



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

SPÍNANÝ BUDIČ VÝKONOVÝCH LED S VYŠŠÍ EFEKTIVITOU

SWITCHING DRIVER FOR HIGH POWER LEDS WITH HIGHER EFFICIENCY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Miroslav Doležal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Šteffan, Ph.D.

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**
Ústav mikroelektroniky

Student: Bc. Miroslav Doležal

ID: 146807

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Spínaný budič výkonových LED s vyšší efektivitou

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte obecné vlastnosti budičů LED v buck-boost módu (boost to battery) a zaměřte se na definici ztrát v obvodu a celkovou efektivitu. Detailně se seznamte s možnostmi synchronního usměrňování ve spínaných měničích. Navrhněte a zkonstruuje budič výkonových LED s výstupním výkonem 10 W a proudem 1 A při standardním napájení z automobilové sítě. Sadou měření podrobně ověřte funkčnost a parametry vzorku.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 26.5.2016

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

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Lukáš Fucik, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce popisuje problematiku spínaných měničů a výkonové ztráty takovýchto obvodů. Ztráty jsou zaměřeny na celkovou účinnost. První kapitola je věnována principu činnosti základních třech typů měničů (snižující, zvyšující, snižující/zvyšující). Volně navazující kapitola je zaměřena na ztráty hlavních obvodových prvků těchto spínaných obvodů (dioda, tranzistor). Následuje seznámení s typem obvodu, který využívá synchronního řízení pro eliminaci ztrát a pracující ve funkci měniče snižujícího i zvyšujícího výstupní napětí oproti vstupnímu. Důležitou částí je použití měniče jako LED driver (budič), konstantní zdroj proudu. Závěrem teoretické části jsou vybrány dva integrované obvody, se kterými lze takovýto obvod navrhnout.

Praktická část práce popisuje postup návrhu obvodů (s integrovanými obvody vybranými v teoretické části) od tvorby schématu, výběru součástek až po návrh desky plošných spojů. Navržené obvody jsou zrealizovány a podrobeny měřením. Zjišťována je účinnost, rozložení teploty součástek, stabilita řízení proudu a EMC vlastnosti. Závěrem je porovnání parametrů navržených obvodů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Ztráty spínaných obvodů, ztráty tranzistoru, ztráty diody, měnič, LED budič, synchronní měnič, měnič snižující napětí, měnič zvyšující napětí, měnič snižující/zvyšující napětí

ABSTRACT

Problems in switching converter and power losses in this circuit describe these master's theses. Power losses have the primary influence on the total efficiency circuit. The first chapter deals with the principle of basic parts switching converter (buck, boost, buck-boost). The power losses on main elements used in switching circuit (diode, transistor) are explained in the next part of this thesis. Theory of synchronous rectification for reduction of losses. A choice of two integrated circuits useful for future design of LED driver working in buck-boost mode is on the end of the theoretical part. The practical part is focused on the design of circuits (with integrated circuits chosen in the theoretical part) including schematic diagram, calculation of parts and PCB layout. The build samples are evaluated by set of measurements in the field of efficiency, temperatures of components, stability output LED current, EMC and soon. Finally the particular parameters of both tested circuits are compared

KEYWORDS

Losses in switching circuit, transistor losses, diode losses, converter, LED driver, synchronous converter, buck, boost, buck-boost, step up, step down

BIOGRAFICKÁ CITACE

DOLEŽAL, M. *Spínaný budič výkonových LED s vyšší efektivitou*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky, 2016. 87 s., 7 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Šteffan PhD.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Spínaný budič výkonových LED s vyšší efektivitou jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce, a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucím diplomové práce doc. Ing. Pavlu Šteffanovi, PhD. a Ing. Josefu Vočyánovi, PhD. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)



Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Seznam obrázků	x
Úvod	xiv
1 Teoretická část	15
1.1 Spínaný měnič.....	15
1.1.1 Měnič snižující výstupní napětí.....	16
1.1.2 Měnič zvyšující výstupní napětí.....	17
1.1.3 Měnič zvyšující i snižující výstupní napětí	18
1.2 Ztráty v obvodu.....	20
1.2.1 Dioda	20
1.2.2 Tranzistor.....	23
1.2.3 Ostatní prvky spínaných obvodů	25
1.3 Synchronní měnič	27
1.4 Budič (Driver).....	30
1.5 Výběr vhodného integrovaného obvodu.....	32
1.5.1 LT3791 od společnosti Linear Technology.....	34
1.5.2 LM5175 od společnosti Texas Instruments.....	35
2 Praktická část	36
2.1 Zadání	36
2.2 Návrh synchronního měniče s IO LT3791	37
2.2.1 Schéma zapojení.....	37
2.2.2 Výpočet obvodových prvků.....	40
2.2.3 Výpočet předpokládaných ztrát.....	43
2.2.4 Návrh desky plošných spojů.....	44
2.3 Návrh synchronního měniče s IO LM5175	47
2.3.1 Schéma zapojení.....	47
2.3.2 Výpočet obvodových prvků.....	49

2.3.3	Výpočet předpokládaných ztrát.....	52
2.3.4	Návrh desky plošných spojů.....	53
2.4	Měření dosažených parametrů LT3791	55
2.4.1	Hlavní parametry	55
2.4.2	Účinnost	58
2.4.3	Termokamera.....	60
2.4.4	Regulace proudu analogová/PWM.....	61
2.4.5	Elektromagnetická kompatibilita.....	63
2.5	Měření dosažených parametrů LM5175	65
2.5.1	Hlavní parametry	65
2.5.2	Účinnost	68
2.5.3	Termokamera.....	69
2.5.4	Regulace proudu PWM	70
2.5.5	Elektromagnetická kompatibilita.....	71
2.6	Vyhodnocení a srovnání	74
	Závěr	75
	Literatura	77
	Seznam příloh	79

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: DC/DC měnič z pohledu vstupu a výstupu	15
Obr. 2: Blokové schéma měniče snižujícího napětí[2]	16
Obr. 3: Orientace proudu a napětí při změně stavu spínače S (1. interval, 2. interval)[2]	17
Obr. 4: Blokové schéma měniče zvyšující vstupní napětí [2]	17
Obr. 5: Orientace proudu a napětí v obvodu zvyšující vstupní napětí (1. interval, 2. interval)[2]	18
Obr. 6: Blokové schéma měniče snižující/zvyšující vstupní napětí[2].....	18
Obr. 7: Orientace napětí a proudu v měniči snižující/zvyšující vstupní napětí[2]	19
Obr. 8: Příklad V-A charakteristiky diody[12]	21
Obr. 9: Příklad měření spínacích ztrát diody	23
Obr. 10: Průběh proudu diodou[1].....	23
Obr. 11: Principiální znázornění obou typů tranzistorů (E-emitor, B-báze, C- kolektor)[13]	24
Obr. 12: Můstkové zapojení tranzistorů a cívky	28
Obr. 13: Orientace napětí a proudu obvodu snižující napětí s názorným porovnáním měniče s diodou (fáze 1)[2]	28
Obr. 14: Orientace proudu a napětí obvodu snižující napětí s názorným porovnáním měniče s diodou (fáze 2)[2]	29
Obr. 15: Orientace proudů a napětí obvodu zvyšující napětí s názorným porovnáním měniče s diodou (fáze 1)[2]	29
Obr. 16: Orientace proudu a napětí v obvodu zvyšující napětí s názorným porovnáním měniče využívající diodu (fáze 2)[2]	30
Obr. 17: Varianty měření proudu (vlevo high side sense, vpravo low side sense)[11] ..	31

Obr. 18: Příklad zapojení synchronního měniče s IO LT3791[14]	34
Obr. 19: Příklad zapojení synchronního budiče s IO LM5175[15]	35
Obr. 20: Blokové znázornění obvodu	37
Obr. 21: Vstupní část zapojení s IO LT3791 – vstupní filtr	38
Obr. 22: Hlavní řídicí část obvodu s IO LT3791	38
Obr. 23: Výkonová část – H-můstek s pracovní cívkou	39
Obr. 24: Přídavné funkce obvodu (analogové/digitální) řízení proudu	40
Obr. 25: TOP vrstva – výkonová + logická	45
Obr. 26: INNER 1 - Výkonová zem	45
Obr. 27: INNER2 – měřící část	45
Obr. 28: BOTTOM – Ovládání tranzistorů	45
Obr. 29: DPS v návrhovém prostředí.....	46
Obr. 30: Hotová DPS s obvodem LT3791	46
Obr. 31: Technologické parametry výroby DPS	46
Obr. 32: Blokové schéma zapojení obvodu	47
Obr. 33: Vstupní část zapojení – EMC filtr	48
Obr. 34: Hlavní řídicí část obvodu LM5175.....	48
Obr. 35: H-můstek tranzistorů s cívkou – výkonová část obvodu.....	49
Obr. 36: Přídavná funkce obvodu,PWM řízení proudu	49
Obr. 37: TOP vrstva – výkonová + logická	54
Obr. 38: INNER 1 - Výkonová zem	54
Obr. 39: INNER2 – měřící část	54
Obr. 40: BOTTOM – Ovládání tranzistorů.....	54
Obr. 41: Navržená DPS s IO LM5175.....	54
Obr. 42: Vyrobená a osazená DPS.....	54

Obr. 43: Odezva na jednotkový skok napájecího napětí	55
Obr. 44: Průběh proudu cívkou při napájecím napětí 6 V	56
Obr. 45: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu boost ($U_{IN}=6V$).....	57
Obr. 46: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck/boost ($U_{IN}=12V$).....	57
Obr. 47: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck ($U_{IN}=18V$).....	57
Obr. 48: Závislost účinnosti na změně vstupního napětí	59
Obr. 49: Snímek termokamery obvodu s IO LT3791	60
Obr. 50: Graf závislosti výstupního proudu na napětí vstupu CTRL	61
Obr. 51: Průběh výstupního napětí a proudu při PWM regulaci, střída 10%.....	62
Obr. 52: Průběh výstupního napětí a proudu při PWM regulaci, střída 50 %	62
Obr. 53: Průběh výstupního napětí a proudu při PWM regulaci, střída 90 %	63
Obr. 54: Výsledek EMC měření bez použití filtrů.....	64
Obr. 55: Výsledek EMC měření s použitím filtrů	64
Obr. 56: Odezva jednotkového skoku napájecího napětí	65
Obr. 57: Průběh proudu pracovní cívkou při napájecím napětím 6 V	66
Obr. 58: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu boost ($U_{IN}=6V$).....	67
Obr. 59: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck/boost ($U_{IN}=12V$).....	67
Obr. 60: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck ($U_{IN}=18V$).....	67
Obr. 61: Graf závislosti účinnosti na změně vstupního napětí	69
Obr. 62: Snímek z termokamery navrženého obvodu s LM5175.....	70
Obr. 63: Průběh napětí a proudu při pokusu řízení výstupního proudu PWM (střída 50%).....	71
Obr. 64: Průběh napětí a proudu při pokusu řízení výstupního proudu PWM (střída 90%).....	71
Obr. 65: Výsledek EMC měření bez použití vstupního filtru.....	72
Obr. 66: Výsledek EMC měření s použitím filtru	73

SEZNAM TABULEK

Tab. 1: Porovnání integrovaných obvodů vhodných pro realizaci budiče LED[14][15][16].....	33
Tab. 2: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při zvyšování vstupního napětí.....	58
Tab. 3: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při snižování vstupního napětí.....	58
Tab. 4: Naměřené hodnoty výstupního proudu při analogovém řízení	61
Tab. 5: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při zvyšování vstupního napětí.....	68
Tab. 6: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při snižování vstupního napětí.....	68
Tab. 7: Dosažené parametry navržených obvodů	74

ÚVOD

Hlavním trendem dnešní doby je miniaturizace zařízení a schopnost velké integrace funkcí zařízení. Hlavní problém snad každé elektroniky je teplo vznikající ztrátami v obvodu. Při jakémkoliv návrhu elektroniky, od které je očekávaný dostatečný výkon, tedy protékající proud, je nutné zařízení uchládit. Toto je jeden z hlavních problémů při zmenšování rozměrů. Tato problematika zasahuje do všech odvětví průmyslu a to i automobilového.

V masové produkci automobilů a jejich stálého modernizování se zvyšuje i spotřebovaná elektrická energie. Jedním směrem lze zvýšit výkon alternátoru a kapacitu baterie. Tato cesta je ale nejméně šetrná k životnímu prostředí. Pokud ale zvýšíme účinnost použitých zařízení v automobilu, je zde prostor pro vylepšení stávajících komponent za původních podmínek.

Tato práce se tedy bude zabývat zlepšení jedné součásti v automobilu. Dnes se žárovky ve světlometech nahrazují LED diodami pro svoji vyšší účinnost. Problém je však v napájení těchto diod, protože oproti žárovkám se musí napájet zdrojem konstantního proudu napřímo z automobilové sítě.

Účinnost LED diody se nedá příliš ovlivnit, pouze zaručením dobrého odvodu tepla pro prodloužení její životnosti a stálosti parametrů. Prostor pro zvýšení účinnosti je tedy na budiči, který tuto LED diodu/y napájí.

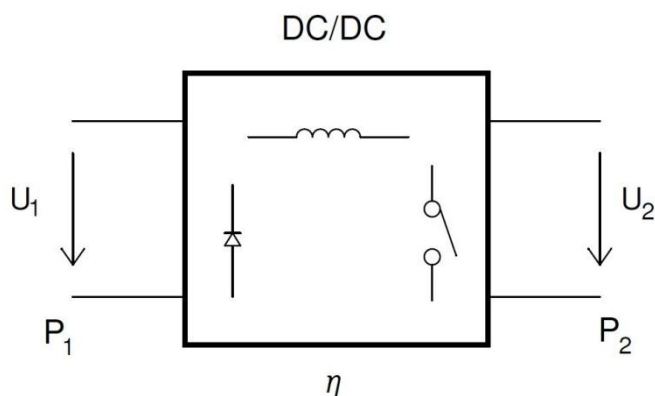
Výsledek této práce by měl tedy být přiblížit problematiku spínaných měničů, ztráty vznikající na jednotlivých prvcích obvodu a seznámení, rozbor, návrh a realizaci spínaného usměrněného měniče (budiče), který dosahuje účinnosti nad 90%.

1 TEORETICKÁ ČÁST

Tato část práce bude zaměřena na přiblížení spínaných DC/DC měničů, ale hlavně ztráty, které mají za následek snižování účinnosti měniče. Typologií měničů je v dnešní době známo nespočet (buck, boost, buck-boost, sepic, flyback, ...). Každá struktura takového obvodu má jiné vlastnosti a ty jsou úzce spjaty s účinností. Cílem této teoretické části bude tedy popis hlavních ztrát, zejména na hlavních prvcích. Následně bude vysvětlen typ obvodu, který dosahuje účinnosti více než 90%.

1.1 Spínaný měnič

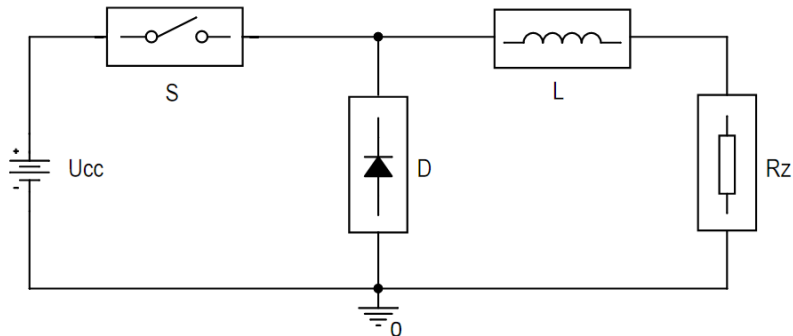
Takto nazývaný typ obvodu pracuje v tzv. pulzním režimu. Hlavní prvek takovýchto obvodů, který fakticky zajišťuje transformaci energie, je cívka. Ta je střídavě nabíjena ze zdroje a vybíjena do zátěže. Pro spínání se využívá tranzistor, který pracuje v režimu spínače. Pro správný tok elektrické energie je nejčastěji využívána dioda, která díky svým vlastnostem určuje směr proudu. Tyto tři součástky jsou základní stavební jednotkou každého spínaného obvodu (obr. 1). Vlastnosti těchto obvodů jsou řízeny spínáním (resp. střídou) tranzistoru a uspořádáním těchto součástek vůči zdroji, zátěži a zemi.



Obr. 1: DC/DC měnič z pohledu vstupu a výstupu

1.1.1 Měníč snižující výstupní napětí

Tato konfigurace měniče je schopná měnit napětí ze vstupu na výstup, které je vždy nižší než napětí vstupu. V anglickém jazyce je nejčastěji nazývaný jako STEP-DOWN nebo BUCK. Na blokovém schématu zobrazeném na obr. 2 je nastíněno postavení hlavních prvků v obvodu.[2][4][8]



Obr. 2: Blokové schéma měniče snižujícího napětí[2]

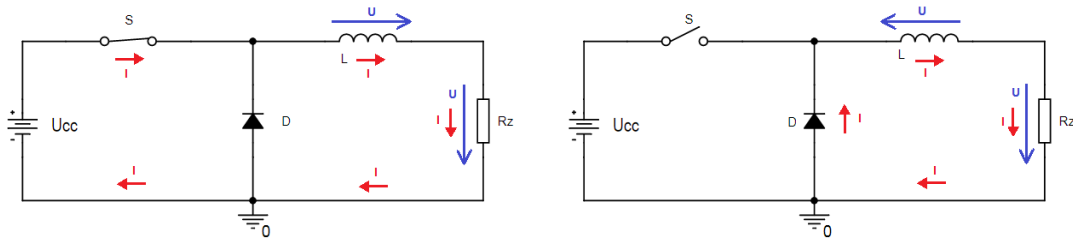
Princip funkce obvodu lze jednoduše popsat ve dvou intervalech (viz obr. 3).

1. interval (obr. 3 vlevo)

Spínač S je sepnutý a cívkou L protéká proud I ze zdroje U_{cc} přes zátěž R_z do země. Průchodem proudem je cívka nabíjena. Velikost napětí cívky je dána napětím zdroje zmenšeného o napětí na zátěži. Velikost proudu, kterým se cívka nabíjí, je dána časovým intervalem zapnutí spínače S . [2][8]

2. interval (obr. 3 vpravo)

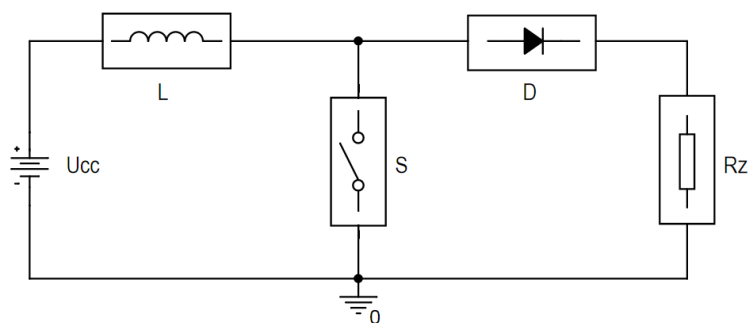
Spínač S je rozepnutý. V tu chvíli má cívka snahu udržet proud smyčkou, což má za následek reverzaci napětí. Tímto se stává cívka zdrojem a dodává proud stejným směrem jako v intervalu 1. Dioda D uzavře proudovou smyčku přes cívku a zátěž. Proud z cívky začne klesat až do okamžiku opětovného sepnutí spínače S a celý děj se opakuje.[2][8]



Obr. 3: Orientace proudu a napětí při změně stavu spínače S (1. interval, 2. interval)[2]

1.1.2 Měníč zvyšující výstupní napětí

Tento typ měniče v anglickém jazyce nazývaný jako STEP-UP nebo BOOST svojí konfigurací hlavních prvků mění napětí výstupu oproti vstupu vždy na vyšší napětí. Rozložení obvodových prvků je znázorněno na obr. 4.[2][4][9]



Obr. 4: Blokové schéma měniče zvyšující vstupní napětí [2]

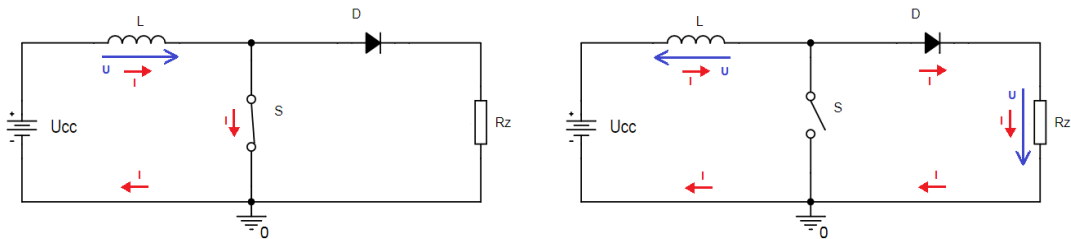
Princip funkce obvodu lze jednoduše popsat ve dvou intervalech (viz obr. 5).

1. interval (obr. 5 vlevo)

Spínač S je sepnutý a cívkou L protéká proud I ze zdroje U_{cc} do země. Tímto proudem je cívka nabíjena. Velikost proudu, na který se cívka nabije, je dána časovým intervalem sepnutí spínače.[2][9]

2. interval (obr. 5 vpravo)

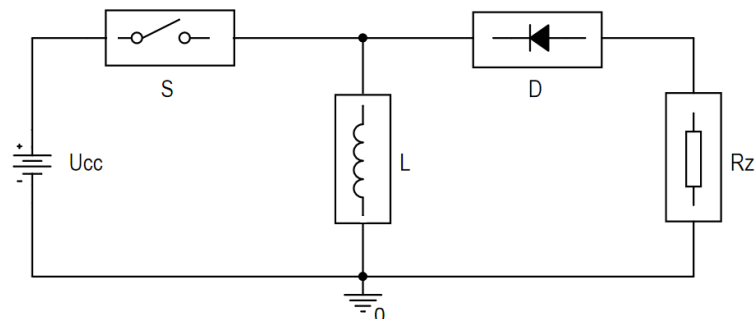
Spínač S je rozepnutý. Ve chvíli přerušení proudu smyčkou se jej snaží cívka udržet. Tím reverzuje svoje napětí a stává se zdrojem, který dodává proud ve stejném směru, jako se nabíjela. Napětí na zátěži R_z je povýšeno o napětí zdroje, nikoli země, proto je vždy vyšší než zdroje. Proudová smyčka je opět uzavřena propustně polarizovanou diodou D a zátěží R_z . Proud cívky tímto začne klesat až do okamžiku opětovného sepnutí spínače S.[2][9]



Obr. 5: Orientace proudu a napětí v obvodu zvyšující vstupní napětí (1. interval, 2. interval)[2]

1.1.3 Měnič zvyšující i snižující výstupní napětí

Tohoto obvodu je více typů, v anglickém jazyce známé jako BUCK-BOOST, SEPIC a jiné. Zde je zařazen pouze buck-boost kvůli názornosti obvodu, který dokáže měnit výstupní napětí nad i pod úroveň vstupního napětí. Konfigurace buck-boost je dostačující, a to i z pohledu další návaznosti této práce. Struktura takového měniče je znázorněna na obr. 6.[2][7][10]



Obr. 6: Blokové schéma měniče snižující/zvyšující vstupní napětí[2]

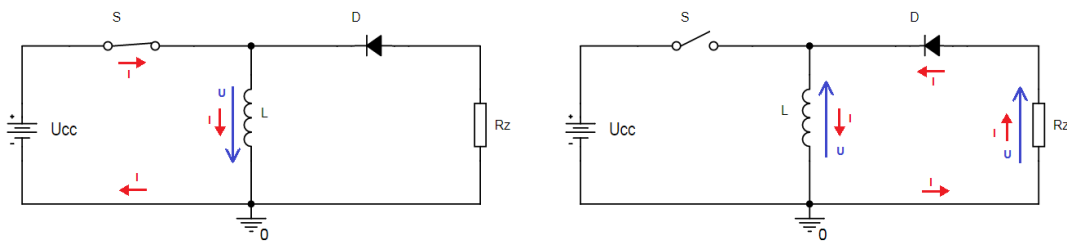
Princip funkce obvodu lze jednoduše popsat ve dvou intervalech (viz obr. 7).

1. interval (obr. 7 vpravo)

Spínač S je sepnutý, dioda D je polarizována v závěrném směru, tudíž proud teče skrz cívku L, která je tímto rostoucím proudem nabíjena, a to až do okamžiku rozpojení spínače S.[2][7][10]

2. interval (obr. 7 vlevo)

Spínač S je rozepnutý, cívka reverzuje napětí a proud teče původním směrem skrz cívku L a postupně klesá s jejím vybíjením. Spínač S je rozepnut, proto se proudová smyčka uzavírá přes zátěž R_Z , neboť dioda D je polarizována propustně .[2][7][10]



Obr. 7: Orientace napětí a proudu v měniči snižující/zvyšující vstupní napětí[2]

1.2 Ztráty v obvodu

V každé aplikaci, a to ne jenom pracující vlivem elektrické energie, nás zajímá poměr dodané energie na skutečně vykonané (užité) práci neboli účinnost takového systému.

Účinnost lze vypočítat vztahem (1):

$$\eta = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} [-] \quad \eta = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} * 100 [\%] \quad (1)$$

η – účinnost P_{OUT} – výkon [W] P_{IN} – příkon [W]

Příkon je tedy součtem skutečného výkonu dodávaného do zátěže (výstupní energie) a výkonu ztrátového (podle vztahu (2)), který se průchodem obvodu změní nejčastěji na teplo vlivem neideálních parametrů obvodu.

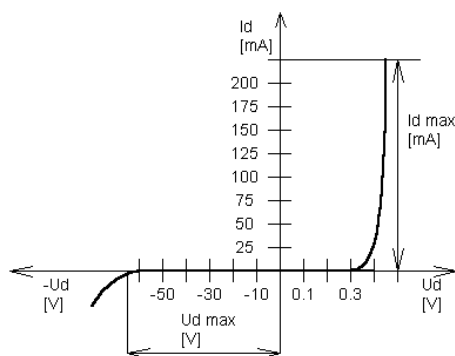
$$P_{CELK} = P_{OUT} + P_{ZTR} [W] \quad (2)$$

Cílem této práce je navrhnout budič s co nejlepší efektivitou (účinností), proto je nutné eliminovat ztráty obvodu, které nám tuto účinnost snižují. Zaměříme se tedy na body obvodu dioda, tranzistor a cívka. Nesmíme také zapomenout na to, že obvod pracuje ve spínaném stavu, proto musíme rozlišit ztráty statické (vedením) a dynamické (spínací).[3][6]

1.2.1 Dioda

Polovodičová dioda respektive PN přechod je základním stavebním prvkem aktivních součástek. Pracuje ve dvou režimech: propustný a závěrný. V propustném stavu při splnění základních podmínek (překročení prahového napětí, dostatek proudu) protéká diodou proud. Kombinace protékajícího proudu a napětí na přechodu má za následek statické ztráty.[1]

Na obr. 8 je znázorněna V-A charakteristika diody, kde I_{dmax} je limitní proud, který je daný specifikací diody. Napětí U_{dmax} je maximální závěrné napětí diody. Obě hodnoty jsou uvedené v katalogovém listě příslušné diody.[1]



Obr. 8: Příklad V-A charakteristiky diody[12]

Statické ztráty (vedením) diody:[3]

$$P_{ZTR_stat} = (u_p + r_d * I_p) * I_p [W] \quad (3)$$

u_p prahové napětí diody

r_d dynamický odpor diody

I_p proud diodou

Tyto hodnoty udává vždy výrobce v katalogovém listě dané součástky. Při návrhu je třeba zvažovat vždy okraj tolerančního pásma (angl. worst case).

Při přecházení ze stavu propustného do stavu závěrného a naopak se začne projevovat zpoždění mezi následujícím stavem vlivem doby života volného nosiče náboje. Tento čas vzniká kvůli bariérové kapacitě PN přechodu, která se při zapínání nabíjí a při vypínání vybíjí. To ale způsobuje průtok proudu i v okamžiku, kdy už by proud neměl protékat.[1][6]

Výpočet spínacích ztrát diody podle vztahu (4):[3]

$$P_{ZTR_spinac} = (E_{on} + E_{off}) * f_{sp} [W] \quad (4)$$

kde: E_{on} Energie nezbytná pro sepnutí

E_{off}Energie nezbytná k vypnutí

f_{sp}spínací frekvence

Energie nezbytná pro sepnutí se většinou skládá z energie reverzní obnovy, která je mnohonásobně větší než energie potřebná k vypnutí, proto se vypínací energie u většiny případů zanedbává. Energii pro zapnutí diody lze vyčíslit následovně.[3]

$$E_{on} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} u_D(t) * i_p(t) dt \approx E_{onrr} = \frac{1}{4} * Q_{rr} * U_{rr} [J] \quad (5)$$

t_{ri} – doba náběhu proudu

i_p – proud diodou

t_{fu} – doba doběhu napětí

Q_{rr} – náboj přenesený v čase sepnutí

u_D – napětí na diodě

U_p – závěrné napětí diody

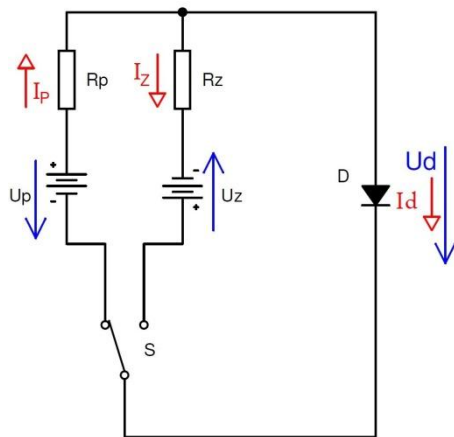
Pokud tedy je dioda použita ve spínací aplikaci, jsou celkové ztráty (6) na diodě součtem ztrát statických a spínacích.

$$P_{CELK} = P_{ZTR_{STAT}} + P_{ZTR_{spnac}} \quad (6)$$

$$P_{CELK} = u_p * I_p + R_D * I_p^2 + E_{on} * f_{sp} [W]$$

Ze vzorce pro vypočet celkového ztrátového výkonu (6) lze vidět, že se skládá ze tří částí. Při návrhu obvodu s využitím vlastností diody je tedy nutné volit výběr typu diody podle jejích parametrů, které se nachází v katalogovém listu výrobce.

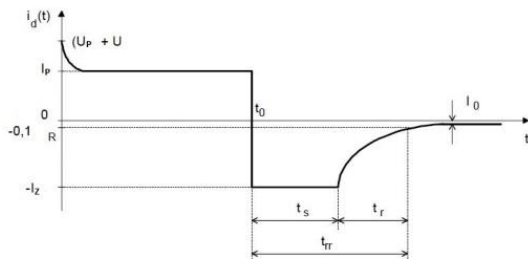
Příklad testovacího měření spínacích ztrát na diodě



Obr. 9: Příklad měření spínacích ztrát diody

Pro změření ztrát na diodě lze například využít zapojení na obr. 9. Takovýmto obvodem je možné zjistit průběh napětí a proudu diodou.

Nejprve obvod uvedeme ze stavu závěrného do propustného. Na obr. 10 je vidět pokles proudu až do jeho ustálení na proudu v propustném stavu. Napětí odpovídá propustnému napětí PN přechodu.



Obr. 10: Průběh proudu diodou[1]

Ve chvíli, kdy se spínač S přepne do závěrného stavu diody, je dioda pod napětím zmenšeným pouze o úbytek napětí odporu R_z . Teče přes ni proud opět pouze omezen odporem R_z . Tento stav trvá až do doby, než se vybije bariérová kapacita na přechodu PN. Tato časová konstanta se označuje t_{rr} (angl. reverse recovery time). Po tuto dobu jsou na přechodu největší ztráty.[1]

1.2.2 Tranzistor

Jak už bylo v předchozí kapitole řečeno, dioda je hlavním stavebním prvkem aktivních součástek, tranzistor je toho pravým důkazem. Skládá se ze tří vrstev a tím tedy dvou PN přechodů. Vnější struktura je znázorněna na obr. 11. Oproti samotné diodě má navíc řídicí elektrodu, která jednotlivé stavy tranzistoru ovládá.



Obr. 11: Principiální znázornění obou typů tranzistorů (E-emitor, B-báze, C-kolektor)[13]

Ve spínaných obvodech se nejčastěji používají tranzistory unipolární (MOSFET-Metal Oxide Semiconductor Field Effect Tranzistor) v režimu spínače, to znamená vypnuté nebo v plné saturaci. Oproti bipolárnímu tranzistoru jsou jinak pojmenovány elektrody D-drain (kolektor), S-source (emitor), G-gate (báze).[1]

Pokud se zaměříme na ztráty, jsou také dva typy, statické a spínací. Jelikož jde taktéž o PN přechod v propustném směru, objevuje se tu opět dynamický odpor. U unipolárních tranzistorů se nejčastěji setkáme s názvem odpor v sepnutém stavu, tj. odpor kanálu (zkratkou R_{DSon}). Potom tedy lze vypočítat ztráty vedením proudu I_{DS} tranzistoru v sepnutém stavu podle vztahu (7):[3]

$$P_{ztr\ stat} = \frac{1}{T_{SW}} \int_0^{T_{SW}} (R_{DSon} * i_{ds}^2(t)) dt = R_{DSon} * I_{Drms}^2 [W] \quad (7)$$

T_{SW} – čas sepnutí tranzistoru

R_{DSon} – odpor kanálu v sepnutém stavu tranzistoru

i_{ds} – proud tekoucí sepnutým tranzistorem

I_{Drms} – efektivní hodnota proudu tekoucí tranzistorem

Při určení spínacích ztrát je nutno si uvědomit podobnost tranzistoru a diody. Nachází se zde vždy kapacity přechodu, které se musí nejprve nabít, a to má za následek určitou časovou konstantu (zpoždění). Při zapínání je to kapacita mezi řídicí elektrodou a elektrodou source. Toto zpoždění však nastává i při stavu, kdy se má tranzistor vypnout. Důležité je uvědomit si, že tato časová konstanta nabíjení a vybíjení kapacit je hlavním parametrem pro mezní kmitočet spínání tranzistoru. [3][6]

Pro určení ztrát vlivem spínání je nutno určit energii, kterou je nezbytné vynaložit pro přecházení mezi stavy zapnuto/vypnuto. Nejprve si musíme určit energii potřebnou pro zapnutí a následně pro vypnutí. Součet těchto energií vynásobený frekvencí je hodnota ztrátového výkonu způsobená spínáním.[3]

Pro zapnutí (8):

$$E_{on} = \int_0^{t_{ri} + t_{fu}} u_{ds}(t) * i_d(t) dt = E_{onMi} + E_{onMrr} [J] \quad (8)$$

$$E_{on} = U_{DD} * I_{don} * \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} * U_{DD} [J]$$

Pro vypnutí (9):

$$E_{off} = \int_0^{t_{ru} + t_{fi}} u_{ds}(t) * I_d(t) dt = U_{DD} * I_{doff} * \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} [J] \quad (9)$$

t_{ru} – čas náběhu napětí

t_{fi} – čas doběhu proudu

t_{fu} – čas doběhu napětí

U_{dd} – napájecí napětí

t_{ri} – čas náběhu proudu

I_{doff} – proud drainem při vypnutí

Ztrátový výkon spínáním daný vztahem (10):

$$P_{ztr\ sp} = (E_{on} + E_{off}) * f_{sw} [W] \quad (10)$$

Celkové ztráty na tranzistoru:[3]

$$P_{CELK} = P_{ztr\ stat} + P_{ztr\ sp} = R_{DSon} * I_{Drms}^2 + (E_{onM} + E_{offM}) * f_{sw} [W] \quad (11)$$

1.2.3 Ostatní prvky spínaných obvodů

Zapojení každého obvodu ovšem neobsahuje pouze aktivní část, která tvoří jádro obvodu. Jsou zde i části obvodu tzv. řídicí, které nastavují pracovní bod, úroveň napětí, zpětnou regulaci, logickou část a mnoho dalších v závislosti na dané aplikaci. Jestliže je jedním z cílů práce zaměřit se na ztráty v obvodu, je nutné uvést i ztráty, které způsobuje tato část obvodu.[1][5][6]

Napěťový dělič

Jednoduchá konfigurace rezistorů zapojených v sérii dělí vstupní napětí na základě jejich rozdílné hodnoty. Kdekoliv je však odpor, kterým protéká proud, vznikají ztráty. Proto při návrhu je nutné si uvědomit, jaké hodnoty rezistoru zvolíme. Pokud tento dělič je pouze pro snímání napětí, volíme rozumně vysoké hodnoty rezistorů.

$$P_{ZTR_R} = R * I_R^2 [W] \quad (12)$$

Cívka

Cívku si lze představit jako drát o definované délce stočený do určitého průměru a průřezu drátu. Každý vodič má však vnitřní odpor, který se opět projeví při průchodu proudem. Ohmický odpor každé cívky od libovolného výrobce je uveden v katalogovém listě daného produktu. Nemělo by se však zapomínat i na ztráty v magnetickém obvodu.

$$P_{ZTR_L} = R_S * I_L^2 [W] \quad (13)$$

Kondenzátor

Tato pasivní součástka má jako svoji parazitní vlastnost odpor přívodů a ztráty vlivem nedokonalosti dielektrika. Tento odpor má za následek úbytek napětí při procházejícím proudem, a tím tedy vznikající ztráty. V katalogovém listě je tato hodnota označena jako ESR (equivalent serie resistance), popřípadě je uveden ztrátový činitel $\text{tg } \delta$, z kterého lze ESR vypočítat podle (14). [1][7]

$$ESR = \frac{\text{tg } \delta}{2 * \pi * f * C} [\Omega] \quad (14)$$

$$P_{ZTR_C} = ESR * I_C^2 [W]$$

V obvyklých strukturách měničů jsou z principu jejich činnosti markantní ztráty zejména na tranzistoru a diodě. Z toho plyne, že při návrhu měniče je nezbytné zejména zvážit výběr právě těchto prvků pro maximální snížení ztrát, popřípadě aplikovat zapojení měniče, který například diodu z hlavní smyčky vyloučí, jako je tomu v případě synchronního měniče využívajícího H můstek tranzistorů.

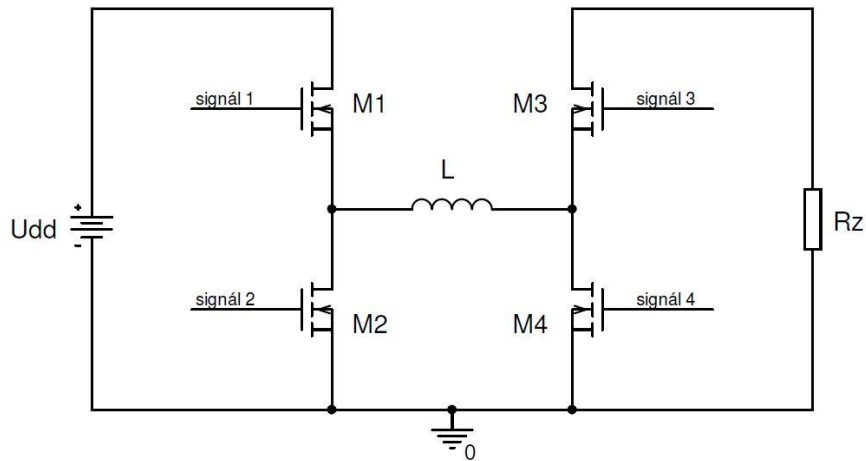
1.3 Synchronní měnič

Pokud se zaměříme na spínané obvody, které jsou postavené na využití vlastnosti tranzistoru, cívky a diody, účinnost dosahuje v nejlepším případě přibližně 90 %, a to pouze za určitých podmínek provozu takového obvodu. Otázkou je, jak omezit ztráty v obvodu a přitom dosahovat stejných výkonů. Ze spínaných obvodů, jak už z názvu vyplývá, nelze odstranit spínací tranzistor. Cívka, jakožto hlavní akumulátor náboje, je jedním ze základních prvků, bez kterých by spínané obvody nefungovaly. Otázkou je však dioda, která má funkci usměrňovače toku proudu v hlavní spínací smyčce. Už ze vzorců určujících její ztráty je zřejmé, že má na celkové ztráty zásadní vliv.

Jednou z možností, jak snížit ztráty v obvodu, je tedy vyřazení usměrňovací diody. Ta je nahrazena vhodným zapojením tranzistorů (H můstek). Mezi čtveřicí tranzistorů je umístěna cívka, která je těmito tranzistory nabíjena ze zdroje a vybíjena do zátěže. Pokud tedy zvolíme vhodné časování spínání těchto tranzistorů, diodu jako usměrňující prvek není nutné použít. Zároveň obvod dostává možnost universálního využití v měničích (různé poměry napájecího napětí a napětí zátěže).

Tohoto principu se zvláště využívá tam, kde nejsme schopni zaručit konstantní napájecí napětí (automobilový průmysl). Některá zařízení však potřebují přesné podmínky pro svůj provoz, aby fungovala korektně. Další problém je, pokud zařízení potřebuje pro svůj provoz jiné jmenovité napětí, než je napětí zdroje, a to jak nižší, tak i vyšší. V případě LED budičů je požadavek konstantního výstupního proudu.

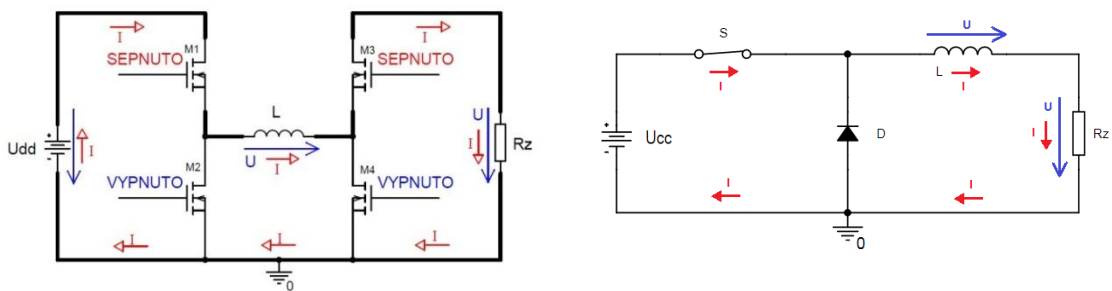
Všechny tyto podmínky řeší můstkové zapojení (viz obr. 12) s řídicí elektronikou, která si poradí jak se změnou vstupního napětí, tak s různými úrovněmi výstupního napětí, popřípadě požadavkem na regulaci konstantního výstupního proudu.[2][15]



Obr. 12: Můstkové zapojení tranzistorů a cívky

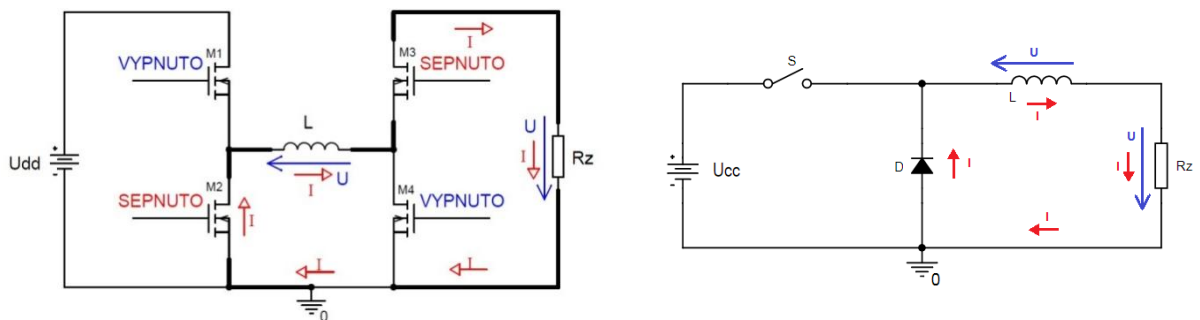
Můstkové zapojení je originální tím, že lze vhodným spínáním tranzistorů měnit typologii zapojení. Na následujících obrázcích jsou znázorněny dva stavy, které jednoduchým způsobem vytvoří konfiguraci dvou typů měniče.

První konfigurace (viz obr. 13) znázorňuje mód měniče snižujícího vstupní napětí. Tranzistory M_1 a M_3 jsou v sepnutém stavu a obvodem protéká proud do cívky a zátěže. Proud do cívky roste s časem. Pro srovnání je na pravé straně měnič využívající diodu.



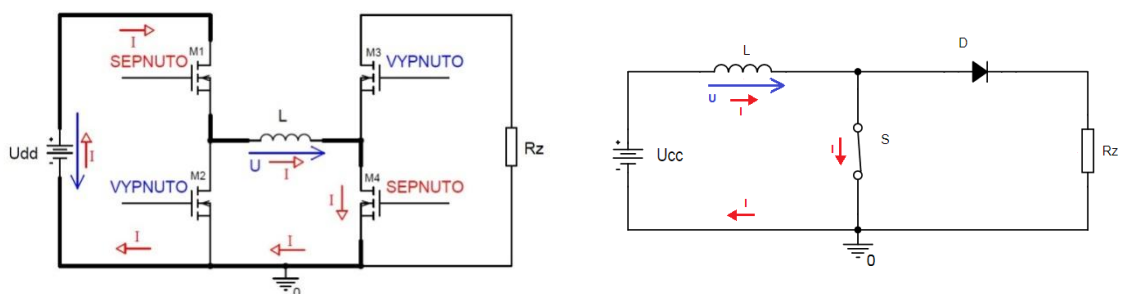
Obr. 13: Orientace napětí a proudu obvodu snižujícího napětí s názorným porovnáním měniče s diodou (fáze 1)[2]

Pro přechod do druhého stavu (viz obr. 14) využívajícího naakumulovanou energii v cívce stačí tranzistor M_1 uzavřít a M_2 otevřít. Cívka je přizemněna a zachová se jako zdroj. Proud protéká do zátěže stejným směrem jako v předchozím případě. Znovu na porovnání obvod využívající diodu k usměrnění toku proudu.



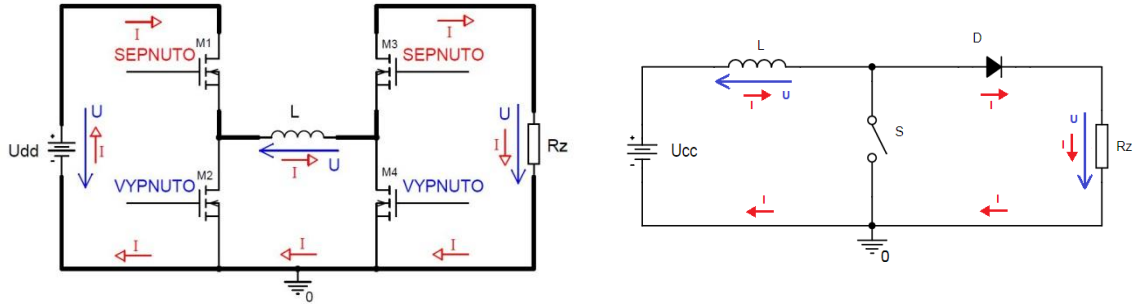
Obr. 14: Orientace proudu a napětí obvodu snižující napětí s názorným porovnáním měniče s diodou (fáze 2)[2]

Tímto vhodným přepínáním tranzistorů byla vytvořena struktura obvodu, která je schopná pracovat v režimu snižujícím výstupní napětí oproti napájecímu napětí. Stejným způsobem je možné vytvořit i strukturu, která napětí na výstupu bude zvyšovat. První stav obvodu (viz obr. 15) vznikne při sepnutí tranzistorů M_1 a M_4 . Díky tomu je cívka nabíjena proudem, který roste s časem.



Obr. 15: Orientace proudů a napětí obvodu zvyšující napětí s názorným porovnáním měniče s diodou (fáze 1)[2]

Do stavu druhého (viz obr. 16) obvod dostaneme přepnutím tranzistorů M_4 a M_3 (M_4 – uzavřen, M_3 – otevřen). Cívka reverzuje napětí a stává se zdrojem. Výstupní napětí je pak dáno součtem napětí napájecího zdroje a napětí na cívce, na které se cívka dostala v kroku 1.



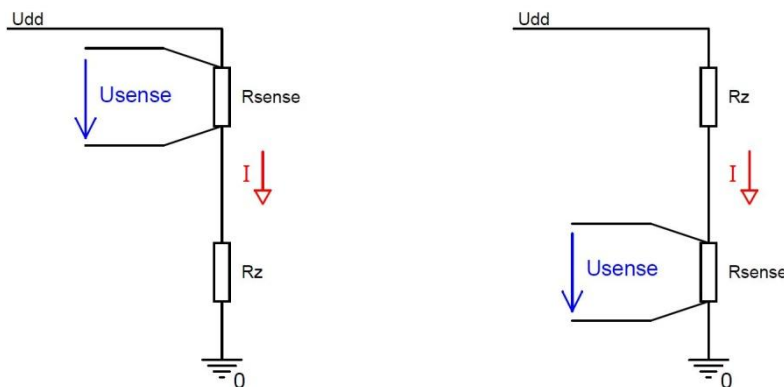
Obr. 16: Orientace proudu a napětí v obvodu zvyšující napětí s názorným porovnáním měniče využívající diodu (fáze 2)[2]

Celá tato myšlenka je tedy založena na vhodném řízení tranzistorů. V dnešní době jde o integrované obvody, které mají vnitřní PWM zdroje signálu (pulzně šířková modulace). Typicky mají fixní spínací frekvenci a regulací střídy docílí požadované konstantní velikosti výstupní veličiny.

1.4 Budič (Driver)

Všechny principy obvodů vysvětlených dříve jsou popsány jako měnič, který má jako vstupní i výstupní parametr napětí. Jelikož cíl práce je směřován ke zdroji napájení LED diody (budič, driver LED), je nutné považovat za hlavní výstupní parametr konstantní proud. Stejně jako v jiných obvodech je do série se zátěží vložen snímací rezistor (bočník), který je využíván pro úbytek napětí přímo úměrný protékajícímu proudu. Integrované obvody mají nejčastěji vnitřní referenční zdroj, kde na základě porovnání (komparátor) měřené hodnoty napětí se vyhodnocuje řídicí elektronika. Pro snížení ztrát vložením sériového odporu je v řídicí elektronice nejčastěji použitý rozdílový zesilovač, díky kterému lze snížit hodnotu rezistoru.[2]

Měření proudu se provádí ve dvou možných konfiguracích, které se využívají v téměř každé aplikaci. Rozdíl je pouze v tom, kde je snímací rezistor umístěn. Jednou z možností je měřit proud ve větvi vedoucí k zátěži (angl. high side sense) a druhá za zátěží (angl. low side sense). Aplikace takto popisovaného měření je znázorněna na obr. 17. [11]



Obr. 17: Varianty měření proudu (vlevo high side sense, vpravo low side sense)[11]

High side sense

Měření probíhá hned za zdrojem a zahrnuje veškerý proud tekoucí do zátěže. Dokáže zajistit ochranu i v případě zkratu na zem. Jde o plovoucí měření (pro výrobce IO složitější návrh), které je praktičtější, univerzálnější a odolnější proti rušení působícímu na vzdálenosti cesty ke spotřebiči.[11]

Low side sense

Jde o snímání napětí na rezistoru (bočníku) vůči zemi. Tento typ snímání je vhodný pro nízkovýkonové aplikace. Vyhodnocení měření je jednoduché. Není to ale vhodný typ pro automobilový průmysl, kde je potenciál země zarušený výkonovými obvody. Při tomto způsobu měření může být problematické odhalení chyb v obvodu.[11]

1.5 Výběr vhodného integrovaného obvodu

Po rozboru ztrát vznikajících ve spínaných měničích, vysvětlení principů ve třech základních typologiích a zaměření se na měniče, které jsou zapojeny jako zdroj konstantního proudu, následuje vybrání hlavního řídicího obvodu pro realizaci konkrétního obvodu. Před samotným zvolením vhodného integrovaného obvodu je nutné si ujasnit, podle jakých parametrů bude probíhat výběr.

Hlavními kritérii tedy jsou:

- použití v automobilovém průmyslu
- splňující pracovní rozsah napětí automobilové sítě (6 až 18V)
- výstupní proud alespoň 1 A
- dodání výstupního výkonu min. 10W

Obecně je tento typ obvodů již známý, ale přímo s určením jako LED budič (LED driver) se splněnými parametry je velice obtížné takovýto integrovaný obvod vyhledat. Byly zvoleny tři integrované obvody, které budou porovnány v tabulce a následně vyhodnoceny. Z těchto tří vybraných je pouze jeden navržen přímo jako LED budič, ale zbylé dva lze vhodnou úpravou na budiče pozměnit, jak už bylo vysvětleno v kapitole Budiče.

Tab. 1: Porovnání integrovaných obvodů vhodných pro realizaci budiče LED[14][15][16]

Parametry	LT3791	LM5175	LM5122
LED budič	Ano	Ne	Ne
Architektura	Buck-Boost	Buck-Boost	Boost na U _{dd}
Minimální vstupní napětí	4,7 V	3,5 V	4,5 V
Maximální vstupní napětí	60 V	60 V	65 V
Minimální výstupní napětí	0 V	0,8 V	3 V
Maximální výstupní napětí	52 V	55 V	100 V
Maximální výstupní proud	Dle parametrů součástek	Dle parametrů součástek	Dle parametrů součástek
Spínací frekvence	200-700 kHz	200-500 kHz	100-1000 kHz
Externí spínací tranzistory	Ano	Ano	Ano
Regulace výstupního proudu	Ano	Ne	Ne
Automotive kvalifikace	Ano	Ano	Ano
Ochrany	Ano	Ano	Ano
Účinnost	Až 98,5 %	Až 98,8 %	neuveдено
Cena (přibližná pro 1ks)	320 Kč	350 Kč	130 Kč

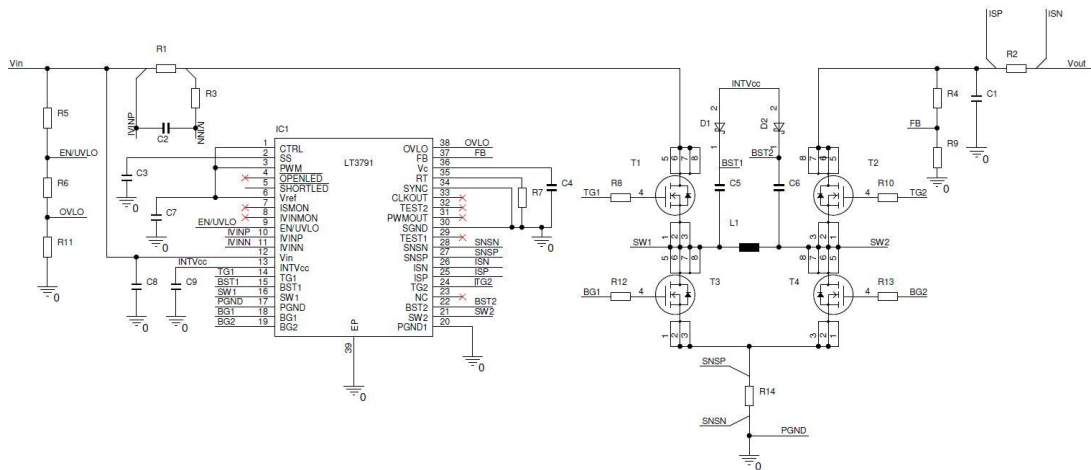
Už z přehledové tabulky je na první pohled vidět, že nejvhodnějším kandidátem pro návrh synchronního budiče LED je IO (integrovaný obvod) LT3791. Nejméně vhodný je IO je LM5122 z důvodu výstupního napětí, které je vztažené k napájecímu napětí. Hlavní výhoda těchto synchronních měničů spočívá ve výstupním napětí, které je vztažené k zemi, což značně zjednodušuje jakékoliv další obvody závislé na tomto měniči. IO LM5175 je též dobrý kandidát, bohužel není LED budič, a tak mu chybí přídatné funkce, které LT3791 má. Proto jsou přednostně vybrány IO LT3791 a LM5175.[14][15][16]

1.5.1 LT3791 od společnosti Linear Technology

Tento integrovaný obvod pracující v synchronním režimu je přímo vyroben pro buzení LED. Reguluje konstantní výstupní proud pro napětí výstupu až 52 V, ale i v režimu, kdy napětí vstupu je pod i nad napětím výstupu. Interní oscilátor, který se využívá pro frekvenci spínání, lze jedním rezistorem nastavit od 200 kHz do 700 kHz. Tento IO (integrovaný obvod) spadá do kategorie automotive.[14]

Specifikace:

- Účinnost udávaná výrobcem až 98,5 %
- Pracuje v topologii buck-boost, nezáleží tedy na poměru $U_{\text{vstupní}}$ a $U_{\text{výstupní}}$
- Rozsah vstupního napětí -> 4,7 až 60 V
- Rozsah výstupního napětí -> 0 až 60 V (52V pro LED aplikace)
- Redukce výstupu lineárním napětím, nebo PWM
- Omezení vstupního i výstupního proudu i nabíjecí proud cívky
- Ochrana proti zkratu
- Ochrana proti přepětí i podpětí
- Regulace výkonu do 100 W
- Nastavitelná spínací frekvence



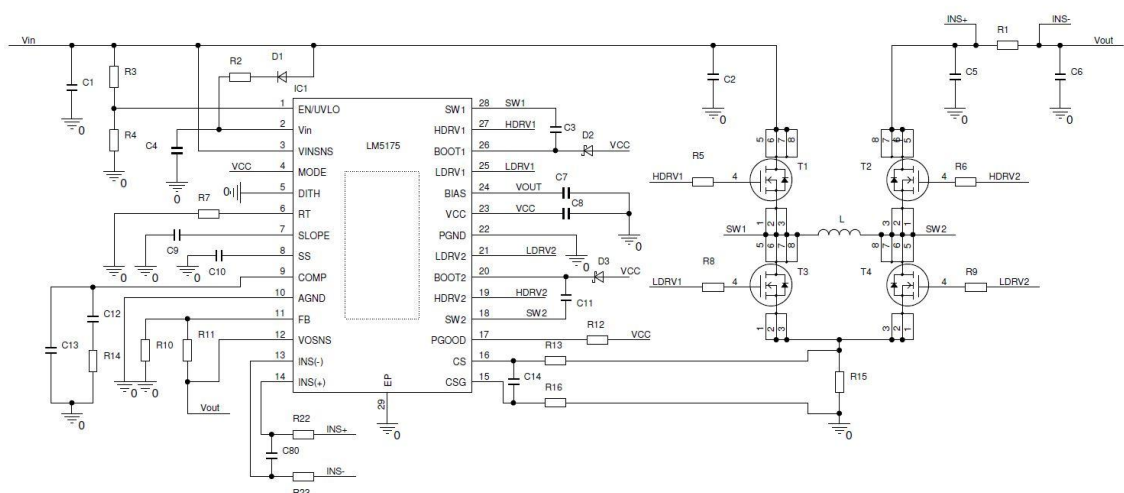
Obr. 18: Příklad zapojení synchronního měniče s IO LT3791[14]

1.5.2 LM5175 od společnosti Texas Instruments

Tento integrovaný obvod je primárně navržen jako synchronní 4 spínačový buck-boost měnič, tedy mění napětí na napětí. Pracovní podmínky má velmi flexibilní, protože rozsah vstupního napětí je již od 3,5 V až do maximálně 60 V. Oproti tomu lze s výstupem pracovat už od napětí 0,8 V. Díky takovému rozsahu lze tento IO s výhodou použít při celé škále napětí automobilové sítě. Jako bonus obvod nabízí 4 módy provozu spjaté s tvarováním proudu nabíjecího cívku. Samozřejmostí jsou i integrované ochrany řešící mezní parametry obvodu.[15]

Specifikace:

- Rozsah vstupního napětí: 3,5 až 60 V
- Rozsah výstupního napětí: 0,8 až 55 V
- Nastavitelná spínací frekvence jedním rezistorem, ale možnost i externí
- Možnost regulace jak vstupního tak výstupního proudu
- Indikace podpětí napájecího napětí
- Ochrana výstupu proti zkratu
- Ochrana výstupu proti přepětí
- Status výstupu o stavu obvodu
- Výrobce garantovaná vysoká účinnost až 98,8 %
- Automotive kvalifikace



Obr. 19: Příklad zapojení synchronního budiče s IO LM5175[15]

2 PRAKTICKÁ ČÁST

Po teoretickém úvodu, který je nezbytný pro chápání této problematiky, následuje část práce, kde bude popsán reálný návrh obvodu. Nejprve si určíme jeho parametry, aby bylo splněno zadání. Dále budou popsány dva návrhy obvodů se zvolenými IO pro jejich následné porovnání. Po dokončení návrhů a jejich realizaci budou obvody testovány a měřeny pro zjištění dosažených parametrů a vlastností. Závěrem této kapitoly bude vyhodnocení a srovnání dosažených výsledků.

2.1 Zadání

Návrh synchronního měniče s následujícími hlavními parametry:

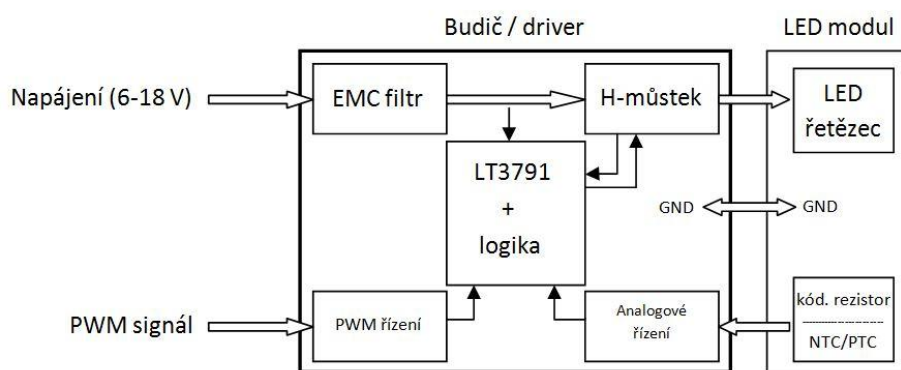
- Rozsah vstupního napětí 6 až 18 V
- Konstantní výstupní proud 1 A
- Výstupní výkon 10 W (3x LED)
- Měřením ověřit funkčnost a parametry obvodu

2.2 Návrh synchronního měniče s IO LT3791

Při návrhu bylo maximálně využito katalogového listu výrobce [14]. Tento dokument byl důkladně prostudován. Celé zapojení vznikalo dle doporučení výrobce s následnou úpravou na požadované parametry a vlastnosti obvodu.

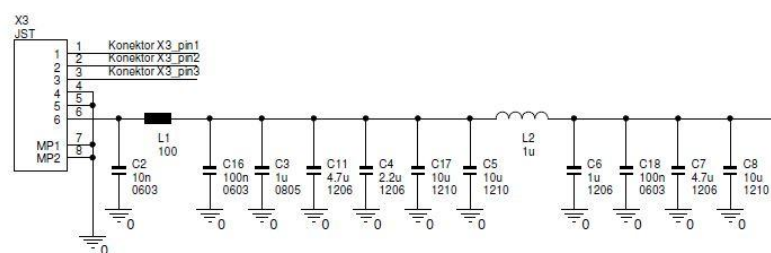
2.2.1 Schéma zapojení

Kompletní schéma zapojení obvodu je uvedeno v příloze A.1 z důvodu rozsáhlosti a přehlednosti. Hlavní část schématu je IO řídicí H-můstkové zapojení čtyř tranzistorů usměřujících proud skrze cívku. Na obr. 20 je celkový obvod blokově znázorněn pro lepší spojitost jednotlivých částí.



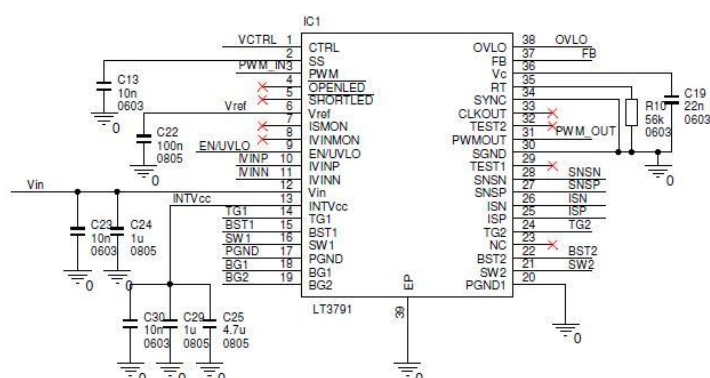
Obr. 20: Blokové znázornění obvodu

První blok (viz. obr. 21) tvoří vstupní LC filtr, který řeší elektromagnetickou kompatibilitu. Tato část obvodu je zde důležitá hlavně pro potlačení generovaného rušení, respektive omezení jeho šíření do automobilové sítě. Tato problematika je zanesena v normách ČSN EN 50081 a ČSN EN 50082. Kondenzátor C_2 je vstupní ochranná kapacita proti ESD. L_1 ferit svými vlastnostmi potlačuje signály s vysokou frekvencí (šum). Ostatní kondenzátory jsou součástí LC filtru 2. řádu. Na charakter filtru je třeba se dívat zprava doleva, protože zdroj rušení je právě navrhovaný obvod a cíl je zabránit šíření tohoto rušení do automobilového svazku.



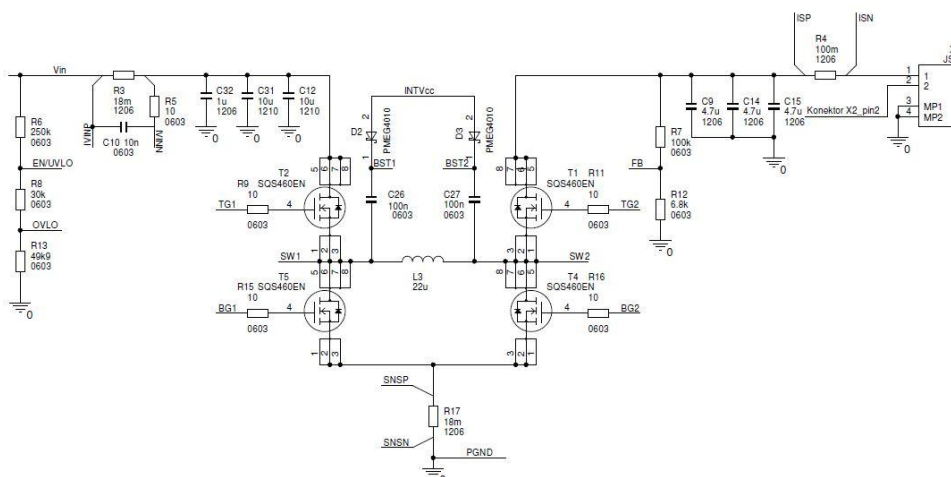
Obr. 21: Vstupní část zapojení s IO LT3791 – vstupní filtr

Další část schématu (obr. 22) znázorňuje IO se součástkami nastavujícími pracovní bod. V této části je řešena část ochran (podpětí, nadpětí, kontrola vstupního proudu) a další měřící signály důležité pro správný chod obvodu. Mnoho odkazů u jednotlivých vstupů/výstupů IO značí propojení s celým obvodem. Rezistor R_{10} nastavuje spínací frekvenci. Kondenzátor C_{13} udává pozvolný náběh obvodu při startu.



Obr. 22: Hlavní řídicí část obvodu s IO LT3791

Na obr. 23 je spínací část obvodu tvořená čtyřmi tranzistory zapojenými do H-můstku a uprostřed se nachází hlavní akumulační prvek obvodu, a tím je cívka. Rezistory na levé straně R_6 , R_8 , R_{12} (obr. 23), jsou vstupní napěťový dělič sloužící pro měření vstupního napětí. Rezistor R_2 má funkci snímače vstupního proudu, R_{17} je snímač proudu pod H-můstkem, R_4 snímá výstupní proud. Kondenzátory mají hlavní funkci dodávky energie v případě špičkového odběru. Napěťový dělič tvořený rezistory R_7 a R_{12} měří výstupní napětí.

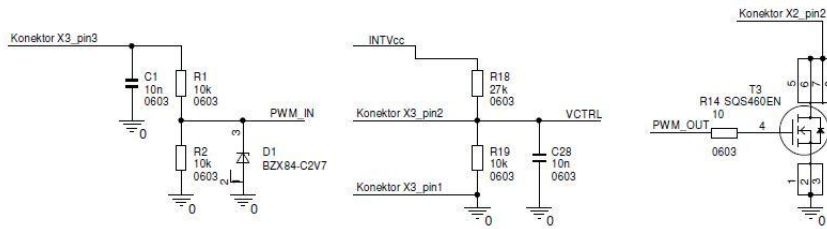


Obr. 23: Výkonová část – H-můstek s pracovní cívku

Tento můstek (obr. 23) byl vysvětlen detailně v teoretické části, zde je pouze doplněn o nezbytné měřící body, díky kterým IO tento můstek řídí.

Poslední částí obvodu (obr. 24) jsou přídavné funkce obvodu, jako je analogové a digitální řízení. Analogové řízení lze využít např. pro precizní nastavení výstupního proudu kódovacím rezistorem (určující světelný bin LED). Lze využít i pro regulaci výstupního proudu v závislosti na teplotě LED, tedy k jejich ochraně. Digitální řízení proudu je tvořeno tranzistorem T_3 , kterým je možné regulovat výstupní proud např. pomocí PWM signálu. Tato regulace je nejčastěji využívána pro redukci střední hodnoty proudu např. pro různé funkce světlometu (denní/poziční světlo, typicky na cca 10 % nominální hodnoty výstupního proudu).

Rezistory R_{18} a R_{19} jsou opět napěťový dělič. Pokud chceme analogově řídit proud, je možnost externě připojit rezistor jiné hodnoty než R_{19} a po dodržení podmínky velikosti napětí $VCRTL$ je možno řídit výstupní proud (v tomto osazení součástek je dělič nastaven tak, aby bylo analogové řízení vyřazeno = $VCRTL$ nad mezí regulace). Zbývající části jsou určeny pro PWM řízení, prostřední část zapojení je pouze ochrana vstupu IO, která vyhodnocuje na základě logiky (0,1). Tato část je navržena tak, že pokud nepřipojíme napětí na tento vstupní pin, obvod nebude fungovat. Pokud chceme funkci PWM řízení vyřadit, je nutné na tento vstup připojit napájecí napětí (např. v kabelovém svazku). Část zapojení na pravé straně je ovládána IO, který spíná tranzistor a tím reguluje efektivní hodnotu proudu.



Obr. 24: Přídavné funkce obvodu (analogové/digitální) řízení proudu

2.2.2 Výpočet obvodových prvků

Vstupní napěťový dělič hlídající vstupní napětí (podpětí, přepětí)

- rozsah vstupního napětí 6 až 18 V
- zvoleno 5 až 20 V pro rezervu

$R_6 = 250 \text{ k}\Omega$ zvoleno

pro podpětí (15):

$$R_8 + R_{13} = 1,2 * \frac{R_6}{(U_{MIN} - 1,2)} = 1,2 * \frac{250000}{5 - 1,2} = 78,95 \text{ k}\Omega \quad (15)$$

pro přepětí:

$R_8 = 30 \text{ k}\Omega$ zvoleno úměrně k výsledku ze vztahu (16)

$$R_{13} = 3 * \frac{R_6 + R_8}{(U_{MAX} - 3)} = 3 * \frac{280000}{20 - 3} = 49,4 \text{ k}\Omega \quad (16)$$

Hodnoty rezistorů s ohledem na výrobní hodnoty:

$R_6 = 250 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_{13} = 49,9 \text{ k}\Omega$

Rezistor určující spínací frekvenci

- s ohledem na EMC normy volena frekvence od 400 do 500 kHz (f_s)
- dle tabulky dané výrobcem v katalogovém listě odpovídá

$R_{400\text{kHz}} = 59 \text{ k}\Omega$, $R_{500\text{kHz}} = 45,3 \text{ k}\Omega$

$R_{10} = 56 \text{ k}\Omega$ odpovídající frekvenci přibližně 430 kHz

Indukčnost pracovní cívky (17)(18)

- určí se výpočtem pro činnost v oblasti $U_{OUT} < U_{IN}$ a $U_{OUT} > U_{IN}$
- výsledná hodnota musí vyhovovat oběma módům

$$L_{BUCK} > \frac{U_{OUT} * (U_{INmax} - U_{OUT}) * 100}{f_S * I_{OUT} * D_{\%IL} * U_{INmax}} = \frac{10 * (20 - 10) * 100}{430000 * 1 * 90 * 20} = 13 \mu H \quad (17)$$

$$L_{BOOST} > \frac{U_{INmin}^2 * (U_{OUT} - U_{INmin}) * 100}{f_S * I_{OUT} * D_{\%IL} * U_{OUT}^2} = \frac{5^2 * (10 - 5) * 100}{430000 * 1 * 90 * 10^2} \quad (18)$$

$$= 3,3 \mu H$$

$D_{\%IL}$ procentuální zatížení proudu cívkou

- vzhledem k výrobní toleranci cívek (obvykle 20 %) je hodnota cívky zvolena:

$L_3 = 22 \mu H$ stíněná (EMC)

zvolen typ IHLP4040DZER105A ($R_s = 60,4 \text{ m}\Omega$, $I_{sat} = 4,5 \text{ A}$, $f_{MAX} = 1 \text{ MHz}$)[17]

Rezistor snímající výstupní proud (19)

$$I_{OUT} = \frac{U_{sense}}{R_4} \Rightarrow R_4 = \frac{U_{sense}}{I_{OUT}} = \frac{0,1}{1} = 100 \text{ m}\Omega \quad (19)$$

U_{sense} snímací napětí (katalogový list)

$R_4 = 100 \text{ m}\Omega$ (dle výkonového přizpůsobení zvoleno pouzdro 1206)

Rezistor snímající proud induktorem (20)(21)

- toto snímání slouží k ochraně pracovní cívky

$$R_{17BUCK} = \frac{2 * 0,0475}{2 * I_{OUT} - \Delta I_{Lmax}} = \frac{2 * 0,0475}{2 * 1 - 0,3} = 56 \text{ m}\Omega \quad (20)$$

$$R_{17BOOST} = \frac{2 * 0,051 * U_{INmin}}{2 * I_{OUT} * U_{OUT} - \Delta I_{Lmax}} = \frac{2 * 0,051 * 5}{2 * 1 * 10 - 0,3} = 26 \text{ m}\Omega \quad (21)$$

- výrobce doporučuje nižší hodnotu kvůli rezervě
- proto zvoleno $18 \text{ m}\Omega$

$R_{17} = 18 \text{ m}\Omega$ (zvoleno pouzdro 1206)

Rezistor pro snímání vstupního proudu (22)

$$R_3 = \frac{0,05}{I_{INmax}} = \frac{0,05}{3} = 16,67 \text{ m}\Omega \quad (22)$$

$I_{INmax} = 3 \text{ A}$ maximální dovolený vstupní proud (zvoleno)

zvoleno $R_3 = 18 \text{ m}\Omega$ ($I_{INmax} = 2,78 \text{ A}$, pouzdro 1206)

Zpětná napěťová vazba (23)

- slouží k detekci rozpojení výstupu nebo zkratu
maximální dovolené výstupní napětí bylo zvoleno 20 V (v případě rozpojení)
 $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$ zvoleno

$$U_{OUTmax} = 1,25 * \frac{R_7 + R_{12}}{R_{12}} \Rightarrow R_{12} = \frac{R_{12} * (U_{OUTmax} - 1,25)}{1,25} = 6,66 \text{ k}\Omega \quad (23)$$

$R_7 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 6,8 \text{ k}\Omega$

Vstupní LC filtr (24)

- voleno z hlediska očekávání maximálního účinku rušení (spínací frekvence)
- tento druh filtru lze pouze odhadnout, protože nelze přímo vzorcem určit největší účinnost pro utlumení šumu, proto je zde zpětný dopočet výsledného filtru
- základem je, aby mezní frekvence filtru byla pod frekvencí spínací
- $C_{IN} = C_3 + C_4 + C_5 + C_{11} + C_{16} + C_{17} = 28 \text{ }\mu\text{F}$, $L_2 = 1 \text{ }\mu\text{H}$

$$f_{mez} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_2 * C_{IN}}} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{1 * 10^{-6} * 28 * 10^{-6}}} = 30 \text{ kHz} \quad (24)$$

Volba spínacího tranzistoru

- po zvážení odporu, proudu a výkonu kanálu byl zvolen tranzistor:
SQS460EN ($U_{DSmax} = 60 \text{ V}$, $R_{DSon} = 36 \text{ m}\Omega$, $I_{Dmax} = 8 \text{ A}$, $f_{max} > 1 \text{ MHz}$)[18]

Ostatní součástky a jejich typy byly voleny podle doporučení výrobce nebo dle výkonového přizpůsobení (napěťového, proudového, výkonového).

- rezistory 0603, mimo snímacích rezistorů
- ker. kondenzátory 0603, 0805, 1206, 1210 dle max. napětí, dielektrikum X7R

2.2.3 Výpočet předpokládaných ztrát

Ztráty na snímacím odporu výstupního proudu (25)

$$P_{R4} = R * I^2 = 0,1 * 1^2 = 0,1 \text{ W} \quad (25)$$

Ztráty na spínacích tranzistorech (26)

- použity vzorce z katalogového listu [14], kde jsou názorně vysvětleny ztráty na tranzistorech podle jejich váhy v jednotlivých módech

$$P_{T1BOOST} = \left(\frac{I_{OUT} * U_{OUT}}{U_{INmin}} \right)^2 * \rho_T * R_{DSon} = \left(\frac{1 * 10}{5} \right)^2 * 1,5 * 36 * 10^{-3} \quad (26)$$

$$= 0,216 \text{ W}$$

$$P_{T2BOOST} = \frac{(U_{OUT} - U_{IN}) * U_{OUT}}{U_{IN}^2} * I_{OUT}^2 * \rho_T * R_{DSon} * k * U_{OUT}^3 * \frac{I_{OUT}}{U_{IN}} * C_{RSS} * f$$

$$= \frac{(10 - 5) * 10}{5^2} * 1^2 * 1,5 * 0,036 * 1,7 * 10^3 * \frac{1}{5} * 50 * 10^{-12}$$

$$* 430000 = 7,9 \text{ mW}$$

$$P_{T3BUCK} = \frac{U_{IN} - U_{OUT}}{U_{IN}} * I_{OUT}^2 * \rho_T * R_{DSon} = \frac{19 - 10}{19} * 1^2 * 1,5 * 36 * 10^{-3}$$

$$= 26 \text{ mW}$$

$$P_{T4BOOST} = \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} * \left(\frac{I_{OUT} * U_{OUT}}{U_{IN}} \right)^2 * \rho_T * R_{DSon} = \frac{5}{10} * \left(\frac{1 * 10}{5} \right)^2 * 1,5 * 0,036$$

$$= 0,108 \text{ W}$$

Ztráty na cívce (27)

$$P_{L3} = I_{Lmax}^2 * R_S = 2,5^2 * 0,0604 = 0,38 \text{ W} \quad (27)$$

Ztráty na snímacím rezistoru pod H-můstkem (28)

$$P_{R14} = I_{Lmax}^2 * R_{14} = 2,5^2 * 0,018 = 0,11 \text{ W} \quad (28)$$

Ztráty na snímacím rezistoru měřicí vstupní proud (29)

$$P_{R1} = I_{Lmax}^2 * R_1 = 2,5^2 * 0,018 = 0,11 \text{ W} \quad (29)$$

Vnitřní zdroj napětí INTVcc (30)

$$P_{INTVcc} = U_{INTVcc} * I_{INTVcc} = 5 * 0,067 = 0,335 \text{ W} \quad (30)$$

Výpočet předpokládané účinnosti (31)

Z vypočtených hodnot je třeba rozlišit statické a dynamické hodnoty. Jelikož obvod pracuje nejčastěji se střídou okolo 50 %, je možné ztráty na výkonové spínací větvi vynásobit 0,5.

Pak lze předpokládanou účinnost spočítat (nejhorší varianta): (31)

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{P_{OUT} - P_{ZTRATY}}{P_{OUT}} * 100 = \\ &= \frac{P_{OUT} - ((P_{R4} + P_{INTVCC}) + 0,5 * (P_{T1BOOST} + P_{T2BOOST} + P_{T4BOOST} + P_{L3} + P_{R14} + P_{R1}))}{P_{OUT}} \\ &= \frac{10 - ((0,1 + 0,335) + 0,5 * (0,216 + 0,0079 + 0,108 + 0,38 + 0,11 + 0,11))}{10} * 100 \\ &= 91 \%\end{aligned}$$

Pokud uvažíme nejhorší možnou variantu, měl by tento budič pracovat s účinností větší než 91%.

2.2.4 Návrh desky plošných spojů

Pro návrh DPS byl využit software Orcad Capture PCB Editor. Při návrhu spínaných zdrojů je důležité držet se určitých pravidel. Je nutné uvažovat min. plochu proudových smyček, respektovat měřicí signály a oddělovat část spínací a analogovou. Dodržení těchto pravidel je důležité jak z hlediska správné funkce obvodu, tak po stránce EMC, hlavně na vyšších kmitočtech.

Byla zvolena DPS složená ze čtyř vrstev: vrchní vrstva TOP – výkonová + řídicí část (obr. 25), 1. vnitřní vrstva INNER1 – výkonová zem (obr. 26), 2. vnitřní vrstva INNER2 – měřicí (obr. 27), spodní vrstva BOTTOM – ovládání spínání tranzistorů (obr. 28).

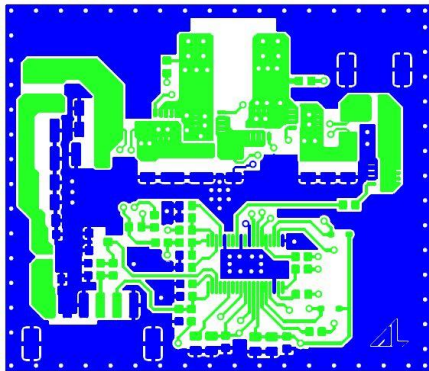
Vrchní vrstva (obr. 25) je navržena tak, že vstup je veden skrze vstupní filtr (všechny kondenzátory jsou součástí této cesty), následně přes snímací rezistor snímající vstupní proud. Pokračuje opět přes kondenzátory až na vstup H-můstku, kterým je spínán skrze cívku na zem nebo výstup. Opět cesta na zem je skrze snímací rezistor proudu pod H-můstkem. Další smyčka je od cívky na výstup přes kondenzátory a snímací rezistor výstupního proudu na konektor. Zpět se potom vrací přes tranzistor do země. Nutné je zdůraznit, že zem mezi vstupem a výstupem je již na vrchní vrstvě

nepřerušená. Zároveň slouží jako oddělení od řídicí části s IO.

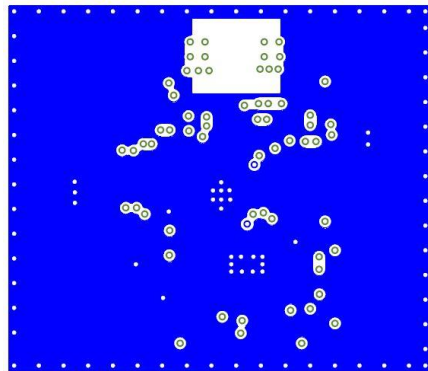
První vnitřní vrstva (obr. 26) slouží jako výkonová zem pro oddělení spodních vrstev s důležitými signály.

Druhá vnitřní vrstva (obr. 27) je určena pro měření. Nutno dodat, že veškeré měření proudů na rezistorech je provedeno Kelvinovým připojením a následně jako pár veden až k IO, kde je zpracováno. Tímto je zaručena maximální přesnost měření.

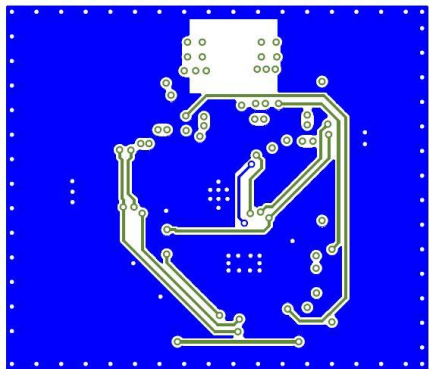
Poslední spodní vrstvou (obr. 28) jsou vedeny řídicí signály pro tranzistory, jelikož jde o rychle měnící se průběhy, nelze je vložit do vrstvy s měřením. Pro eliminaci rušení z venku jsou tyto signály svedeny k sobě, aby v případě rušení byly ovlivňovány stejně.



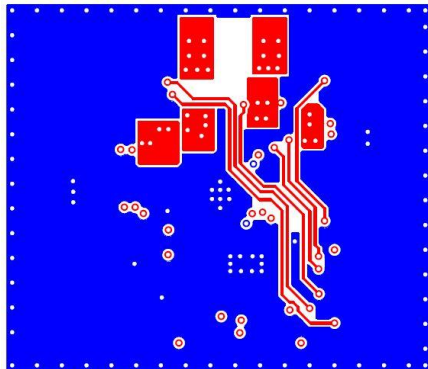
Obr. 25: TOP vrstva – výkonová + logická



Obr. 26: INNER 1 - Výkonová zem

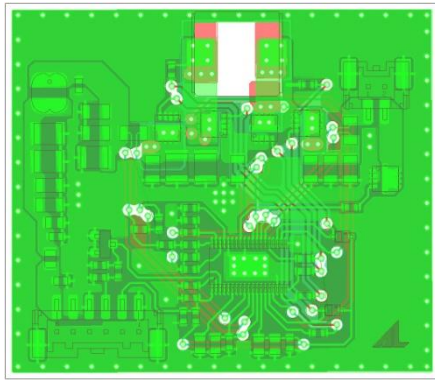


Obr. 27: INNER2 – měřicí část

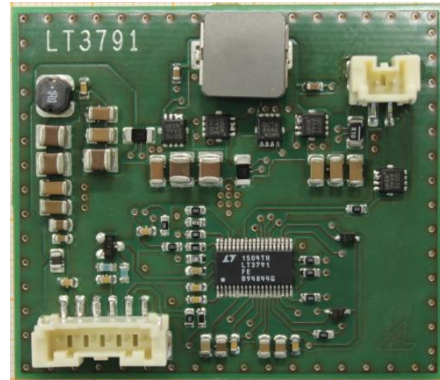


Obr. 28: BOTTOM – Ovládání tranzistorů

Pro názornost je zobrazena na obr. 29 navržená DPS v návrhovém prostředí a na obr. 30 skutečná, vyrobená a osazená DPS. Osazovací výkres je přiložen v příloze.

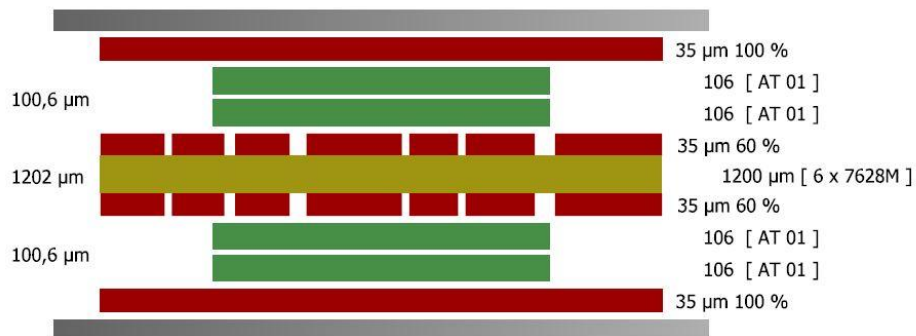


Obr. 29: DPS v návrhovém prostředí



Obr. 30: Hotová DPS s obvodem LT3791

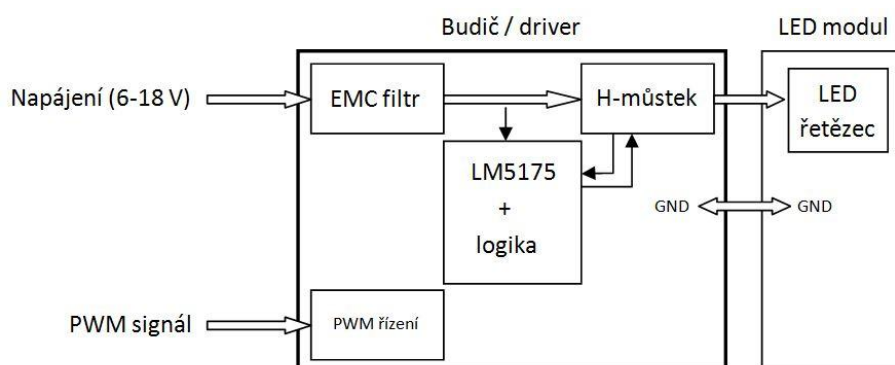
Deska byla vyrobena ve firmě Gatema v Boskovicích. Technologie výroby je vyobrazena na obr. 31. Na obrázku je vidět, že základní materiál je FR4 (žlutá) s 35 μm mědi (červená) v kombinaci s prepregem (zelená) a další 35 μm měděnou folii je výsledná tloušťka desky 1,5 mm. Prokovy pro propojení vnitřních vrstev byly zvoleny o průměru 0,5 mm. Povrchová úprava (šedá) byla zvolena HAL (Hot Air Leveling).



Obr. 31: Technologické parametry výroby DPS

2.3 Návrh synchronního měniče s IO LM5175

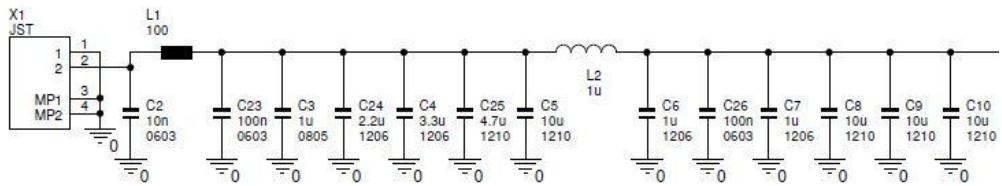
Při tomto návrhu bylo postupováno podobně jako v předchozím případě, ale jelikož tento integrovaný obvod byl vyvinut v jiné společnosti, jsou v návrhu mírně odlišnosti. Podstata můstkového zapojení je však stejná, pouze nastavení pracovního bodu je specifické. Na obr. 32 je znázorněno blokové schéma, z kterého lze vycházet při návrhu schématu. Oproti předchozímu zapojení obvodu chybí řízení výstupního proudu.



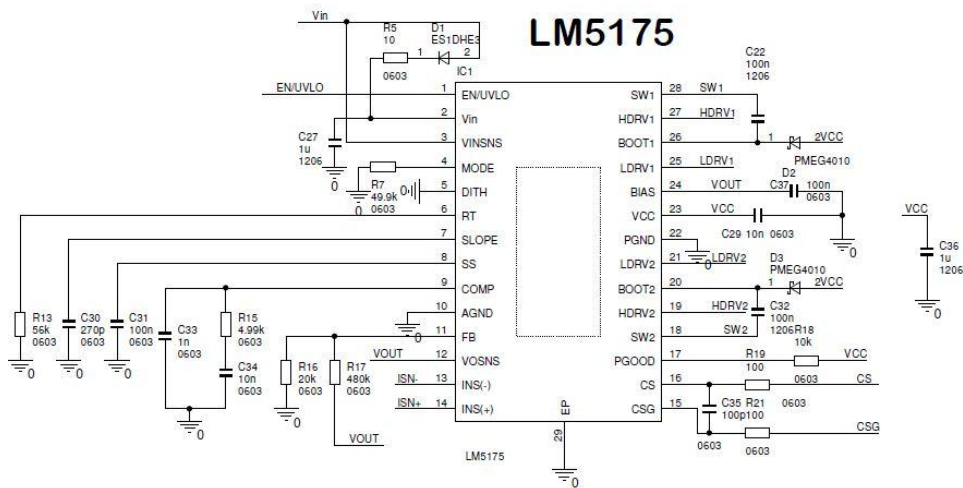
Obr. 32: Blokové schéma zapojení obvodu

2.3.1 Schéma zapojení

Jelikož tento měnič má stejnou architekturu jako měnič předchozí, je postup při návrhu obdobný. Jediný rozdíl je v odlišném nastavení pracovního bodu IO. Je tedy možné převzít část zapojení z předchozího návrhu měniče v kapitole 2.2, protože požadujeme stejné parametry obvodu. Stejný bude vstupní filtr a H-můstek tranzistorů s cívkou. Výsledné zapojení je pak názorně vysvětleno v jednotlivých blocích níže (obr. 33, obr. 34, obr. 35, obr. 36). LM5175 oproti LT3791 nemá vstup pro řízení proudu digitální ani analogový, proto je použit tranzistor na výstupu (dle doporučení výrobce), kterým bude alespoň funkce digitálního řízení nahrazena. Jelikož tento IO není vyroben přímo jako LED budič, chybí právě tyto regulace výstupního proudu.

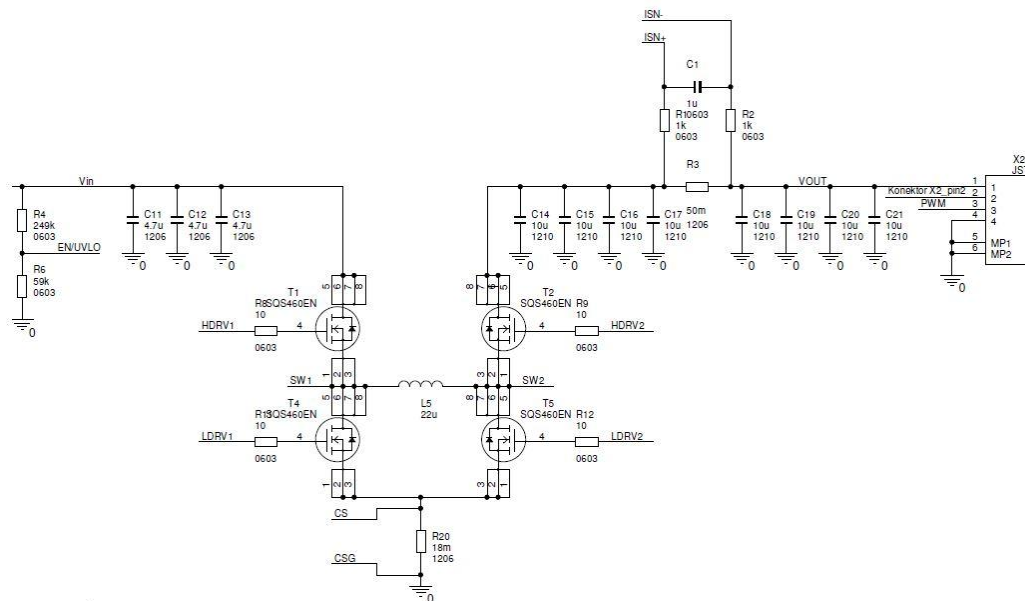


Obr. 33: Vstupní část zapojení – EMC filtr

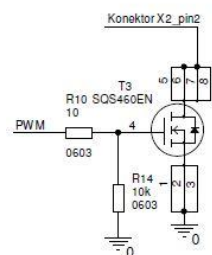


Obr. 34: Hlavní řídicí část obvodu LM5175

Oproti předchozímu zapojení má tento IO jiné nastavovací vstupy, základ je však stejný, tj. měření proudů, nastavení frekvence a dostatečná kapacita u referenčních zdrojů. Spodní část schématu je výstup.



Obr. 35: H-můstek tranzistorů s cívkou – výkonová část obvodu



Obr. 36: Přídavná funkce obvodu, PWM řízení proudu

2.3.2 Výpočet obvodových prvků

Volba spínací frekvence (32)

- jako v předchozím případě volíme frekvenci mezi 400 a 500 kHz

$$R_{13} = \frac{\left(\frac{1}{f_s}\right) - 200 * 10^{-9}}{37 * 10^{-12}} = \frac{\left(\frac{1}{450000}\right) - 200 * 10^{-9}}{37 * 10^{-12}} = 54,65 \text{ k}\Omega \quad (32)$$

$$R_{13} = 56 \text{ k}\Omega$$

Vstupní napěťový dělič, ochrana podpětí (33)

$$R_6 = \frac{R_4 * 1,23}{U_{INmin} + 1,5 * 10^{-6} * R_4 - 1,23} = \frac{249000 * 1,23}{5 + 1,5 * 10^{-6} * 249000 - 1,23} \quad (33)$$

$$= 74 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 249 \text{ k}\Omega \text{ (zvoleno)}, R_6 = 75 \text{ k}\Omega \text{ (E24)}$$

Výstupní napěťový dělič, ochrana proti rozpojení výstupu (34)

$R_{16} = 20 \text{ k}\Omega$ (zvoleno)

$$R_{17} = \frac{U_{OUTmax} - 0,8}{0,8} * R_{16} = \frac{20 - 0,8}{0,8} * 20000 = 480 \text{ k}\Omega \quad (34)$$

$R_{16} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{17} = 470 \text{ k}\Omega$ (nejbližší v řadě E24)

Velikost indukčnosti pracovní cívky (35)(36)

$$L_{BUCK} = \frac{(U_{INmax} - U_{OUT}) * U_{OUT}}{0,8 * I_{OUT} * f_s * U_{INmax}} = \frac{(20 - 10) * 10}{0,8 * 1 * 440000 * 20} = 14,2 \mu H \quad (35)$$

$$L_{BOOST} = \frac{U_{INmin}^2 * (U_{OUT} - U_{INmin})}{0,8 * I_{OUT} * f_s * U_{OUT}^2} = \frac{5^2 * (10 - 5)}{0,8 * 1 * 440000 * 10^2} = 3,55 \mu H \quad (36)$$

Maximální proud cívkou (37)

$$I_{Lmax} = \frac{U_{OUT} * I_{OUT}}{0,9 * U_{INmin}} = \frac{10 * 1}{0,9 * 5} = 2,22 \text{ A} \quad (37)$$

Špičkový proud cívkou (38)

$$\begin{aligned} I_{Lšp} &= I_{Lmax} \frac{U_{INmin} * (U_{OUT} - U_{INmin})}{2 * L_3 * f_s * U_{OUT}} \\ &= 2,22 + \frac{5 * (10 - 5)}{2 * 22 * 10^{-6} * 440000 * 10} = 2,35 \text{ A} \end{aligned} \quad (38)$$

Saturační proud cívkou (39)

$$I_{Lsat} = \frac{1,2 * I_{Lšp}}{0,8} = \frac{1,2 * 2,35}{0,8} = 3,525 \text{ A} \quad (39)$$

- opět s úvahou na výrobní hodnoty cívek a jejich 20 % toleranci je zvolena

$L_3 = 22 \mu H$

- důležité hodnoty proudů pro volbu pracovní cívky L_3

- na základě těchto parametrů vybrána cívka

IHLP4040DZER105A ($R_s = 60,4 \text{ m}\Omega$, $I_{sat} = 4,5 \text{ A}$, $f_{MAX} = 1 \text{ MHz}$)[17]

Rezistor snímající proud pod H-můstkem (40)(41)

$$R_{BUCK} = \frac{0,076 * 70\%}{I_{OUT}} = \frac{0,076 * 0,7}{1} = 50 \text{ m}\Omega \quad (40)$$

$$R_{BOOST} = \frac{0,170 * 70\%}{I_{L3\dot{s}p}} = \frac{0,170 * 0,7}{2,35} = 50 \text{ m}\Omega \quad (41)$$

- dle doporučení výrobce volit tento rezistor minimálně poloviční z vypočtené hodnoty byl zvolen odpor 18 mΩ

R₂₀ = 18 mΩ (pouzdro 1206, výkonové přizpůsobení)

Rezistor nastavující výstupní proud (42)

$$R_3 = \frac{U_{sense}}{I_{OUT}} = \frac{0,05}{1} = 50 \text{ m}\Omega \quad (42)$$

U_{sense}.....katalogová hodnota

R₃ = 50 mΩ (pouzdro 1206, výkonové přizpůsobení)

Vstupní filtr (43)

Opět je použit zpětný výpočet mezní frekvence filtru.

- základem je, aby mezní frekvence filtru byla po frekvenci spínací
- C_{IN} = C₃ + C₄ + C₅ + C₂₃ + C₂₄ + C₂₅ = 21,3 μF, L₂ = 1 μF

$$f_{mez} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_2 * C_{IN}}} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{1 * 10^{-6} * 21,3 * 10^{-6}}} = 34,5 \text{ kHz} \quad (43)$$

Volba spínacího tranzistoru

- po zvážení odporu, proudu a výkonu kanálu byl zvolen tranzistor:
SQS460EN (U_{DSmax} = 60 V, R_{DSon} = 36 mΩ, I_{Dmax} = 8 A, f_{max} > 1 MHz)[18]

Ostatní hodnoty součástek a jejich přizpůsobení, stejně jako v předchozím návrhu, byly voleny dle doporučení výrobce, nebo podle přizpůsobení jejich místa užívání (napětově, proudové, výkonově).

- rezistory 0603, mimo snímacích rezistorů
- Kondenzátory 0603, 0805, 1206, 1210 dle maximálního napětí, dielektrikum X7R, keramika

2.3.3 Výpočet předpokládaných ztrát

Výrobce dobře zpracovaný katalogový list [15] nabízí vzorce pro výpočet ztrát na tranzistorech. Ostatní ztráty jsou spočteny dle standardních vzorců.

Ztráty na snímacím odporu výstupního proudu (44)

$$P_{R3} = R * I^2 = 0,05 * 1^2 = 0,05 W \quad (44)$$

Ztráty na cívce (45)

$$P_{L3} = I_{Lmax}^2 * R_S = 2,5^2 * 0,0604 = 0,38 W \quad (45)$$

Ztráty na snímacím rezistoru pod H-můstkem (46)

$$P_{R20} = I_{Lmax}^2 * R_{14} = 2,5^2 * 0,018 = 0,11 W \quad (46)$$

Vnitřní zdroj napětí V_{CC} (47)

$$P_{Vcc} = U_{Vcc} * I_{Vcc} = 7,35 * 0,065 = 0,477 W \quad (47)$$

Ztráty na tranzistorech v jednotlivých módech (48)

$$P_{T1BOOST} = \left(I_{OUT} * \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right)^2 * R_{DSon} = \left(1 * \frac{10}{5} \right)^2 * 0,036 = 0,144 W \quad (48)$$

$$\begin{aligned} P_{T1BUCK} &= \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} * I_{OUT}^2 * R_{DSon} + \frac{1}{2} * U_{IN} * I_{OUT} * (t_r + t_f) * f_s = \\ &= \frac{10}{19} * 1^2 * 0,036 + 0,5 * 19 * 1 * (8 * 10^{-9} + 8 * 10^{-9}) * 430000 \\ &= 84 mW \end{aligned}$$

$$P_{T2BUCK} = I_{OUT}^2 * R_{DSon} = 1^2 * 0,036 = 36 mW$$

$$P_{T2BOOST} = \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} * \left(I_{OUT} * \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right)^2 * R_{DSon} = \frac{5}{10} * \left(1 * \frac{10}{5} \right)^2 * 0,036 = 288 mW$$

$$P_{T4BUCK} = \left(1 - \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \right) * I_{OUT}^2 * R_{DSon} = \left(1 - \frac{10}{19} \right) * 1^2 * 0,036 = 17 mW$$

$$\begin{aligned}
P_{T5BOOST} &= \left(1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}}\right) * \left(I_{OUT} * \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}\right)^2 * R_{DSon} + \frac{1}{2} * U_{OUT} * \left(I_{OUT} * \frac{U_{OUT}}{U_{IN}}\right) \\
&\quad * (t_r + t_f) * f_s = \\
&= \left(1 - \frac{5}{10}\right) * \left(1 * \frac{10}{5}\right)^2 * 0.036 + 0.5 * 10 * \left(1 * \frac{10}{5}\right) \\
&\quad * (8 * 10^{-9} + 8 * 10^{-9}) * 430000 = 141 \text{ mW}
\end{aligned}$$

Výpočet předpokládané účinnosti (49)

Z vypočtených hodnot je třeba rozlišit statické a dynamické ztrátové výkony. Jelikož obvod pracuje nejčastěji se střídou okolo 50 %, je možné ztráty na výkonové spínací větvi vynásobit 0,5.

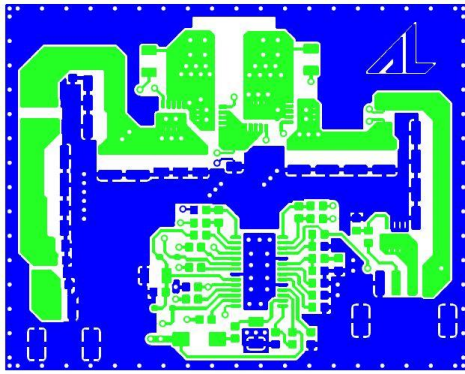
Pak lze předpokládanou účinnost spočítat (nejhorší varianta): (49)

$$\begin{aligned}
\eta &= \frac{P_{OUT} - P_{ZTRATY}}{P_{OUT}} * 100 = \\
&= \frac{P_{OUT} - ((P_{R3} + P_{Vcc}) + 0,5 * (P_{T1BOOST} + P_{T2BOOST} + P_{T5BOOST} + P_{L3} + P_{R20}))}{P_{OUT}} \\
&= \frac{10 - ((0,05 + 0,447) + 0,5 * (0,144 + 0,288 + 0,141 + 0,38 + 0,11))}{10} * 100 \\
&= 89,7 \%
\end{aligned}$$

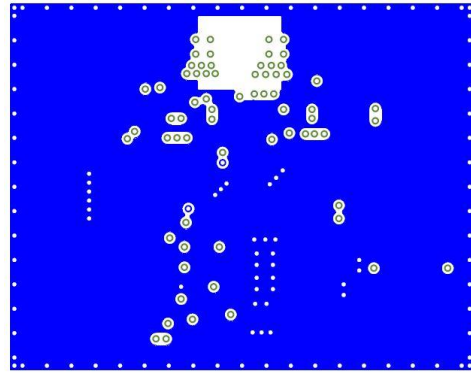
Pokud uvážíme nejhorší možnou variantu, měl by tento budič pracovat s účinností větší než 89,7%.

2.3.4 Návrh desky plošných spojů

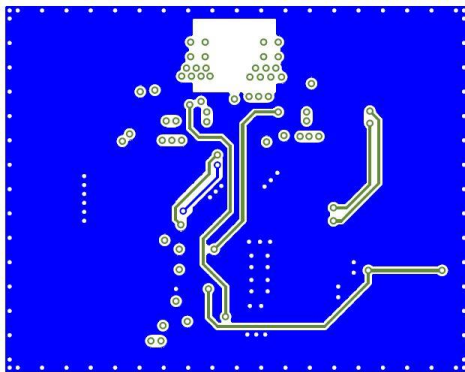
Pro návrh DPS s IO LM5175 byla použita stejná pravidla jako v předchozí kapitole, protože zde nejsou žádné větší rozdíly. Byla zde použita i stejná technologie výroby. Na obr. 37, obr. 38, obr. 39 a obr. 40 jsou zobrazeny vrstvy DPS.



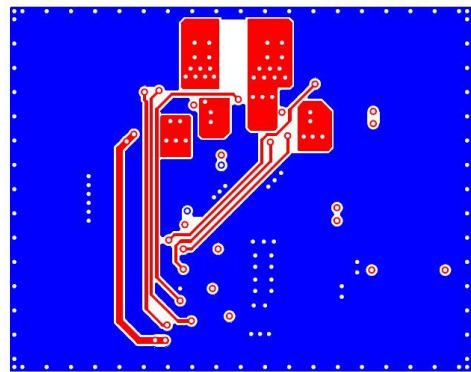
Obr. 37: TOP vrstva – výkonová + logická



Obr. 38: INNER 1 - Výkonová zem

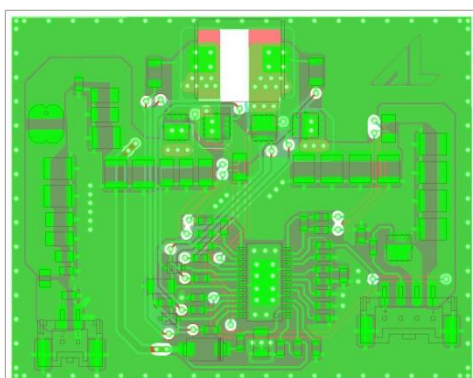


Obr. 39: INNER2 – měřicí část



Obr. 40: BOTOM – Ovládání tranzistorů

Pro názornou ukázkou je na obr. 41 zobrazená DPS v návrhovém prostředí a pro porovnání skutečný výsledný obvod na obr. 42.



Obr. 41: Navržená DPS s IO LM5175



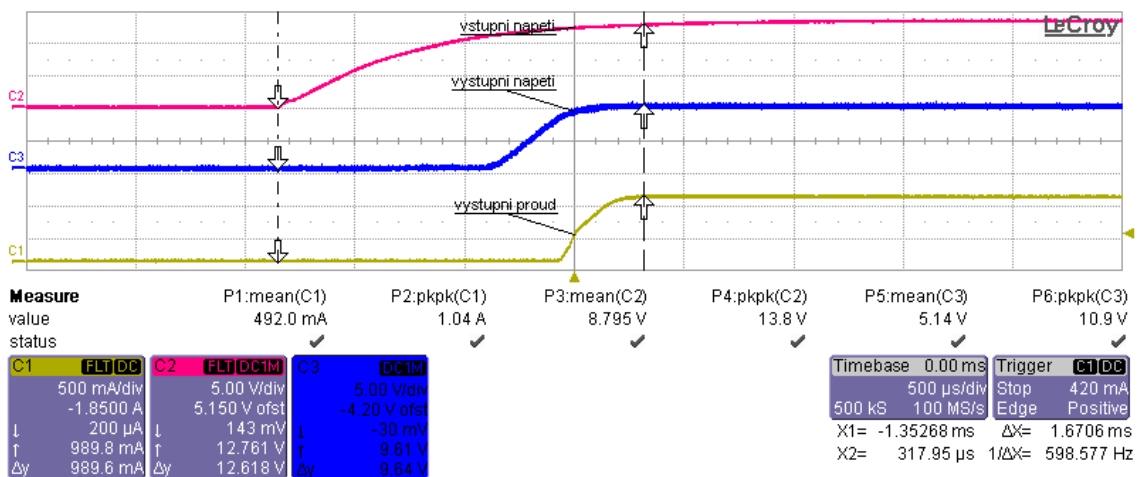
Obr. 42: Vyrobená a osazená DPS

2.4 Měření dosažených parametrů LT3791

V této části je obvod podroben důkladnému měření a zkoušení pro určení dosažených parametrů. Základem je zkontrolovat, zda obvod pracuje správně. Následuje sada měření výstupních parametrů. Do měření je doplněn náhled termokamerou a zakončeno je měřením šumu (EMC). Veškeré měření proběhlo na přístrojích firmy Automotive Lighting s.r.o. Jihlava, které podléhají pravidelným kalibracím.

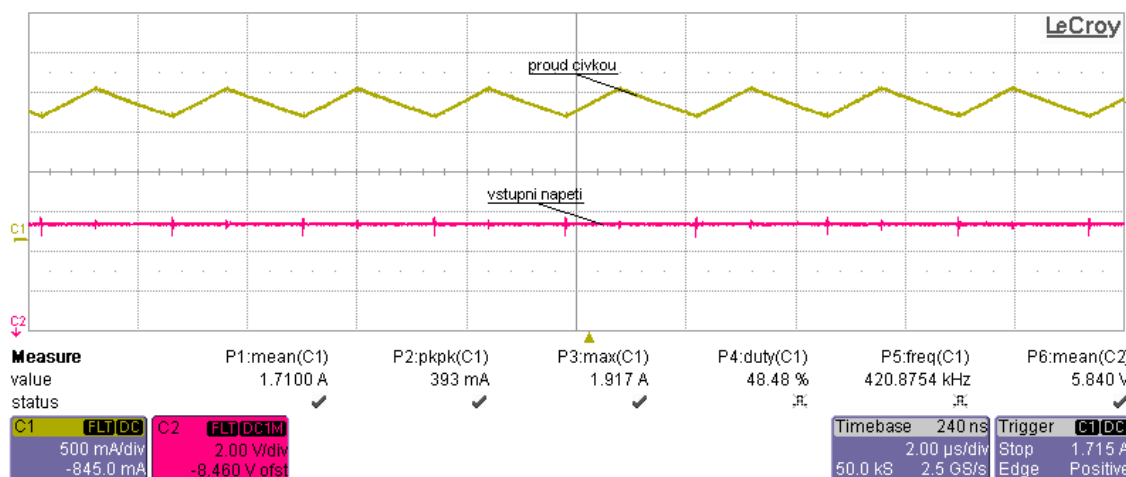
2.4.1 Hlavní parametry

Obvod byl oživen a podroben ověření pracovního bodu obvodu. Kontrolovány byly hodnoty napětí děličů, interního zdroje a napětí výstupu. Dále byly ověřeny ochrany, jak vstupní, tak výstupní. Zjišťována byla stabilita obvodu v krajních mezích napájecího napětí v závislosti na výstupním proudu. Naměřené hodnoty byly totožné s katalogovým listem. Na obr. 43 lze vidět chování obvodu ihned po připojení napájecího napětí (jednotkový skok), tento test ověří schopnost inicializace obvodu. Ze zobrazených výsledků vyplývá, že obvod velmi rychle reaguje a výstup je stabilní bez viditelného překmitu. Tento test byl proveden při napájecím napětí 13,5 V. Od startu do ustáleného stavu se obvod dostal za 1,67 ms.



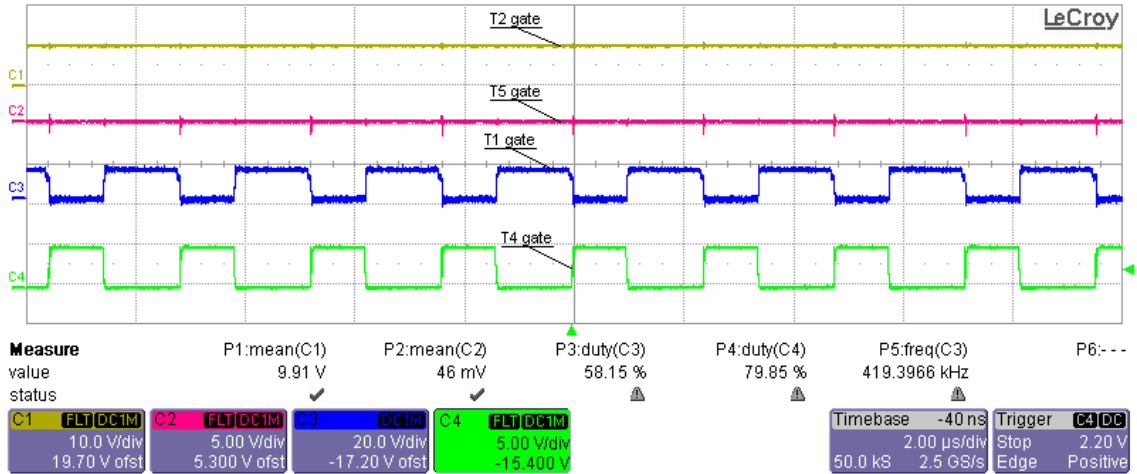
Obr. 43: Odezva na jednotkový skok napájecího napětí

Dalším krokem bylo měření proudu hlavní výkonovou cívkou. Toto měření je důležité z hlediska ověření správnosti zvolené pracovní cívkou. Z průběhu proudu na obr. 44 vyplývá, že cívka je zatěžována z 50% katalogových hodnot, tudíž je ověřeno, že zvolená indukčnost je vhodná. Z obrázku lze vyčíst střední hodnotu proudu (1,71 A), špičkovou hodnotu proudu (393 mA) a maximální hodnotu proudu (1,917 A). Hodnota spínací frekvence je 420 kHz. Měření bylo provedeno při nejnižším napájecím napětí 6 V, protože je cívka nejvíce zatížena.

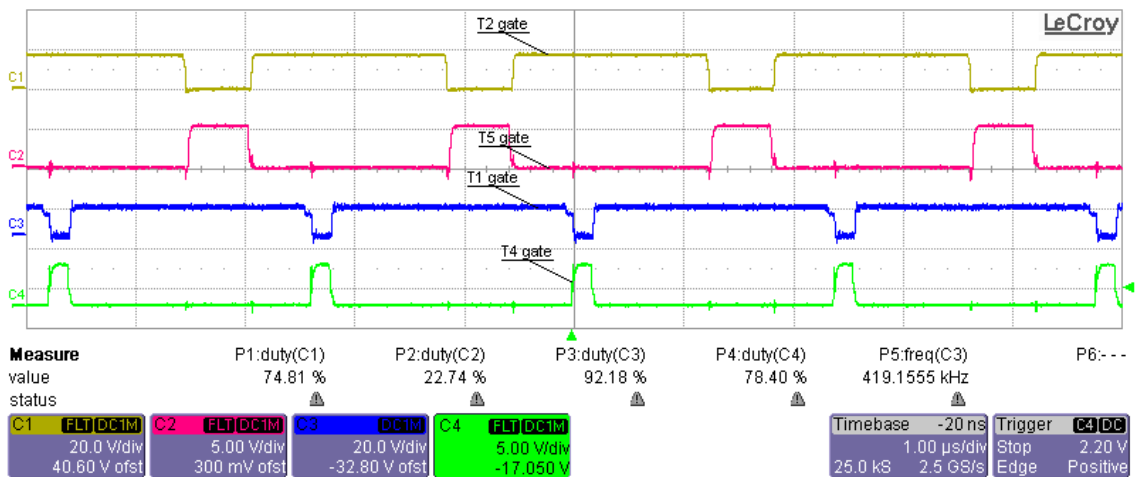


Obr. 44: Průběh proudu cívkou při napájecím napětí 6 V

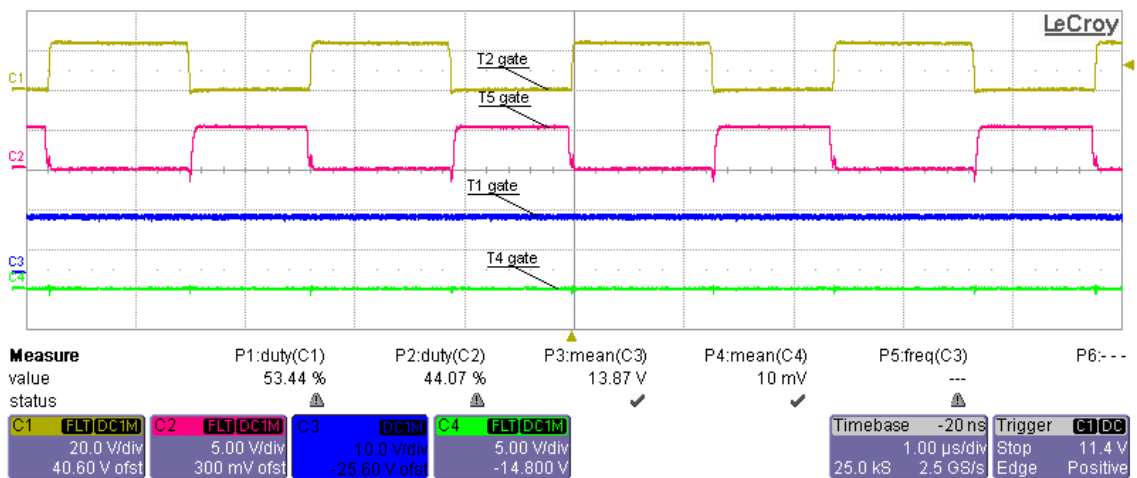
Na následujících třech obrázcích jsou znázorněny řídicí signály tranzistorů H-můstku v jednotlivých módech. Na obr. 45 se nachází obvod ve stavu zvyšující vstupní napětí na výstup. Tranzistor T_2 je trvale sepnutý, tranzistor T_5 rozepnutý a tranzistory T_1 a T_4 jsou střídány proti sobě PWM signálem. Obr. 46 znázorňuje mód buck/boost, kdy se výstupní napětí blíží napětí vstupnímu, tuto hysterzezi si řídí IO. Všechny čtyři tranzistory jsou spínány PWM signálem. Poslední z trojice obrázků (obr. 47) ukazuje mód buck, při kterém je výstupní napětí snižováno oproti vstupnímu. Řízení tranzistorů je přesně opačné než na obr. 45. Tyto tři obrázky přesně vystihují princip funkce H-můstku.



Obr. 45: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu boost ($U_{IN}=6V$)



Obr. 46: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck/boost ($U_{IN}=12V$)



Obr. 47: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck ($U_{IN}=18V$)

2.4.2 Účinnost

Jelikož je tento budič navržený s výhledem vysoké efektivity, je tato část měření jedna z hlavních vypovídajících zpráv o tomto typu obvodu (synchronní budič). Měření bylo provedeno standardně, tj. porovnání výstupního výkonu oproti vstupnímu příkonu. Byla však sledována hodnota výstupního proudu v závislosti na změně vstupního napětí. Stabilita výstupního proudu je jedním z hlavních parametrů charakterizujících LED budič. Naměřené hodnoty jsou zaznamenány v tab. 2 a tab. 3 a následně zpracovány na obr. 48. Obvod obsahuje logiku pro přepínání mezi módy buck/boost s určitou hysterezí, proto byl zvolen postup měření s nárůstem i poklesem napájecího napětí, aby bylo zjištěno, jak se obvod chová v celém rozsahu.

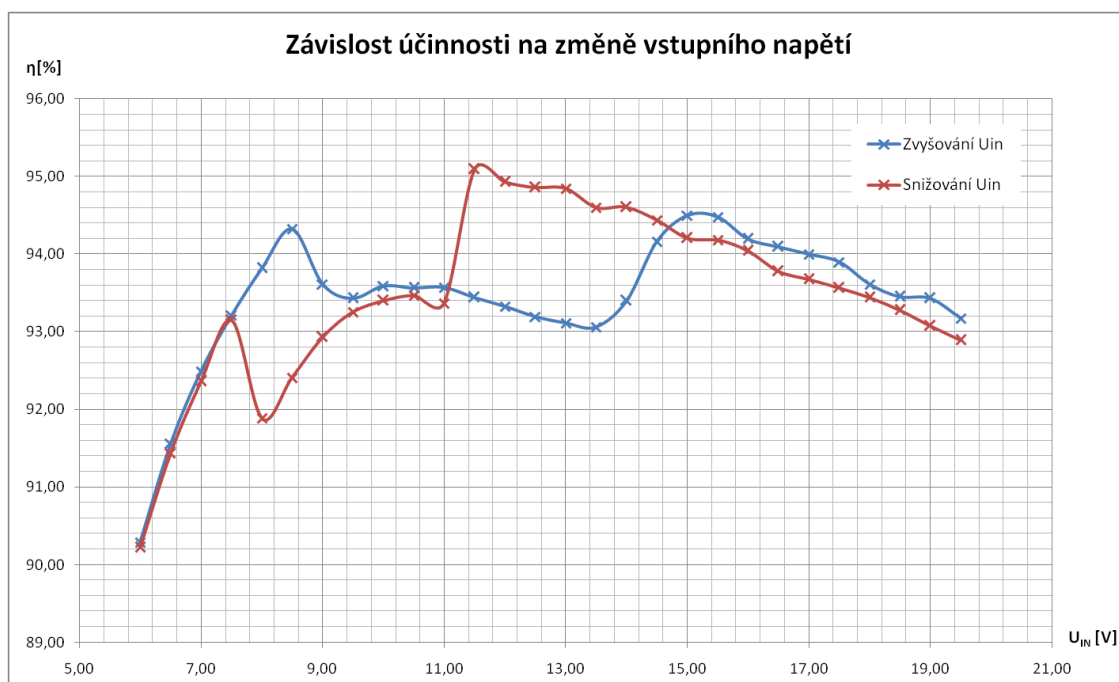
Tab. 2: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při zvyšování vstupního napětí

U_{IN} [V]	6,00	6,50	7,00	7,50	8,00	8,50	9,00	9,50	10,00	10,50	11,00	11,50	12,00	12,50
I_{IN} [A]	1,712	1,56	1,434	1,328	1,237	1,158	1,102	1,046	0,992	0,945	0,902	0,864	0,829	0,797
U_{OUT} [V]	9,33	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34
I_{OUT} [A]	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994
P_{IN} [W]	10,27	10,14	10,04	9,96	9,90	9,84	9,92	9,94	9,92	9,92	9,92	9,94	9,95	9,96
P_{OUT} [W]	9,27	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28
η [%]	90,28	91,56	92,49	93,21	93,82	94,32	93,61	93,43	93,59	93,56	93,57	93,44	93,32	93,19
U_{IN} [V]	13,00	13,50	14,00	14,50	15,00	15,50	16,00	16,50	17,00	17,50	18,00	18,50	19,00	19,50
I_{IN} [A]	0,767	0,739	0,71	0,68	0,655	0,634	0,616	0,598	0,581	0,565	0,551	0,537	0,523	0,511
U_{OUT} [V]	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34
I_{OUT} [A]	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994
P_{IN} [W]	9,97	9,98	9,94	9,86	9,83	9,83	9,86	9,87	9,88	9,89	9,92	9,93	9,94	9,96
P_{OUT} [W]	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28
η [%]	93,11	93,06	93,40	94,16	94,49	94,47	94,20	94,09	94,00	93,90	93,61	93,45	93,43	93,17

Tab. 3: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při snižování vstupního napětí

U_{IN} [V]	19,50	19,00	18,50	18,00	17,50	17,00	16,50	16,00	15,50	15,00	14,50	14,00	13,50	13,00
I_{IN} [A]	0,512	0,525	0,538	0,552	0,567	0,583	0,6	0,617	0,636	0,657	0,678	0,701	0,727	0,753
U_{OUT} [V]	9,33	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34
I_{OUT} [A]	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994
P_{IN} [W]	9,98	9,98	9,95	9,94	9,92	9,91	9,90	9,87	9,86	9,86	9,83	9,81	9,81	9,79
P_{OUT} [W]	9,27	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28
η [%]	92,89	93,07	93,28	93,44	93,56	93,67	93,78	94,04	94,18	94,21	94,44	94,60	94,59	94,84
U_{IN} [V]	12,50	12,00	11,50	11,00	10,50	10,00	9,50	9,00	8,50	8,00	7,50	7,00	6,50	6,00
I_{IN} [A]	0,783	0,815	0,849	0,904	0,946	0,994	1,048	1,11	1,182	1,263	1,329	1,436	1,562	1,715
U_{OUT} [V]	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34	9,34
I_{OUT} [A]	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994	0,994
P_{IN} [W]	9,79	9,78	9,76	9,94	9,93	9,94	9,96	9,99	10,05	10,10	9,97	10,05	10,15	10,29
P_{OUT} [W]	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28	9,28
η [%]	94,86	94,93	95,09	93,36	93,47	93,40	93,25	92,93	92,41	91,88	93,14	92,36	91,44	90,22

Jak už bylo zmíněno, přepínání mezi módy (buck/boost a boost/buck) se v účinnosti projevilo mírnými poklesy. Na obr. 48 je však vidět, že obvod je schopen pracovat s účinností až 95 %, to je velmi příznivý výsledek. Celkově však obvod v celém napěťovém rozsahu pracuje s účinností nad 90 %.

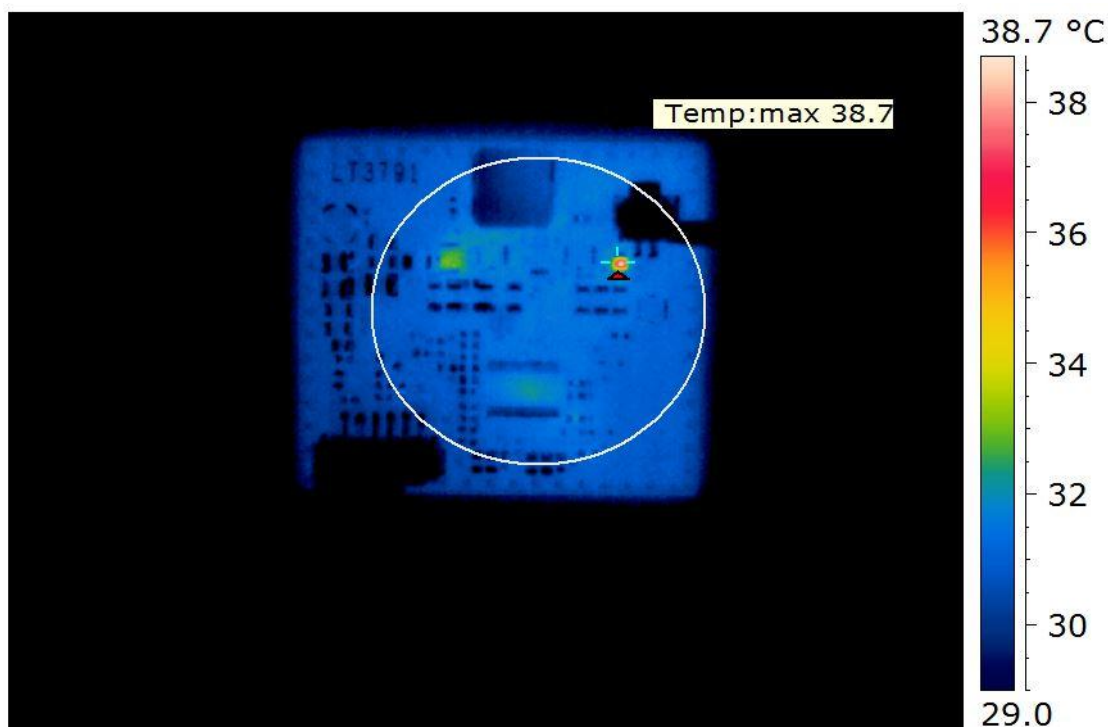


Obr. 48: Závislost účinnosti na změně vstupního napětí

2.4.3 Termokamera

Část měření termokamerou je přínosná v tom, že lze přibližně určit, v kterém bodě (součástce) se nachází tepelné zdroje, popřípadě která část obvodu nebo součástka je v obvodu namáhána. Zároveň lze zjistit, zda část obvodu, u které se předpokládá vyšší výkonová ztráta, má zaručený dobrý odvod tepla a nepřehřívá se. Tento typ měření je pouze informační, protože rozložení tepla je spojeno s návrhem DPS a teplotní vodivostí materiálů. Tento typ měření je užitečné pro relativní porovnání a přibližné určení teplot. Pro přesné určení teploty komponent a následný přepočít na teplotu čipu (např. tranzistoru) je nutné použít termočlánek.

Z obr. 49 je vidět, že nejvíce tepelného záření je na snímacím rezistoru R_4 ($38,7\text{ °C}$). Ostatní zdroje tepla jsou generovány integrovaným obvodem LT3791 a spínacími tranzistory. Snímek byl pořízen po ustálení teplot (30 min po spuštění obvodu).



Obr. 49: Snímek termokamery obvodu s IO LT3791

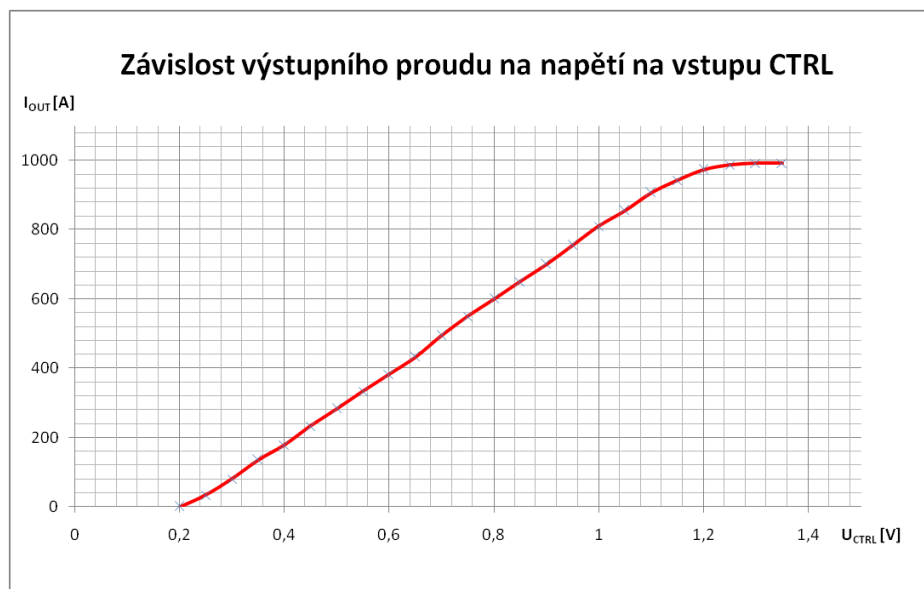
2.4.4 Regulace proudu analogová/PWM

Jak už na začátku návrhu bylo popsáno, tento IO disponuje oběma typy regulace výstupního proudu. Jelikož s oběma variantami obvod počítá, byly obě varianty prověřeny.

Analogové řízení výstupního proudu spočívá ve spojitosti se vstupem CTRL, který při snížení napětí pod 1,3 V snižuje snímací napětí rezistoru regulujícího výstupní proud. Úměrně tomu je regulován výstupní proud. V tab. 4 je změřena závislost napětí vstupu CTRL na výstupním proudu. Graficky je pak znázorněna na obr. 50. Závislost je lineární, bez změny účinnosti obvodu a nezávisí na velikosti napájecího napětí. Tuto funkci lze jednoduše použít pro nastavení výstupního proudu pomocí kódovacího rezistoru na modulu s LED, nebo pro spojení s blokem teplotní ochrany.

Tab. 4: Naměřené hodnoty výstupního proudu při analogovém řízení

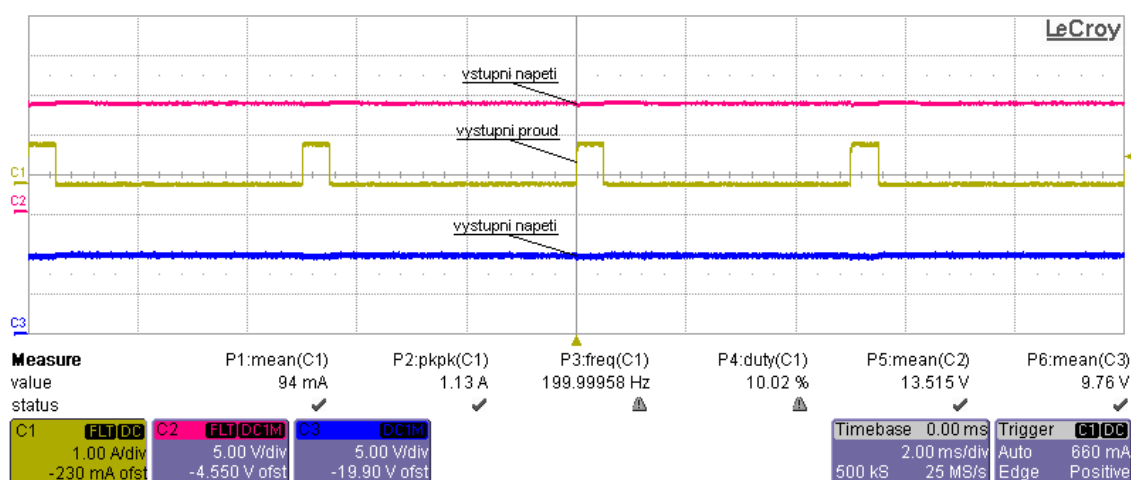
U_{CTRL} [V]	1,35	1,30	1,25	1,20	1,15	1,10	1,05	1,00	0,95	0,90	0,85	0,80
I_{OUT} [mA]	992	992	987	973	943	907	855	810	755	700	650	600
U_{CTRL} [V]	0,75	0,70	0,65	0,60	0,55	0,50	0,45	0,40	0,35	0,30	0,25	0,20
I_{OUT} [mA]	550	494	433	382	333	283	232	178	135	80	33	0



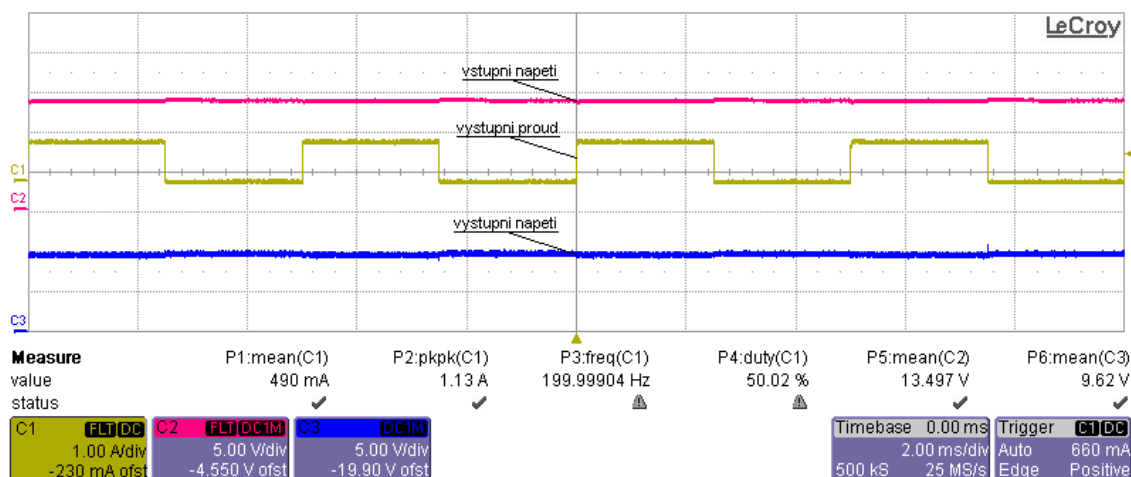
Obr. 50: Graf závislosti výstupního proudu na napětí vstupu CTRL

Řízení výstupního proudu pomocí pulzně šířkové modulace je u tohoto IO velmi jednoduché z důvodu původní implementace již v IO. To je velká výhoda po stránce

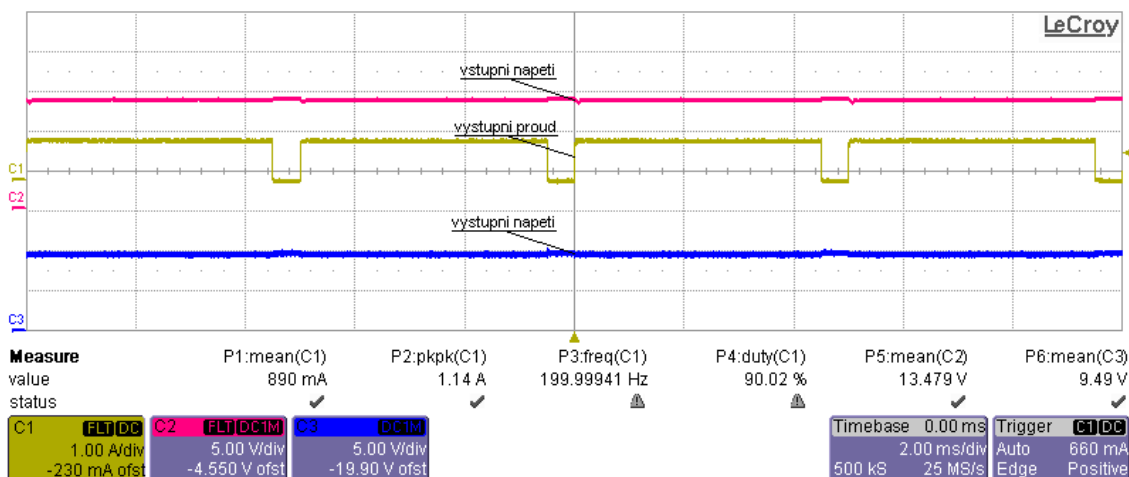
řízení. IO již na vstupu PWM signálu upraví řídicí logiku obvodu a tím se stává budič stabilní. Tato stabilita je znázorněna na obr. 51s řídicím signálem o střídě 10%, na obr. 52 se střídou 50% a na obr. 53 se střídou 90%. Všechny obrázky obsahují skutečné měřené hodnoty, z kterých lze snadno vyčíst aktuální stav obvodu. Výstupní napětí se skoro nemění, protože ho drží kondenzátory. PWM regulace se nejčastěji využívá např. při různých funkcích světelného modulu (např. denní světlo 100 % střída, poziční světlo 10 % střída). Frekvence PWM řídicího signálu byla 200 Hz.



Obr. 51: Průběh výstupního napětí a proudu při PWM regulaci, střída 10%



Obr. 52: Průběh výstupního napětí a proudu při PWM regulaci, střída 50 %

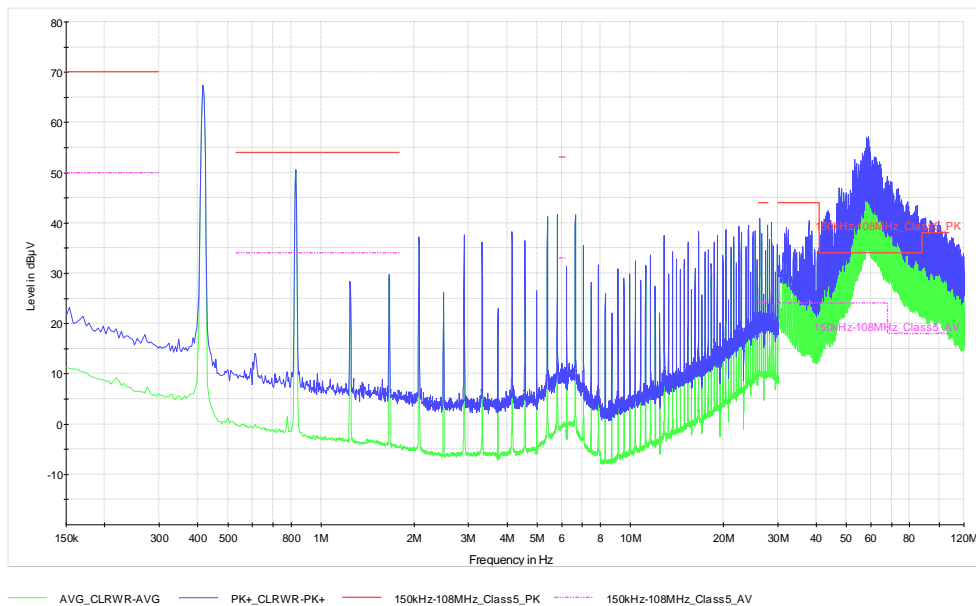


Obr. 53: Průběh výstupního napětí a proudu při PWM regulaci, střída 90 %

2.4.5 Elektromagnetická kompatibilita

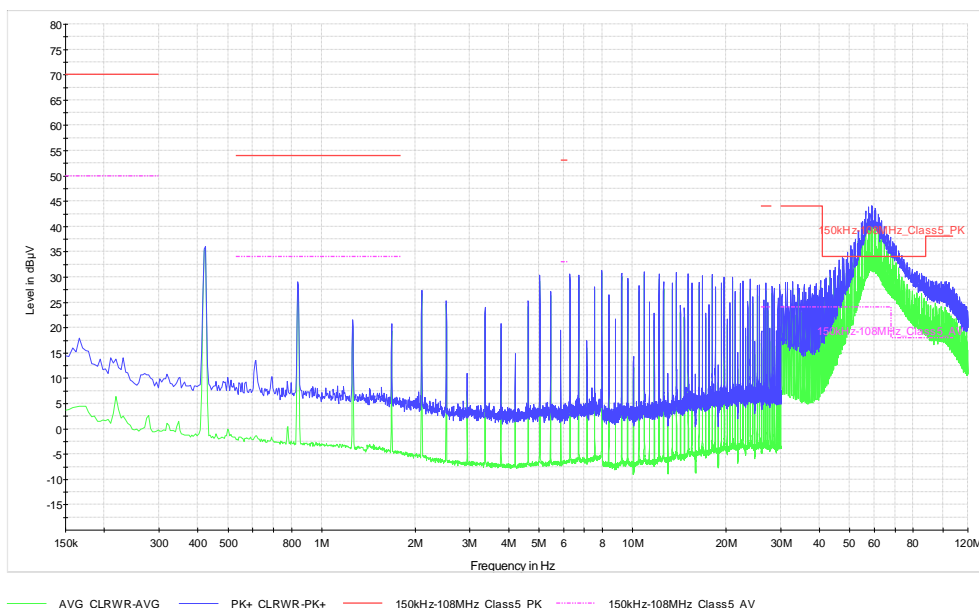
Toto téma je samo o sobě zajímavé, protože v některých případech lze pouze předpokládat, jak se dané zařízení bude chovat z hlediska elektromagnetické kompatibility (EMC). Obecně je na dobré parametry EMC velký tlak kvůli minimalizaci vzájemného rušení velkého množství používaných elektronických zařízení.

V této části bude obvod podroben jednomu ze souboru testů EMC, a to v oblasti rušení (šum) po napájecích kabelech (Conducted emissions). Pro názornost byl vytvořen snímek měření bez použití filtru, který je na obr. 54. Na tomto výsledku měření je vidět úroveň rušení spolu s hranicemi, které nesmí být podle normy přesáhnuty. Úroveň rušení je dominantní na frekvenci spínání spolu s dalšími harmonickými frekvencemi. Rušení v oblasti vysokých frekvencí (MHz) je typicky způsobeno rychlým spínáním tranzistorů. Modrý průběh znázorňuje špičkovou hodnotu šumu a zelený jeho střední hodnotu. Zároveň má velký vliv na rušení ve vysokých frekvencích návrh DPS, jak již bylo zmíněno v kapitole návrhu DPS.



Obr. 54: Výsledek EMC měření bez použití filtrů

Po osazení vstupního filtru na potlačení rušení je výsledek měření ukázán na obr. 55. Zde je vidět útlum rušení do oblasti 1 MHz zcela pod zakázané úrovně. Na utlumení ve vyšších frekvencích byl využit ferit, který svými vlastnostmi zasahuje právě v oblastech MHz. I zde je vidět mírné zlepšení o cca 10 dB μ V. Jelikož cílem této práce není EMC, ale studie synchronního měniče jako budiče LED, je toto řešení útlumu rušivého vyzařování finální.



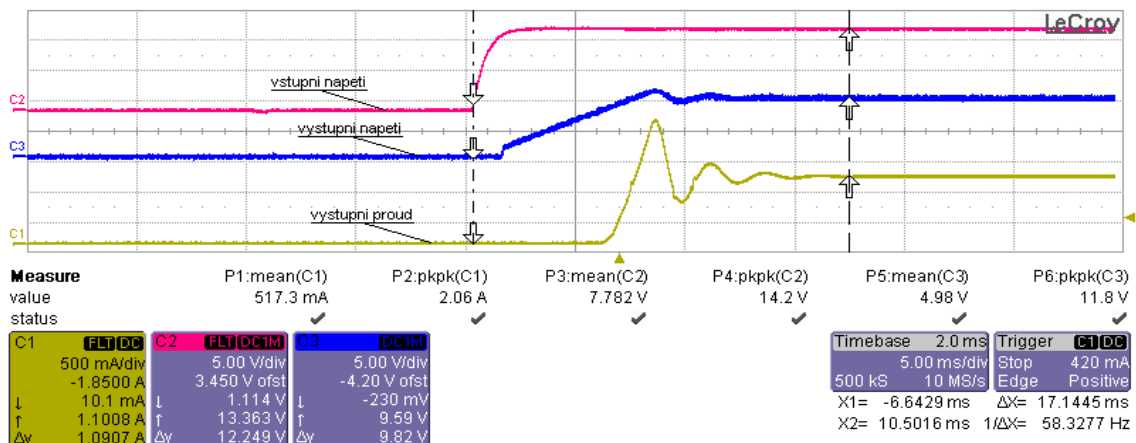
Obr. 55: Výsledek EMC měření s použitím filtrů

2.5 Měření dosažených parametrů LM5175

Obvod bude oživen a zkontrolován, zda splňuje správnou funkci. Sadou měření bude zjištěna účinnost. Termokamerou bude udělán snímek rozložení tepla na DPS. Následně bude ověřena regulace výstupního proudu. Na závěr bude obvod změřen v EMC komoře pro zjištění hodnot rušení. Veškeré měření proběhlo na přístrojích firmy Automotive Lighting s.r.o. Jihlava, které podléhají pravidelným kalibracím.

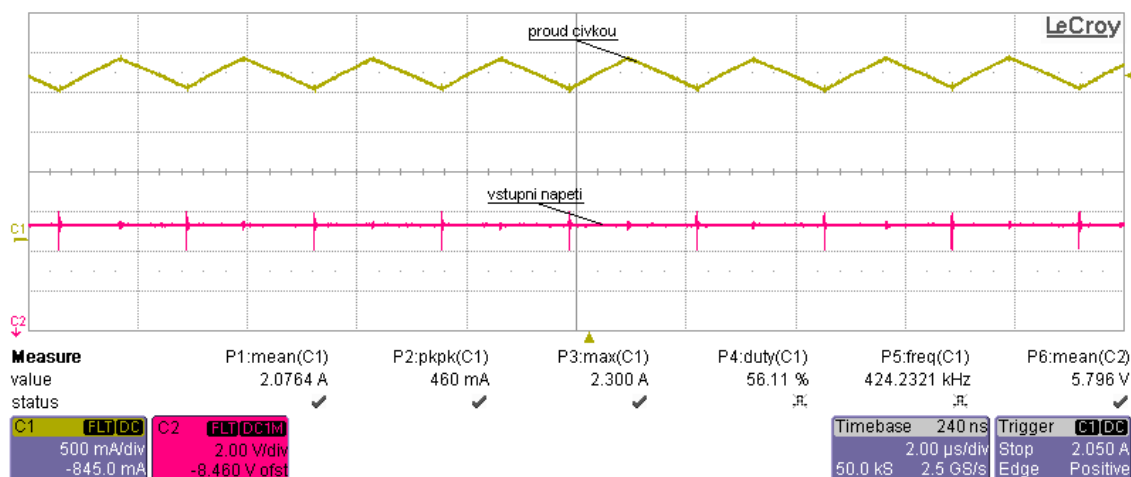
2.5.1 Hlavní parametry

Postup oživení obvodu s IO LM5175 byl obdobný jako v předchozím případě. Byly zjištěny hlavní hodnoty napětí, kontrola nastavení mezních hodnot budiče a chování obvodu v celém napěťovém rozsahu. Oproti předchozímu zapojení je výstupní proud o 100 mA vyšší než požadovaná 1 A. Ostatní obvodové veličiny odpovídaly katalogovému listu. Hlavní slabinou tohoto obvodu je, jak už bylo zmíněno, že se nejedná o měnič, který je přímo navržen pro řízení výstupního proudu. Opět byl obvod podroben testu, jak se chová přímo po připojení napájecího napětí. Výsledek je zobrazen na obr. 56. Z průběhu je vidět prvotní překmit proudu a napětí výstupu, než se obvod vyreguluje. To může být způsobeno právě pomalejším měřením proudové smyčky. Tento jev lze regulovat kapacitou připojenou na pinu SS (soft start), zvýšení kapacity tento jev potlačí, ale to nemusí být vždy přínosné (např. PWM řízení). Měření opět proběhlo při standardním napětím 13,5 V.



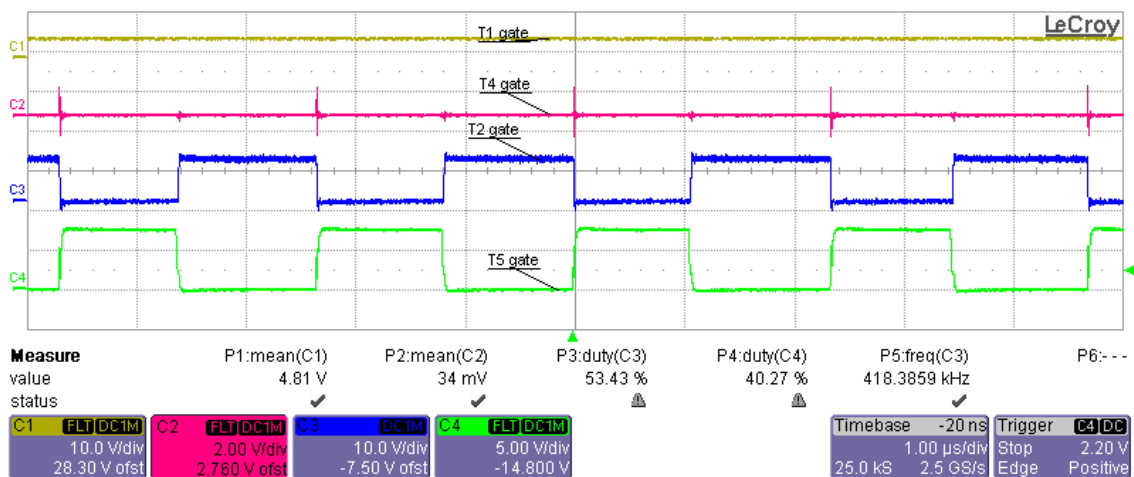
Obr. 56: Odezva jednotkového skoku napájecího napětí

Samozřejmě bylo opět měření proudu cívkou. Z hodnot a průběhu na obr. 57 lze usoudit, že indukčnost cívky je dostatečná i z pohledu proudového zatížení (porovnání s katalogovým listem cívky). U maximálního zatížení cívky se pohybujeme okolo 50 % jejich katalogových hodnot. Měření bylo provedeno při maximálním zatížení cívky, což odpovídá minimálnímu napájecímu napětí. Z popisů měřených veličin lze odečíst střední hodnotu proudu (2,08 A), špičkovou hodnotu proudu (460 mA) a maximální hodnotu proudu (2,3 A). Spínací frekvence je 424 kHz.

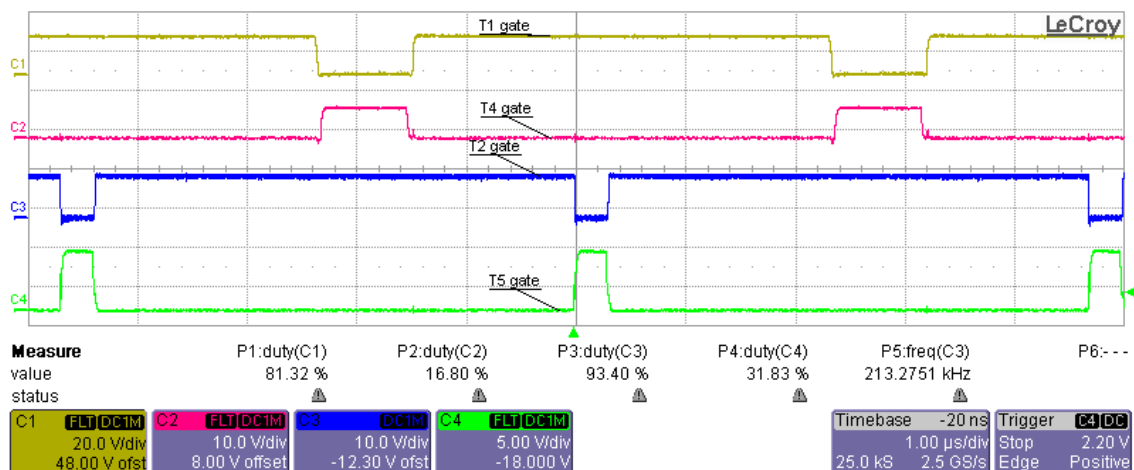


Obr. 57: Průběh proudu pracovní cívkou při napájecím napětím 6 V

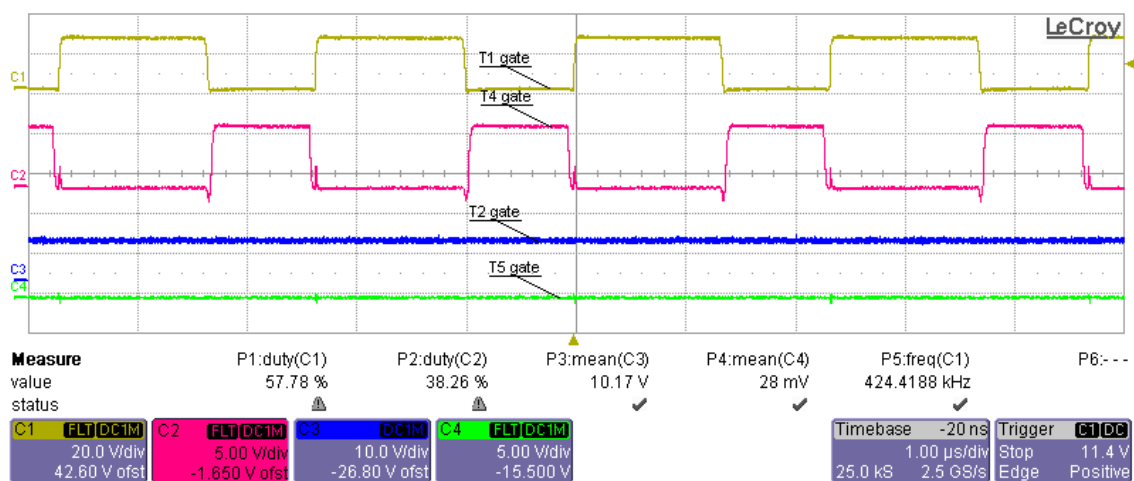
Tři záznamy průběhů řídicích signálů H-můstku tranzistorů jsou znázorněny na obr. 58, obr. 59 a obr. 60. Jsou téměř totožné s předchozím obvodem, proto jejich popis je zbytečný. Jediná odlišnost spočívá v tom, že IO LM5175 při módu buck-boost (obr. 59) má poloviční frekvenci spínání. To je způsobeno logikou řízení v IO.



Obr. 58: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu boost ($U_{IN}=6V$)



Obr. 59: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck/boost ($U_{IN}=12V$)



Obr. 60: Průběhy řídicích signálů tranzistorů v módu buck ($U_{IN}=18V$)

2.5.2 Účinnost

Účinnost η v tomto případě je změřena totožným postupem, stejně jsou i zpracovány výsledky. Oproti předchozímu případu je zde účinnost o poznání nižší. Pro zjištění přesného chování obvodu byla účinnost měřena při vzestupném i sestupném napájecím napětí. Změřené hodnoty jsou zaznamenány v tab. 5 a tab. 6, z kterých byl sestrojen graf účinnosti (obr. 61). Ze spočtených hodnot vyplývá, že maximální účinnost obvodu je necelých 88 %. Oproti předchozímu obvodu je tato účinnost podstatně nižší.

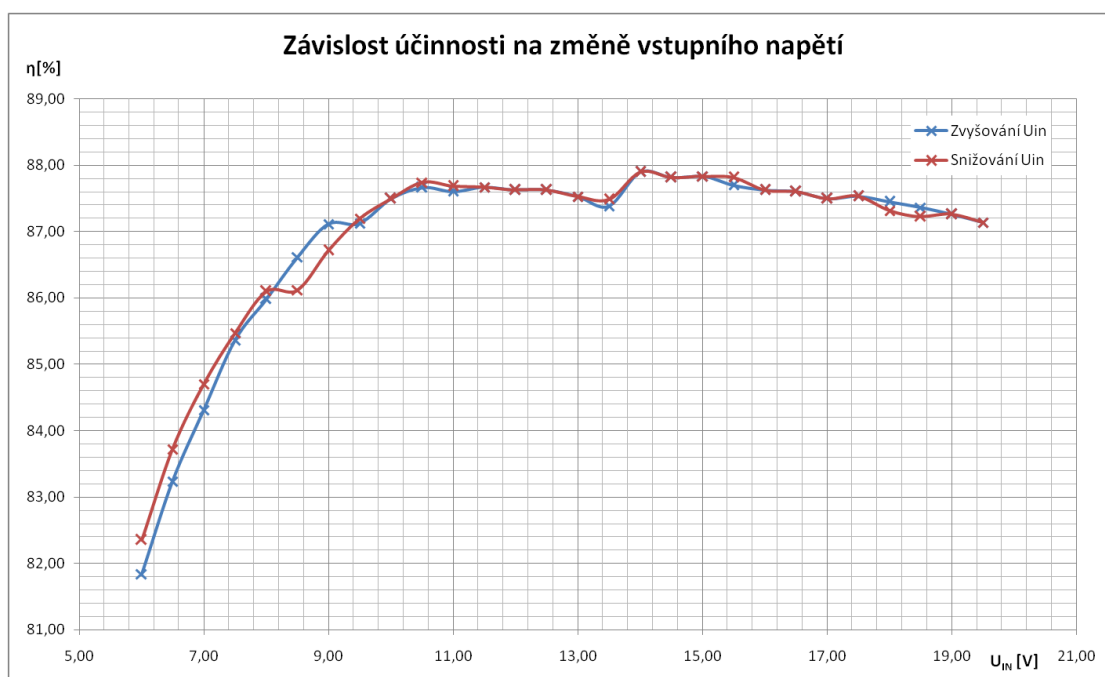
Tab. 5: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při zvyšování vstupního napětí

U_{IN} [V]	6,00	6,50	7,00	7,50	8,00	8,50	9,00	9,50	10,00	10,50	11,00	11,50	12,00	12,50
I_{IN} [A]	2,09	1,897	1,739	1,603	1,492	1,394	1,309	1,24	1,173	1,115	1,065	1,018	0,976	0,937
U_{OUT} [V]	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33
I_{OUT} [A]	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
P_{IN} [W]	12,54	12,33	12,17	12,02	11,94	11,85	11,78	11,78	11,73	11,71	11,72	11,71	11,71	11,71
P_{OUT} [W]	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26
η [%]	81,84	83,23	84,31	85,36	85,98	86,61	87,11	87,12	87,49	87,66	87,61	87,67	87,63	87,62
U_{IN} [V]	13,00	13,50	14,00	14,50	15,00	15,50	16,00	16,50	17,00	17,50	18,00	18,50	19,00	19,50
I_{IN} [A]	0,902	0,87	0,834	0,806	0,779	0,755	0,732	0,71	0,69	0,67	0,652	0,635	0,619	0,604
U_{OUT} [V]	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33
I_{OUT} [A]	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
P_{IN} [W]	11,73	11,75	11,68	11,69	11,69	11,70	11,71	11,72	11,73	11,73	11,74	11,75	11,76	11,78
P_{OUT} [W]	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26
η [%]	87,52	87,38	87,90	87,82	87,83	87,70	87,63	87,61	87,49	87,53	87,45	87,36	87,26	87,14

Tab. 6: Naměřené hodnoty pro výpočet účinnosti – při snižování vstupního napětí

U_{IN} [V]	19,50	19,00	18,50	18,00	17,50	17,00	16,50	16,00	15,50	15,00	14,50	14,00	13,50	13,00
I_{IN} [mA]	0,604	0,619	0,636	0,653	0,67	0,69	0,71	0,732	0,754	0,779	0,806	0,834	0,869	0,902
U_{OUT} [V]	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33
I_{OUT} [mA]	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
P_{IN} [W]	11,78	11,76	11,77	11,75	11,73	11,73	11,72	11,71	11,69	11,69	11,69	11,68	11,73	11,73
P_{OUT} [W]	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26
η [%]	87,14	87,26	87,23	87,31	87,53	87,49	87,61	87,63	87,82	87,83	87,82	87,90	87,48	87,52
U_{IN} [V]	12,50	12,00	11,50	11,00	10,50	10,00	9,50	9,00	8,50	8,00	7,50	7,00	6,50	6,00
I_{IN} [A]	0,937	0,976	1,018	1,064	1,114	1,173	1,239	1,315	1,402	1,49	1,601	1,731	1,886	2,077
U_{OUT} [V]	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33	9,33
I_{OUT} [A]	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
P_{IN} [W]	11,71	11,71	11,71	11,70	11,70	11,73	11,77	11,84	11,92	11,92	12,01	12,12	12,26	12,46
P_{OUT} [W]	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26	10,26
η [%]	87,62	87,63	87,67	87,69	87,74	87,49	87,19	86,72	86,12	86,10	85,47	84,70	83,72	82,35

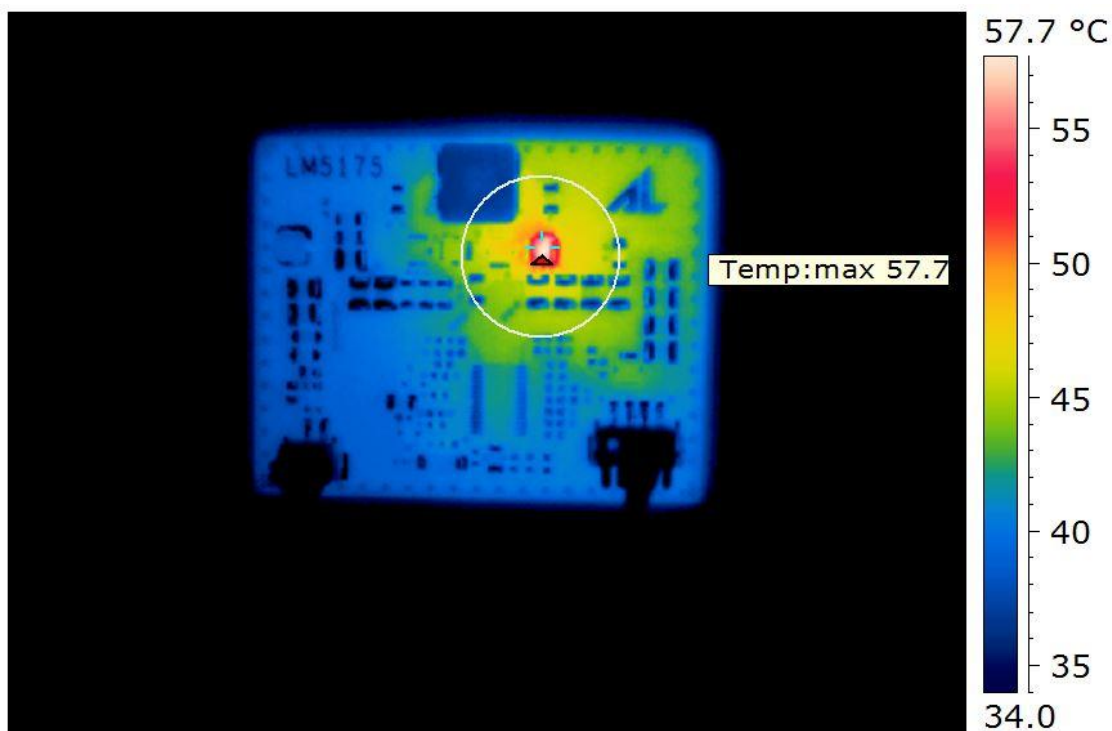
V průběhu účinnosti v závislosti na napájecím napětí (obr. 61) je zlom okolo 10 V. Oproti předchozímu zapojení však nemá tolik rozdílný průběh při přepínání módů. Důvod nižší účinnosti spočívá nejspíše v tom, že obvod je sestrojen pro aplikace využívající konstantní výstupní napětí. Proto je možné, že smyčka kontrolující proud má nižší prioritu v IO, a to může mít za následek nestability obvodu v řízení, které může být spojeno právě s většími ztrátami v obvodu. Výsledná účinnost je tedy horší než účinnost očekávaná (výpočet předpokládané účinnosti, kapitola 2.3.3).



Obr. 61: Graf závislosti účinnosti na změně vstupního napětí

2.5.3 Termokamera

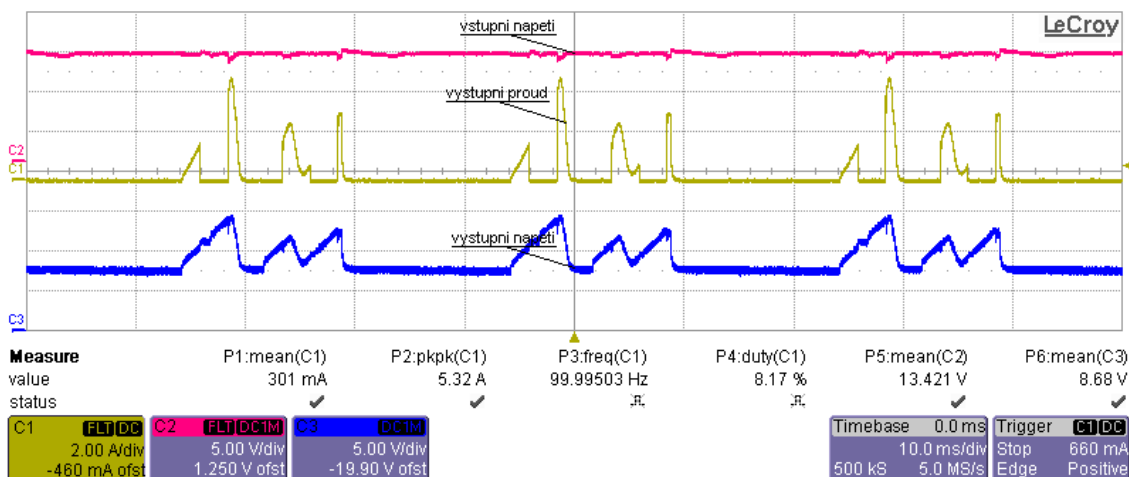
Oproti předchozímu případu jsou na snímku z termokamery vidět velké rozdíly. Na snímku (obr. 62) jsou znatelná místa vyzařující teplo. Jde o spínací tranzistor T_2 , který dominantně prokazuje, že důsledkem výkonových ztrát, které se mění v teplo a tím vyzařující tepelné záření, je místem, které nám zhoršuje výslednou účinnost. Pokud by měl být obvod zkoumán podrobněji, je tranzistor T_2 jednou z možností, kde příčinu zhoršené účinnosti hledat. Z hlediska výkonového přizpůsobení není tranzistor teplem přetěžován, proto není třeba řešit přidavné chlazení tranzistoru. Na snímku je přibližná teplota tranzistoru $57,7\text{ }^\circ\text{C}$.



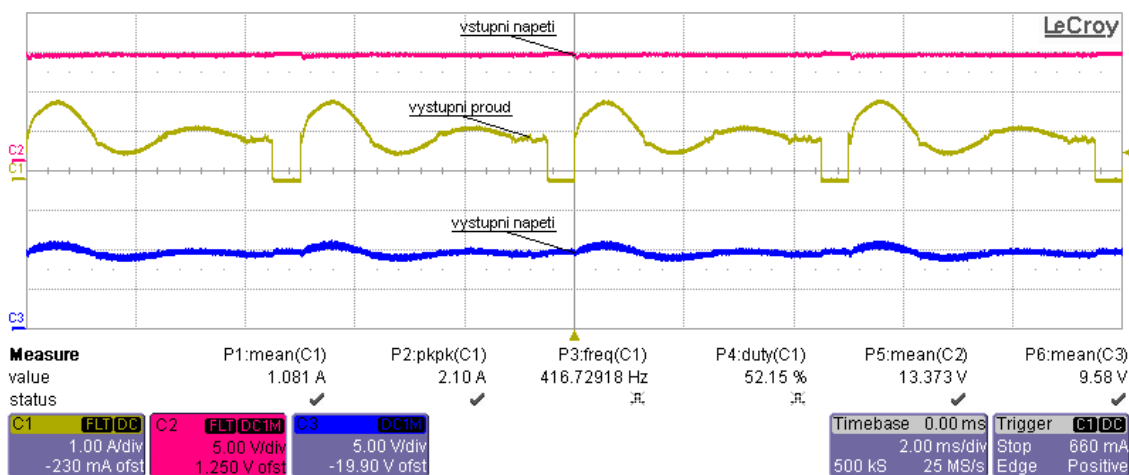
Obr. 62: Snímek z termokamery navrženého obvodu s LM5175

2.5.4 Regulace proudu PWM

U tohoto zapojení chybí analogové řízení proudu. PWM řízení je zde řešeno pomocí tranzistoru, který je PWM signálem spínán až na konci řetězce (dle doporučení výrobce). S tímto návrhem však tento obvod není schopen pracovat. Důvod tohoto problému byl již nastíněn při měření odezvy na jednotkový skok napájecího napětí, kde byla vidět dlouhá prodleva, než se obvod dostane do stabilního stavu. Na obr. 63 a obr. 64 jsou odpovídající průběhy proudů a napětí na výstupu, z kterých lze usoudit, že obvod v tomto typu spínání nelze používat nebo by bylo nutné ho pečlivě vyladit. Je však také možné, že je to spjaté s tranzistorem T_2 , který je nadměrně zatěžován, jak bylo ověřeno v předchozím měření termokamerou.



Obr. 63: Průběh napětí a proudu při pokusu řízení výstupního proudu PWM (střída 50%)

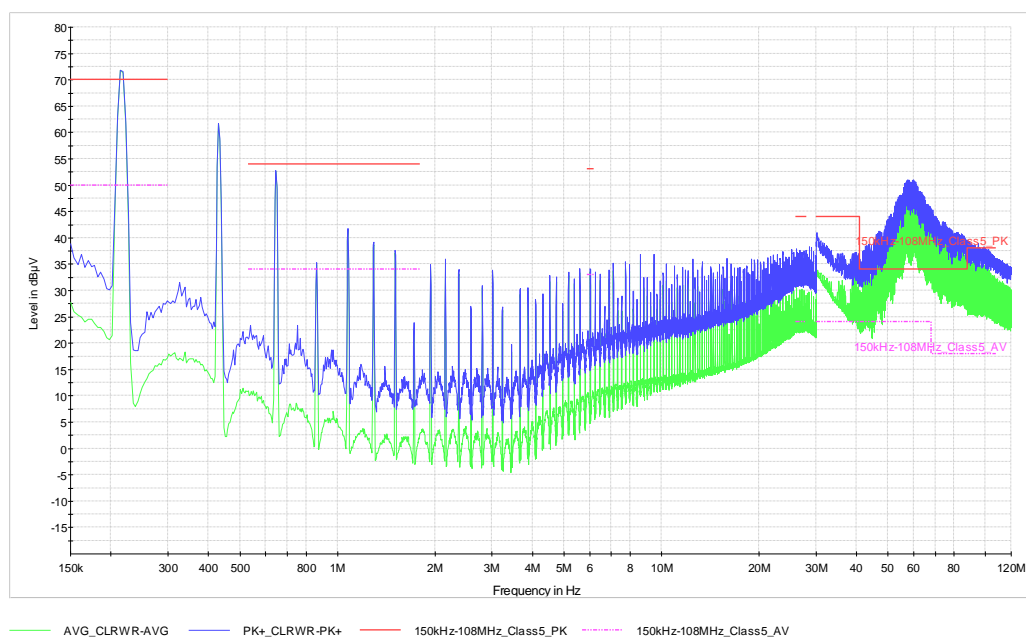


Obr. 64: Průběh napětí a proudu při pokusu řízení výstupního proudu PWM (střída 90%)

2.5.5 Elektromagnetická kompatibilita

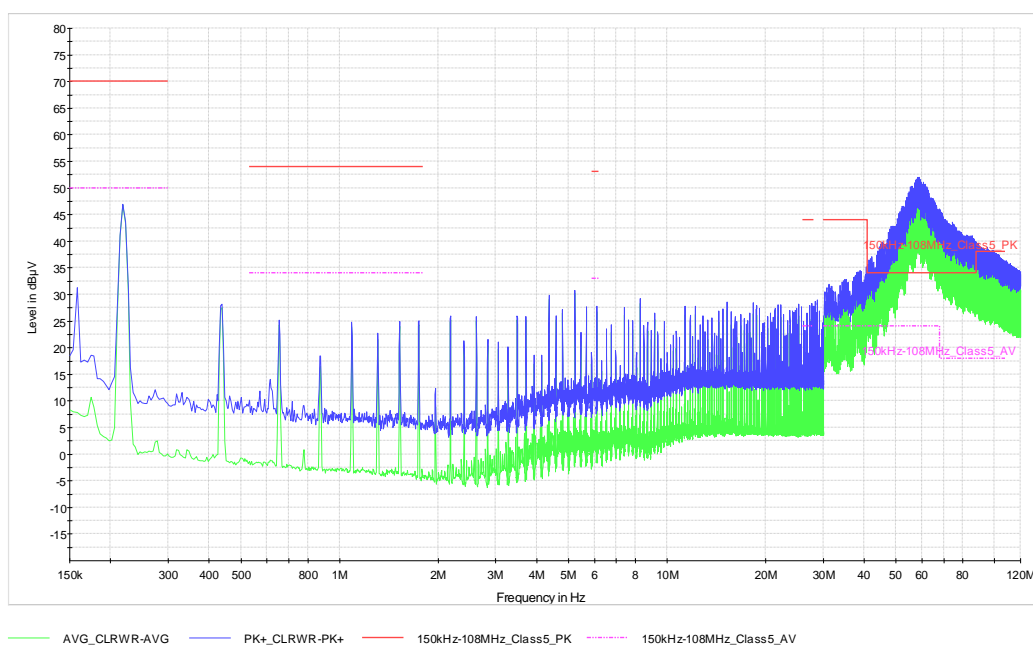
Tuto část není nutné znovu rozvádět, protože pokud je použit stejný typ obvodu, který funguje na stejném principu, stejné spínací frekvenci a stejném rozložení komponentů na DPS, budou výsledky měření téměř totožné. Jediné, v čem se mohou výsledky lišit, je fakt, že IO jsou od jiných výrobců, tudíž mohou mít jinou logiku řízení. Dalším faktorem je správnost nastavení pracovního bodu obvodu a rozdílnost zvolených součástek. Jelikož je tato práce z části zaměřená na porovnání těchto dvou IO, byla snaha oba návrhy mít stejné v místech, kde to bylo možné.

Na obr. 65 je znázorněn výsledek měření bez použití EMC filtru. Opět je dominantní špička na spínací frekvenci a její harmonické složky, ovšem zde je první harmonická na polovině spínací frekvence. Měření se provádí při napájecím napětí 13,5 V, při kterém je obvod v módu buck-boost, a právě při tomto módu je spínací frekvence poloviční, jak už bylo zmíněno při měření obvodu. Problémový úsek je opět v oblasti nad 10 MHz, kde se mohou projevit i rezonance cest na DPS.



Obr. 65: Výsledek EMC měření bez použití vstupního filtru

Aplikací a doladěním vstupního filtru byl naměřen výsledek (viz obr. 66), kde jsou nízké kmitočty výrazně potlačeny. Vyšší kmitočty byly částečně také utlumeny, ale ne zcela eliminovány pod maximální hranici. Postup řešení tohoto rušení byl nastíněn u předchozího obvodu a je obdobný.



Obr. 66: Výsledek EMC měření s použitím filtru

2.6 Vyhodnocení a srovnání

Tato závěrečná část je věnována porovnání obou navržených obvodů. Hlavní parametry byly zaneseny do tab. 7. Cílem nebylo rozhodnout, který IO je lepší, pouze poukázat na chování těchto typů obvodů a jejich parametry. Je ale možné říct, že obvod tvořený IO LT3791, který je přímo navržen jako LED budič, dosahuje výborných výsledků v celém pracovním rozsahu.

Tab. 7: Dosažené parametry navržených obvodů

Parametry	Obvod s IO LT3791	Obvod s IO LM5175
LED budič	Ano	Ne
Výstupní proud (1 A)	994 mA	1100 mA
Přesnost nastavení I_{OUT}	99,4 %	90 %
Analogové řízení I_{OUT}	Ano - lineární	Neumožňuje
PWM regulace I_{OUT}	Ano - ověřeno	Nezprovozněno
Napěťový rozsah vstupu	6 až 18 V	6 až 18 V
Ochrany výstupu (zkrat, rozpojení)	Ano - funkční	Ano - funkční
Automotive kvalifikace	Ano	Ano
Ochrany	Ano	Ano
Výsledná účinnost - max	95,1 %	87,9 %
Výsledná účinnost - min	90,2 %	81,8 %

ZÁVĚR

V této diplomové práci byl názorně vysvětlen princip základních spínaných měničů (DC/DC) snižujících, zvyšujících a snižujících i zvyšujících výstupní napětí oproti vstupnímu. Následující kapitoly přiblížily problematiku těchto obvodů z pohledu ztrát v obvodu, které jsou hlavním faktorem výsledné účinnosti takovýchto typů obvodů. Podrobněji byl uveden výpočet ztrát na hlavních prvcích tvořících spínaný měnič, a to je dioda a tranzistor. Z tohoto teoretického rozboru vyšla dioda jako hlavní prvek, který se nejvíce podílí na ztrátách.

Podrobně vysvětlené ztráty diody a tranzistoru sloužily jako důkaz smyslu synchronního měniče, který má právě tuto usměrňovací diodu nahrazenou tranzistorem (přesněji tranzistorovým H-můstkem). Tento typ obvodu je podrobně vysvětlen a názorně jsou vysvětleny jeho pracovní stavy. Jedna z hlavních výhod, která stojí za zmínění, je výstupní napětí vztažené k zemi s využitím pouze jedné cívky.

Na základě teorie synchronních měničů byl definován i pojem LED budič jako jeden z typů měničů. Podle zadaných kritérií této práce byly vyhledány IO splňující požadavky na reálný obvod. Tři vhodné IO byly porovnány v tabulce. Pro návrh byly vybrány dva následující IO: LT3791 od společnosti Linear Technology a LM5175 od společnosti Texas Instruments.

Na základě těchto podkladů proběhl paralelní návrh obvodů s těmito IO. Celý návrh byl směřovaný doporučením výrobců. Po vytvoření schématu byl proveden precizní návrh DPS, který byl zvolen na čtyřvrstvé DPS z důvodu větší stability a minimalizace EMC rušení. Výsledné obvody prošly sadou měření, jako je kontrola volby součástek, funkčnost v napěťovém rozsahu 6 až 18 V, účinnost, termokamera, regulace výstupního proudu a EMC (rušení po napájecích kabelech).

Výsledky všech měření byly řádně zaznamenány (tabulky, grafy, obrázky) a na závěr porovnány v tabulce. Nejlepší parametry měl obvod s IO LT3791, kde bylo dosaženo až 95,1 % účinnosti s přesností nastavení výstupního proudu 99,4 %. Obvod stabilně reguluje výstupní proud analogově i PWM signálem. Obvod s IO LM5175 dosáhl maximální účinnosti 87,9 %. Při základní funkci v celém napěťovém rozsahu

pracoval stabilně, ale nepodařilo se zprovoznit řízení výstupního proudu. Přesnost nastavení výstupního proudu je 90%. Hlavním důvodem rozdílných výsledků může být primární účelové použití IO. LT 3791 je přímo navržen pro řízení výstupního proudu, naproti tomu LM5175 je napěťový regulátor. Výsledky EMC měření byly pro oba obvody téměř totožné, to potvrzuje teorii stejného postupu návrhu pro oba obvody.

Závěrem je tedy možno konstatovat, že obvody pracující v konfiguraci synchronního řízení jsou možnou cestou, jak zefektivnit zdroje napájející LED. Je to hlavně z důvodu vyšší účinnosti, která se u standardních budičů LED pohybuje do 90 %.

LITERATURA

- [1] BOUŠEK, J.; HORÁK, M.; HÉGR, O. *Elektronické součástky BESO*. Brno: 2007
- [2] DOLEŽAL, M. *Spínané budiče LED*. Brno: VUT Brno, FEKT, UMEL, 2014, 58 s., Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Šteffan, PhD.
- [3] GRAOVAC, Dušan, Marco PÜRSCHHEL a Andreas KIEP. *MOSFET PowerLossesCalculationUsingtheDataSheetParameters* [online]. : 23 [cit. 2015-12-14].
- [4] MANIKTALA, Sanjaya. *Switchingpowersupplies A to Z*. Amsterdam: Elsevier/Newnes, 2006, viii, 503 s. ISBN 978-0-7506-7970-1.
- [5] NOVOTNÝ, V. *Napájení elektronických zařízení: přednášky*. 1. vyd. Brno: VUT FEKT, 2003 ,ISBN 80-214-2300-5.
- [6] VAŠÍČEK, A. *Omezení spínacích ztrát ve spínaných zdrojích*. Diplomová práce. Brno: VUT Brno FEKT, UREL, 2012. 62 s. Vedoucí práce: Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [7] WHITTINGTON, H. *Switched mode powersupplies: design and construction*. Taunton, England: ResearchStudiesPress, c1992, viii, 216 p. ISBN 0863801234.
- [8] *Buck converter*. [online]. [cit. 2015-12-09]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Buck_converter
- [9] *Boostconverter*[online]. [cit. 2015-12-09]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Boost_converter
- [10] *Buck-boostconverter*[online]. [cit. 2015-12-09]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/Buck-boost_converter
- [11] *High-SideCurrent-SenseMeasurement: Circuits and Principles* [online]. 2001 [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/746>
- [12] *V-A charakteristika diody* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: http://misovystranky.wz.cz/v_a_2_d.GIF
- [13] *Schematické znázornění tranzistorů* [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://pandatron.cz/elektronika/pouzdra00.gif>
- [14] Katalogový list LT3791. [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.linear.com/docs/41199>
- [15] Katalogový list LM5175. [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=lm5175&fileType=pdf>
- [16] Katalogový list LM5122. [online]. [cit. 2015-12-14]. Dostupné z: <http://www.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?genericPartNumber=lm5122&fileType=pdf>

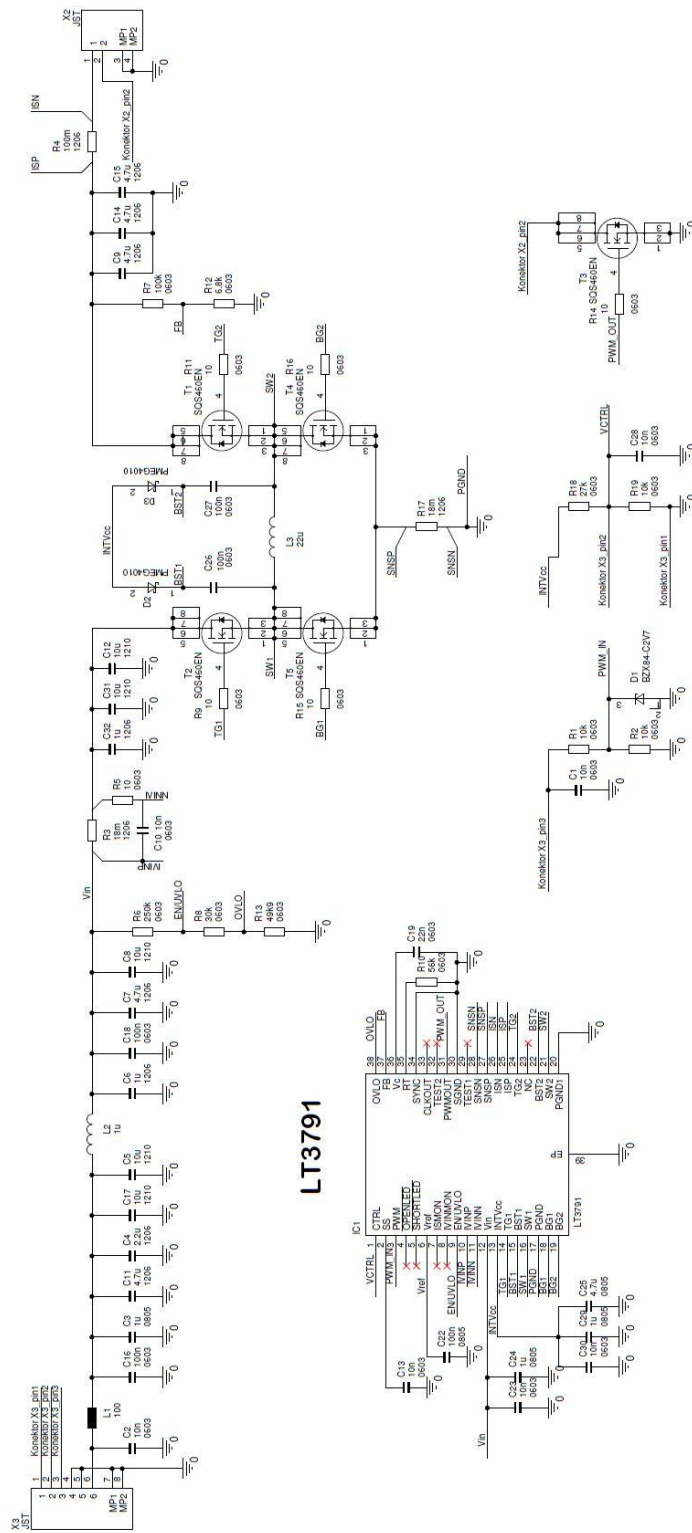
- [17] Katalogový list IHLP4040DZER105A. [online]. [cit. 2016-04-20].
Dostupné z: www.vishay.com/docs/34192/lp40dz11.pdf
- [18] Katalogový list SQS460EN. [online]. [cit. 2016-04-20]. Dostupné z:
www.vishay.com/docs/72642/sqs460en.pdf

SEZNAM PŘÍLOH

A	Návrh zařízení s IO LT3791	80
A.1	Obvodové zapojení	80
A.2	Deska plošného spoje.....	81
A.3	Osazovací výkres	82
A.4	Seznam součástek	83
B	Návrh zařízení s IO LM5175	84
B.1	Obvodové zapojení	84
B.2	Deska plošného spoje.....	85
B.3	Osazovací výkres	86
B.4	Seznam součástek	87

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ S IO LT3791

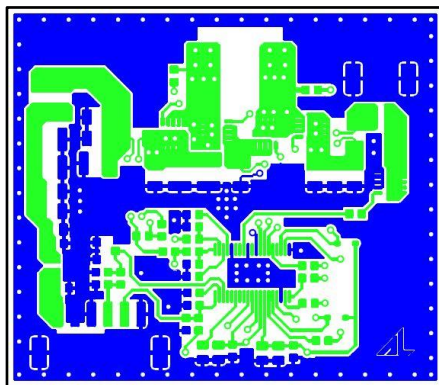
A.1 OBVODOVÉ ZAPOJENÍ



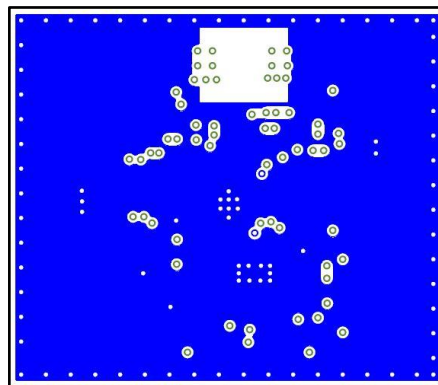
A.2 DESKA PLOŠNÉHO SPOJE

- skutečné rozměry desky jsou 53 x 46 mm

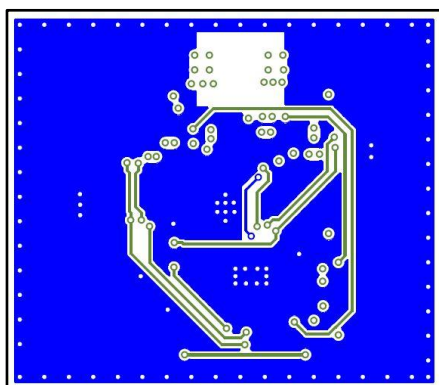
VRSTVA TOP - součástky



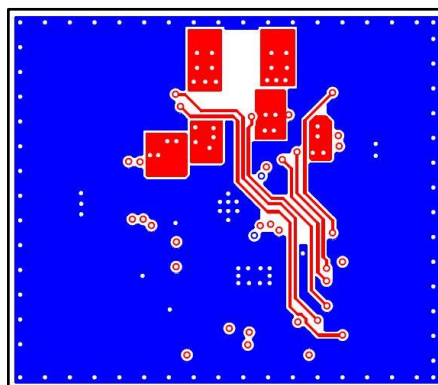
VRSTVA INNER1 – výkonová zem



VRSTVA INNER2 – měřicí signály

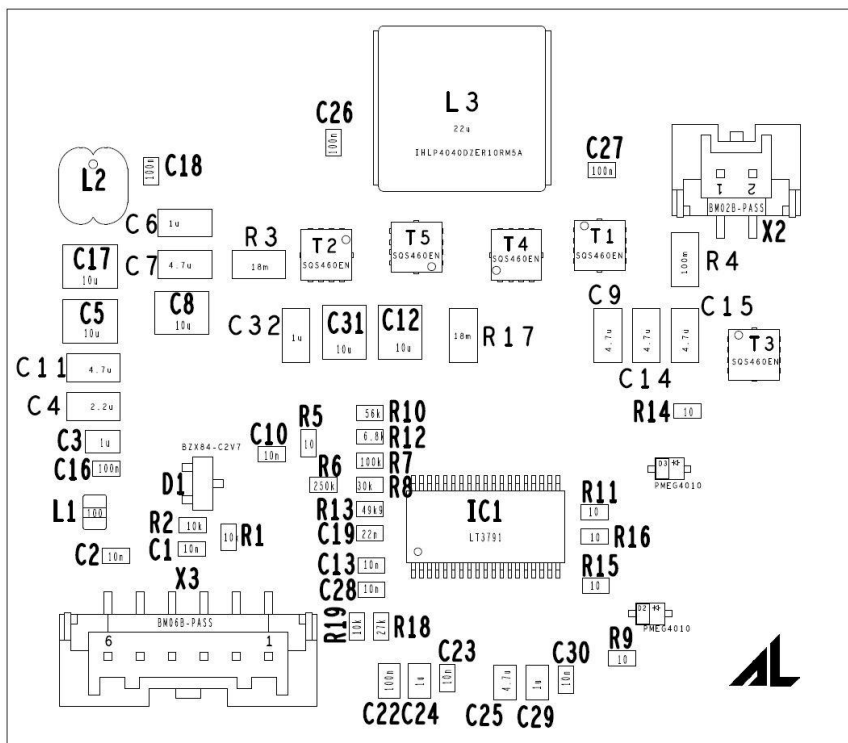


VRSTVA BOTTOM – řízení můstku



A.3 OSAZOVACÍ VÝKRES

- zvětšen 2:1 z důvodu lepší viditelnosti popisů

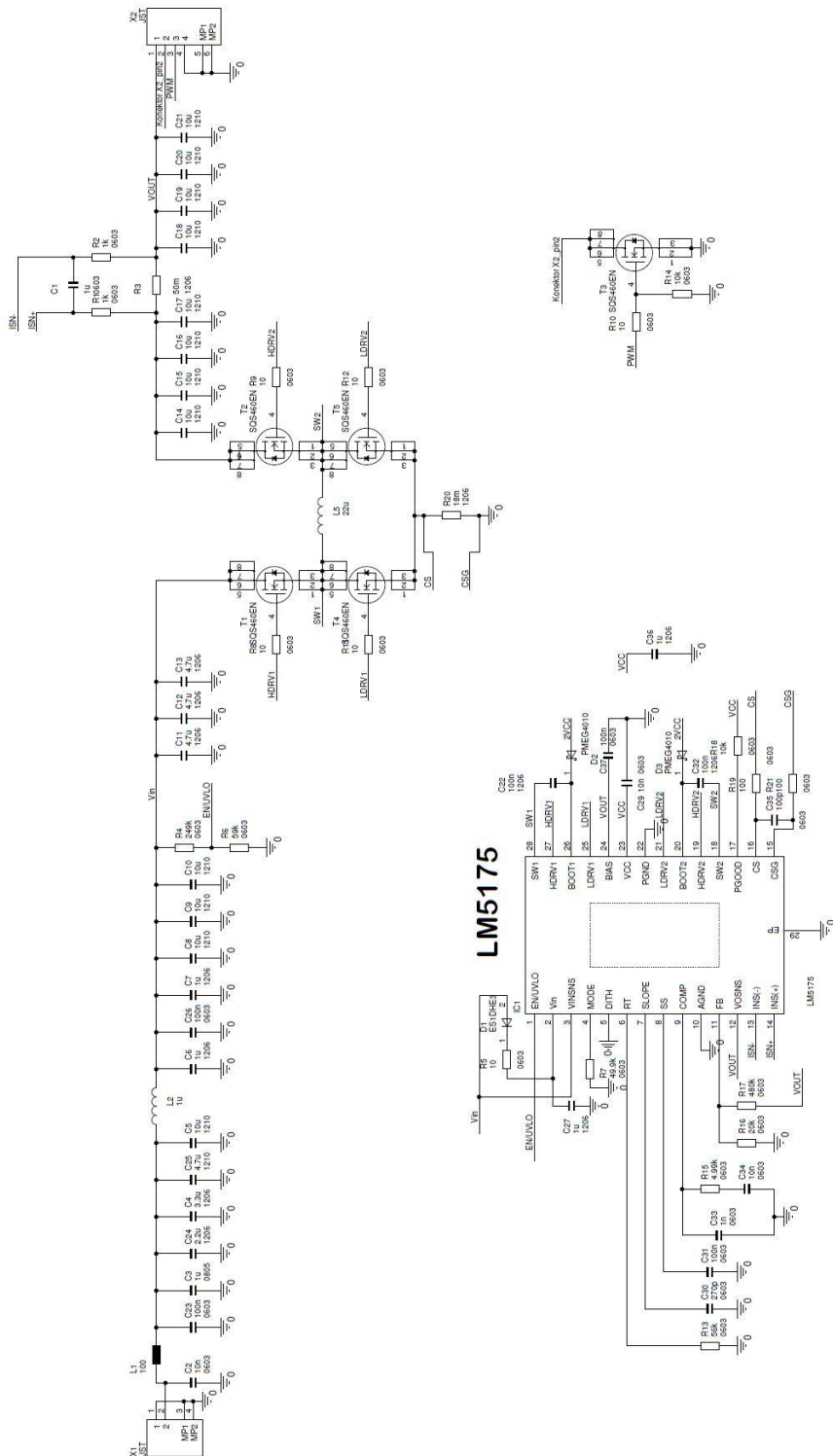


A.4 SEZNAM SOUČÁSTEK

pořadové č.	poč. kusů	Označení	Pouzdro	Hodnota	Označení výrobce
1	7	C1,C2,C10,C13,C23,C28,C30	603	10n	GCM216R72A103K
2	3	C3,C24,C29	805	1u	GCM21BR7YA105KA55L
3	1	C4	1206	2.2u	GCM31MR71E225KA57L
4	5	C5,C8,C12,C17,C31	1210	10u	GCM32ER71E106KA57L
5	2	C6,C32	1206	1u	GCM31MR71H105KA55L
6	5	C7,C9,C11,C14,C15	1206	4.7u	GCM31CR71E475KA55K
7	4	C16,C18,C26,C27	603	100n	GCM188R71H104K
8	1	C19	603	22n	GCM188R72A223KA37D
9	1	C22	805	100n	GCM21BR72A104KA37L
10	1	C25	805	4.7u	GCM21BR71C475KA73L
11	1	D1	SOT23	BZX84-C2V7	BZX84-C2V7
12	2	D2,D3	SOD323F	PMEG4010	PMEG4010
13	1	IC1	TSSOP39	LT3791	LT3791
14	1	L1	805	100	MPZ2012S101AT
15	1	L2	5 x 4 x 4	1u	732773010
16	1	L3	11 x 10 x 4	22u	IHLP4040DZER220M5A
17	3	R1,R2,R19	603	10k	CRCW060310K0FKEA
18	2	R3,R17	1206	18m	WW12RR018FTLJ
19	1	R4	1206	100m	WSL1206R1000FEA
20	6	R5,R9,R11,R14,R15,R16	603	10	CRCW060310R0FKEA
21	1	R6	603	250k	CRCW0603255KFKEA
22	1	R7	603	100k	CRCW0603100KFKEA
23	1	R8	603	30k	CRCW060330k1FKEA
24	1	R10	603	56k	CRCW060356K0FKEA
25	1	R12	603	6.8k	CRCW06036K81FKEA
26	1	R13	603	49k9	CRCW060349K9FKEA
27	1	R18	603	27k	CRCW060327k0FKEA
28	5	T1,T2,T3,T4,T5	DFN8	SQS460EN	SQS460EN
29	1	X2		BM02B-PASS	BM02B-PASS
30	1	X3		BM06B-PASS	BM06B-PASS

B NÁVRH ZAŘÍZENÍ S IO LM5175

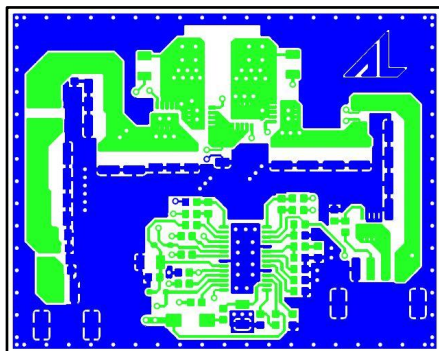
B.1 OBVODOVÉ ZAPOJENÍ



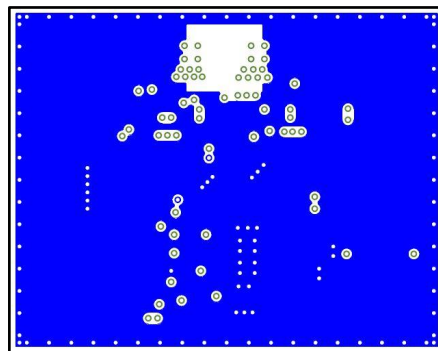
B.2 DESKA PLOŠNÉHO SPOJE

- skutečná velikost desky 58,6 x 46,6 mm

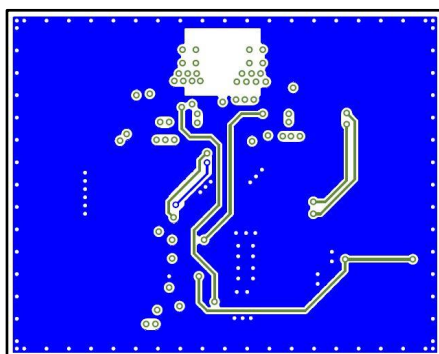
VRSTVA TOP - součástky



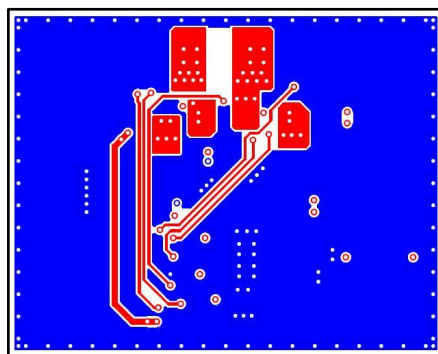
VRSTVA INNER1 – výkonová zem



VRSTVA INNER2 – měřicí signály

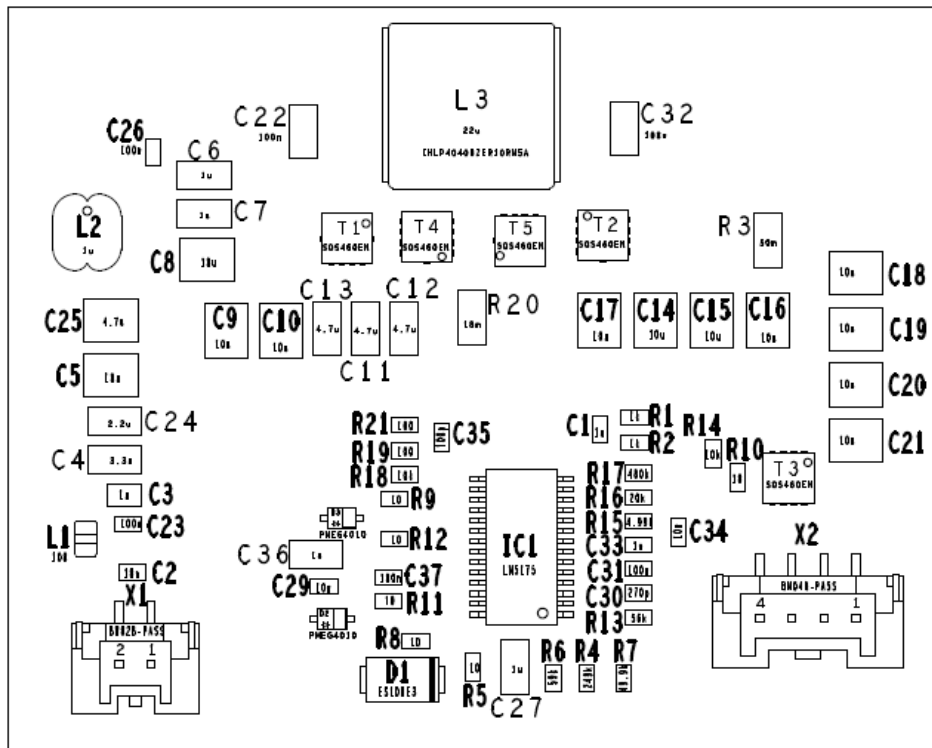


VRSTVA BOTTOM – řízení můstku



B.3 OSAZOVACÍ VÝKRES

- zvětšeno 2:1 z důvodu lepší čitelnosti



B.4 SEZNAM SOUČÁSTEK

Pořadové č.	počet	Označení součástky	Pouzdro	Hodnota	Označení výrobce
1	1	C1	603	1u	GCM188R71E105KA64D
2	3	C2,C29,C34	603	10n	GCM216R72A103K
3	1	C3	805	1u	GCM21BR7YA105KA55L
4	1	C4	1206	3.3u	GCM31MR71E335KA57L
5	12	C5,C8,C9,C10,C14,C15,C16,C17,C18,C19,C20,C21	1210	10u	GCM32ER71E106KA57L
6	4	C6,C7,C27,C36	1206	1u	GCM31MR71H105KA55L
7	3	C11,C12,C13	1206	4.7u	GCM31CR71E475KA55K
8	2	C22,C32	1206	100n	GCM319R72A104KA37D
9	4	C23,C26,C31,C37	603	100n	GCM188R71H104K
10	1	C24	1206	2.2u	GCM31MR71E225KA57L
11	1	C25	1210	4.7u	GCM32ER71H475KA55L
12	1	C30	603	270p	GCM1885C2A271JA16D
13	1	C33	603	1n	GCM188R72A102KA37D
14	1	C35	603	100p	GCM1885C2A101J
15	1	D1	SMA	ES1DHE3	ES1DHE3
16	2	D2,D3	SOD323F	PMEG4010	PMEG4010
17	1	IC1	TSSOP29	LM5175	LM5175
18	1	L1	805	100	MPZ2012S101AT
19	1	L2	5 x 4 x 4	1u	732773010
20	1	L5	11 x 10 x 4	22u	IHLP4040DZER220M5A
21	2	R1,R2	603	1k	CRCW06031K00FKEA
22	1	R3	1206	50m	WSL1206R0500FEA
23	1	R4	603	249k	CRCW0603255KFKEA
24	6	R5,R8,R9,R10,R11,R12	603	10	CRCW060310R0FKEA
25	1	R6	603	59k	CRCW060359K0FKEA
26	1	R7	603	49.9k	CRCW060349K9FKEA
27	1	R13	603	56k	CRCW060356K0FKEA
28	2	R14,R18	603	10k	CRCW060310K0FKEA
29	1	R15	603	4.99k	CRCW06034K99FKEB
30	1	R16	603	20k	CRCW060320K0FKEA
31	1	R17	603	480k	CRCW0603511KFKEA
32	2	R19,R21	603	100	CRCW0603100RFKEA
33	1	R20	1206	18m	WW12RR018FTLJ
34	5	T1,T2,T3,T4,T5	DFN8	SQS460EN	SQS460EN
35	1	X1		BM02B-PASS	BM02B-PASS
36	1	X2		BM04B-PASS	BM04B-PASS