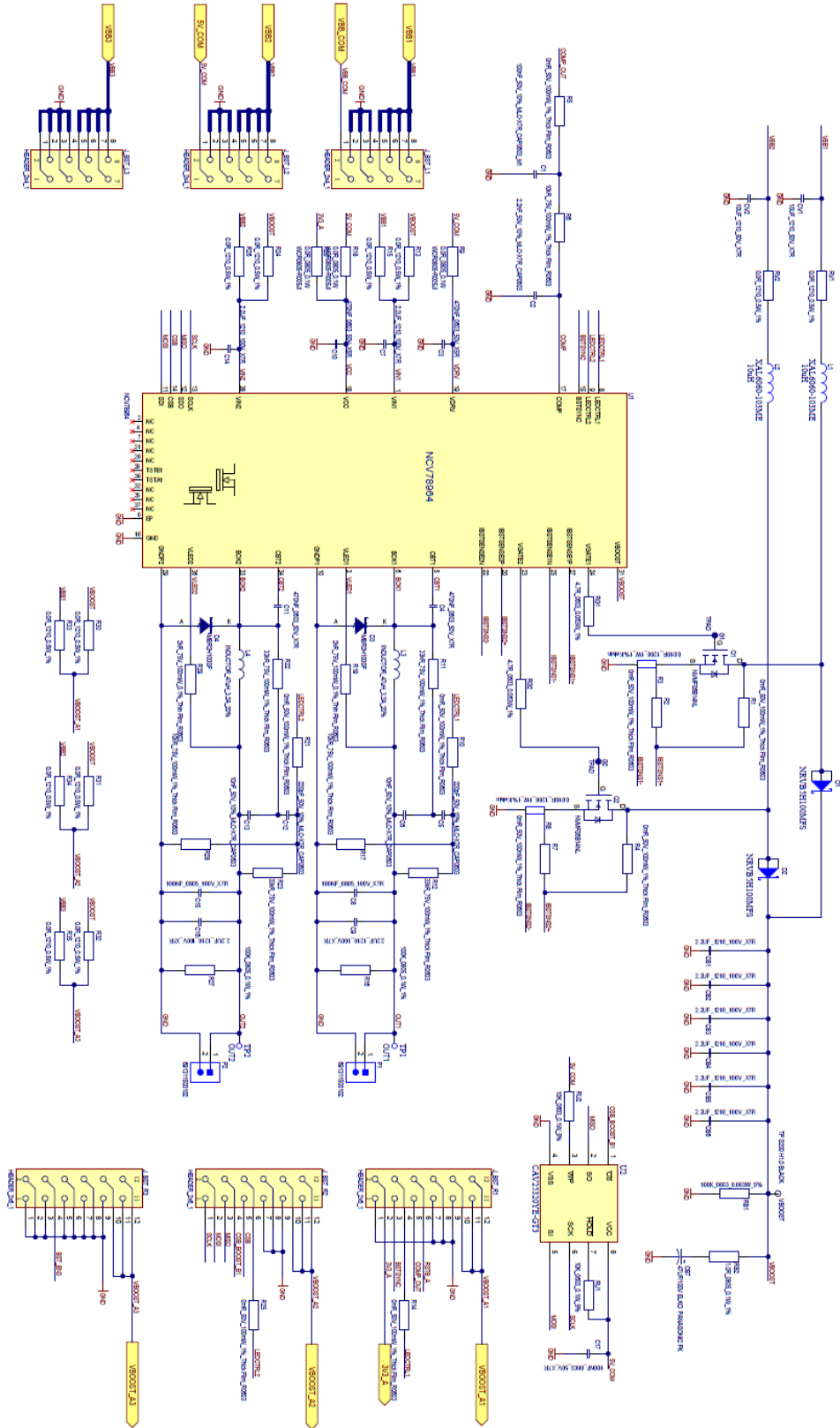
- [1] *Radio Amateur Handbook 1976* [online]. Fifty-third ed. NEWINGTON: American Radio Relay League, 1976 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: <https://archive.org/details/RadioAmateurHandbook1976/mode/2up>
- [2] Switching regulator fundamentals. *Texas Instruments* [online]. Dallas, TX: Texas Instruments, 2019, February 2019 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/snva559c/snva559c.pdf?ts=1607719048408>
- [3] Efficiency of Buck Converter. *ROHM semiconductor* [online]. Kyoto: ROHM semiconductor, 2016 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf
- [4] ON SEMICONDUCTOR. NCV78925 High Efficiency 1,6 A Buck Dual LED Driver for Automotive Front Lighting [online]
- [5] ON SEMICONDUCTOR. NCV78964 Power Ballast and Dual LED Driver for Automotive Front Lighting [online]
- [6] ISO 7637-1:2015: Road vehicles — Electrical disturbances from conduction and coupling — Part 1: Definitions and general considerations. 3. Ženeva: ISO, 2015.
- [7] NCV78763: Dual LED Driver and Power Ballast, for Automotive Front Lighting, 1.6 A, 2nd Generation. Onsemi [online]. Phoenix: onsemi, 2021 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/products/power-management/led-drivers/dc-dc-led-drivers/ncv78763>
- [8] Shielded Power Inductors – MSS1210. *Coilcraft* [online]. Cary, Illinois: Coilcraft, 2021 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: <https://www.coilcraft.com/getmedia/f1a1bc5f-bdff-42f8-9ca8-1a0fb1d5094f/MSS1210.pdf>
- [9] HMF325B7225KMHP. *TAYO YUDEN CO., LTD.* [online]. Tokio: TAYO YUDEN, 2019 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: <https://4donline.ihs.com/images/VipMasterIC/IC/TAIY/TAIY-S-A0007931891/TAIY-S-A0007931401-1.pdf?hkey=6D3A4C79FDBF58556ACFDE234799DDF0>
- [10] DCR @ Temperature Tool. *Coilcraft* [online]. Cary, Illinois: Coilcraft, 2021 [cit. 2021-12-18]. Dostupné z: <https://www.coilcraft.com/en-us/tools/dcr-at-temperature/>
- [11] *Does a 10°C Increase in Temperature Really Reduce the Life of Electronics by Half?* [online]. 2017, August 18, 2017 [cit. 2022-04-14]. Dostupné z: <https://www.electronics-cooling.com/2017/08/10c-increase-temperature-really-reduce-life-electronics-half/>
- [12] AN-2020 Thermal Design By Insight, Not Hindsight. In: *Texas Instruments* [online]. Dallas, TX: Texas Instruments, 2013 [cit. 2022-04-18]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/snva419c/snva419c.pdf?ts=1650288480390>

- [13] Semiconductor and IC Package Thermal Metrics. In: *Texas Instruments* [online]. Dallas, TX: Texas Instruments, 2016 [cit. 2022-04-28]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/spra953c/spra953c.pdf?ts=1651139407280>
- [14] UTMiFlux Thermal Gap Filling Pad. In: *WakefieldThermal* [online]. Nashua: WakefieldThermal [cit. 2022-05-20]. Dostupné z: <https://www.farnell.com/datasheets/2286988.pdf>
- [15] *Technical Data Sheet* [online]. In: . Ashby de la Zouch: Electrolube, c2013 [cit. 2022-05-20]. Dostupné z: <https://electrolube.com/wp-content/uploads/2019/09/HTCP-1.pdf>
- [16] TPS92520-Q1 4.5-V to 65-V Dual 1.6-A Synchronous Buck LED Driver with SPI Control. In: *Texas Instruments* [online]. Dallas, TX: Texas Instruments, 2021 [cit. 2022-05-20]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps92520-q1.pdf?>
- [17] Choosing Inductors for Energy Efficient Power Applications. In: *Coilcraft* [online]. Cary, Illinois: Coilcraft, 2020 [cit. 2022-05-22]. Dostupné z: https://www.coilcraft.com/getmedia/d2188b65-1616-41a6-9bf4-ac20d42b8e9a/doc1400_choosing_inductors_for_energy_efficiency.pdf
- [18] Psi or Theta: Which One Should You Choose?. *Power Electronics Technology* [online]. 2008, 2008, 4 [cit. 2022-05-22]. Dostupné z: <http://www.iet.unipi.it/f.baronti/didattica/CE/Files/803PET21.pdf>
- [19] *Small Outline Integrated Circuit (SOIC) Package* [online]. In: . Eindhoven, Nizozemsko: NXP, 2014 [cit. 2022-05-23]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN2409.pdf>

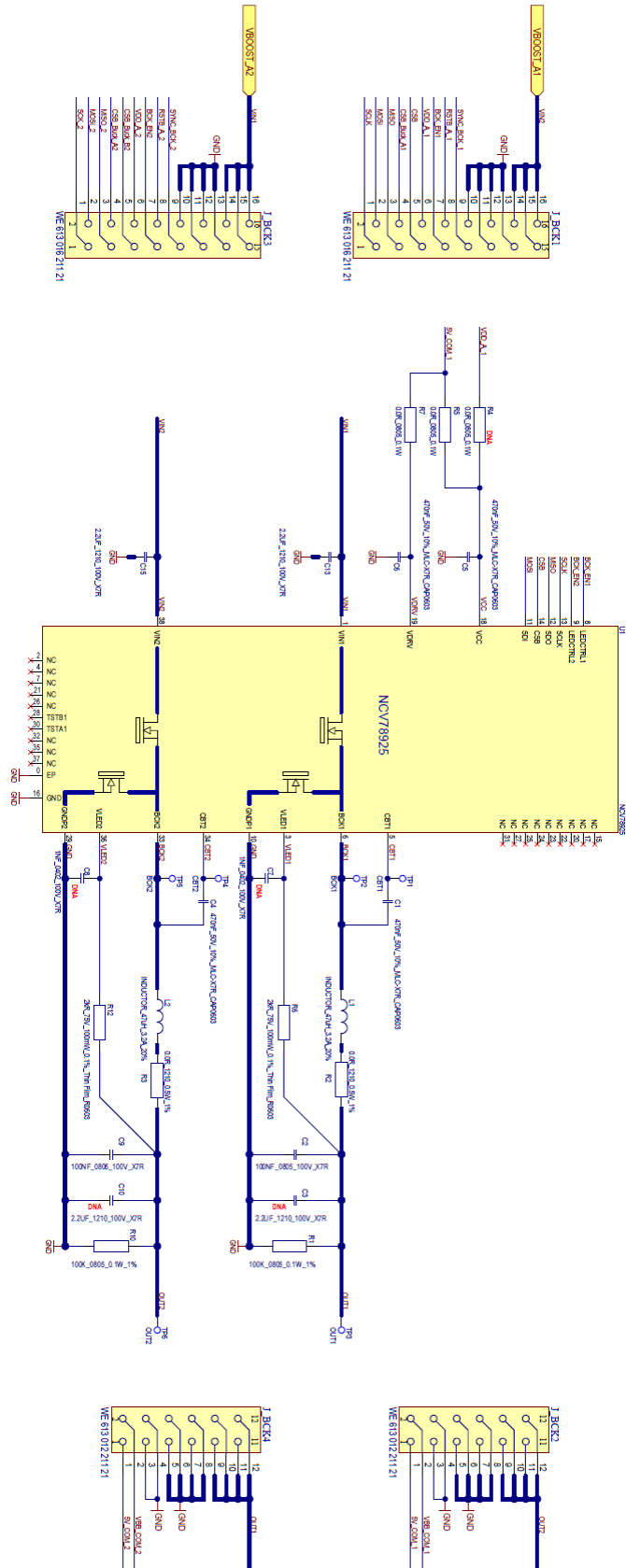
SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - SCHÉMA MODULU NCV78964	69
PŘÍLOHA B - SCHÉMA MODULU NCV78925.....	70
PŘÍLOHA C - VODIVÉ VRSTVY PLOŠNÉHO SPOJE, MODUL NCV78925 TOP SIDE	71
PŘÍLOHA D - VODIVÉ VRSTVY PLOŠNÉHO SPOJE, MODUL NCV78925 BOTTOM SIDE..	72
PŘÍLOHA E - SKRIPT PRO PROGRAM RICC, 1. ČÁST	73
PŘÍLOHA F - SKRIPT PRO PROGRAM RICC, 2. ČÁST	74
PŘÍLOHA G - SKRIPT PRO PROGRAM RICC, 3. ČÁST	75

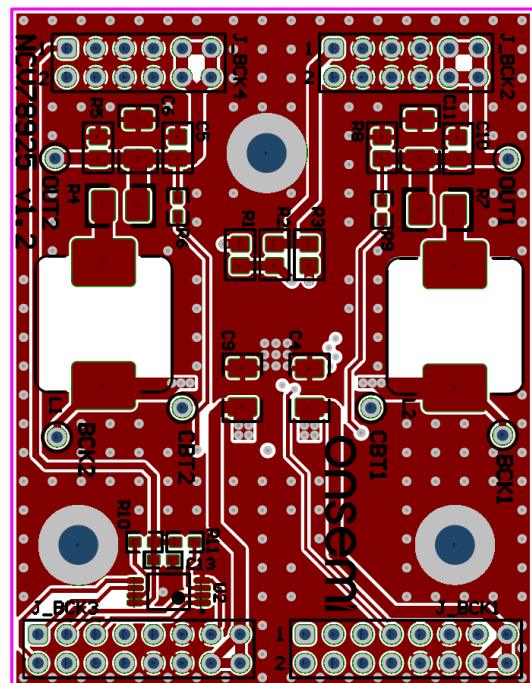
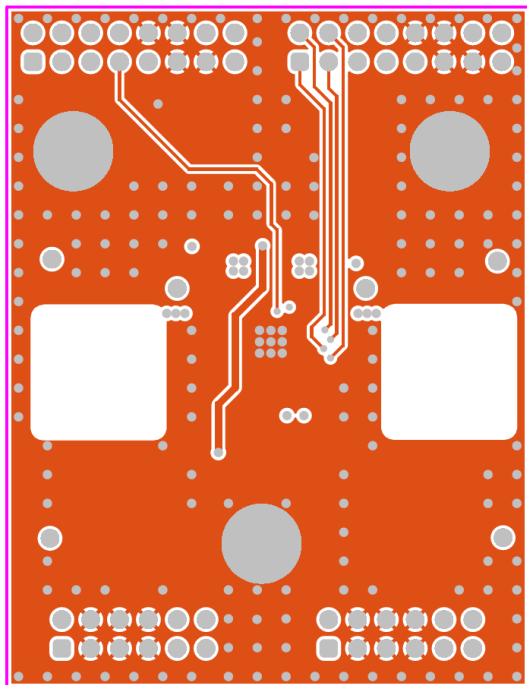
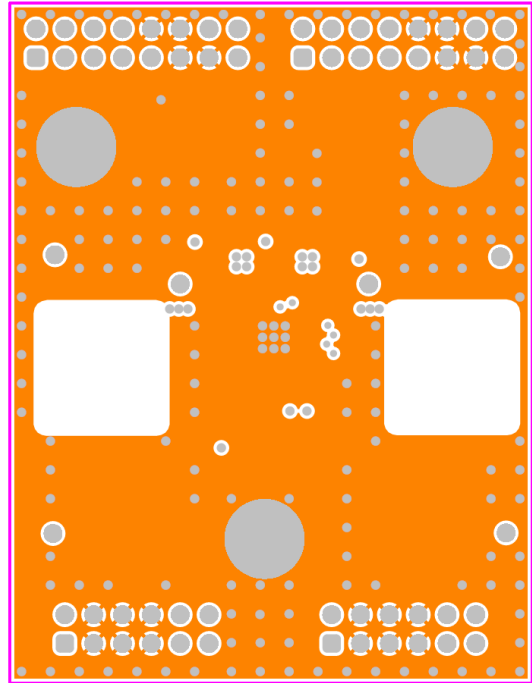
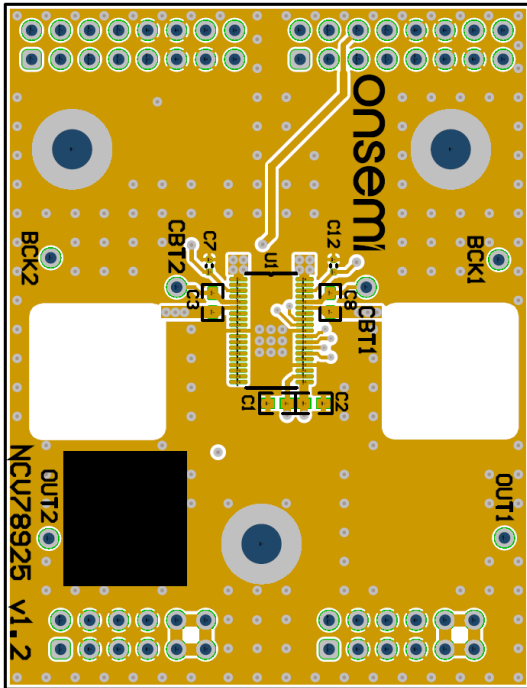
Příloha A - Schéma modulu NCV78964



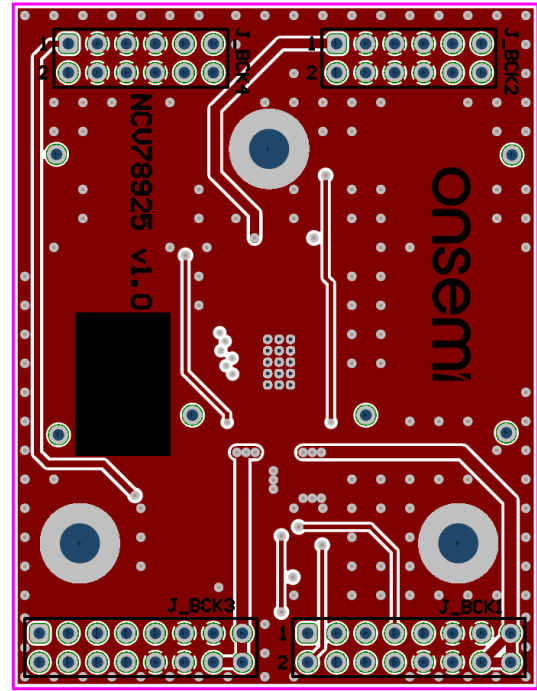
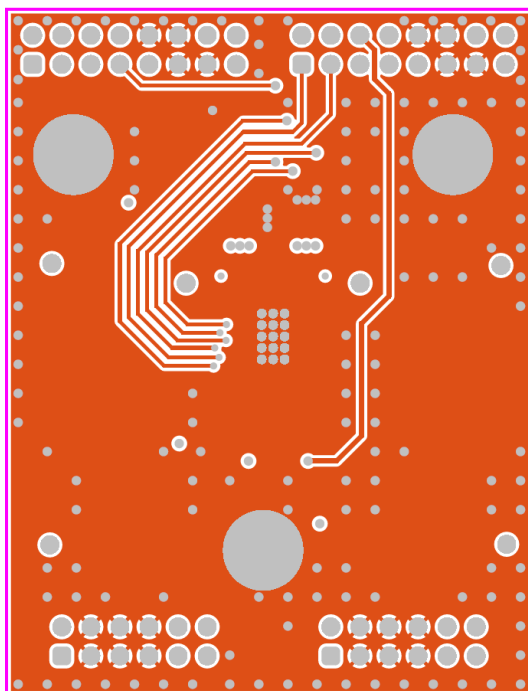
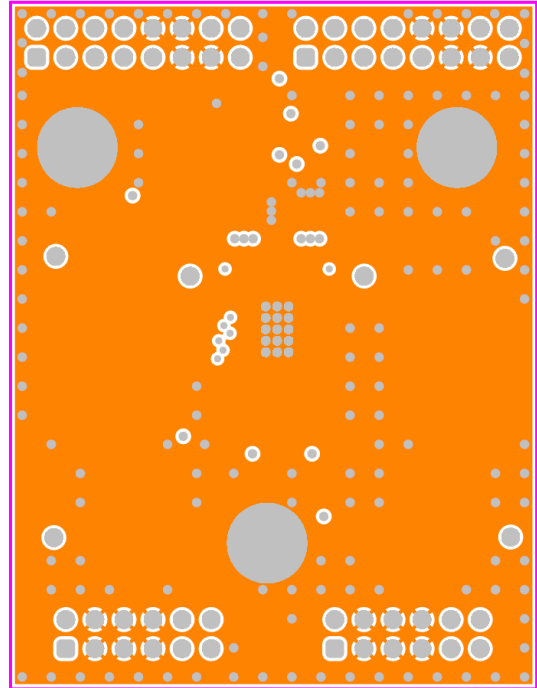
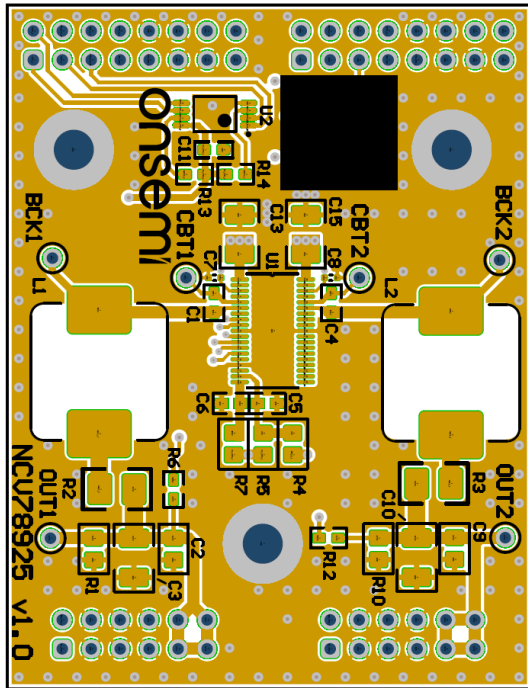
Příloha B - Schéma modulu NCV78925



Příloha C - Vodivé vrstvy plošného spoje, modul NCV78925 top side



Příloha D - Vodivé vrstvy plošného spoje, modul NCV78925 bottom side



Příloha E - Skript pro program RICC, 1. část

```
import sweeper
import ricc
import bench
import math

leddriver = bench.App('LEDDRIVER')

def setVBAT():
    CPX400.setVoltage(0,14)
    CPX400.setCurrent(0,3.2)

def setVBOOST(VBOOST):
    CPX400.setVoltage(1,VBOOST-14)
    CPX400.setCurrent(1,3.0)

def RD9K_TEMP():
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Read',0x3C)
    temp = leddriver.get('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[VTEMP]')
    return temp

def RD9K_set_freq(freq):
    code = round((23.064*math.log(freq))-118.74)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_FREQ]',code)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_FREQ]',code)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x02)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x06)

def RD9K_set_IAVG_SiliconB(iavg):
    if iavg<200 :
        range = 0
        code = (1.4014*iavg)-10.125
    elif 200<=iavg<400:
        range = 1
        code = (0.6269*iavg)+4.7699
    elif 400<=iavg<800:
        range = 2
        code = (0.3095*iavg)+3.0842
    else:
        range = 3
        code = (0.1516*iavg)+2.9696
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IRNG]',range)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IRNG]',range)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IAVG]',code)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IAVG]',code)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x01)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x05)

def RD9K_set_CH1_IAVG_FB(iavg):
    if iavg<200 :
        range = 0
        code = iavg/0.7843
    elif 200<=iavg<400:
        range = 1
        code = iavg/1.5686
    elif 400<=iavg<800:
```

Příloha F - Skript pro program RICC, 2. část

```
range = 2
    code = iavg/3.13725
else:
    range = 3
    code = iavg/6.274
leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IRNG]',range)
leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IAVG]',code)
leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x01)
old_iavg = 1000*ILED1()
new_iavg = (iavg*code)/old_iavg
leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IAVG]',new_iavg)
leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x01)

def RD9K_set_CH2_IAVG_FB(iavg):
    if iavg<200 :
        range = 0
        code = iavg/0.7843
    elif 200<=iavg<400:
        range = 1
        code = iavg/1.5686
    elif 400<=iavg<800:
        range = 2
        code = iavg/3.13725
    else:
        range = 3
        code = iavg/6.274
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IRNG]',range)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IAVG]',code)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x05)
    old_iavg = 1000*ILED1()
    new_iavg = (iavg*code)/old_iavg
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IAVG]',new_iavg)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write',0x05)

def RD9K_set_CH1_power(power):
    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH1_IAVG_FB(current*1000)
    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH1_IAVG_FB(current*1000)

def RD9K_set_CH2_power(power):
    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH2_IAVG_FB(current*1000)
    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH2_IAVG_FB(current*1000)

    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH1_IAVG_FB(current*1000)
    RD9K_set_CH2_IAVG_FB(current*1000)
```

Příloha G - Skript pro program RICC, 3. část

```
def RD9K_set_dualCH_power(power):
    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH1_IAVG_FB(current*1000)
    RD9K_set_CH2_IAVG_FB(current*1000)
    ADC_VLED1 = VLED1()
    current = power/ADC_VLED1
    RD9K_set_CH1_IAVG_FB(current*1000)
    RD9K_set_CH2_IAVG_FB(current*1000)

def IAVG_sweep(iavg):
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IAVG]', iavg)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IAVG]', iavg)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write', 0x01)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write', 0x05)

def IRNG_sweep(irng):
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK1_IRNG]', irng)
    leddriver.set('SpiBuck925_0.SPI_MAPL925[BUCK2_IRNG]', irng)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write', 0x01)
    leddriver.run('SpiBuck925_0.Write', 0x05)

def setTemp(value):
    Generic.setTemp2(value)

def ILED1():
    return HP34401.value()

def VBOOST():
    return HP34401_2.value()

def VLED1():
    return HP34401_3.value()

def TypeK():
    return 1000*HP34401_4.value()

def IBOOST():
    return HP34401_5.value()

def ILED2():

def ILED2():
    return HP34410.value()
```