



Bakalářská práce

Spínaný zdroj pro průtokoměr

Studijní program:

B0714A270001 Mechatronika

Autor práce:

Štěpán Rydval

Vedoucí práce:

Ing. Lubomír Slavík, Ph.D.

Ústav mechatroniky a technické informatiky

Liberec 2024



Zadání bakalářské práce

Spínaný zdroj pro průtokoměr

Jméno a příjmení:

Štěpán Rydval

Osobní číslo:

M21000071

Studijní program:

B0714A270001 Mechatronika

Zadávající katedra:

Ústav mechatroniky a technické informatiky

Akademický rok:

2023/2024

Zásady pro vypracování:

1. Prostudujte problematiku spínaných zdrojů.
2. Navrhněte a realizujte spínaný zdroj s následujícími parametry: vstupní napětí 20 VDC až 265 VAC, výstupní napětí 24 VDC/200 mA a 24 VDC/100 mA.
3. Provedte na zdroji měření a optimalizujte ho z hlediska EMC.

Rozsah grafických prací: dle potřeby dokumentace
Rozsah pracovní zprávy: 30 až 40 stran
Forma zpracování práce: tištěná/elektronická
Jazyk práce: čeština

Seznam odborné literatury:

- [1] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Moderní spínané zdroje programem Micropower SwitcherCAD*. Navrhněte si. Brno: BEN – technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-78-3.
- [2] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. Praha: BEN – technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-91-0.
- [3] SVAČINA, Jiří. *Základy elektromagnetické kompatibility: přednášky*. Vyd. 2. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2005. ISBN 80-214-2864-3.
- [4] PAUL, Clayton R. *Introduction to electromagnetic compatibility*. 2nd ed. Hoboken: John Wiley, 2006. ISBN 0-471-75500-1.

Vedoucí práce: Ing. Lubomír Slavík, Ph.D.
Ústav mechatroniky a technické informatiky

Datum zadání práce: 12. října 2023
Předpokládaný termín odevzdání: 14. května 2024

prof. Ing. Zdeněk Plíva, Ph.D.
děkan

L.S.

doc. Ing. Josef Černohorský, Ph.D.
garant studijního programu

V Liberci dne 12. října 2023

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně jako původní dílo s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé bakalářské práce a konzultantem.

Jsem si vědom toho, že na mou bakalářskou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci nezasahuje do mých autorských práv užitím mé bakalářské práce pro vnitřní potřebu Technické univerzity v Liberci.

Užiji-li bakalářskou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti Technickou univerzitu v Liberci; v tomto případě má Technická univerzita v Liberci právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Současně čestně prohlašuji, že text elektronické podoby práce vložený do IS/STAG se shoduje s textem tištěné podoby práce.

Beru na vědomí, že má bakalářská práce bude zveřejněna Technickou univerzitou v Liberci v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů.

Jsem si vědom následků, které podle zákona o vysokých školách mohou vyplývat z porušení tohoto prohlášení.

Spínaný zdroj pro průtokoměr

Abstrakt

Cílem této bakalářské práce je popsat různé topologie spínaných zdrojů, porovnat je a vyvinout specializovaný spínaný zdroj topologie flyback pro průtokoměr. Významnou vlastností zdroje je široký rozsah vstupního napětí. Zdroj je navrhnout s ohledem na normy v oblasti bezpečnosti a elektromagnetické kompatibility. Práce také zahrnuje matematickou analýzu nutnou pro vývoj zdroje.

Klíčová slova

Elektromagnetická kompatibility, SMPS, EMC, flyback, spínaný zdroj

Switched mode power supply for flowmeter

Abstract

The goal of this bachelor thesis is to describe different topologies of switched mode power supplies, compare them and then develop specialised flyback switched mode power supply for flowmeter. Main feature of the specialised power supply is wide input voltage range. Power supply is designed in a way to be compliant with the safety and electromagnetic compatibility regulations. Thesis also contains mathematical analysis that was needed for the development.

Keywords

Electromagnetic compliance, SMPS, EMC, flyback, switched mode power supply

Poděkování

Rád bych poděkoval všem, bez kterých by tato práce nikdy nevznikla. Jmenovitě především panu doktoru Lubomíru Slavíkovi za příkladné vedení práce, dále také panu inženýru Milanu Pastorkovi, který mi předal velmi cenné informace pro návrh transformátoru. Nesmím opomenout moji rodinu, která mě ve studiu vždy podporovala, jak finančně, tak hlavně po stránce psychické. Chtěl bych také poděkovat organizátorům tehdejší dětské univerzity za správné nasměrování do studia technických oborů.

Obsah

Úvod	13
Teoretická část	14
1 Spínaný zdroj	14
2 Topologie spínaných zdrojů	15
2.1 Neresonanční topologie	15
2.1.1 BUCK	15
2.1.2 BOOST	17
2.1.3 SEPIC.....	18
2.2 Rezonanční topologie	19
2.2.1 LLC	21
3 Flyback	21
3.1 Princip funkce a základní schéma.....	21
3.2 Postup návrhu transformátoru.....	22
3.2.1 Základní parametry	22
3.2.2 Poměr závitů a střída.....	22
3.2.3 Špičkový proud a indukčnost.....	23
3.2.4 Volba jádra transformátoru.....	23
3.2.5 Výpočet počtu závitů primárního vinutí	24
3.2.6 Volba vodičů	24
3.2.7 Ztráty a oteplení	24
3.3 Typy řízení	25
3.3.1 DCM	25
3.3.2 CCM.....	26
3.3.3 BMO	27
3.3.4 QRM	27
4 Průtokoměr	29
Praktická část	30
5 Vývoj funkčního modelu	30
5.1 LT8316.....	31
5.2 Schéma.....	32
5.2.1 EMC filtr.....	32
5.2.2 Usměrňovač a softstart.....	33
5.2.3 Zapojení kontroléru.....	34
5.3 Plošný spoj.....	34

5.4	Problémy prototypu	35
5.4.1	Napěťové zvlnění výstupu	35
5.4.2	Softstart	35
5.4.3	Transformátor s nevhodnou konfigurací	36
5.4.4	Regulace napětí při nulové zátěži	36
5.5	Odhad elektromagnetického rušení po vedení	36
5.6	Měření EMC	38
5.6.1	Vyzařování	38
5.6.2	Rušení po vedení	40
5.7	Měření účinnosti a zatěžovací charakteristika	41
5.8	Teplotní testy	44
6	Vývoj finální verze	45
6.1	Výpočet a výroba transformátoru	46
6.2	Test funkce transformátoru	48
6.3	Softstart	50
6.4	Měření EMC se zakoupeným transformátorem	51
6.4.1	Vyzařování	51
6.4.2	Rušení po vedení	53
6.5	Měření EMC s vyvinutým transformátorem	54
6.5.1	Vyzařování	54
6.5.2	Rušení po vedení	56
6.6	Měření účinnosti a zatěžovací charakteristika	57
6.6.1	Finální verze s transformátorem Sumida	57
6.6.2	Finální verze s novým transformátorem	58
6.7	Teplotní testy	59
6.8	Možná budoucí optimalizace	60
	Závěr	61
	Použitá literatura	62
	Přílohy	64
A	Schéma funkčního vzorku	64
B	Návrh desky plošných spojů funkčního vzorku	65
B.1	Všechny vrstvy plošného spoje	65
B.2	Horní vrstva plošného spoje	66
B.3	Spodní vrstva plošného spoje	67
C	Schéma finální verze s DC/DC měničem	68
C.1	EMC filtr, usměrňovač a softstart	68

C.2	Řídicí obvod, transformátor, výstup.....	68
D	Návrh desky plošných spojů finální verze s DC/DC měničem.....	69
D.1	Všechny vrstvy plošného spoje.....	69
D.2	Horní vrstva plošného spoje.....	70
D.3	Spodní vrstva plošného spoje.....	71
E	Schéma finální verze s vyvinutým transformátorem.....	72
E.1	EMC filtr, usměrňovač a softstart.....	72
E.2	Řídicí obvod, transformátor, výstup.....	72
F	Návrh desky plošných spojů finální verze s vyvinutým transformátorem.....	73
F.1	Všechny vrstvy plošného spoje.....	73
F.2	Horní vrstva plošného spoje.....	74
F.3	Spodní vrstva plošného spoje.....	75
G	Seznam komponent finální verze s vyvinutým transformátorem.....	75

Seznam obrázků

Obrázek 1 – Spínaný zdroj o výkonu 3kW s účinností 98,8 % od společnosti Gan Systems[1]	14
Obrázek 2 – Frekvenční spektrum rušení, které vzniká spínáním	15
Obrázek 3 – Typické schéma zdroje BUCK[4]	16
Obrázek 4 – BUCK regulátor na PCB řízený obvodem TPS5430	16
Obrázek 5 – Napájecí kaskáda složená z BUCK regulátorů na základní desce osobního počítače[7]	17
Obrázek 6 – Typické schéma zdroje BOOST[8]	17
Obrázek 7 – Typické schéma zapojení topologie SEPIC[9]	18
Obrázek 8 – SEPIC zdroj během periody se sepnutým tranzistorem	18
Obrázek 9 – SEPIC zdroj během periody s rozepnutým tranzistorem	19
Obrázek 10 – Reaktance LC obvodu	20
Obrázek 11 – Graf zobrazující rozdíl mezi hard switching a soft switching[10]	20
Obrázek 12 – Základní schéma topologie LLC	21
Obrázek 13 – Základní schéma topologie flyback	22
Obrázek 14 – DCM průběhy proudu u flyback zdroje[11]	26
Obrázek 15 – Průběhy proudu u CCM flyback zdroje[11]	27
Obrázek 16 – Průběhy proudu a napětí u QRM ukazující sepnutí v lokálním minimu[12]	28
Obrázek 17 – Průběhy proudu a napětí u QRM ukazující sepnutí v prvním bodě oscilace[12]	28
Obrázek 18 – Výkres a popis funkce indukčního průtokoměru[15]	29
Obrázek 19 – Funkční model, horní strana	30
Obrázek 20 – Funkční model, spodní strana	30
Obrázek 21 – Ukázkové zapojení z technického listu[16]	31
Obrázek 22 - Nabídka hotových transformátorů	32
Obrázek 23 – Zvlnění výstupu zdroje měřené na osciloskopu	35
Obrázek 24 – Schéma zapojení použitého pro simulaci [17]	37
Obrázek 25 – Test vyzářování prototypu při 230 VAC	38
Obrázek 26 – Test vyzářování prototypu při 115 VAC	39
Obrázek 27 - Test vyzářování prototypu při 20 VAC	40
Obrázek 28 – Měření rušení po vedení u prototypu	41
Obrázek 29 – Měření teploty prototypu	45
Obrázek 30 – Obě varianty finálních zdrojů, horní strana	46
Obrázek 31 – Obě varianty finálních zdrojů, spodní strana	46
Obrázek 32 – Postup navinutí transformátoru	47
Obrázek 33 – Hotový navinutý transformátor	47
Obrázek 34 – Měření indukčnosti primárního vinutí	48
Obrázek 35 – Zdroj při zátěžových testech s rezistory	49
Obrázek 36 – Měření zvlnění nového transformátoru	49
Obrázek 37 – Schéma zapojení softstartu	50
Obrázek 38 – Měření napětí na gate MOSFETu softstartu	51
Obrázek 39 – Měření vyzářování s transformátorem Sumida při 230 VAC	52
Obrázek 40 – Měření vyzářování s transformátorem Sumida při 115 VAC	52
Obrázek 41 – Měření vyzářování s transformátorem Sumida při 20 VAC	53
Obrázek 42 – Rušení po vedení s transformátorem Sumida	54
Obrázek 43 – Test vyzářování s novým transformátorem při 230 VAC	55
Obrázek 44 – Test vyzářování s novým transformátorem při 115 VAC	55

Obrázek 45 – Test vyzařování s novým transformátorem při 20 VAC	56
Obrázek 46 – Měření rušení po vedení s novým transformátorem	57
Obrázek 47 – Měření teploty finální verze s transformátorem Sumida	60
Obrázek 48 – Měření teploty finální verze s novým transformátorem	60

Seznam grafů

Graf 1 – Účinnost zdroje při napájení DC zdrojem	42
Graf 2 – Zatěžovací charakteristika zdroje	43
Graf 3 – Účinnost prototypu při síťovém napájení	44
Graf 4 – Zatěžovací charakteristika prototypu při síťovém napájení.....	44
Graf 5 – Účinnost finální verze s transformátorem Sumida.....	58
Graf 6 – Zatěžovací charakteristika finální verze s transformátorem Sumida.....	58
Graf 7 – Měření účinnosti s novým transformátorem	59
Graf 8 – Zatěžovací charakteristika s novým transformátorem	59

Seznam zkratk

U_{OUT}	Výstupní napětí [V]
U_{IN}	Vstupní napětí [V]
D	Střída [1]
t_{ON}	Čas zapnutého stavu [s]
t_{OFF}	Čas vypnutého stavu [s]
f	Frekvence [Hz]
L	Indukčnost [H]
C	Kapacita [F]
X	Reaktance [Ω]
n_{max}	Maximální poměr závitů [1]
U_{VDSS}	Průrazné napětí MOSFETu drain to source [V]
U_{SPIKE}	Napěťová špička při rozepnutí MOSFETu [V]
U_s	Napětí sekundáru [V]
U_F	Úbytek napětí na diodě [V]

P_{OUT}	Výstupní výkon [W]
A_C	Povrch řezu jádra [cm^2]
A_W	Povrch řezu prostoru pro vinutí [cm^2]
K_U	Hustota vinutí [1]
L_E	Délka magnetické cesty jádra [cm]
K_G	Parametr pro výběr jádra [1]
A_P	Parametr pro výběr jádra [1]
W	Energie jednoho cyklu [J]
A_{MIN}	Minimální povrch řezu jádra [cm^2]
A_L	Indučnost na závit [nH/n]
B_{MAX}	Maximální magnetický tok [Wb]
$I_{PRI(PEAK)}$	Špičkový proud primárního vinutí [A]
I_{RMS}	Efektivní hodnota proudu [A]
α	Teplotní koeficient
R	Odpor [Ω]
MLT	Průměrná délka jednoho závitu [m]
T	Teplota [$^{\circ}C$]
V	Objem [m^3]
U_{ripple_pp}	Napětí zvlnění špička - špička [V]
L_{p-leak}	Úniková indukčnost primáru [H]
L_{s-leak}	Úniková indukčnost sekundáru [H]
C_{ds}	Kapacita mezi drainem a sourcem [F]
C_p	Mezizávitová kapacita vinutí [C]
C_{cm}	Kapacita mezi PE a cívkou [C]
Z	Impedance [Ω]

Úvod

Spínané zdroje jsou v oblasti elektroniky často diskutovaným tématem a díky přechodu společnosti na energii z obnovitelných zdrojů jsou ještě více v kurzu. K rozvoji dále přispívají nové technologie v oblasti polovodičů, jmenovitě tranzistory z karbidu křemíku nebo nitridu galia, jež umožňují vyšší účinnost, menší rozměry zdroje a spínání při vyšších frekvencích. Tato oblast elektroniky má tedy vysoký potenciál pro budoucí svět, a to bylo důvodem, proč jsem si vybral vývoj spínaného zdroje jako bakalářskou práci.

Cílem práce je uvést základní současné topologie spínaných zdrojů, vysvětlit princip činnosti a porovnat hlavní vlastnosti. Hlavním cílem je pak samotný vývoj specializovaného spínaného zdroje pro průtokoměr. Zdroj musí pracovat neobvykle velkým rozsahem vstupního napětí, které umožní univerzální provoz od 24 VDC až do 230 VAC. Výstupem zdroje musí být dvě galvanicky oddělené větve o napětí 24 VDC, ze kterých se pomocí buck regulátoru tvoří nižší napětí a to 5 VDC a 3,3 VDC na desce průtokoměru. Zdroj musí splňovat normy pro elektromagnetickou kompatibilitu a také pro bezpečnost. Pro optimální výsledky práce jsou provedeny matematické výpočty a simulace důležitých komponent zdroje. Na konci práce jsou uvedeny výsledky z měření a také možné návrhy na další optimalizaci zdroje pro dosažení vyšší účinnosti a zmenšení rozměrů.

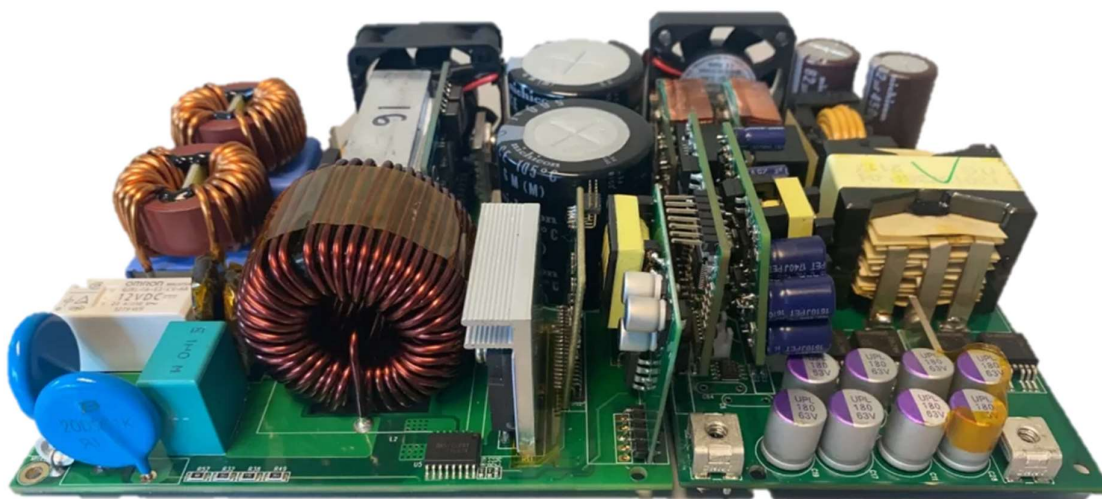
Teoretická část

Náplní teoretické části je popis základních topologií spínaných zdrojů. Jsou uvedeny jejich principy funkce a obvyklé oblasti využití. Typy zdrojů dělím do dvou kategorií - rezonanční a nerezonanční.

1 Spínaný zdroj

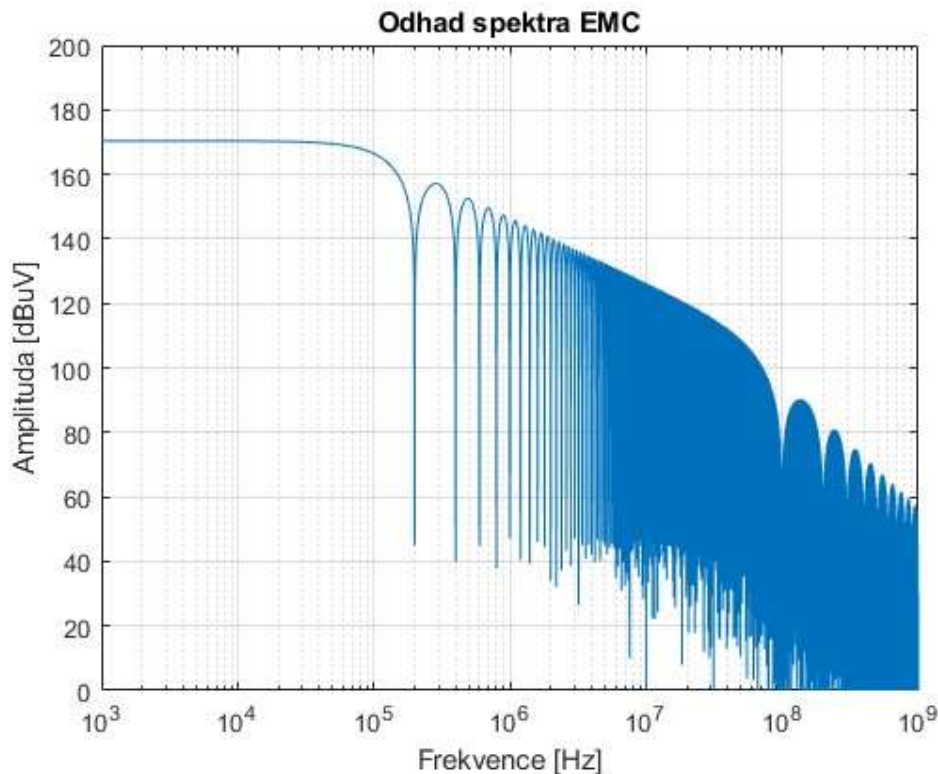
Spínaný zdroj je elektronické zařízení, které má za úkol přeměnu elektrické energie. Oproti lineárním zdrojům se liší použitím nějaké formy spínače, z čehož plyne název tohoto zařízení.

Zdroje tohoto typu mají několik hlavních výhod oproti klasickým transformátorům síťového napětí nebo lineárním zdrojům. Lze dosáhnout násobně menších rozměrů, hmotnosti, a hlavně daleko vyšší efektivity. Efektivita se u vybraných druhů zdrojů dostane až na více než 98 %.



Obrázek 1 – Spínaný zdroj o výkonu 3kW s účinností 98,8 % od společnosti Gan Systems[1]

Negativním dopadem je zvýšení ceny a komplexnost designu těchto systémů oproti lineárním zdrojům. Dalším neduhem může být i větší zvlnění a hlavně rušení, které zákonitě vzniká spínáním.[2] Vznik rušení lze dokázat za použití Fourierova teorému. Na grafu je vidět příklad spektra frekvencí, které generuje spínání o frekvenci 100 kHz se střídou 50 %, náběžnou hranou o délce 10 ns a stejně tak dlouhou sestupnou hranou. Spínané napětí je 330 V



Obrázek 2 – Frekvenční spektrum rušení, které vzniká spínáním

V reálném případě je spektrum rušení značně rozmanitější, jelikož žádný reálný tranzistor nedokáže sepnout tak ostře, jako předpokládá tento simulační výpočet. Neideální spínání v reálném světě způsobují parazitní vlastnosti všech komponent. [2]

Skript, který vykreslí frekvenční spektrum jsem napsal v programu Matlab.

2 Topologie spínaných zdrojů

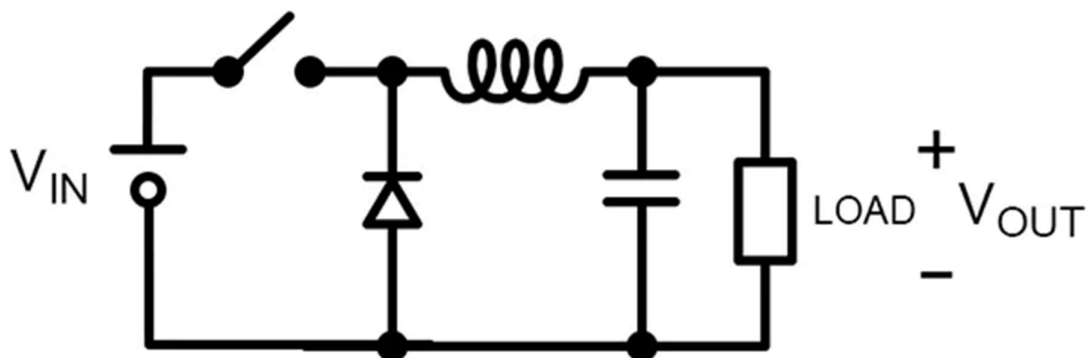
Topologie spínaných zdrojů popisují, jakým způsobem jsou jednotlivé komponenty zapojeny do sebe a uspořádány. Každá topologie má své klady i zápory, proto byly popsány hlavní a často používané zapojení společně s jejich běžnou oblastí použití.

2.1 Neresonanční topologie

Tyto druhy spínaných zdrojů využívají pro svojí funkci kombinaci spínače (tranzistory) a induktoru. Není zde využito kontinuální resonance cívky a kondenzátoru. Většinou také nenabízí galvanické oddělení vstupu od výstupu. Jejich jednoduchost konstrukce a řízení však nahrává velmi častému použití ve všech odvětvích elektroniky.

2.1.1 BUCK

Zdroj topologie buck je základním spínaným zdrojem pro snižování napětí. Je to téměř nejpoužívanější spínaný zdroj. [3]



Obrázek 3 – Typické schéma zdroje BUCK[4]

Fungování zdroje začíná tak, že se sepe tranzistor. Díky tomu se začne nabíjet magnetické pole cívky. Po rozeptnutí se cívka snaží udržet tok proudu a tím pádem začne téct proud skrze diodu do zátěže. Výstupní napětí je poté regulováno změnou střídy řídicího signálu tranzistoru. Střída přímo udává, kolik energie se dostává do spotřebiče a z toho vychází i výstupní napětí.[5]

Výstupní napětí lze analyticky vypočítat. [5]

$$U_{OUT} = U_{IN} * D \quad 2.1$$

Proměnná D je střída.

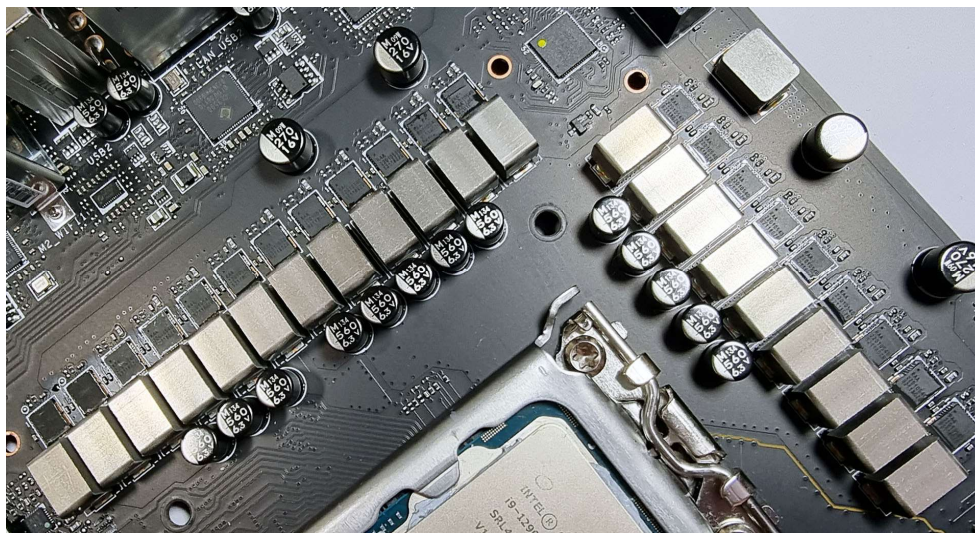
Další variantou BUCK, je takzvaný synchronous buck. V zájmu vyšší efektivity je dioda nahrazena dalším spínačem (v praxi MOSFET). Použití MOSFETu odstraňuje typický napěťový úbytek klasických, nebo schottkyho diod.[6]

Jelikož je toto zapojení opravdu běžné a hojně používané, existuje pro něj mnoho kontrolérů, včetně plně integrovaných, kde není potřeba použití žádných dalších součástek.



Obrázek 4 – BUCK regulátor na PCB řízený obvodem TPS5430

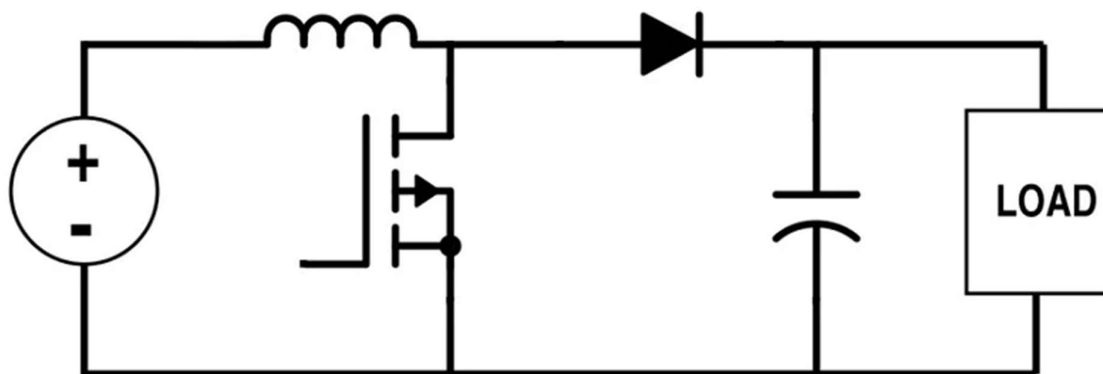
Uplatnění nachází téměř ve veškeré elektronice, ideálním příkladem použití je například napájení procesoru na základní desce osobního počítače, kde se vstupní napětí snižuje na nízké pro procesor.



Obrázek 5 – Napájecí kaskáda složená z BUCK regulátorů na základní desce osobního počítače[7]

2.1.2 BOOST

Zdroj topologie boost je základním spínaným zdrojem pro zvýšení napětí. Typickým místem použití jsou systémy napájené akumulátory, jelikož někdy není možné spojit dostatečné množství článků do série tak, abychom dostali tížené napětí.



Obrázek 6 – Typické schéma zdroje BOOST[8]

Základní princip činnosti stojí na funkci cívky, jenž snaží zabránit jakýmkoliv změnám proudu. Prvním krokem je sepnutí tranzistoru. Díky tomu začne cívkou téci proud a energie se začne ukládat do jejího magnetického pole. V dalším cyklu se tranzistor rozpojí. Následně se polarita

napětí na cívce obrátí a energie začne téct skrz diodu do spotřebiče. Aby tato topologie zvyšovala napětí, musí se cyklování opakovat dostatečně rychle. Tím se docílí toho, že cívka nikdy kompletně neztratí svoji energii a na výstupu se objeví vyšší než vstupní napětí. [5]

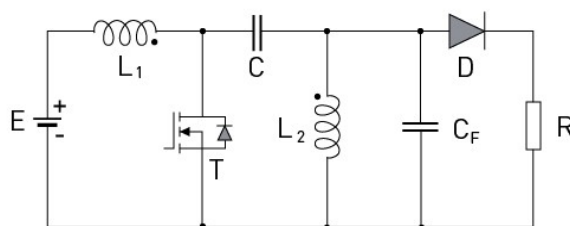
Výstupní napětí se vypočítat pomocí vzorce[5]:

$$U_{OUT} = \frac{U_{IN}}{1 - \left(\frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}\right)} \quad 2.2$$

Proměnné t_{ON} a t_{OFF} určují střidu řídicího signálu. Střída přímo určuje velikost výstupního napětí. [5]

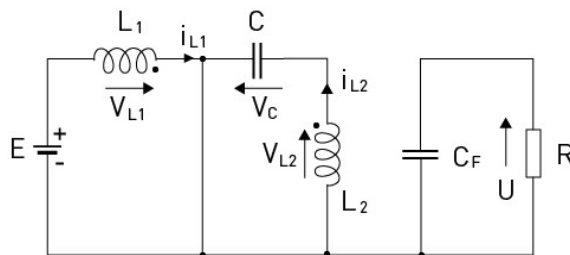
2.1.3 SEPIC

Název SEPIC vychází ze zkratky single ended primary inductance converter. Zdroj tohoto typu nabízí speciální vlastnost, a to možnost snižovat i zvyšovat vstupní napětí. Výborně se tedy hodí pro aplikace s akumulátory, kde i přes změnu vstupního napětí udržíme konstantní napětí na výstupu.[5] V nynější době nachází topologie čtené uplatnění v nabíječkách s konektorem USB-C a standardem power delivery.



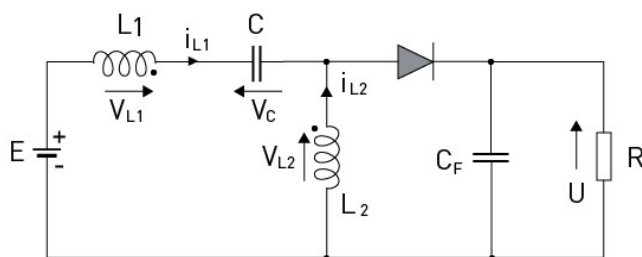
Obrázek 7 – Typické schéma zapojení topologie SEPIC[9]

Na začátku spínacího cyklu je kondenzátor C nabitý na úroveň vstupního napětí, výstup je na nulovém potenciálu a obvodem neteče žádný proud. V prvním kroku se sepnou tranzistor T. To způsobí, že se nasytí magnetické pole cívky L1. Kapacitor C, který je od počátku nabitý na vstupní úroveň napětí, v této fázi napájí cívku L2. Výstup dostává energii z kondenzátoru Cf.



Obrázek 8 – SEPIC zdroj během periody se sepnutým tranzistorem

Druhým krokem je rozeznutí tranzistoru T. Díky tomu se převrátí polarita napětí na cívkách. Výsledkem je to, že induktor L2 napájí výstup skrze diodu D a induktor L1 napájí kondenzátor C. Dále se cykly opakují. [5]



Obrázek 9 – SEPIC zdroj během periody s rozeznutým tranzistorem

2.2 Rezonanční topologie

Rezonanční topologie využívají pro svojí funkci rezonanční obvody. Díky rezonanci jsou zdroje tohoto typu schopné dosáhnout vyšší účinnosti, snížení elektromagnetického rušení a také umožňují větší výkonovou hustotu.

Pro dosažení rezonance se typicky využívá kombinace cívky a kondenzátoru. Rezonanční obvod složený z těchto dvou komponent dosahuje rezonance při určité frekvenci, kterou lze vypočítat pomocí vztahu:

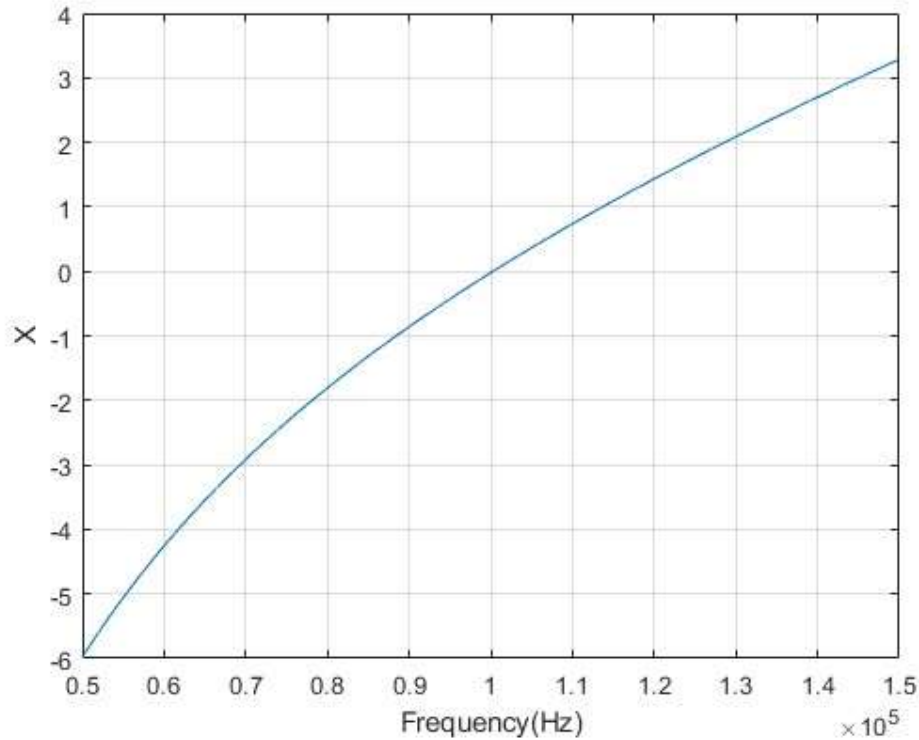
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad 2.3$$

Pokud LC obvod provozujeme při rezonanční frekvenci, induktivní a kapacitní reaktance se vyrovnají. Ztráty v obvodu se tedy zmenší. Tento fenomén lze demonstrovat grafem a výpočtem v prostředí programu Matlab.

$$X_L = 2\pi fL \quad 2.4$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad 2.5$$

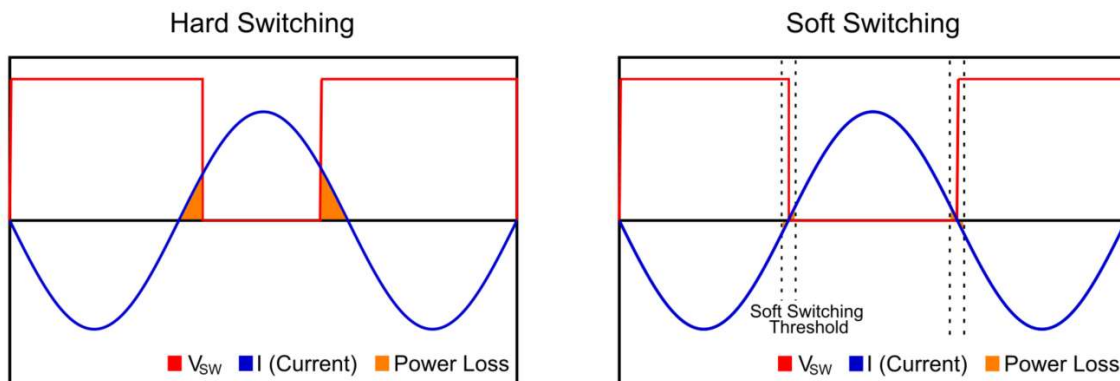
$$X = X_L - X_C \quad 2.6$$



Obrázek 10 – Reaktance LC obvodu

Z grafu vyplývá, že při rezonanční frekvenci dosahuje hodnota reaktance, v ideálním obvodu, nuly. Podobně se chová i impedance, která v ideálním stavu také klesne na nulu. To zaručí maximální možný přenos energie a nejnižší ztráty při provozu na této frekvenci.

Velkou výhodou rezonance je možnost realizovat ve zdroji takzvaný soft switching. Měkké spínání neboli soft switching znamená, že spínací prvky spínají pouze v momentě, kdy je napětí nebo proud blízko průchodu nulou. V případě sepnutí tranzistoru blízko nule významně omezíme spínací ztráty a také produkované elektromagnetické rušení.



Obrázek 11 – Graf zobrazující rozdíl mezi hard switching a soft switching[10]

Komplexnost konstrukce a řízení je problémem tohoto technického řešení. Je potřeba více součástí a složitější návrh elektroniky. Optimálním místem pro rezonanční zdroje jsou tedy místa, kde jsou potřeba malé rozměry, vysoká účinnost a větší výkony.

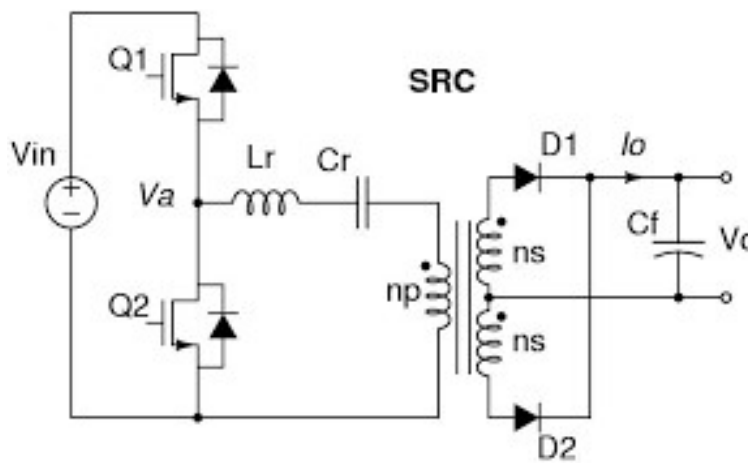
2.2.1 LLC

Zdroj topologie LLC je jednou z vysoce účinných variant spínaných zdrojů. Momentálně je tato topologie hojně používaná v odvětvích zdrojů pro telekomunikace, servery, osobní počítače a také pro průmyslové osvětlení.

Specialitou je využití kombinace sériového a paralelního rezonančního obvodu. Změna frekvence vyvolává změnu impedance, tím pádem se výkon výstupu řídí změnou frekvence. Použití rezonančního obvodu umožňuje realizovat ZVS, tedy spínání v nulovém napětí, jednu z metod soft switchingu. Toto je hlavním důvodem vysoké efektivity tohoto zdroje.[5]

Schéma je nejčastěji realizováno pomocí polo-můstku se dvěma tranzistory. Druhou možností je zapojení s plným mostem, a tedy čtyřmi tranzistory.

Režim řízení spočívá pouze v již zmíněné změně frekvence. Střída se nemění a je téměř rovna 50 %. [5]



Obrázek 12 – Základní schéma topologie LLC

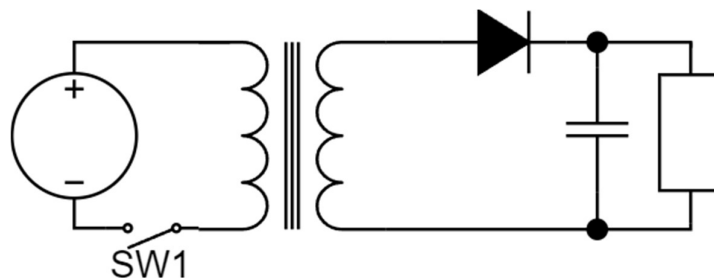
3 Flyback

Dnes jsou zdroje topologie flyback často a běžně používané zdroje pro různá elektronická zařízení. Jejich výhodou je zapojení s minimem komponent a z toho plynoucí snadnost návrhu. Oblast použití je velmi široká, nejčastěji v malých zdrojích s výkonem v desítkách wattů.

Topologie původně vznikla z důvodu potřeby generovat vysoké napětí, hlavně pro CRT obrazovky.

3.1 Princip funkce a základní schéma

Základní schéma flyback zdroje ukazuje jednu z výhod této topologie. Tou je jednoduchost zapojení s malým množstvím součástek.



Obrázek 13 – Základní schéma topologie flyback

Princip fungování flyback zdroje začíná sepnutím spínače SW1, v tomto momentě začne cívkou a spínačem protékat proud a magnetické pole cívky se začne nasycovat. Polarita vinutí je u flyback transformátoru opačná, a tak dioda na sekundární straně blokuje tok proudu. Energie se tak ukládá do jádra. Po rozeznutí spínače se indukčnost snaží zachovat tok proudu, otočí se polarita a proud začne téct sekundární diodou do spotřebiče. [5]

3.2 Postup návrhu transformátoru

Postup návrhu transformátoru se liší dle použitého schématu řízení. Různé způsoby řízení jsou popsány níže. Zásady návrhu se ale dají aplikovat plošně na všechny druhy, jen s malými rozdíly.[5]

Zajímavostí této topologie je fakt, že se použitý transformátor správně nedá nazvat transformátorem. Transformátor přenáší energii do sekundárního vinutí kontinuálně, nicméně v případě flyback zdroje se nejdříve musí nasycit magnetické pole cívky sekundáru, tak jak bylo zmíněno výše. Z tohoto důvodu potřebuje jádro transformátoru mezeru, aby nedocházelo k přesycení jádra.[5] Mezera se často řeší broušením středového sloupku jádra, nebo distančními foliemi, například z kaptonu.

3.2.1 Základní parametry

Prvním krokem je vždy stanovení parametrů, které od zdroje očekáváme. Mezi ně patří rozsah vstupního napětí, výstupní napětí, požadovaný výkon, spínací frekvenci, režim řízení, maximální střihu řídicí obvodu, bezpečnostní třída transformátoru a také provozní teplota.[5]

3.2.2 Poměr závitů a střída

Dalším bodem je stanovení poměru závitů transformátoru a střídý spínání. Poměr závitů u flyback transformátoru přesně neurčuje výstupní napětí.[5] Poměr lze vypočítat pomocí vztahu:

$$n_{max} < \frac{U_{VDSS} - U_{IN} - U_{SPIKE}}{U_S + U_F} \quad 3.1$$

Kde U_{VDSS} je drain to source napětí MOSFETu, U_{IN} je maximální vstupní napětí, U_{SPIKE} je špičkové napětí způsobené rozeznutím mosfetu, U_S je sekundární napětí a U_F je úbytek na sekundární diodě.[5]

Velikost střídání D lze typicky vyčíst z technického listu zvoleného kontroléru. Ze znalosti střídání lze vypočítat potřebný poměr závitů. [5]

$$\frac{1}{n} = \frac{U_{OUT} * D'}{U_{IN} * D} \quad 3.2$$

$$D' = 1 - D \quad 3.3$$

3.2.3 Špičkový proud a indukčnost

Pokračováním je výpočet indukčnosti a špičkového proudu. Hodnota indukčnosti se pro typ řízení DCM dá vypočítat touto rovnicí [5]:

$$L_{PRI} = \frac{U_{IN}^2 * D_{MAX}^2 * \eta}{2 * f * P_{OUT}} \quad 3.4$$

Proud má v transformátoru trojúhelníkový průběh. Jeho špičkovou hodnotu lze spočítat užitím rovnice [5]:

$$I_{PEAK} = \frac{U_{IN} * D}{L_{PRI} * f} \quad 3.5$$

3.2.4 Volba jádra transformátoru

Jelikož jsou typické spínací frekvence flyback zdrojů přibližně od 100 kHz do 500 kHz, ideální volbou je feritové jádro.

Volbu jádra transformátoru lze provést několika způsoby. Nejsnadnějším z nich je použít tabulku přímo od výrobců jadérek.[5]

Druhou možností je výpočet. K němu potřebujeme vyčíst z dokumentace jádra parametry A_C , který udává povrch řezu jádra a také A_W , to určuje velikost plochy pro vinutí. Je nutné také znát parametr K_U , který udává hustotu vinutí a ještě L_E , jenž udává délku magnetické cesty jádra. Výpočet poté lze vyřešit pomocí těchto vzorců[5]:

$$A_P = A_C * A_W \quad 3.6$$

$$K_G = \frac{A_C^2 * A_W * K_U}{L_E} \quad 3.7$$

Tyto výsledky stačí pro výběr jádra dle specifikací v technickém listu.

Transformátory flyback musí být schopné uložit do jádra určité množství energie, proto potřebujeme vzduchovou mezeru uvnitř. Je důležité stanovit, kolik energie potřebujeme každý cyklus do jádra uložit. Množství energie jádra lze vypočítat takto[5]:

$$W = \frac{B_{MAX}^2 * A_{MIN}^2}{2 * A_L} \quad 3.8$$

Parametr B_{MAX} udává maximální magnetický tok jádra a A_{MIN} udává minimální povrch řezu. Pokud rovnici upravíme, dostaneme přímo parametr A_L , ten udává indukčnost na závit a jeho hodnota se snižuje s rostoucí vzduchovou mezerou. Je to poslední potřebný parametr pro volbu jádra. Upravená rovnice vypadá takto[5]:

$$A_L = \frac{B_{MAX}^2 * A_{MIN}^2}{2 * W} \quad 3.9$$

3.2.5 Výpočet počtu závitů primárního vinutí

Počet závitů na primární straně lze spočítat ze vzorce[5]:

$$N_{PRI} = \frac{L_{PRI} * I_{PRI(PEAK)}}{B_{MAX} * A_{MIN}} \quad 3.10$$

Počet sekundárních vinutí lze jednoduše spočítat poměrem, který byl vypočítán v předchozím kroku.[5]

3.2.6 Volba vodičů

Další věcí, kterou je při návrhu nutné zohlednit je průřez vodičů. Tepelné ztráty je možné spočítat nejnadhěji z rms hodnoty proudu a odporu vinutí. Pro převod trojúhelníkového průběhu na rms hodnotu můžeme použít tuto rovnici[5]:

$$I_{RMS} = I_{PEAK} * \sqrt{\frac{D}{3}} \quad 3.11$$

Vodiče je nutné volit tak, aby splňovaly podmínku proudové hustoty přibližně $5 \frac{A}{mm^2}$ a také, aby se vešly na jádro. Pro optimální výrobu je nutné využít prostor jádra maximálně na 85 %. [5]

3.2.7 Ztráty a oteplení

Posledním krokem je aproximace oteplení transformátoru vlivem ztrát ve vinutích a jádru. Ztráty ve vinutí je potřeba počítat včetně změny teploty, jelikož se odpor vodičů zvedá s vyšší teplotou. Změnu odporu vlivem teploty lze spočítat takto[5]:

$$R = R_{REF} [1 + \alpha(T - T_{REF})] \quad 3.12$$

Teplotní koeficient α je pro měď 0,00393, T je provozní teplota, T_{REF} je referenční teplota (typicky 20 °C), R je odpor po oteplení a R_{REF} je výchozí teplota.

Odpor vinutí tedy spočteme tímto vzorcem[5]:

$$R = N * MLT * R_{WIRE} * R_{\alpha} \quad 3.13$$

Parametr MLT udává průměrnou délku jednoho závitů, R_{WIRE} odpor vodiče, R_{α} odporový faktor a N počet závitů. Ztrátový výkon jednoho z vinutí tedy vychází z tohoto vztahu[5]:

$$P_{Cu} = R_{PRI} * I_{PRI(RMS)}^2 \quad 3.14$$

Ztrátu v jádře transformátoru stavíme na základě parametrů uvedených v technické dokumentaci. V grafu si najdeme ztráty pro naši úroveň sycení P_V (kW/m³). Poté už potřebujeme znát pouze objem jádra. Výsledná ztráta jádra je tedy[5]:

$$P_{Fe} = V * P_V \quad 3.15$$

Pokud známe ztráty ve vinutích a jádru, můžeme spočítat celkové oteplení transformátoru dle vztahu[5]:

$$T_{RISE} = P_{TOTAL} * R_{TH} \quad 3.16$$

Součet ztrát v transformátoru je P_{TOTAL} (W) a R_{TH} (K/W) je teplotní odpor jádra[5].

3.3 Typy řízení

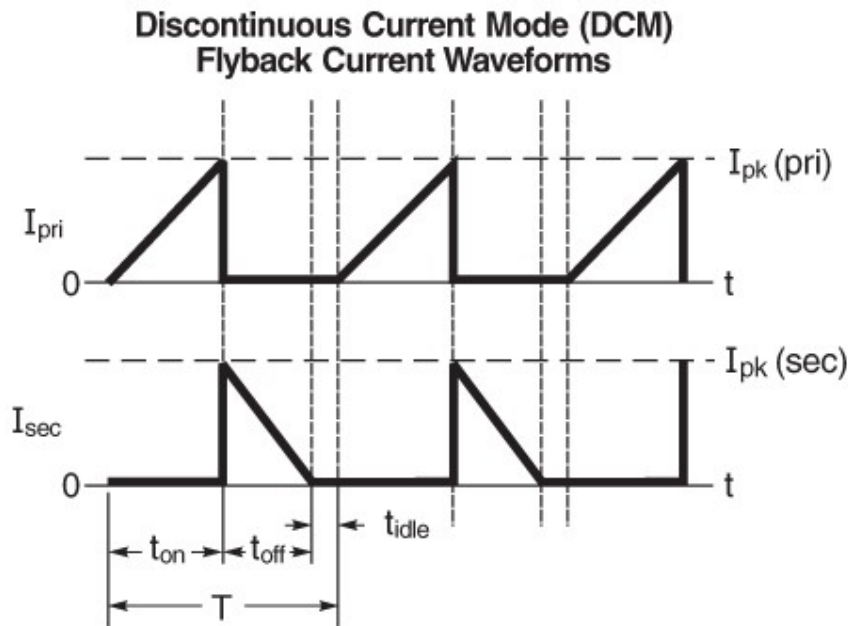
Zdroje typu flyback používají nejčastěji tři druhy řízení a to DCM, CCM a BMO. Poslední variantou je pak QRM. Každý z těchto režimů má své uplatnění v různých aplikacích dle požadavků na rozměry, výkon či složitost řízení. Všechny zmíněné typy jsou rozebrány níže společně s jejich výhodami i nevýhodami.[5]

3.3.1 DCM

V případě režimu DCM (discontinuous conduction mode) se čeká až se kompletně vyčerpá energie uložená v magnetickém poli sekundáru. Po určitém časovém úseku, kdy cívkou neteče žádný proud, začíná další cyklus.[5]

Tento systém kontroly je vhodný, protože omezuje tepelné ztráty na tranzistoru a také umožňuje menší rozměry transformátoru. [5]

Použití řízení dle schématu DCM je nejčastější v aplikacích s malým výkonem a malým proudem. [5]



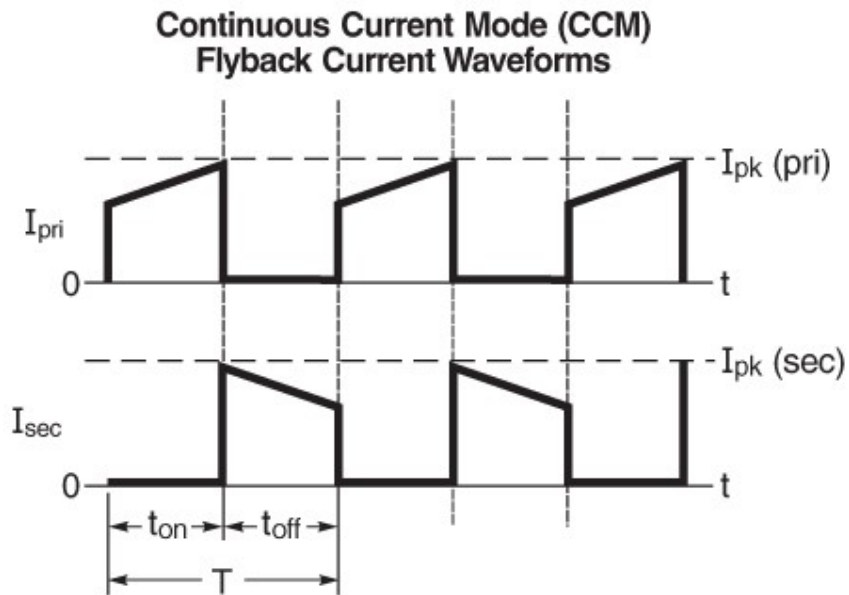
Obrázek 14 – DCM průběhy proudu u flyback zdroje[11]

3.3.2 CCM

Režim CCM se od DCM liší tím, že proud sekundární cívky nikdy neklesne na nulu, tedy další spínací cyklus začíná ještě v momentě, kdy máme v jádře stále zbytek uložené energie. To znamená, že sekundární strana nikdy kompletně nevyčerpá energii uloženou v magnetickém poli. [5]

Díky tomu, že každý další cyklus začne ještě před skončením předchozího, dostáváme kontinuální tok energie. S tímto souvisí i další výhoda, kterou jsou menší špičkové proudy a také menší elektromagnetické rušení, protože CCM omezuje rychlé změny v toku proudu. [5]

Vhodné použití tohoto řízení je v aplikacích, které vyžadují více výkonu, jelikož tento způsob řízení dosahuje vyšší efektivity. [5]



Obrázek 15 – Průběhy proudu u CCM flyback zdroje[11]

3.3.3 BMO

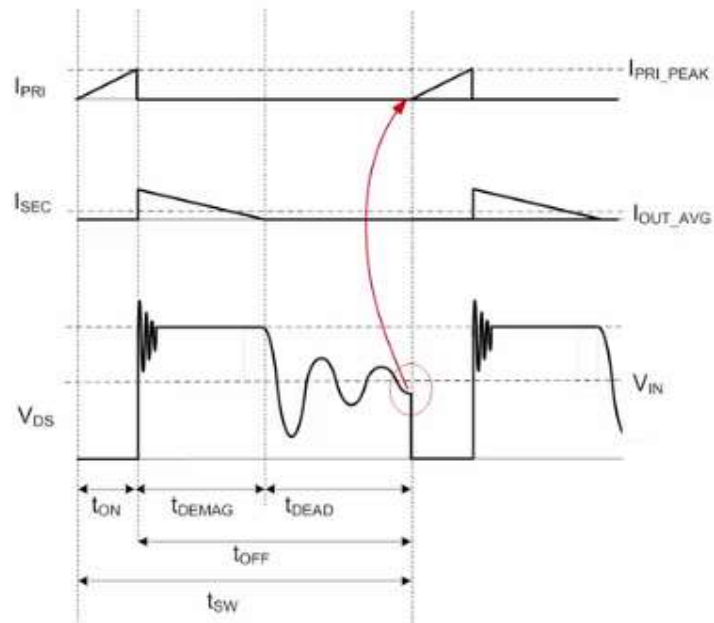
Třetím, typicky používaným způsobem řízení je boundary mode operation. Je velmi podobný režimu discontinuous conduction mode, ale liší se tím, že hned jak sekundární proud klesne na nulu, začne další cyklus. Při běhu zdroje tedy dojde k poklesnutí sekundárního proudu k nule, ale ihned opět narůstá. [5]

Toto řízení používá využívá změnu frekvence dle vstupního napětí a výstupní zátěže. [5]

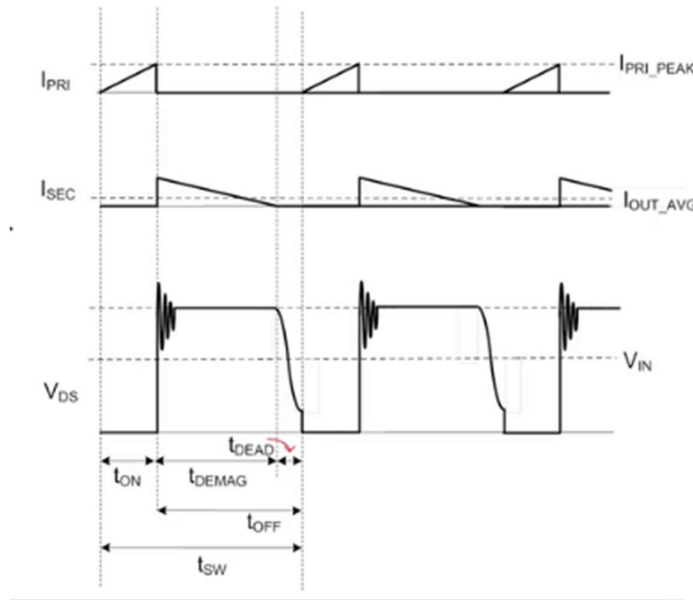
3.3.4 QRM

Posledním tradiční možností řízení je quasi resonant mode. Je to nejpokročilejší způsob řízení, který využívá rezonance. Díky rezonanci napětí drainu je možné sepnout MOSFET tranzistor blíže k nulovému napětí, což značně zmenšuje ztráty. Tento způsob spínání má také pozitivní vliv na elektromagnetickou kompatibilitu zdroje. [5]

Princip je podobný, jako DCM, ale v momentě, kdy sekundární cívkou přestane téct proud, dojde k rezonanci únikové indukčnosti s kapacitou uzlu. To vytvoří tlumené kmitání. Další cyklus sepnutí začne v momentě, kdy hodnota napětí klesne na jedno z lokálních minim. [5]



Obrázek 16 – Průběhy proudu a napětí u QRM ukazující sepnutí v lokálním minimu[12]
 Druhá možnost řízení je taková, že sepnutí dalšího cyklu začne v hned v prvním minimu oscilace.



Obrázek 17 – Průběhy proudu a napětí u QRM ukazující sepnutí v prvním bodě oscilace[12]
 Stejně jako při režimu BCM, využívá QRM změnu frekvence pro regulaci dle vstupního napětí, nebo zátěže.[5]

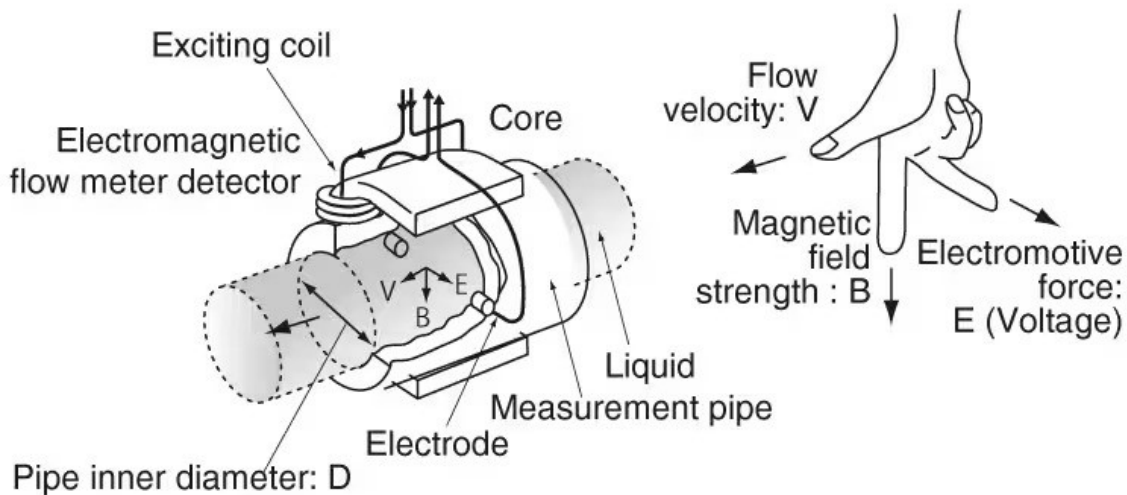
4 Průtokoměr

Cílové využití pro zdroj, jehož konstrukci v této práci popisují je v průtokoměru od firmy Limesa. Zdroj umožní univerzální použití zdroje z 24 VDC, ale také z běžného síťového napájení.

Použití tohoto zdroje je plánované v typu s označením FG5000. Zařízení je dostupné v několika provedeních, včetně nerezového pro použití v potravinářském průmyslu. Hlavní parametry nyní dostupného průtokoměru FG4000[13]:

- Přesnost: $\pm 0,5 \%$ v rozsahu od Q_{min} do Q_{max}
- Maximální průtok Q_{max} (m^3/hod): dle průměru 3,39 až 763 m^3/hod
- Minimální průtok Q_{min} (m^3/hod): dle průměr 0,085 až 19,1 m^3/hod
- Měřicí rozsah: 1:500

Průtokoměr katalogového označení FG5000 funguje na principu magnetické indukce. Měření průtoku probíhá tak, že cívka, která je na těle trubky indukuje napětí do protékající kapaliny. Mezi cívkami jsou umístěné dvě elektrody proti sobě. Tyto elektrody slouží k měření diferenciálního napětí. Do protékající kapaliny se tedy indukuje napětí. To, že kapalina je v pohybu způsobí rozdíl napětí na elektrodách. Čím rychleji kapalina teče, tím větší rozdíl napětí na elektrodách získáme. Z rozdílu napětí tedy nezískáme přímo hodnotu průtoku, ale pouze rychlost proudění kapaliny. Díky tomu, že průměr trubky je známý, jsme pak schopni dopočítat hodnotu průtoku.[14]



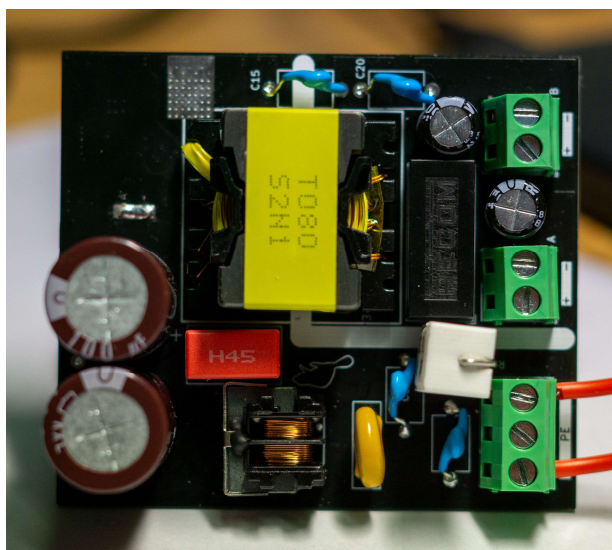
Obrázek 18 – Výkres a popis funkce indukčního průtokoměru[15]

Hlavní výhodou induktivních průtokoměrů tohoto typu je absence mechanických součástí. Nevýhodou pak je nemožnost měřit nevodivé kapaliny jako je například destilovaná voda, nebo různé druhy olejů.

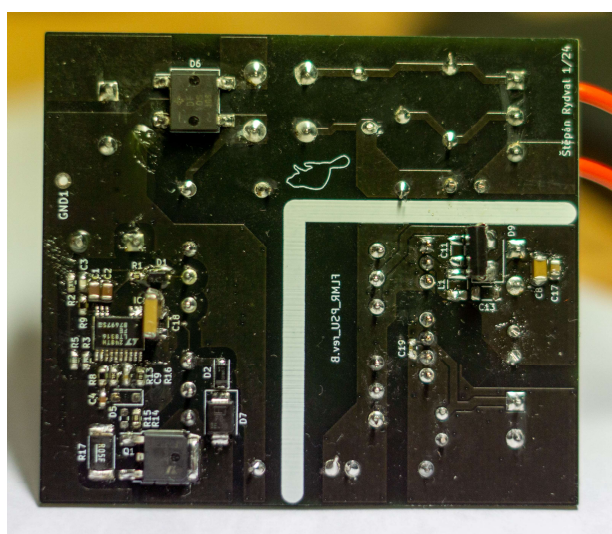
Praktická část

5 Vývoj funkčního modelu

Prvním krokem bylo stanovení nutných parametrů, které vyplývají ze zadání. Byla nalezena vhodná kombinaci kontroléru a transformátoru. Dále bylo zapojení doplněno o nutné části, aby zdroj mohl být provozován na střídavém napětí a mohly se testovat jeho všechny předpokládané vlastnosti. Dle schématu pak byla vytvořena deska plošných spojů, která se nechala vyrobit a byla ručně osazena. Následovalo měření, jehož výsledky byly použity pro optimalizaci a návrh finální verze zdroje.



Obrázek 19 – Funkční model, horní strana



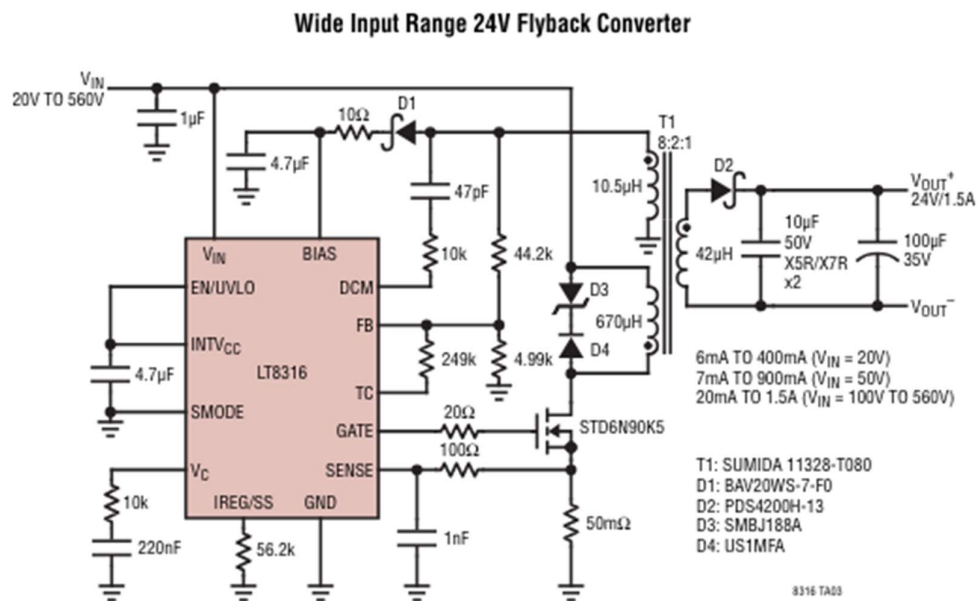
Obrázek 20 – Funkční model, spodní strana

5.1 LT8316

Pro řízení zdroje byl zvolen kontrolér s označením LT8316 od společnosti Analog Devices. Po průzkumu nabídky polovodičů pro řízení spínaných zdrojů topologie flyback, pouze tento splňuje nároky na široký rozsah vstupního napětí. Napěťový rozsah je větší, než potřebný a to od 16 VDC do 560 VDC.

Kontrolér pracuje ve dvou režimech řízení a to BMO, tedy boundary mode operation, nebo QRM, quasi resonant mode. Přechod mezi těmito dvěma způsoby si kontrolér řídí sám, dle kombinace vstupního napětí a zatížení výstupu.[16]

V technickém listu obvodu je také ukázkové zapojení, které téměř splňuje požadavky, proto jsem toto schéma zvolil jako výchozí. [16]



Obrázek 21 – Ukázkové zapojení z technického listu[16]

Dalším důležitým bodem pro vývoj prototypu byla široká nabídka předem hotových transformátorů pro tento obvod, což dále zjednodušilo cestu při vývoji testovacího kusu.

Table 1. Predesigned Transformers — Typical Specifications

TRANSFORMER PART NUMBER	L _{PRI} (μH)	N _P :N _S :N _T	ISOLATION	VENDOR	TARGET APPLICATIONS
11328-T078	670	8:1:1	Reinforced	Sumida	100V–600V to 12V/3A
11328-T080	670	4:1:0.5	Reinforced	Sumida	100V–600V to 24V/1.5A
11328-T073	670	2:1:0.25	Reinforced	Sumida	100V–600V to 54V/0.7A
11328-T061	600	5:1:1	Basic	Sumida	200V–450V to 15V/2A
11338-T195	1000	14:1:1.7	Basic	Sumida	100V–400V to 7V/2A
11328-T074	500	8:1:1	Reinforced	Sumida	100V–450V to 12V/3A
15364-T008	1500	20:1:2.4	Reinforced	Sumida	25V–450V to 5V/1A
11328-T086	70	4:1:0.5	Reinforced	Sumida	30V–260V to 24V/3A
00399-T239	2800	6:1:0.7	Functional	Sumida	90V–500V to 16.8V/0.4A
750317463	440	8:1:1	Reinforced	Würth Elektronik	100V–600V to 12V/4A
750317589	670	8:1:1	Reinforced	Würth Elektronik	100V–600V to 12V/3A
750317464	440	4:1:0.5	Reinforced	Würth Elektronik	100V–600V to 24V/2A
11328-T060	800	18:1:3	Reinforced	Sumida	140V–450V to 5V/7A

Obrázek 22 - Nabídka hotových transformátorů

Samotný kontrolér není limitován pouze pro ovládání flyback zdroje. Může být použit i pro topologii typu buck. [16]

Nevýhodou použití tohoto obvodu je jeho pětikrát až desetkrát vyšší cena v porovnání s běžnými flyback kontroléry.

5.2 Schéma

Schéma bylo vytvořeno v prostředí programu KiCad. Zapojení prototypu vychází z poslední strany technické dokumentace obvodu LT8316.

Zapojení bylo nutné doplnit o přepět'ovou ochranu, EMC filtr, usměrňovač, softstart a filtrační kapacitu. Pro kompletní splnění zadání už ve stavu prototypu, byl na výstup přidán oddělovací zdroj, aby bylo docíleno druhého, galvanicky odděleného výstupu.

Části, které bylo přidány do schématu jsou dále důkladně rozebrány. Některé včetně výpočtů, které jsou důležité pro správnou funkci, či životnost.

5.2.1 EMC filtr

Návrh EMC filtrů je velmi složitou disciplínou, první proto bylo důležité stanovit, jaké normy z tohoto hlediska musí můj návrh zdroje splnit. Průtokoměr, pro který je zdroj navrhnut je určen pouze pro průmyslové prostředí, díky tomu jsou povolené limity vyšší než u zařízení do domácnosti.

Při návrhu EMC filtru bylo postupováno dle z jiných, komerčně dostupných vývojových sad. Použita byla kombinace bezpečnostních kondenzátorů a common mode tlumivky pro souhlasné rušení. Bylo také nutné doplnit varistor pro odolnost před přepětím.

5.2.2 Usměrňovač a softstart

Pro provoz zdroje ze střídavého síťového napětí bylo nutné zapojení doplnit o usměrňovací můstek a filtrační kapacitu. Bez ní, by kontrolér nebyl schopný funkce.

Cílem je dosáhnout ideálního poměru ceny a účinnosti, proto byl zvolen můstkový usměrňovač. Alternativní možností by bylo použití aktivního usměrňovače, který místo diod využívá MOSFET tranzistory. Použití této varianty by vyústilo zvýšením účinnosti, nicméně cena zdroje by se razantně zvedla. Ztrátu na diodovém můstku lze aproximovat tímto vztahem:

$$P_{loss} = \frac{1}{T} \int_0^T U * \sin(\omega t) * I(t) dt \quad 5.1$$

Přesný výpočet není analyticky možný, jelikož neznáme reálný průběh proudu a napětí.

Výpočet ideální velikosti filtrační kapacity vyžaduje stanovení vstupních parametrů. Je nutné určit periodu usměrněného napětí, maximální možný odběr proudu a maximální možné zvlnění. Frekvence vychází z frekvence sítě. Nicméně po usměrnění je frekvence dvojnásobkem. Perioda je převrácená hodnota frekvence, proto je možné vypočítat jí takto:

$$f = 100 \text{ Hz}$$
$$t = \frac{1}{f} = 0,01 \text{ s} \quad 5.2$$

Maximální výkon výstupu zdroje má být přibližně 15 W. Jelikož zdroj není a nemůže být stoprocentně efektivní, je nutné do výpočtu zařadit efektivitu. Ta byla odhadnuta na 85 %. Proto můžeme maximální potřebný proud při 322 VDC spočítat takto:

$$P_{in} = P * 1,15 \quad 5.3$$

$$I = \frac{P}{U} = 0,054 \text{ A} \quad 5.4$$

Zvlnění bylo zvoleno na 3,5 V, což tvoří zhruba 1 % vstupního napětí po usměrnění a je to tedy dostatečně malé zvlnění pro správnou funkci.

$$f = 100 \text{ Hz}; t = \frac{1}{f}; I = 0,054 \text{ A}; U_{ripple_pp} = 3,5 \text{ V}$$
$$C = \frac{I * t}{U_{ripple_pp}} \quad 5.5$$

$$C = 154 \mu F$$

Z tohoto výpočtu dostaneme kapacitu 154 μF . V prototypu bylo použito 200 μF . Je to optimální hodnota pro velikost zvlnění, ale také rozměrově. Realizována byla pomocí dvou elektrolytických kondenzátorů o kapacitě 100 μF . Výpočet filtrační kapacity počítal se vstupním síťovým napětím 230 VAC. V případě použití s nižším střídavým napětím by bylo nutné filtrační kapacitu značně zvýšit.

Protože zdroj může být napájen střídavým napětím ze sítě, je nutné omezit náběhový proud kondenzátorů. Velikost tohoto proudu lze teoreticky spočítat tímto vztahem:

$$I_{inrush} = C * \frac{\delta U}{\delta t} \quad 5.6$$

V první verzi zdroje bylo rozhodnuto řešit omezení proudu pouze velmi jednoduše, a to pomocí rezistoru o hodnotě 10 Ω . Tento rezistor plní zároveň funkci pojistky. Toto řešení splní účel a při provozu zdroje z 230 VAC funguje velmi dobře. Problém nastává při provozu při malém vstupním napětí. V tomto momentě hodnota vstupního proudu překročí hodnotu výstupního proudu a na rezistoru vzniká velká výkonová ztráta. Tuto ztrátu při provozu z 24 VDC na maximálním výkonu lze vypočítat takto:

$$P_{loss} = I^2 * R = 5 W \quad 5.7$$

Při maximálním výkonu a odhadované efektivitě 85 % tedy ztráta dosahuje přibližně 5 W, což je 30 % nominálního výkonu zdroje. Rezistor by tak velmi zhoršil celkovou efektivitu a mohl by způsobit problémy při chlazení zdroje. Z důvodu této ztráty bylo nutné ve finální verzi použít jiné řešení.

5.2.3 Zapojení kontroléru

Zapojení kontroléru v prototypu přesně odpovídá technické dokumentaci a nejsou v něm provedeny žádné změny.

5.3 Plošný spoj

Plošný spoj, stejně jako schéma, vznikl v prostředí programu KiCad 7.0

Výrobce v datasheetu neklade důraz na zásady návrhu, proto byly dodrženy obecně známá pravidla, která platí pro návrh plošných spojů.

Zdroj byl navržen na dvouvrstevném plošném spoji. Technologie výroby dvouvrstevných plošných spojů je velmi rozšířená a dobře dostupná. Z hlediska ceny to je optimální řešení. V tomto konkrétním návrhu by použití více vrstev nevedlo ke kompaktnějšímu návrhu a deska by se značně zdražila.

Výroba plošného spoje proběhla u čínského výrobce JLCPCB. Desky byly objednány s těmito parametry:

- Počet vrstev: 2
- Tloušťka mědi: 35 μm
- Masky: černá

U vstupu napětí do zdroje je nutné dbát na několik zásadních věcí. Varistor bylo nutné umístit co nejbližší ke vstupu, aby v případě přepětí neshořely cesty na plošném spoji. Dalším bodem bylo ideální rozmístění filtru EMC, abych eliminoval parazitní vlastnosti filtru.[5] Nelze opomenout důkladné izolační vzdálenosti, které ovlivňují bezpečnost. Ještě důležitější je izolační vzdálenost mezi primární stranou a sekundární stranou. V pájecích bodech usměrňovače, jsou cesty nahrazeny polygony, které mají za cíl zlepšit chlazení usměrňovacího můstku.

Dále bylo nutné dát velkou pozornost návrhu spínacího obvodu MOSFETu. Zde je nutné dodržet co nejmenší parazitní indukčnost a kapacitu spoje. Špatně navržená spínací část by mohla vést ke špatnému spínání MOSFET tranzistoru, což by způsobilo špatné chování zdroje, nebo by to přímo zabránilo fungování.

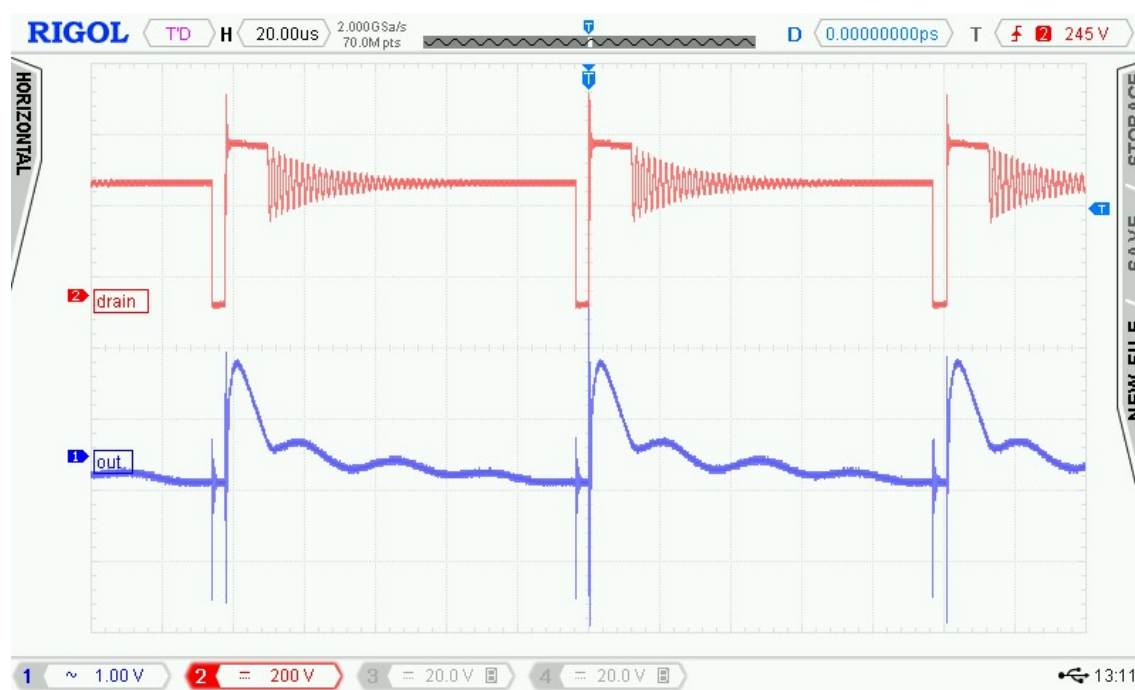
Stejně tak důležité je udržet smyčku snubberu co nejmenší, jelikož je to klíčový obvod pro správnou funkci zdroje. [5]

5.4 Problémy prototypu

5.4.1 Napěťové zvlnění výstupu

Při prvních testech prototypu vyšlo najevo, že zdroj má velké zvlnění výstupu při každém počátku nové spínací periody. Pokusem o vyřešení tohoto problému je zvětšení výstupní kapacity zdroje. To může vést k drobnému zhoršení efektivity a životnosti, nicméně v tomto stavu by zdroj nevykazoval ideální parametry pro napájení průtokoměru.

Měření zvlnění je provedeno na osciloskopu. Červený signál je napětí drain to source hlavního MOSFETu a modrý signál je výstupní napětí.



Obrázek 23 – Zvlnění výstupu zdroje měřené na osciloskopu

5.4.2 Softstart

Výhodou použití pouze rezistoru jako softstartéru zdroje byla jednoduchost, cena a spolehlivost konstrukce. Velkou nevýhodou však bylo přebytné zahřívání rezistoru při provozu na malých vstupních napětích. To velmi nepříznivě ovlivňovalo celkovou efektivity zdroje. Z tohoto

důvodu byl rezistor vyměněn komplexnějším zapojením, které celkovou efektivitu značně vylepší.

5.4.3 Transformátor s nevhodnou konfigurací

Použitý transformátor byl zakoupen jako hotový kus z nabídky společnosti Sumida, která tyto transformátory vyvinula přímo pro řídicí obvod LT8316 od Analog Devices. Výhodou byla opět jednoduchost konstrukce, nicméně žádný hotový transformátor v nabídce nenabízel možnost dvou, izolovaných výstupů, které pro zdroj potřebuji. Kvůli tomu bylo nutné transformátor na výstupu vždy doplnit o izolační DC/DC zdroj, kterým je vytvořen druhý oddělený výstup. Toto řešení je ale drahé a rozměrné, proto bylo rozhodnuto pokusit se o konstrukci vlastního transformátoru, který má dvě sekundární vinutí.

5.4.4 Regulace napětí při nulové zátěži

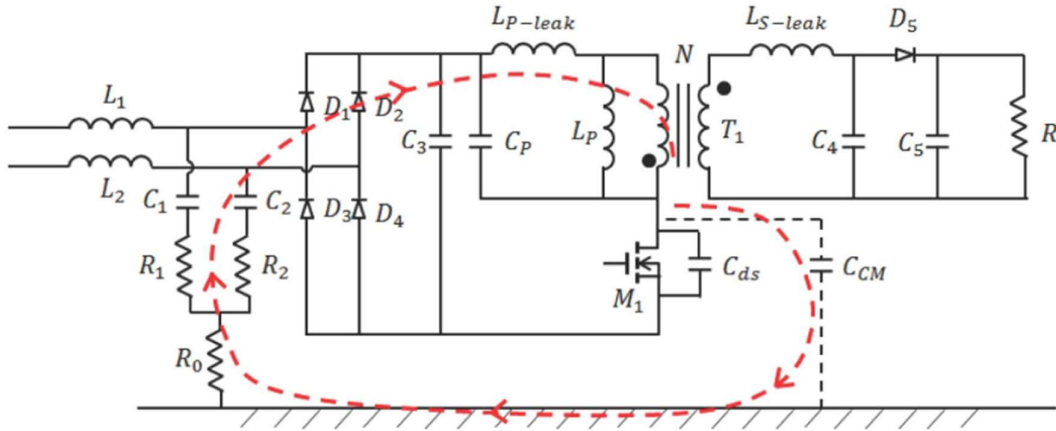
Řídicí obvod LT8316 neumožňuje provozovat zdroj s nulovou zátěží. S nulovým výstupním proudem se tedy napětí vyšplhalo až k 80 V. To by mohlo vést ke zničení připojené elektroniky. Ve finální verzi byla přidána kombinace Zenerovy diody a rezistoru, která tvoří svod, aby výstup nepřekročil bezpečnou hodnotu napětí.

5.5 Odhad elektromagnetického rušení po vedení

Na základě článku s názvem Analytical calculation of conducted EMI in flyback converters [17] byla vytvořena kalkulačka v prostředí programu matlab. Cílem speciální kalkulačky bylo odhadnout, při jaké frekvenci najdeme největší amplitudu rušení. Některé parametry však nejsou známy, proto byly odhadnuty jejich hodnoty na základě článku. Díky tomuto výpočtu je možné optimalizovat odrušovací filtr a omezit tak drahý čas strávený ve zkušebně EMC, nebo při testování různých variant filtrů. [17]

Simulace byla provedena se zakoupeným transformátorem Sumida 11328-T080 a MOSFETem STD6. Provozní frekvence výpočtu byla zvolena na 100 kHz. Pro kalkulaci je potřeba znát tyto vstupní parametry.

- Indukčnost primárního vinutí transformátoru (L_p): 670 μH
- Úniková indukčnost primárního vinutí transformátoru (L_{p-leak}): 6 μH
- Úniková indukčnost sekundárního vinutí transformátoru (L_{s-leak}): 6 μH
- Poměr závitů vinutí: 4
- Kapacita mezi drainem a sourcem MOSFETu (C_{ds}): 31 pF
- Mezi-závitová kapacita primárního vinutí (C_p): 22 pF
- Kapacita mezi PE a cívkou (C_{cm}): 50 pF
- Odpor MOSFETu v sepnutém stavu (R_{ds}): 1,1 Ω
- Perioda řídicího signálu (T_{pwm}): 10 μs
- Střída řídicího signálu (D): 0,5



Obrázek 24 – Schéma zapojení použitého pro simulaci [17]

Prvním krokem výpočtu je výpočet rezonanční frekvence.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{\left(\frac{L_p N^2 L_{s-leak}}{L_p + N^2 L_{s-leak}} + L_{p-leak}\right) (C_{ds} + C_p + C_{cm})}} \quad 5.8$$

Výsledkem je rezonanční frekvence 1,6533 MHz.

Dále je potřeba vypočítat amplitudu rušení při této frekvenci. Nejprve bylo nutné doplnit chybějící parametry.

- $R_1 = 400 \Omega$
- $R_0 = 50 \Omega$
- $C_1 = 33 \text{ nF}$
- $R_L = 100 \Omega$
- $Z_{(C_{cm}+R_0+R_1+C_1)} = 2,5 \text{ k}\Omega$
- $C = C_{ds} + C_p$
- $U_{out} = 24 \text{ V}$

Tyto hodnoty byly převzaty z článku. [17]

$$u_{CDN}(f_r) = \sqrt{\frac{L_{p-leak}}{C_{ds} + C_p} * \frac{1}{N} * \frac{U_{out}}{R_L} * \frac{1}{1-D} * R_0} * \frac{R_{ds} C}{Z_{(C_{cm}+R_0+R_1+C_1)}} * \frac{1}{T_{pwm}} \quad 5.9$$

Výpočtem získáme amplitudu rušení na předem vypočítané rezonanční frekvenci. Její hodnota je 13,46 dB μ V.

Výsledky výpočtu rezonanční frekvence se podobají těm, co jsou uvedené v ukázkovém řešení.[17] Z tohoto důvodu usuzují správnost provedení simulace. Velikost amplitudy je výrazně menší než v příkladu, nicméně nejsou známy veškeré podmínky autory uvedené simulace. Z tohoto důvodu je výsledná hodnota dále porovnána s měřením pomocí spektrálního analyzátoru.

5.6 Měření EMC

Měření elektromagnetického rušení proběhlo v EMC zkušebně Technické univerzity v Liberci. Funkční vzorek absolvoval dva testy. První řešil vyzařování zdroje a druhý rušení po vedení zpátky do sítě. Při testech byly zdroje zatíženy na nominální hodnotu výkonu, pomocí dvou rezistorů, aby výstup nemohl vnést další rušení do měření.

5.6.1 Vyzařování

Měření vyzařování proběhlo při třech úrovních vstupního napětí, aby se ověřilo, že zdroj splňuje podmínky EMC za všech okolností. Pro testy byla využita bez-odrazová komora a spektrální analyzátor. Normou, určující hranice amplitud rušení je IEC 55011.

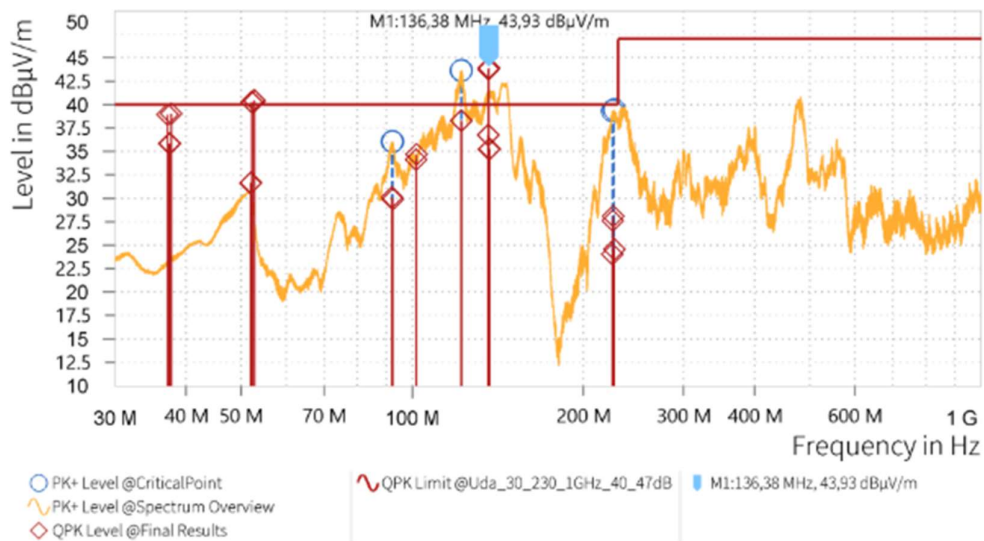
_EN 55011 Field TEM QP 40_47
(GTEM)_240MHz_Test

Failed

ROHDE & SCHWARZ
MWR 1000000



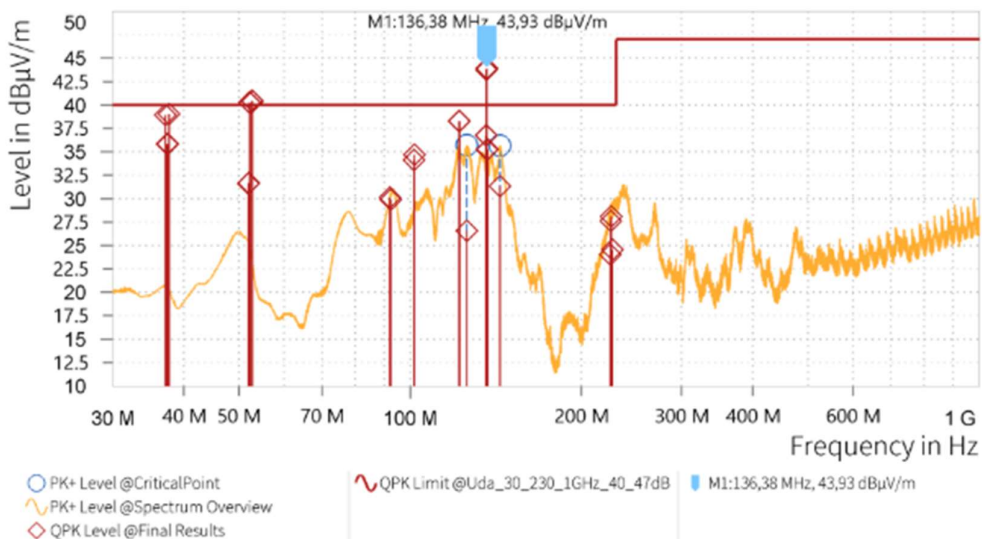
EMI Test Report



Obrázek 25 – Test vyzařování prototypu při 230 VAC

Při testu na síťovém napětí došlo k překročení maximální hranice vyzařování o přibližně 4 dBµV. Výsledek měření je tedy nevyhovující, ale finální průtokoměr má kovový obal, který by toto rušení mohl omezit.

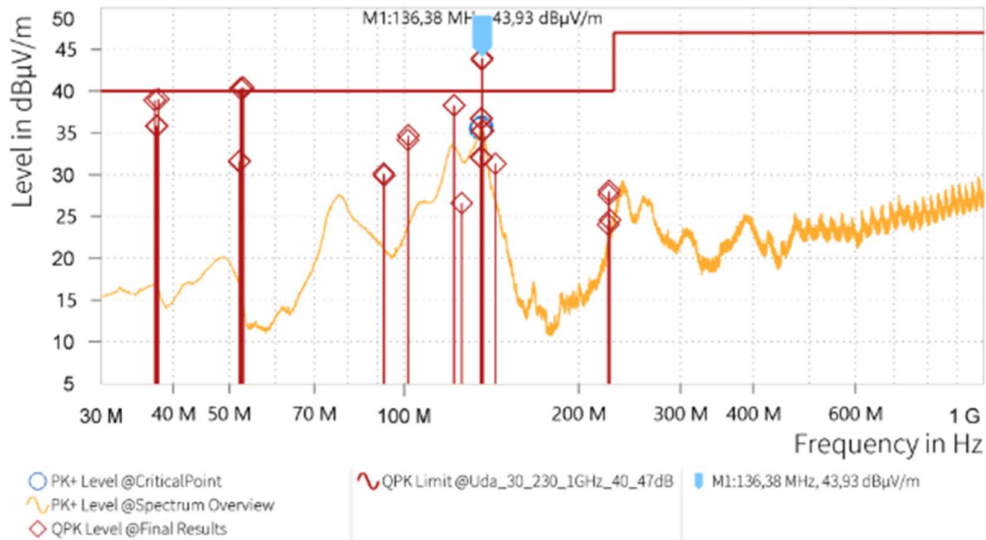
EMI Test Report



Obrázek 26 – Test vyzařování prototypu při 115 VAC

Při nižší úrovni vstupního napětí, tedy 115 VAC došlo ke snížení amplitud vyzařování, nicméně měření je pořád hraniční.

EMI Test Report

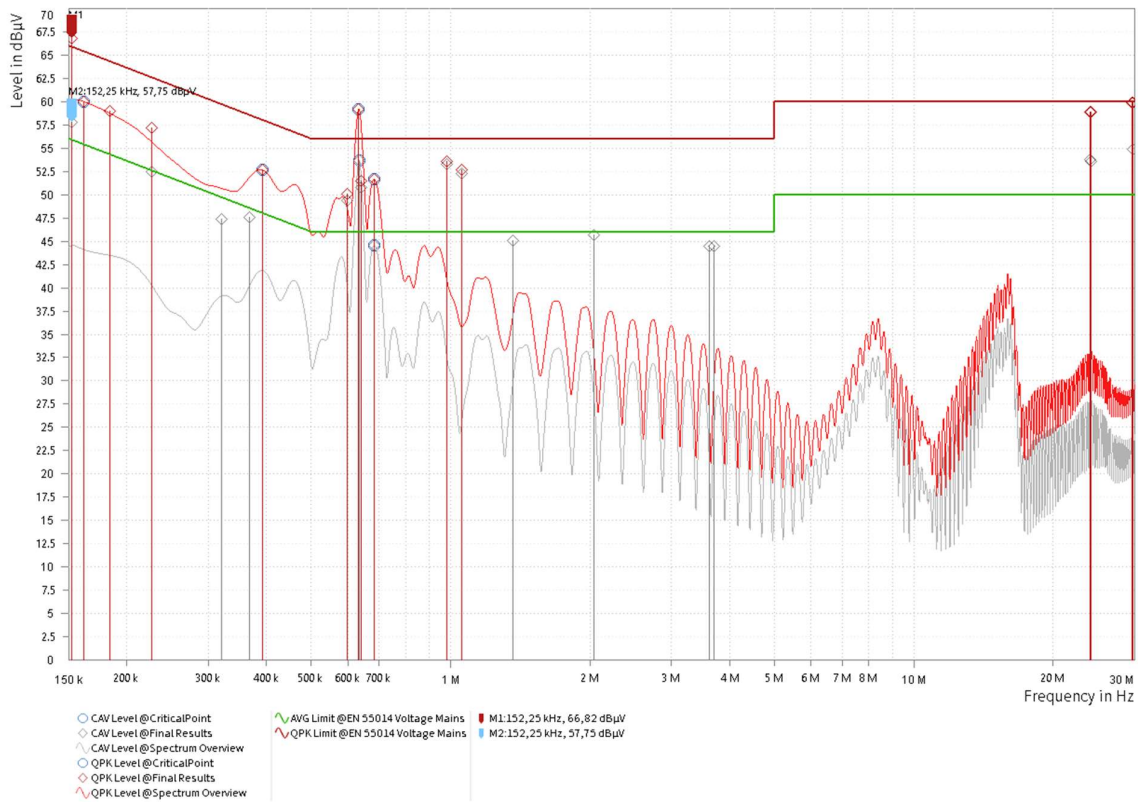


Obrázek 27 - Test vyzařování prototypu při 20 VAC

Další snížení vstupního napětí vedlo k dalšímu snížení amplitud, ale stejně jako u předchozí pokusu je měření nevyhovující. Z těchto důvodů bylo nutné pokusit se filtr optimalizovat.

5.6.2 Rušení po vedení

Druhým krokem měření bylo rušení po vedení. Tento test byl proveden se standartním síťovým napětím pro českou republiku dle normy IEC 55014.



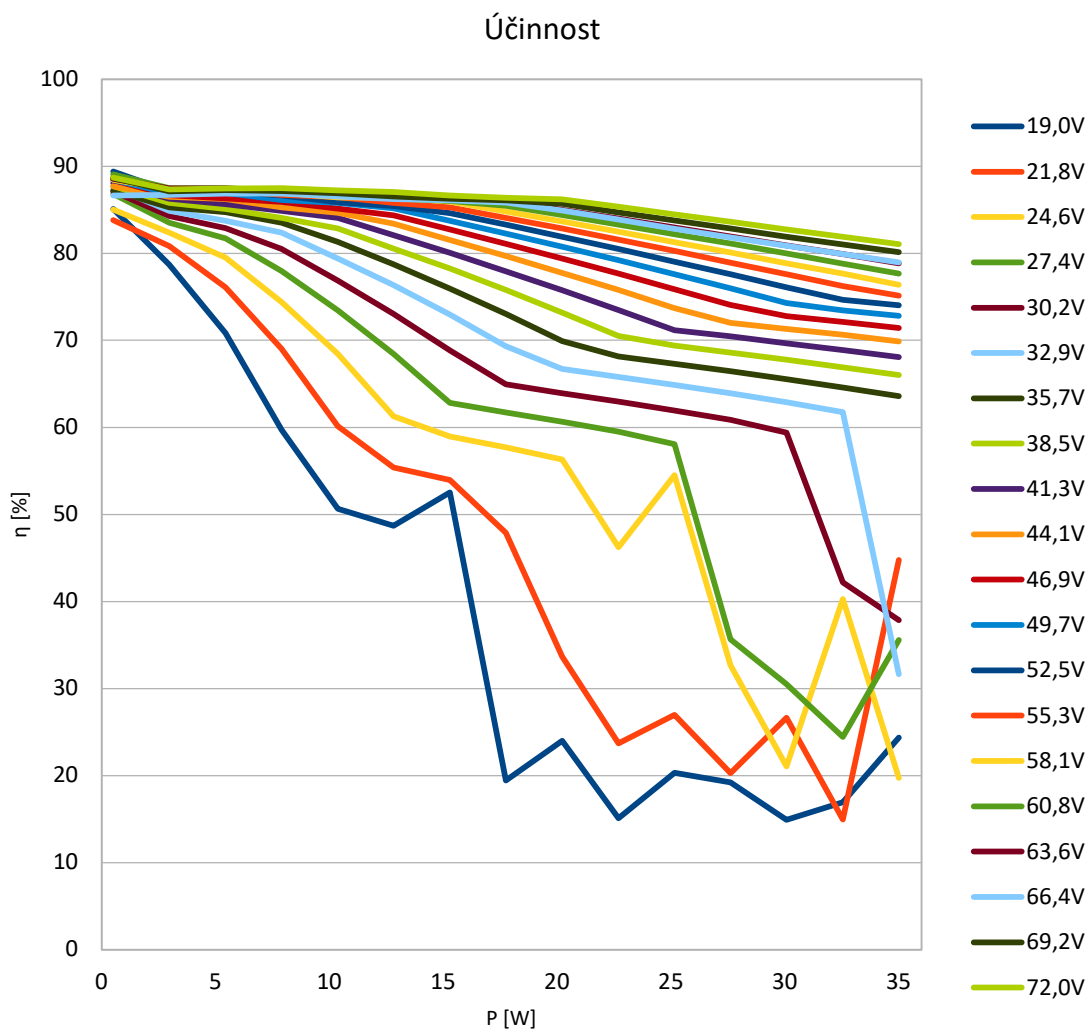
Obrázek 28 – Měření rušení po vedení u prototypu

Měření rušení vykazuje několik překročení maximální hranice a z tohoto důvodu bylo nutné pokusit se o optimalizaci EMC filtru na vstupu zdroje.

Díky tomuto měření je také možné porovnat analytický výpočet rušení s reálným měřením. Výsledky výpočtu bohužel nereflektují realitu a vypočtená špičková hodnota se v měření neukázala. Výpočet nemusel vyjít správně, jelikož některé parametry zdroje nebyly známe a byly proto převzaty z článku. Druhým možným důvodem je pochybení ve výpočtu nebo realizaci skriptu.

5.7 Měření účinnosti a zatěžovací charakteristika

Měření účinnosti proběhlo za pomoci laboratorního zdroje Rigol DP831 a elektronické zátěže Rigol DL3031A. Testy proběhly dva, jeden v rozsahu vstupního napětí 19 VDC až 72 VDC, druhý při síťovém napětí 230 VAC.

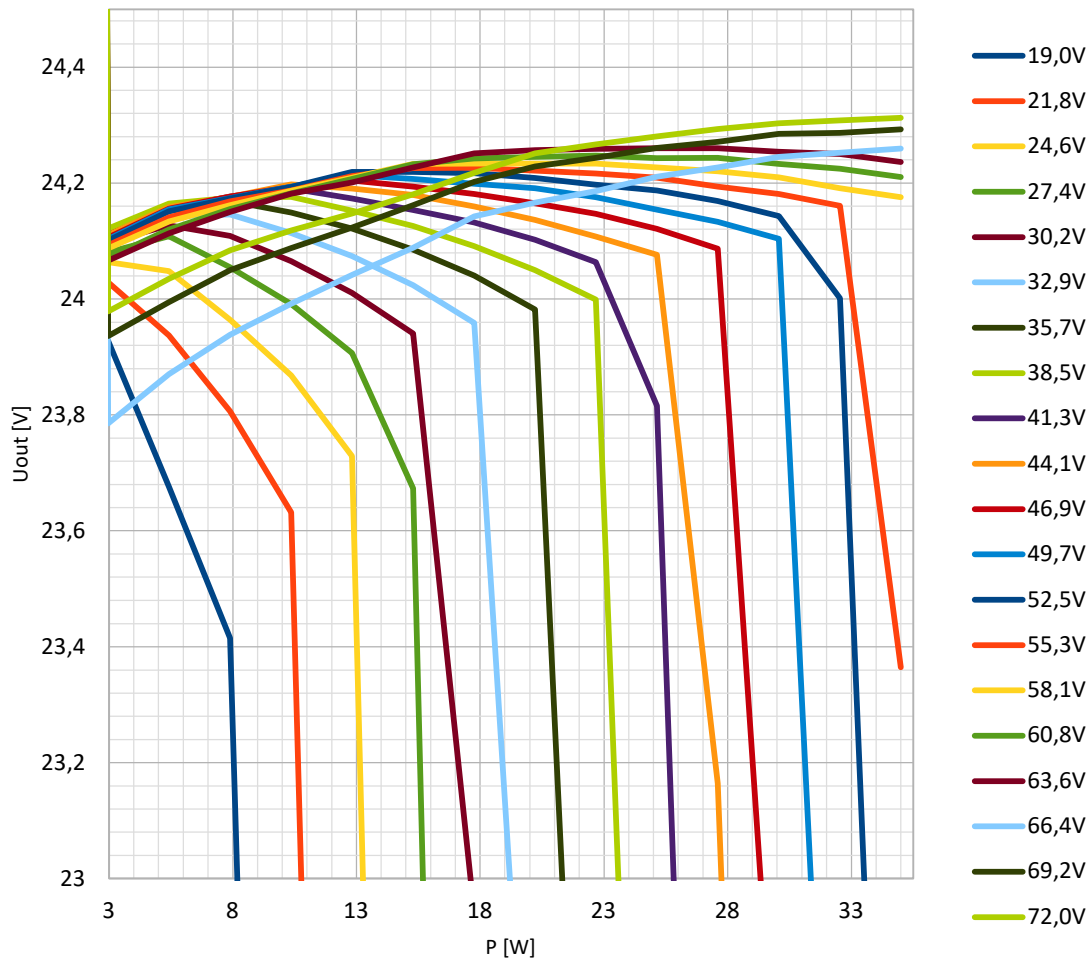


Graf 1 – Účinnost zdroje při napájení DC zdrojem

Z grafu je vidět vysoká účinnost pro vyšší vstupní napětí a se snižováním napětí na vstupu tato hodnota klesá. Je to očekávaný výsledek, jelikož při nižší úrovni vstupu se výrazně zvedá hodnota proudu, což zvyšuje především odporové ztráty.

Dalším testem je zatěžovací charakteristika zdroje. Stejně jako u efektivity je toto měření provedeno v rozsahu vstupního napětí 19 VDC až 72 VDC a poté při síťovém napětí 230 VAC.

Výstupní napětí

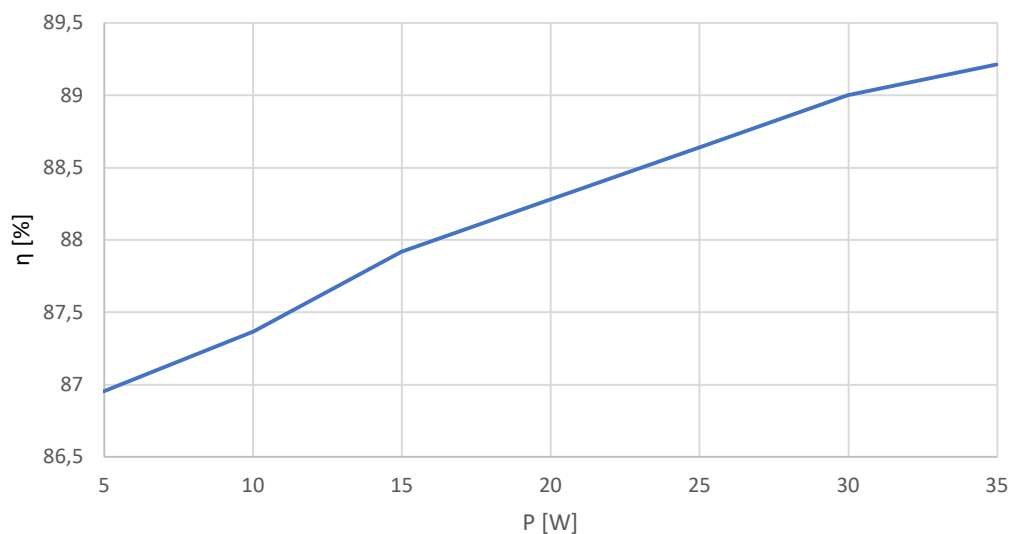


Graf 2 – Zatěžovací charakteristika zdroje

Graf ukazuje strmý pád napětí při překročení maximální zátěže pro dané napětí. Parametry zatěžovací charakteristiky se shodují s těmi, které jsou uvedené v dokumentaci řídicího obvodu. Zdroj při nízkých vstupních napětích nezvládne regulaci, jelikož výstup vyčerpá všechnu energii uloženou v magnetickém poli transformátoru.[5]

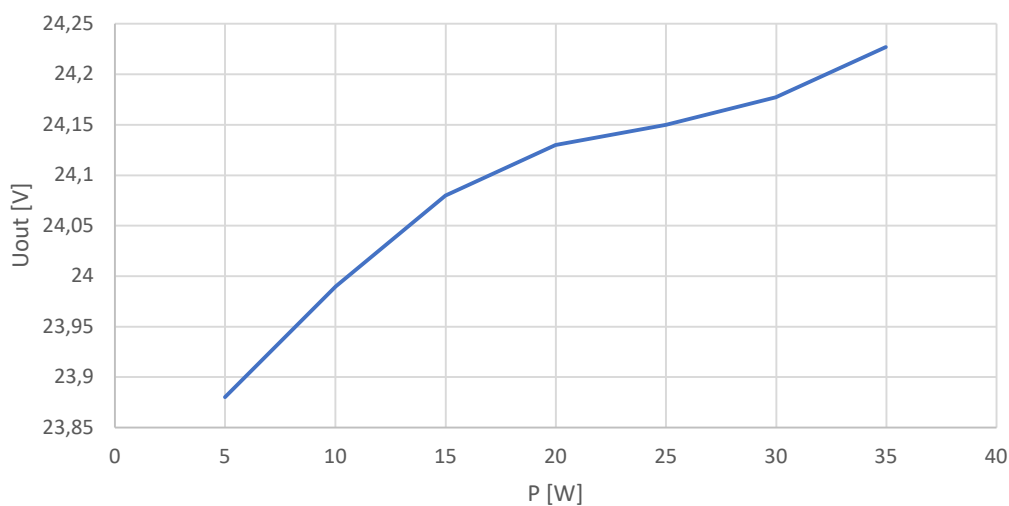
Dalším krokem bylo provedení stejného měření, avšak se vstupním napětím 230 VAC. Výstup byl měřen a zatěžován pomocí elektronické zátěže Rigol DL3031A. Napětí a proud na primární straně bylo měřeno přístrojem KWZ5-40CS33 od KMB Systems s.r.o.

Účinnost



Graf 3 – Účinnost prototypu při síťovém napájení

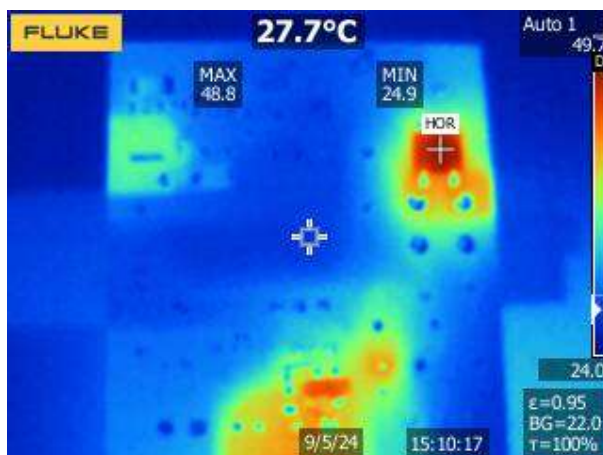
Zatěžovací charakteristika



Graf 4 – Zatěžovací charakteristika prototypu při síťovém napájení

5.8 Teplotní testy

Měření teploty zdroje proběhlo pomocí termo kamery. Pro test, byly zvoleny nejhorší možné podmínky testu. Tedy nejnižší vstupní napětí a maximální možná zátěž. Výsledek podal hodnotné informace, kde zlepšit chlazení zdroje, nebo zvolit jiné komponenty.



Obrázek 29 – Měření teploty prototypu

Z obrázku vyplývá, že nejproblematictější místem je usměrňovač na vstupu a dále dioda na výstupu. Teplota, kterou dosahuje usměrňovač není nebezpečná pro běžný provoz, avšak byl dále vylepšen návrh desky pro zlepšení odvodu tepla. Dioda byla nahrazena za lepší diodu, která má nižší úbytek napětí a lepší pouzdro z hlediska odvodu tepla.

6 Vývoj finální verze

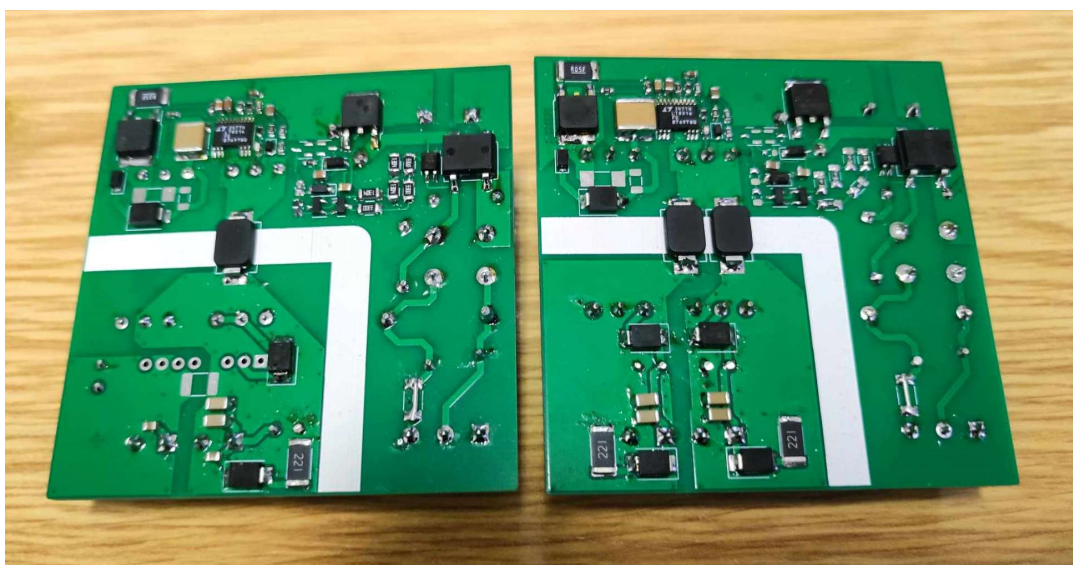
Cílem finální verze bylo optimalizovat a opravit neideální vlastnosti prototypu. Dalším cílem bylo zmenšení rozměrů a splnit požadavky na EMC.

Pro zaručení vyvinutí zdroje s optimální funkcí byly vyvinuty dvě verze. Jedna používající nový transformátor a druhá, která značně vychází z prototypu. Druhý, galvanicky oddělený výstup tvoří za pomoci DC/DC zdroje. Do obou verzí byla nasazena nová verze softstartu, který byl vyvinut.

Obě dvě verze vznikly v prostředí programu KiCad stejně jako prototyp. Pro desku zdroje byl použit dvouvrstvý plošný spoj. Plošné spoje byly vyrobeny v Číně ve firmě JLCPCB. Osazení bylo poté realizováno ručně pomocí páječky, horkovzdušné páječky.



Obrázek 30 – Obě varianty finálních zdrojů, horní strana



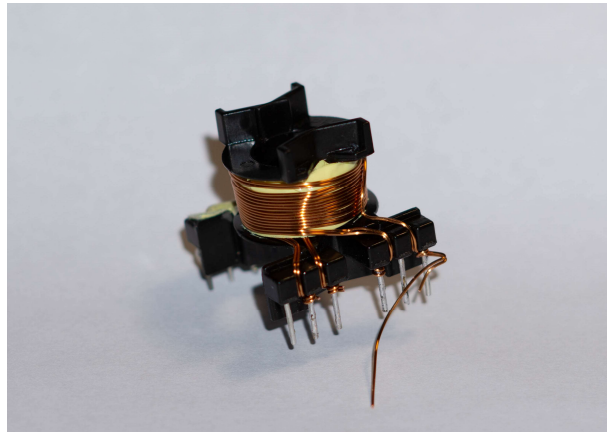
Obrázek 31 – Obě varianty finálních zdrojů, spodní strana

6.1 Výpočet a výroba transformátoru

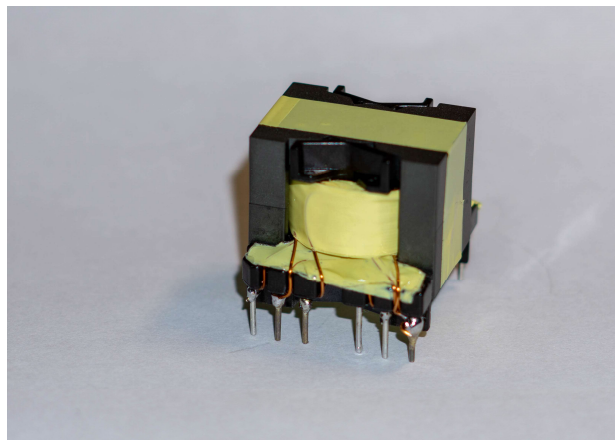
Prvním krokem k výpočtu transformátoru je stanovení základních parametrů, kterých chceme dosáhnout. Mezi ně patří rozsah vstupního napětí, výstupní napětí, výkon zdroje a také bezpečnostní třída transformátoru. Bezpečnostní třída poté určí, jaké izolační materiály je nutné použít.

Při návrhu transformátoru bylo postupováno dle uvedených vzorců v technickém listu, kde jsou uvedeny podmínky pro minimální indukčnost primárního vinutí. Tvar a velikost jádra je zvolena stejná, jako u původního koupeného transformátoru od výrobce Sumida. Stejně jako jádro, zůstal zachován i poměr závitů. Jedinou změnou bylo přidání druhého výstupního vinutí.

Transformátor byl vyroben v domácích podmínkách. Jednotlivé vrstvy vinutí jsou namotány dle specifikace, společně s elektricky izolační páskou a mezi-závitovým stíněním. Posledním krokem bylo vytvoření vzduchové mezery, jelikož je pro konstrukci použito jádro, které nemá odbroušený středový sloupek. Pro vznik prostoru mezi jádérky byla využita kaptonová páska v několika vrstvách. Iteračním postupem bylo docíleno správných parametrů indukčnosti, což bylo ověřeno za pomoci RLC měřícího zařízení.



Obrázek 32 – Postup návinnu transformátoru



Obrázek 33 – Hotový navinutý transformátor



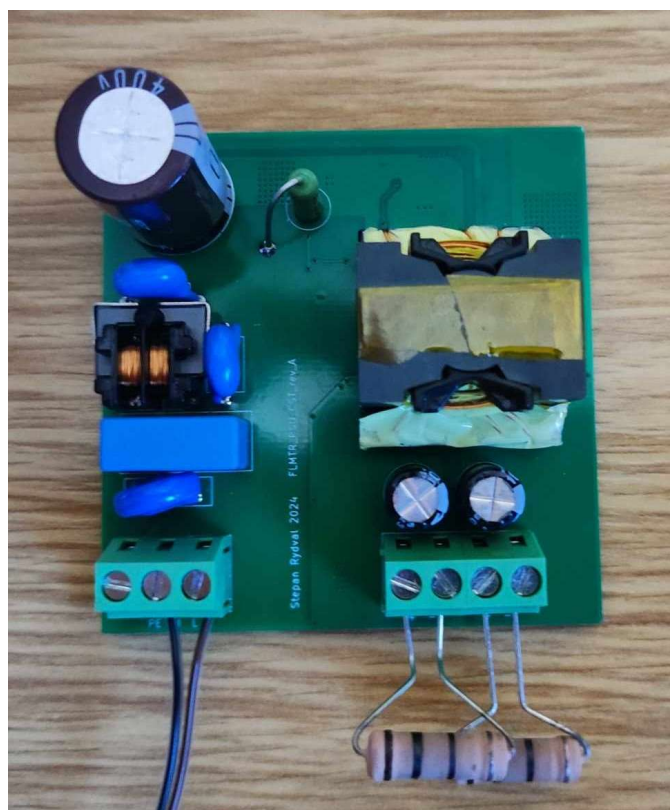
Obrázek 34 – Měření indukčnosti primárního vinutí

6.2 Test funkce transformátoru

Pro ověření správné funkce transformátoru byla použita zátěž vytvořená kombinací drátových rezistorů. Cílem bylo zjistit, jaký proud dokáže zdroj poskytnout při minimálním vstupním napětí 20 VDC. Druhým cílem bylo ověření výstupního napětí obou vinutí v případě, kdy jsou obě vinutí transformátoru zatíženy stejným odporem a také v případě, kdy je rozdílná zátěž na výstupech.

Test transformátoru proběhl úspěšně. Hraniční hodnota výstupního proudu, před prudkým pádem napětí je 240 mA z každého vinutí. Napětí obou výstupů bylo také stabilní. Při nerovnoměrném zatížení pomocí rezistoru 100 Ω a 220 Ω zůstal provoz zdroje stabilní stejně jako výstupní napětí.

Díky optimální činnosti transformátoru je možné odstranit oddělovací DC/DC. Z tohoto důvodu se sníží cena zdroje a jeho rozměry.



Obrázek 35 – Zdroj při zátěžových testech s rezistory

Posledním testem bylo měření zvlnění za pomoci osciloskopu. I toto měření přineslo pozitivní výsledek, jelikož se zmenšilo na polovinu původního, tedy na přibližně 0.9 V.

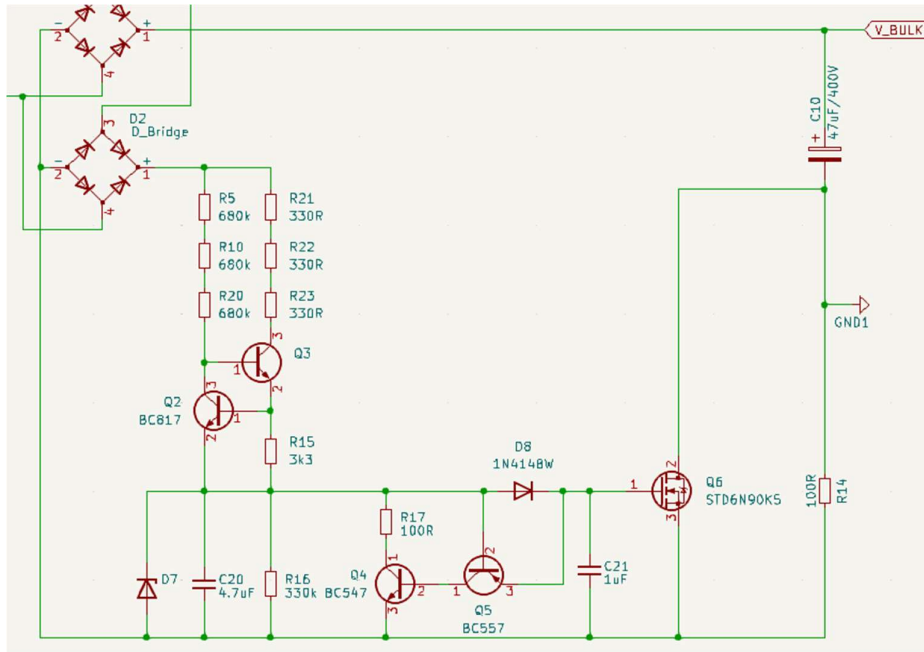


Obrázek 36 – Měření zvlnění nového transformátoru

6.3 Softstart

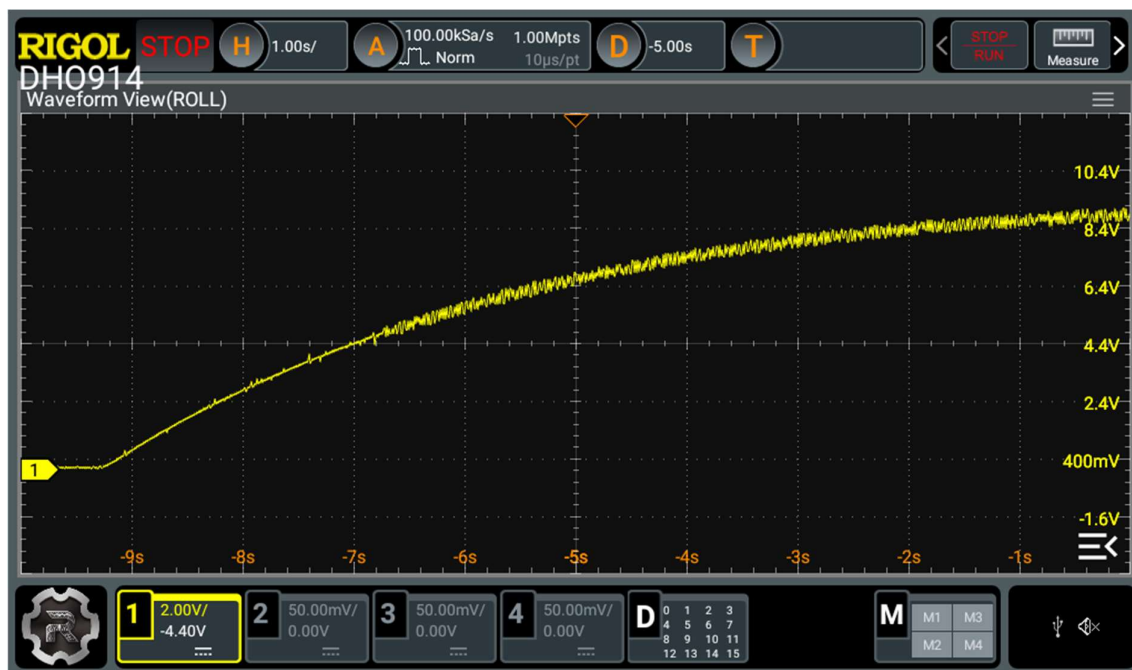
V prototypu použitý rezistor se ukázal jako nevhodné řešení, proto byl vyvinut obvod softstartu, který zaručí plynulé nabití kondenzátoru bez velké teplotní ztráty za normálního běhu zdroje.

Snížení ztrát bylo docíleno pomocí MOSFET tranzistoru, který po nabití kondenzátoru přemostí rezistor o hodnotě 100 R. Časově opožděné sepnutí MOSFETu je realizováno pomocí proudového zrcadla, které začne pomalu nabíjet kondenzátor. Proudové zrcadlo tvoří zdroj proudu. Dále je zařazena zenerova dioda, jenž omezuje maximální napětí na kondenzátoru a zároveň zajišťuje, že nedojde k překročení maximálního napětí na gate MOSFETu. Nastavení časové konstanty zpřodávacího obvodu je možné realizovat zmenšením proudu, který protéká proudovým zrcadlem, nebo zvětšením kapacity za zdrojem proudu. Aby zapojení bylo schopné reagovat i na velmi krátké výpadky napětí, a rezistor nezůstal přemostěný, je nutné napájet tuto část dedikovaným usměrňovacím můstkem. Druhý usměrňovač zaručuje, že hlavní filtrační kondenzátor nebude po výpadku dále napájet obvod softstartu. Pro ještě rychlejší zavření MOSFETu byly přidány dva tranzistory zaručující téměř okamžité vybití gate po tom, co klesne napětí na kondenzátoru.



Obrázek 37 – Schéma zapojení softstartu

Správná činnost zapojení byla ověřena za pomoci osciloskopu, jehož sonda byla připojena na gate MOSFETu. Průběh napětí na MOSFETu lineárně roste až do hodnoty 10 V, kdy začne napětí omezovat Zenerova dioda.



Obrázek 38 – Měření napětí na gate MOSFETu sofstartu

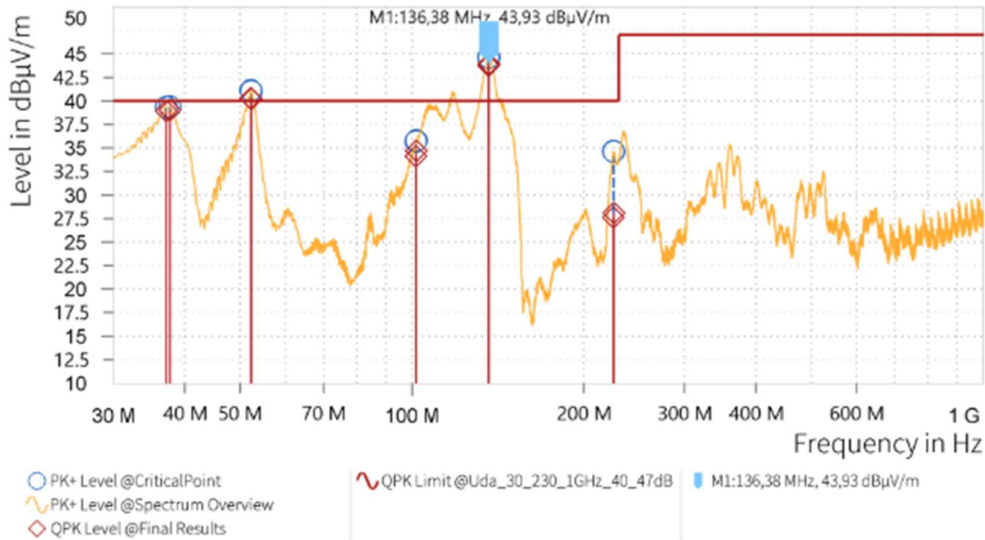
6.4 Měření EMC se zakoupeným transformátorem

Měření probíhalo shodným způsobem jako u prototypu, byly testováno vyzařování a rušení po vedení.

6.4.1 Vyzařování

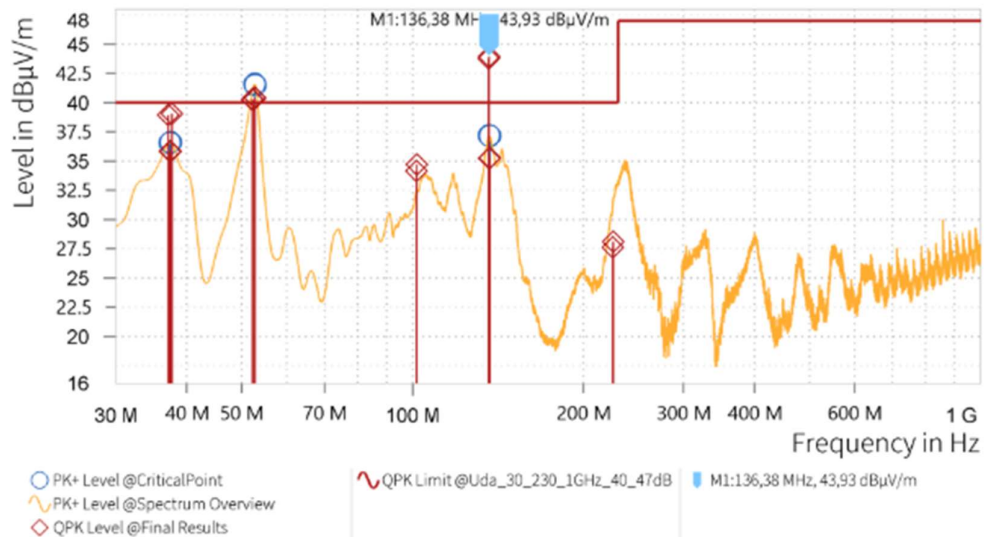
Hraniční hodnoty testu byly opět stanoveny dle normy IEC55011. Měření je provedeno stejným způsobem jako u prototypu.

EMI Test Report



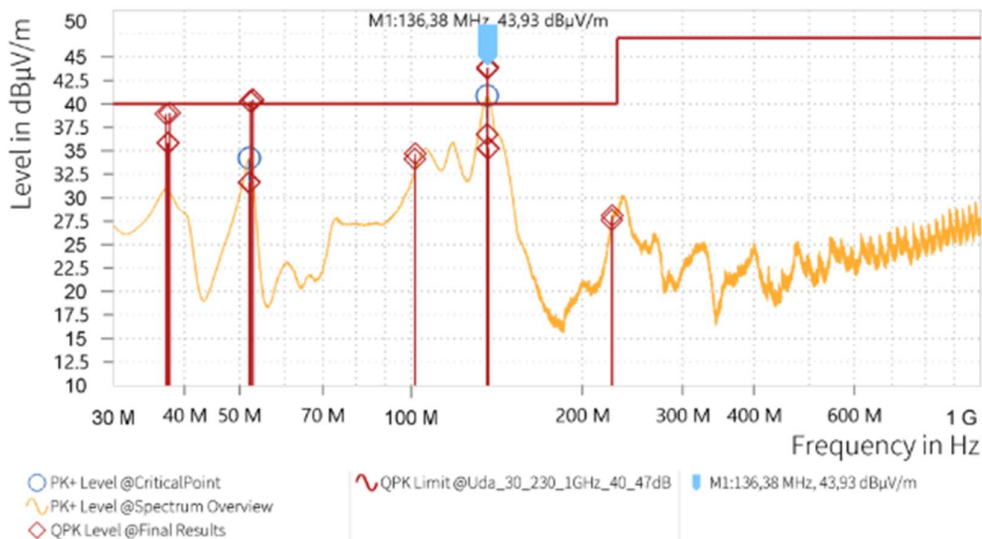
Obrázek 39 – Měření vyzařování s transformátorem Sumida při 230 VAC

EMI Test Report



Obrázek 40 – Měření vyzařování s transformátorem Sumida při 115 VAC

EMI Test Report

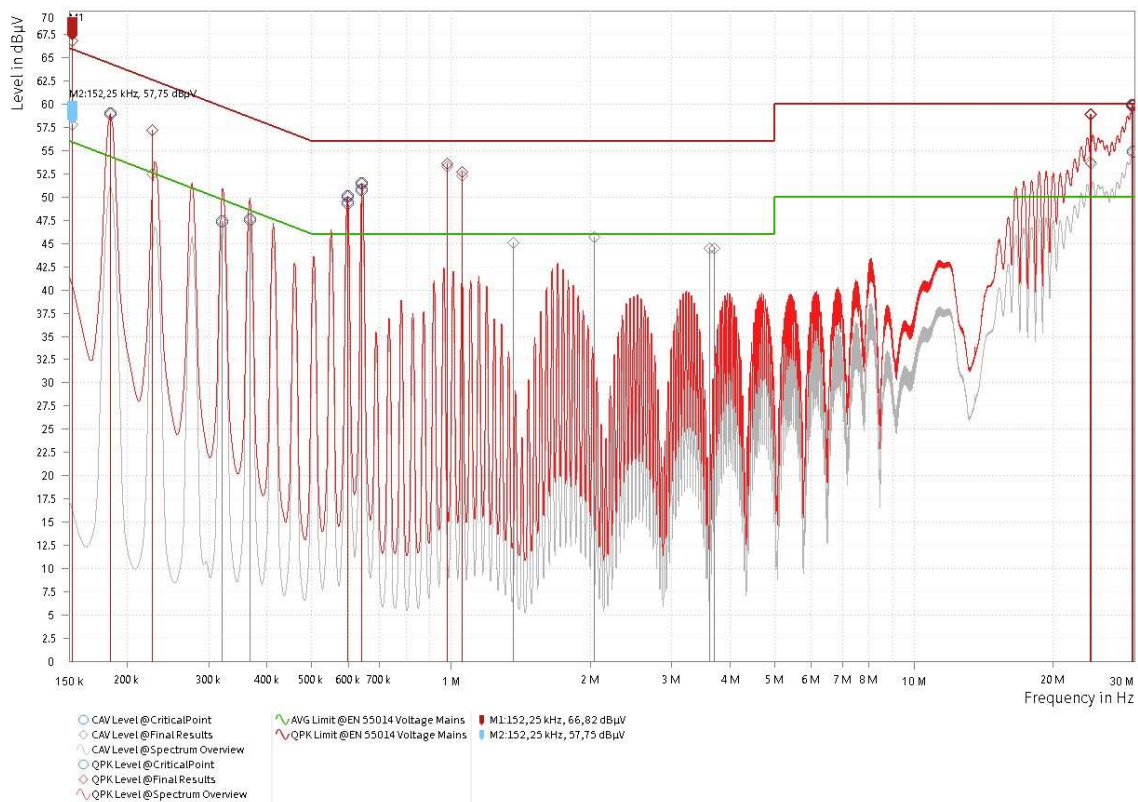


Obrázek 41 – Měření vyzařování s transformátorem Sumida při 20 VAC

Měření prokázalo stejný trend poklesu rušení, který měl funkční vzorek. Bohužel finální verze s transformátorem Sumida požadavky na vyzařování nesplňuje při žádné z testovaných napětových úrovní.

6.4.2 Rušení po vedení

Parametry tohoto měření byly stejné jako u funkčního vzorku, určené normou IEC 55014. Výsledek měření je téměř úspěšný, nicméně došlo k překročení hranice okolo hlavní spínací frekvence zdroje a poté na horní hranici měření.



Obrázek 42 – Rušení po vedení s transformátorem Sumida

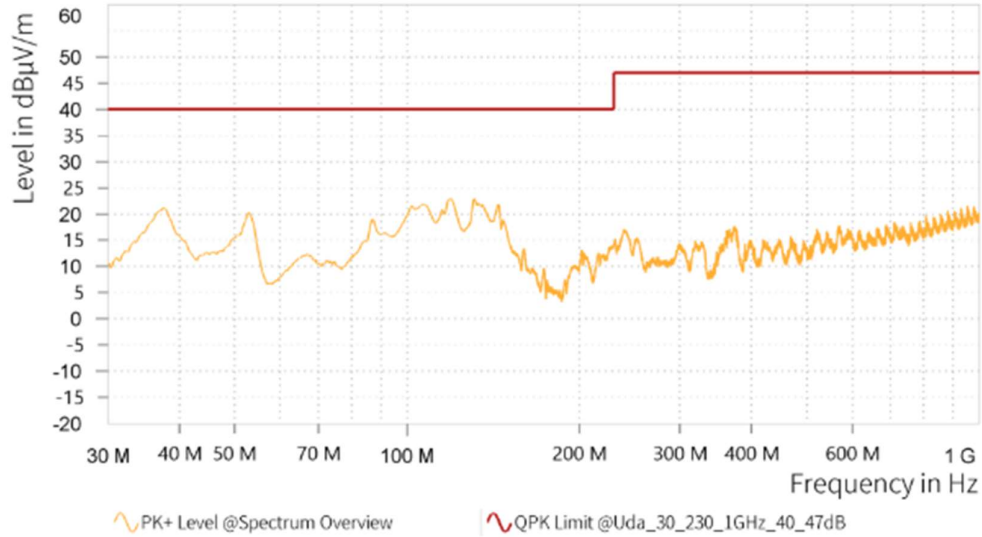
6.5 Měření EMC s vyvinutým transformátorem

Poslední provedené měření elektromagnetické kompatibility proběhlo se mnou vyvinutým transformátorem. Je provedeno dle stejných norem a přináší nejlepší výsledky z hlediska rušení.

6.5.1 Vyzářování

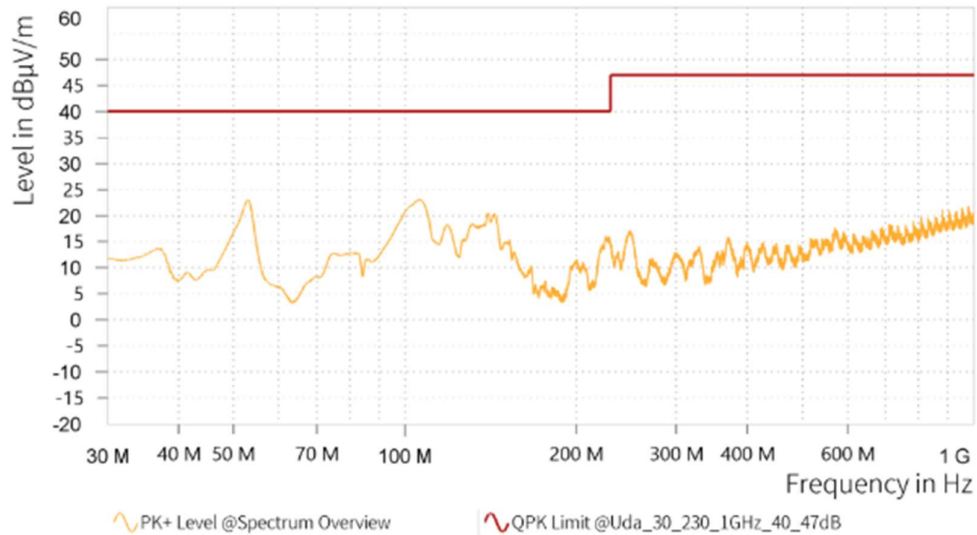
I toto poslední měření proběhlo ve třech napětových hladinách dle standartu IEC 55011.

EMI Test Report



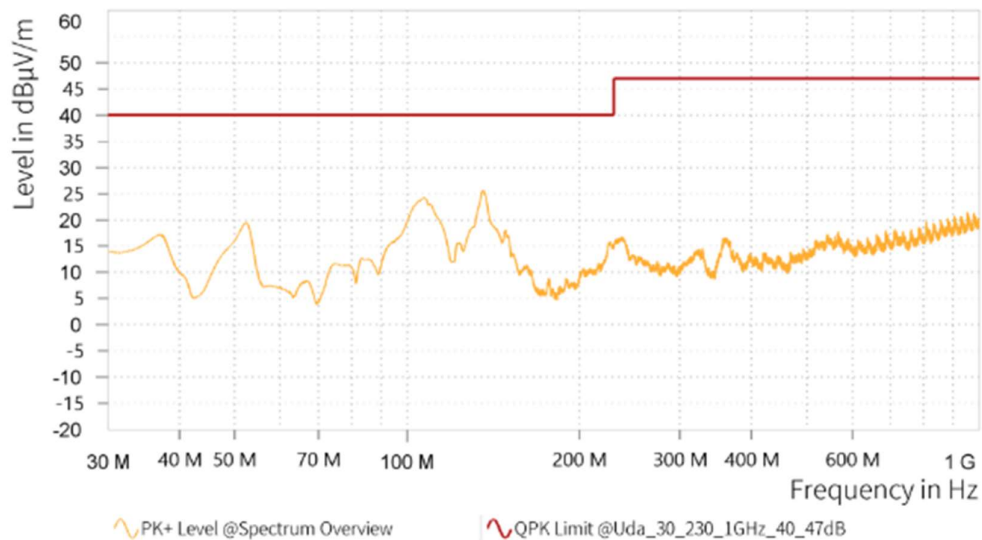
Obrázek 43 – Test vyzařování s novým transformátorem při 230 VAC

EMI Test Report



Obrázek 44 – Test vyzařování s novým transformátorem při 115 VAC

EMI Test Report

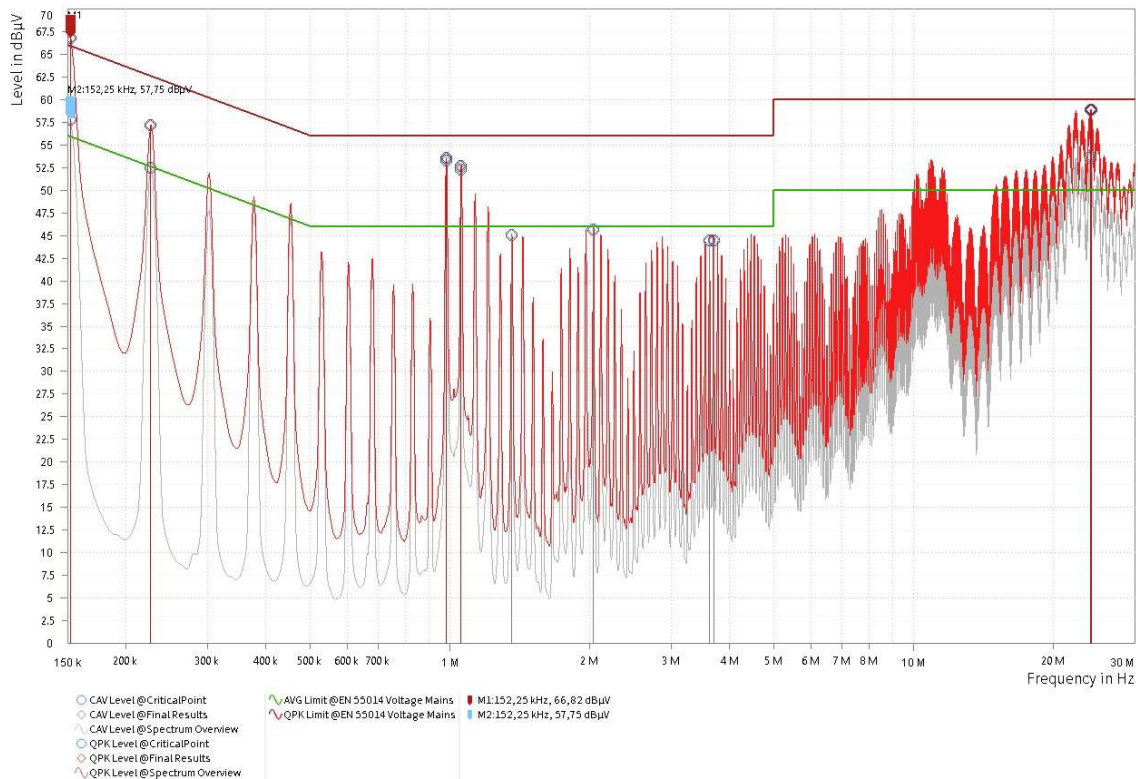


Obrázek 45 – Test vyzařování s novým transformátorem při 20 VAC

Měření dopadlo výborně a zdroj prošel testem při všech úrovních vstupního napětí s velkou rezervou. Použití tohoto zdroje by tedy bylo možné i mimo průmyslové prostředí, kde je norma přísnější.

6.5.2 Rušení po vedení

Výsledek testu rušení po vedení dopadl také lépe než u předchozích verzí zdroje, a kromě drobného překročení blízko spínací frekvence byl test úspěšný.



Obrázek 46 – Měření rušení po vedení s novým transformátorem

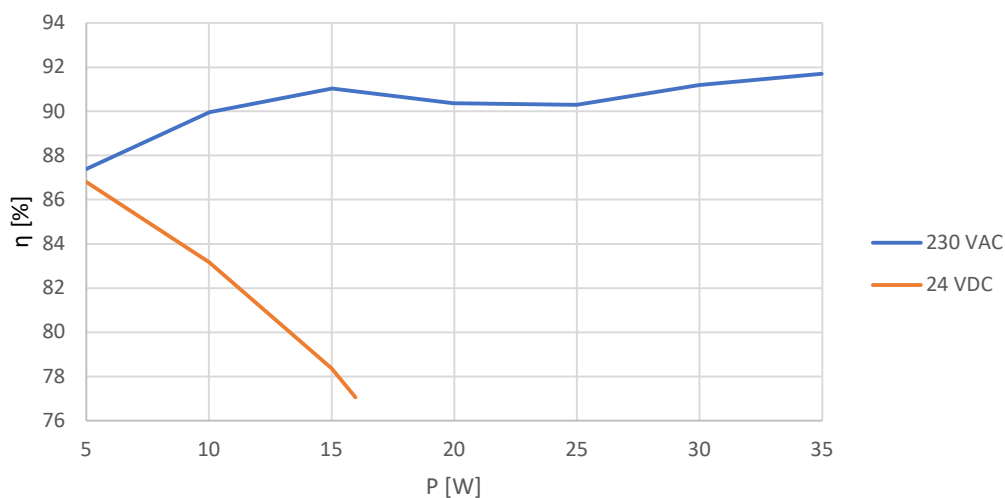
6.6 Měření účinnosti a zatěžovací charakteristika

Měření účinnosti finální verze mělo za cíl zjistit finální vlastnosti zdroje a porovnat je s vlastnostmi prototypu.

6.6.1 Finální verze s transformátorem Sumida

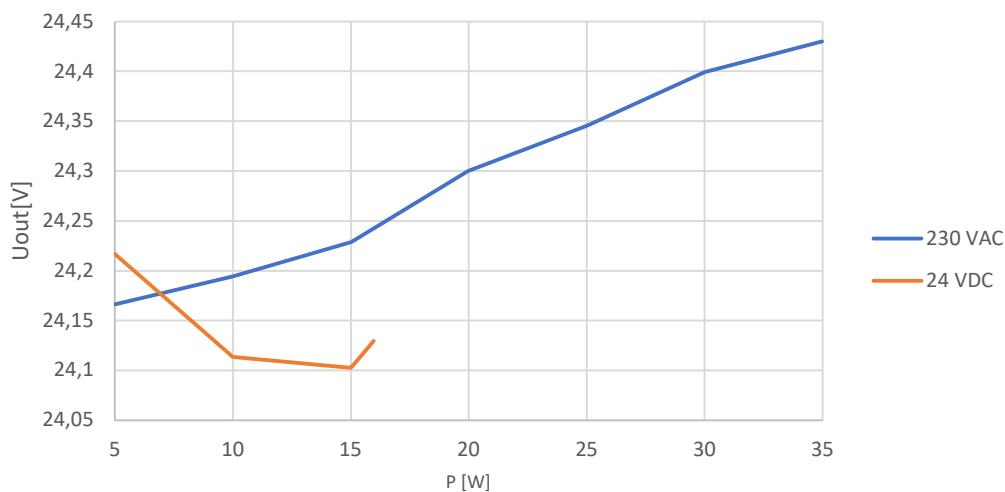
Měření účinnosti a zatěžovací charakteristiky bylo provedeno se dvěma úrovněmi napětí a to 24 VDC a 230 VAC. Tyto napěťové úrovně nejlépe reflektují cílové použití zdroje. Pro test se síťovým napájením byla použita elektronická zátěž Rigol DL3031A a power analyzer KWZ5-40CS33 od KMB Systems s.r.o. Pro zkoušku s DC napájením zůstaly pomůcky stejné, jako u předchozích testů prototypu.

Účinnost



Graf 5 – Účinnost finální verze s transformátorem Sumida

Zatěžovací charakteristika

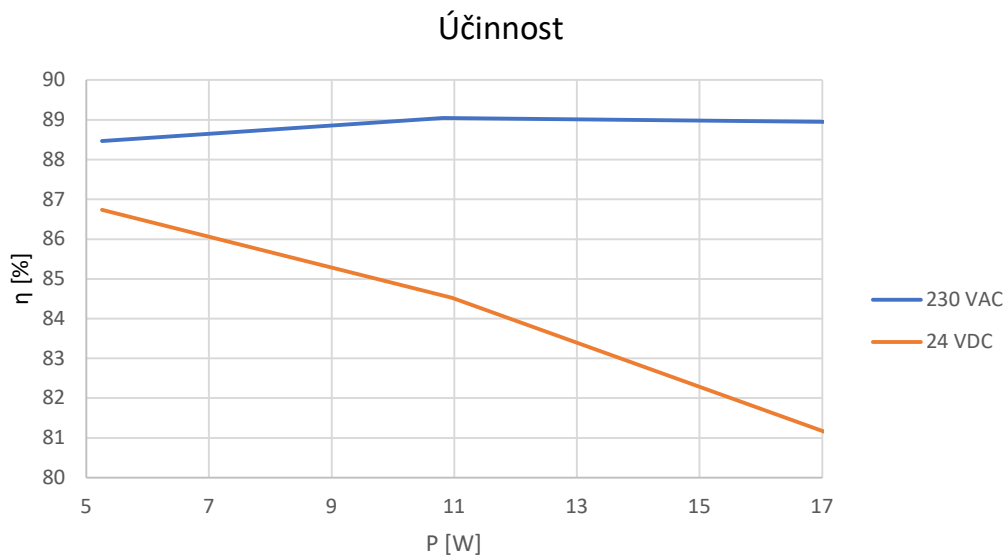


Graf 6 – Zatěžovací charakteristika finální verze s transformátorem Sumida

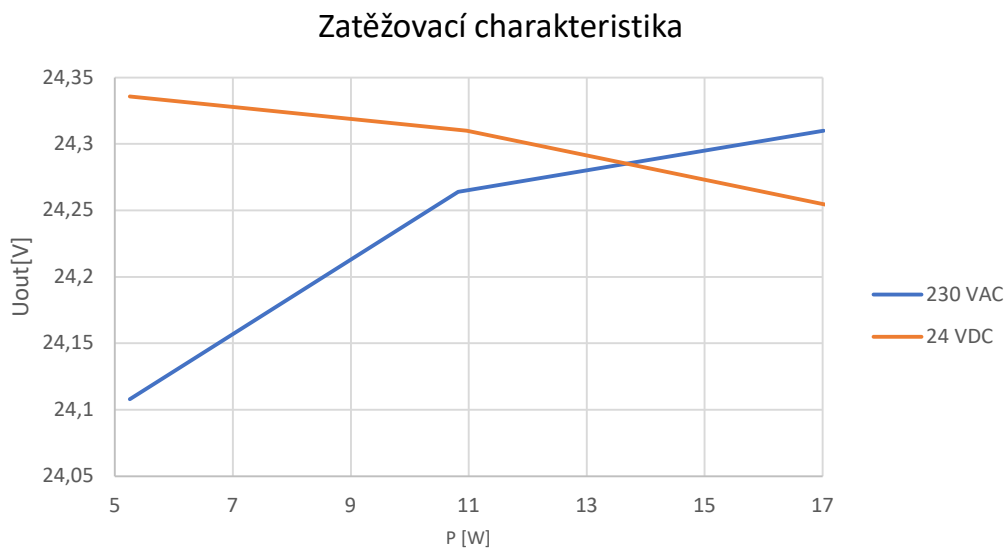
Z grafů je vidět, že maximální výkon se snižuje se snižujícím se vstupním napětím. To odpovídá technické dokumentaci kontroléru.

6.6.2 Finální verze s novým transformátorem

Jelikož nový transformátor má dva galvanicky oddělené výstupy a nebyly k dispozici dvě elektronické zátěže, bylo nezbytné pro zatížení použít různé kombinace rezistorů. Zkouška byla opět provedena na dvou napěťových úrovních 24 VDC a 230 VAC. Použité vybavení zůstalo také stejné.



Graf 7 – Měření účinnosti s novým transformátorem



Graf 8 – Zatěžovací charakteristika s novým transformátorem

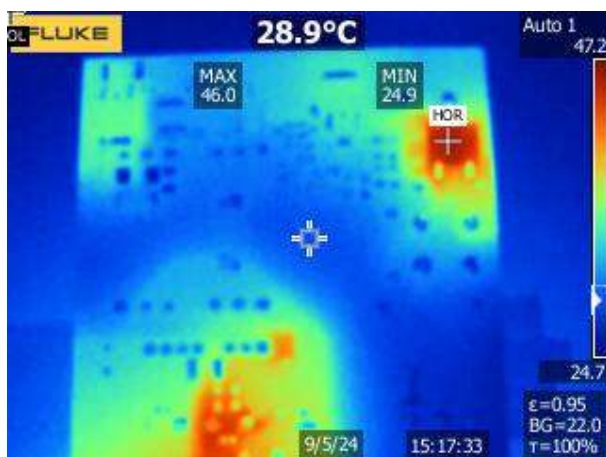
Každé výstupní vinutí zdroje bylo vždy zatěžováno stejným rezistorem. Kvůli nedostatku měřící techniky je efektivita počítána pouze z jednoho vinutí.

Rozsah měření výkonu je nižší, jelikož je celý transformátor koncipovaný na nižší maximální výkon než transformátor Sumida.

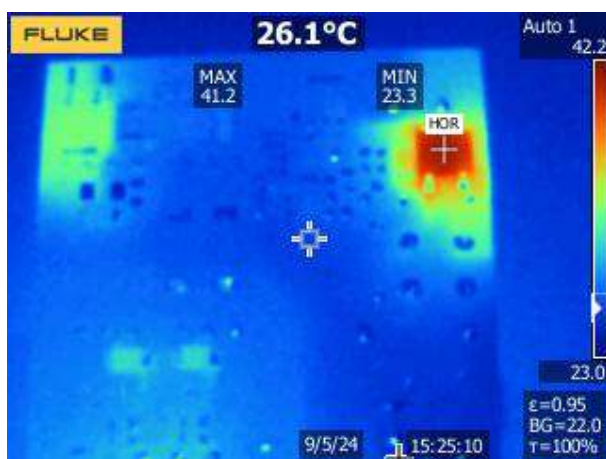
6.7 Teplotní testy

Test teploty zdroje proběhl obdobně jako u prototypu pomocí termokamery. Oba snímky ukazují, že se odstranil problém přehřívající se diody na výstupu, nicméně vyšší teplota

usměrňovacího můstku zůstává. Do budoucí verze by bylo vhodné zvážit větší pouzdro usměrňovače pro lepší odvod tepla.



Obrázek 47 – Měření teploty finální verze s transformátorem Sumida



Obrázek 48 – Měření teploty finální verze s novým transformátorem

6.8 Možná budoucí optimalizace

V budoucnu by zdroj šel dále optimalizovat velikostně při použití menších pasivních součástek 0402. Pro zlepšení efektivity by bylo možné nahradit diodový můstek aktivním usměrňovačem. Stejně tak i na sekundární straně lze vyměnit diodu za MOSFET tranzistor řízený specializovaným obvodem. Tyto změny však nebyly v nynější verzi realizovány, protože by přinesly malé zlepšení v poměru se zvýšením ceny a komplexity.

Závěr

Práce shrnuje problematiku spínaných zdrojů. Jsou uvedeny běžně užívané topologie společně s jejich hlavními vlastnostmi. Všechny zmiňované topologie mají uveden popis jejich funkce a typického použití. Hlavní pozornost je věnována topologii flyback, která je použita ve všech verzích zdrojů.

Hlavní částí práce je vývoj spínaného zdroje pro indukční průtokoměr se vstupním napětím 18 VDC až 265 VAC. Největším problémem bylo zohlednit fakt, že vstupní obvod musí být řešen jak pro vysoké proudy při nízkých napětích, tak pro vysoká napětí.

Postupně vznikly tři funkční modely zdrojů se specializovaným obvodem firmy Analog Devices LT8316. První dvě verze zdroje byly realizovány pro jedno výstupní napětí 24 V s transformátorem firmy Sumida, druhé napětí bylo realizováno DC/DC převodníkem. Třetí funkční model byl navržen s vlastním transformátorem, který generoval dvě galvanicky oddělená výstupní napětí 24 V.

Značným problémem bylo řešení softstartu pro tak široký rozsah vstupních napětí a proudů. Problém byl vyřešen pomocí vlastního zapojení s proudovým zdrojem. Dále bylo nutno zajistit minimální zátěž zdroje, což bylo řešeno pomocí Zenerovy diody a rezistoru. Zvlnění napětí se ve finální verzi nabývá hodnoty přibližně 0,9 V, což je možné řešit přídavným výstupním filtrem.

Výsledkem práce jsou tři kusy plně funkčních zdrojů. Všechny varianty zdrojů jsou plně funkční a splňují podmínky stanové v zadání. Z hlediska elektromagnetické kompatibility zdroj překračuje stanovenou mez dle ČSN EN 61000-6-4 pouze mírně (3 dB μ V) na frekvenci 136 MHz. Zdroj však bude zabudován do kovového pouzdra průtokoměru a je důvodný předpoklad, že norma bude splněna.

Zdroje byly otestovány v laboratorních podmínkách a finální verze jsou připravené pro nasazení v průtokoměrech.

Použitá literatura

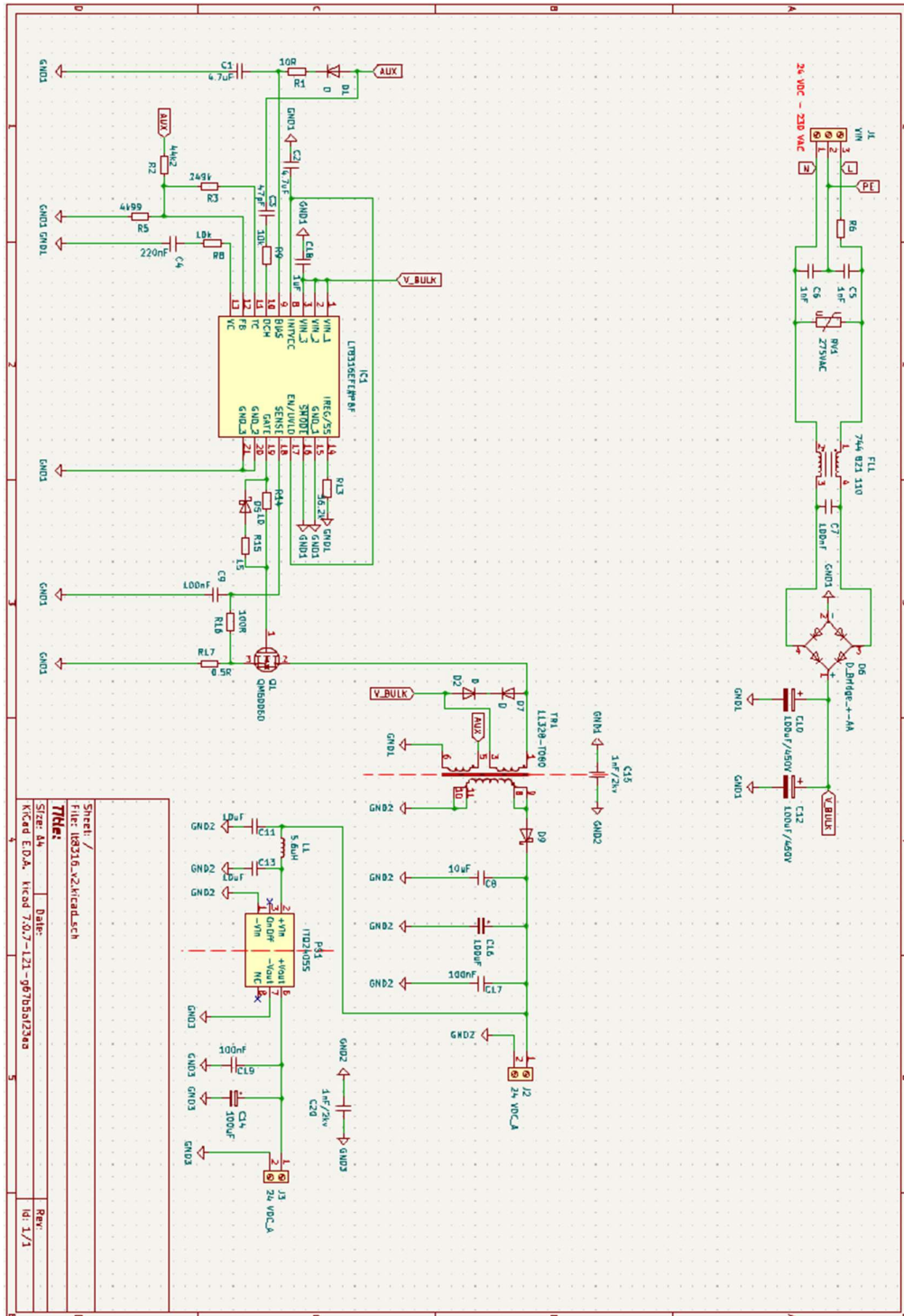
- [1] 3kW AC/DC PSU from GaN Systems Shatters Size and Cost Barriers for Power Supply Applications. *GaN Systems* [online]. 23. září 2021 [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://gan-systems.com/newsroom/3kw-ac-dc-psu-cost-size/>
- [2] DAVARI, Pooya, Eckhart HOENE a Christian WOLF. EMI/EMC in Power Electronics. In: *Industrial/Ph.D. Course*. Aalborg University, Aalborg. 18. listopad 2019.
- [3] *Switch Mode Power Supply Topologies: A Comparison* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://www.we-online.com/en/news-center/blog?d=switch-mode-power-supply>
- [4] *Popular Converter Topologies of LED Drivers - Technical Articles* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://eepower.com/technical-articles/popular-converter-topologies-of-led-drivers/>
- [5] BRANDER, Dr. Thomas, Alexander GERFER, Bernhard RALL a Heinz ZENKNER. *Trilogy of Magnetics*. Waldenburg, Německo: Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, 2018. ISBN 978-3-89929-157-5.
- [6] *Synchronous Buck Converter Overview - Developer Help* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://developerhelp.microchip.com/xwiki/bin/view/applications/power/switching-regulators-/design-analyzer/synchronous-buck-converter-overview/>
- [7] BONSHOR, Gavin. *The MSI MEG Z690 Unify (DDR5) Motherboard Review: The All-Black Option* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://www.anandtech.com/show/17206/the-msi-meg-z690-unify-motherboard-review-ddr5>
- [8] *Understanding the Operation of a Boost Converter - Technical Articles* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-the-operation-of-a-boost-converter/>
- [9] *SEPIC Converters* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://www.monolithicpower.com/jp/power-electronics/dc-dc-converters/sepic-converters>
- [10] *Switching Power Supply: Uses Advantages and Working Principle | Article | MPS* [online]. [vid. 2024-05-07]. Dostupné z: <https://www.monolithicpower.com/en/switching-power-supply>
- [11] *A Guide to Flyback Transformers | Coilcraft* [online]. [vid. 2024-05-08]. Dostupné z: <https://www.coilcraft.com/>
- [12] *Flyback power converters, Part 2: Enhancements and ICs* [online]. [vid. 2024-05-08]. Dostupné z: <https://www.powerselectronicstips.com/flyback-power-converters-part-2-enhancements-ics-faq/>
- [13] *FG4000 indukční průtokoměr katalogový list*. B.m.: Limesa meters s.r.o. 2015
- [14] Analog Dialogue 48-02, February (2014). 2014.
- [15] ELECTROMAGNETIC FLOW METER | Flow Knowledge | KEYENCE America. *Understanding Flow Sensors - Flow Knowledge- | KEYENCE America* [online]. [vid. 2024-05-08]. Dostupné z: <https://www.keyence.com/ss/products/process/flowknowledge/types/electromagnetic.jsp>

[16] *LT8316 Datasheet and Product Info | Analog Devices* [online]. [vid. 2024-05-08]. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/products/lt8316.html>

[17] JIANQUAN LOU, QUANHUI SUN, WEI YOU, YINGCHUN SHU, Alpesh BHOBE a Jinghan YU. Analytical calculation of conducted EMI in flyback converters. In: *2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC): 2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)* [online]. Shenzhen: IEEE, 2016, s. 395–397 [vid. 2024-05-07]. ISBN 978-1-4673-9494-9. Dostupné z: doi:10.1109/APEMC.2016.7522748

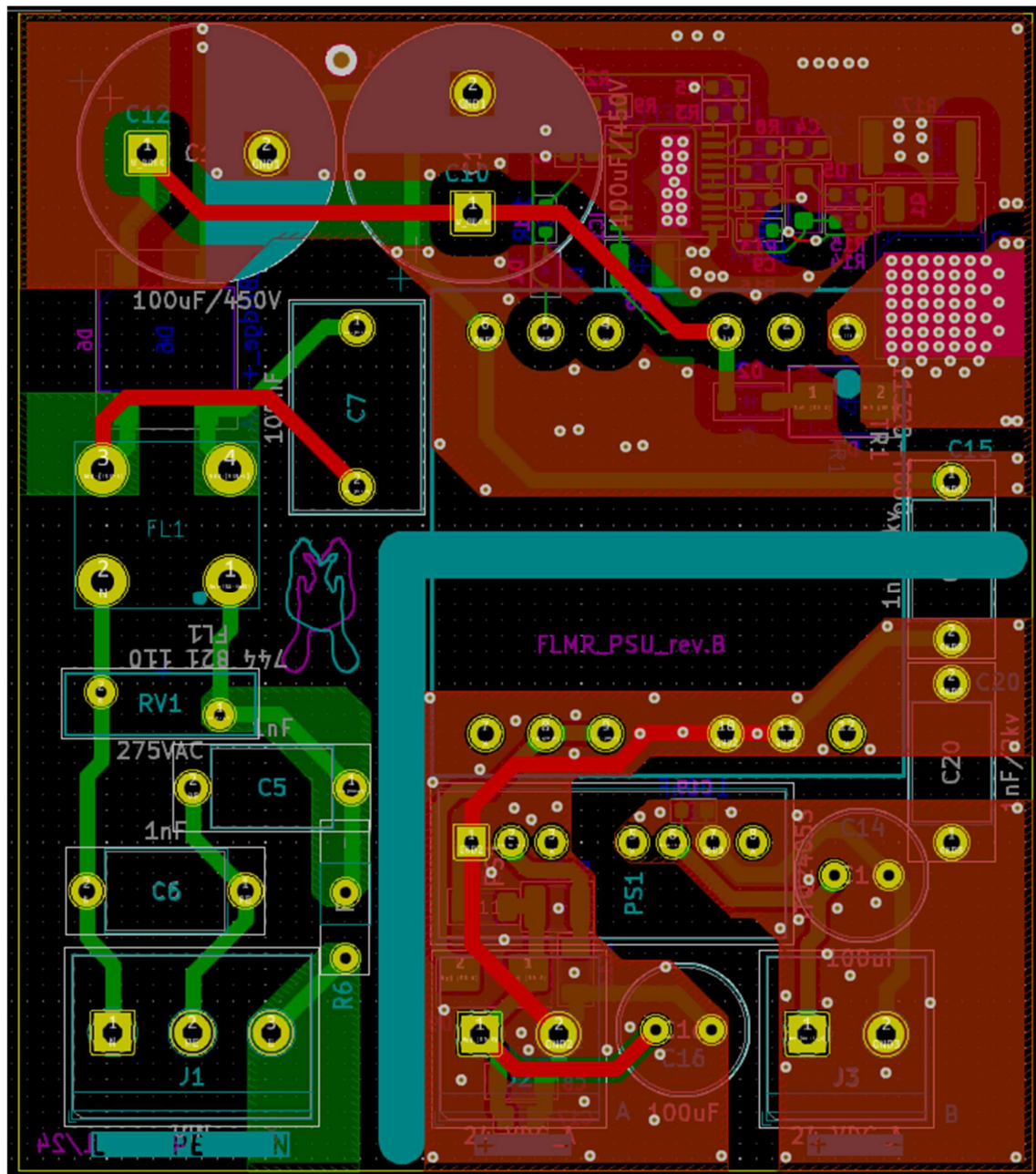
Přílohy

A Schéma funkčního vzorku

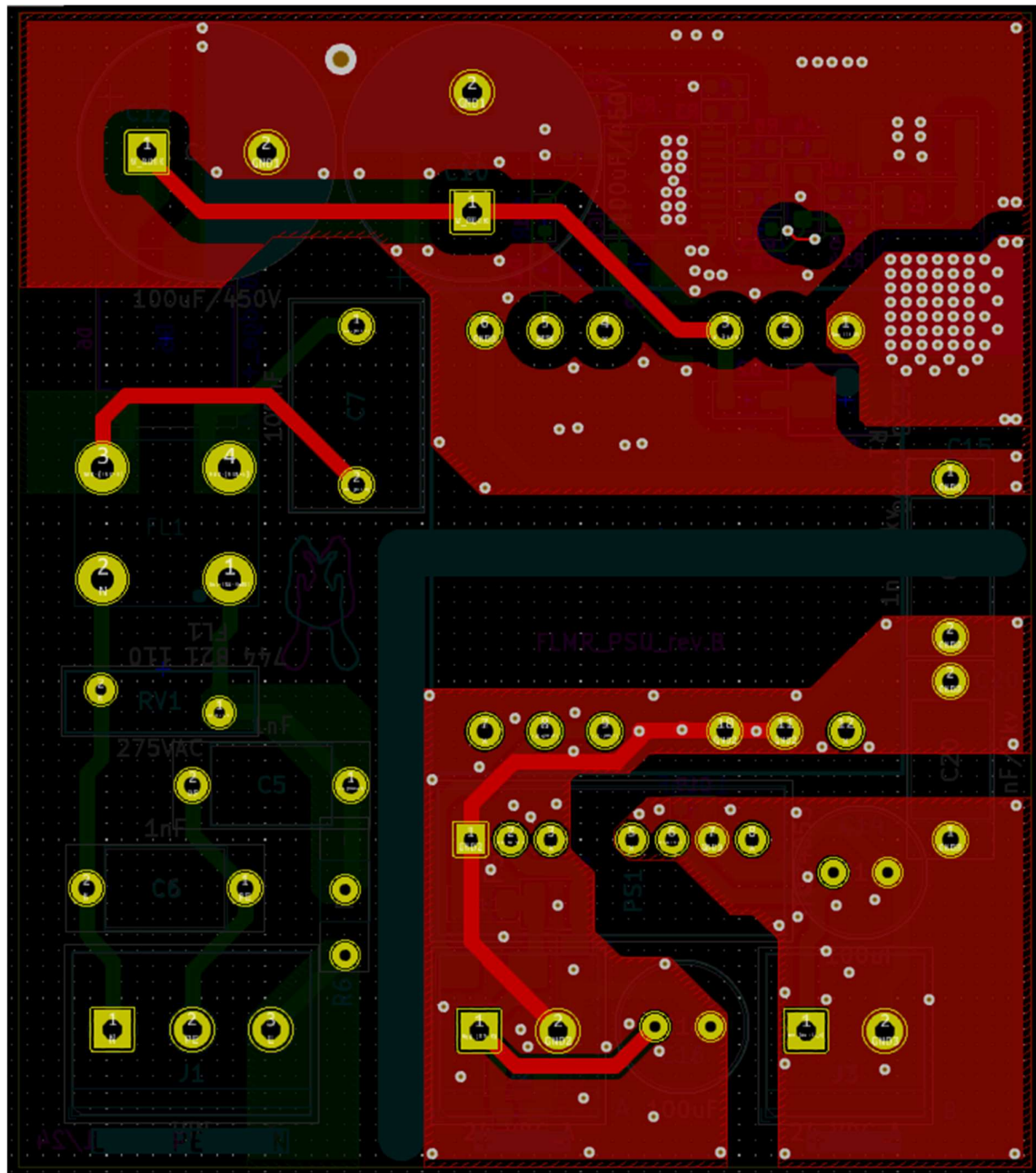


B Návrh desky plošných spojů funkčního vzorku

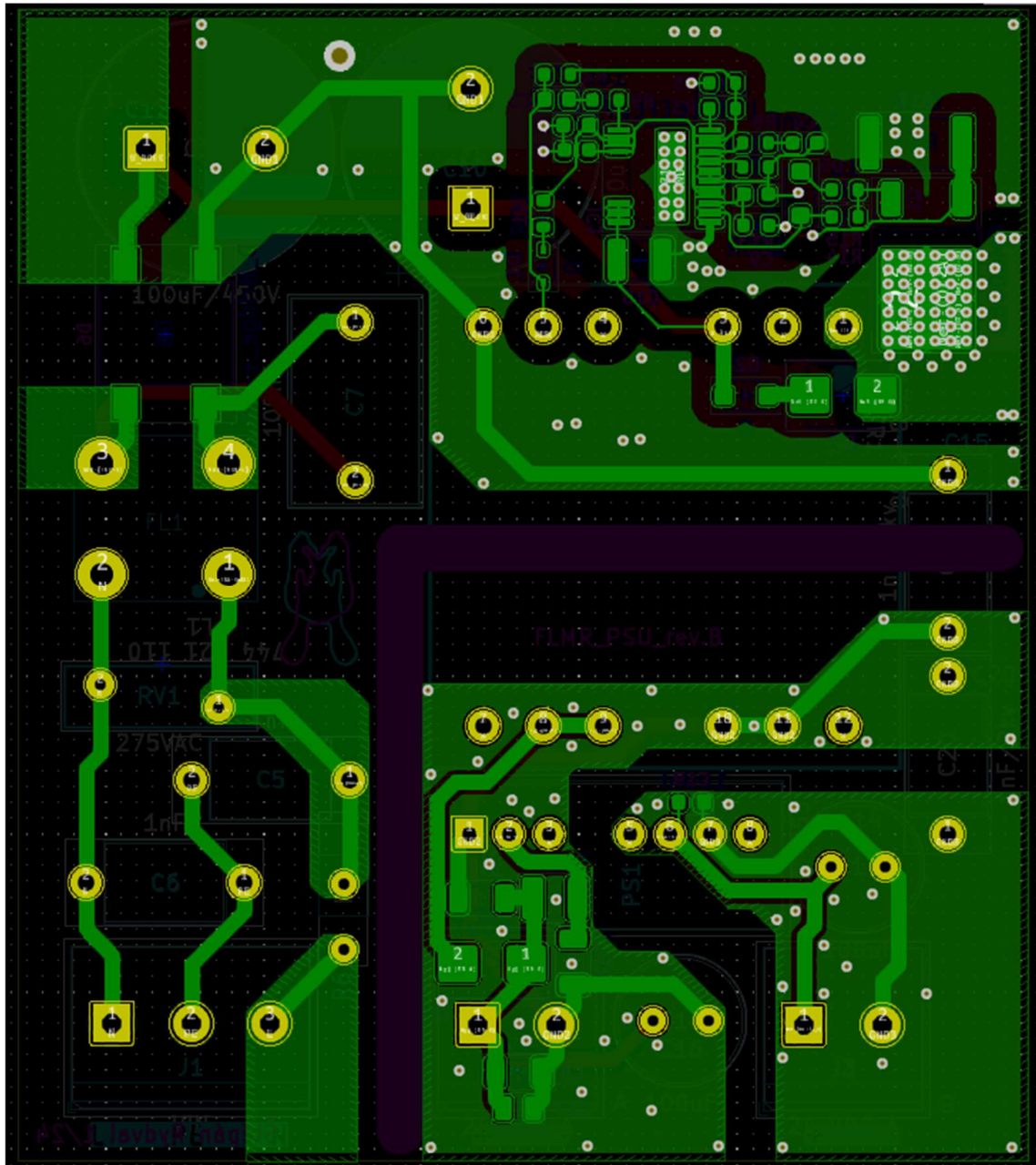
B.1 Všechny vrstvy plošného spoje



B.2 Horní vrstva plošného spoje

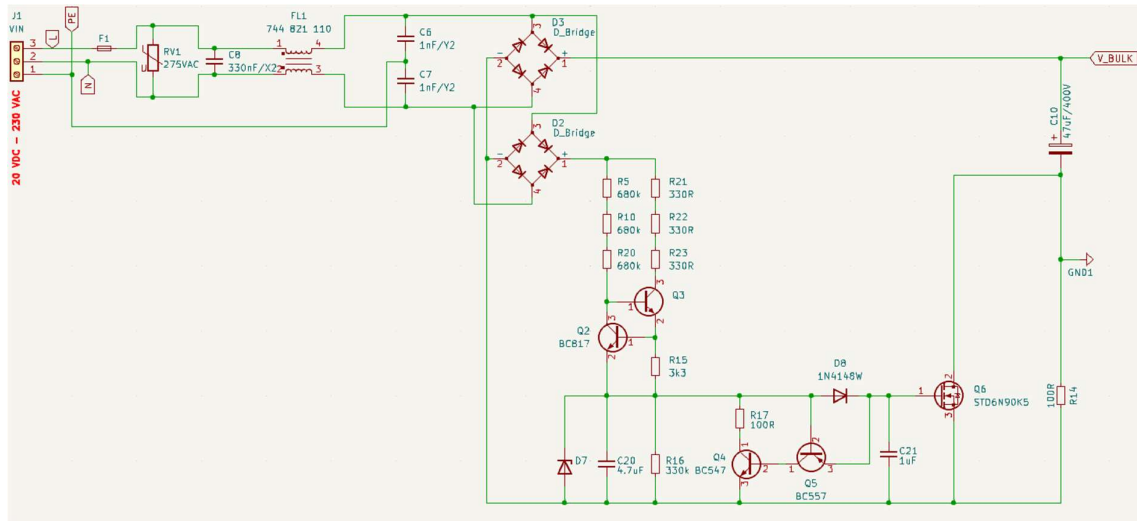


B.3 Spodní vrstva plošného spoje

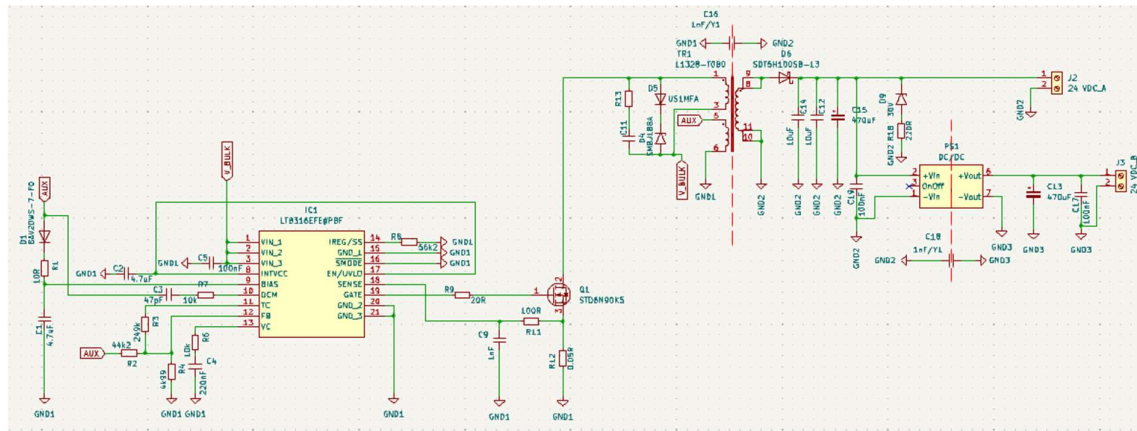


C Schéma finální verze s DC/DC měničem

C.1 EMC filtr, usměrňovač a softstart

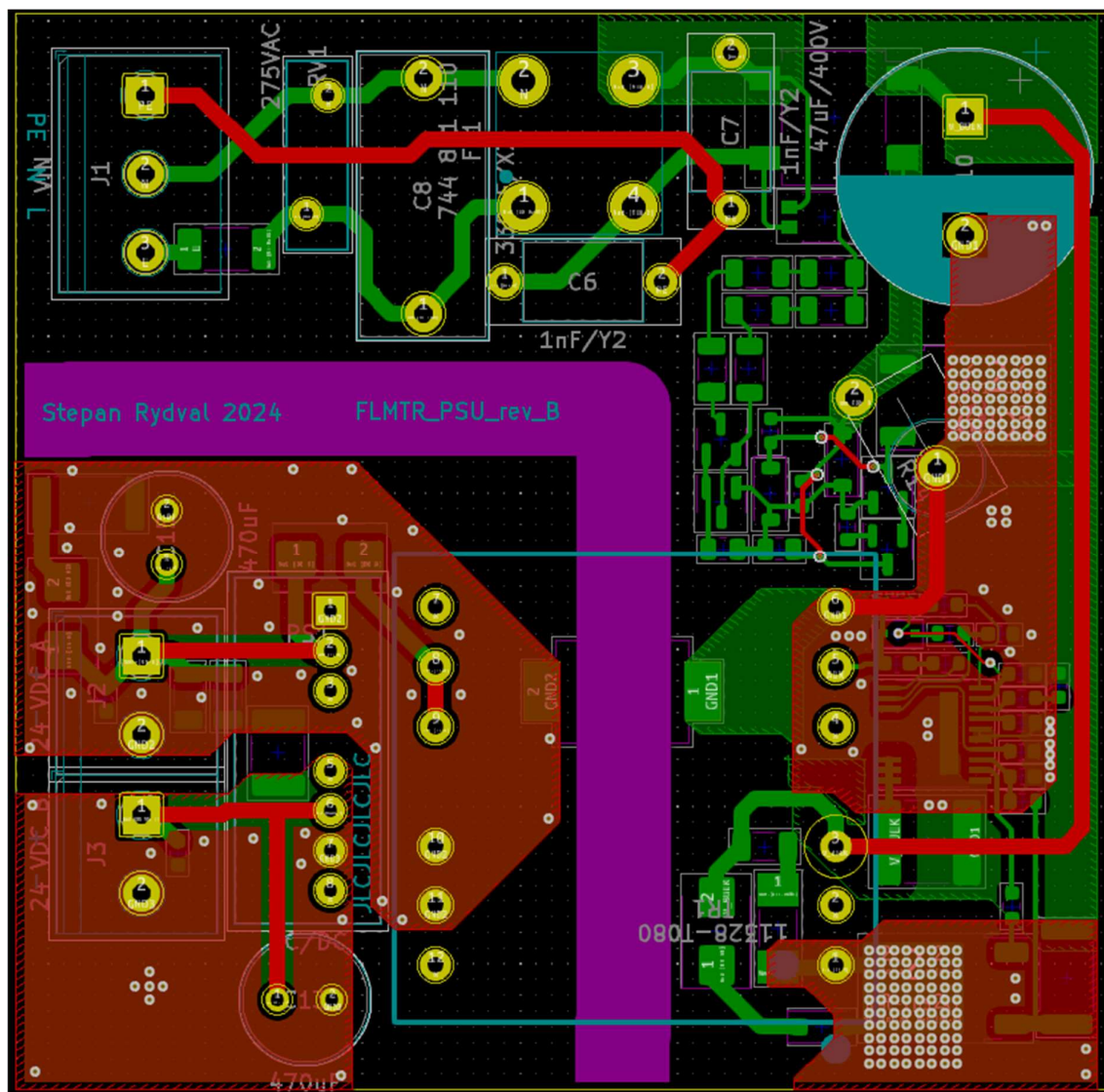


C.2 Řídicí obvod, transformátor, výstup

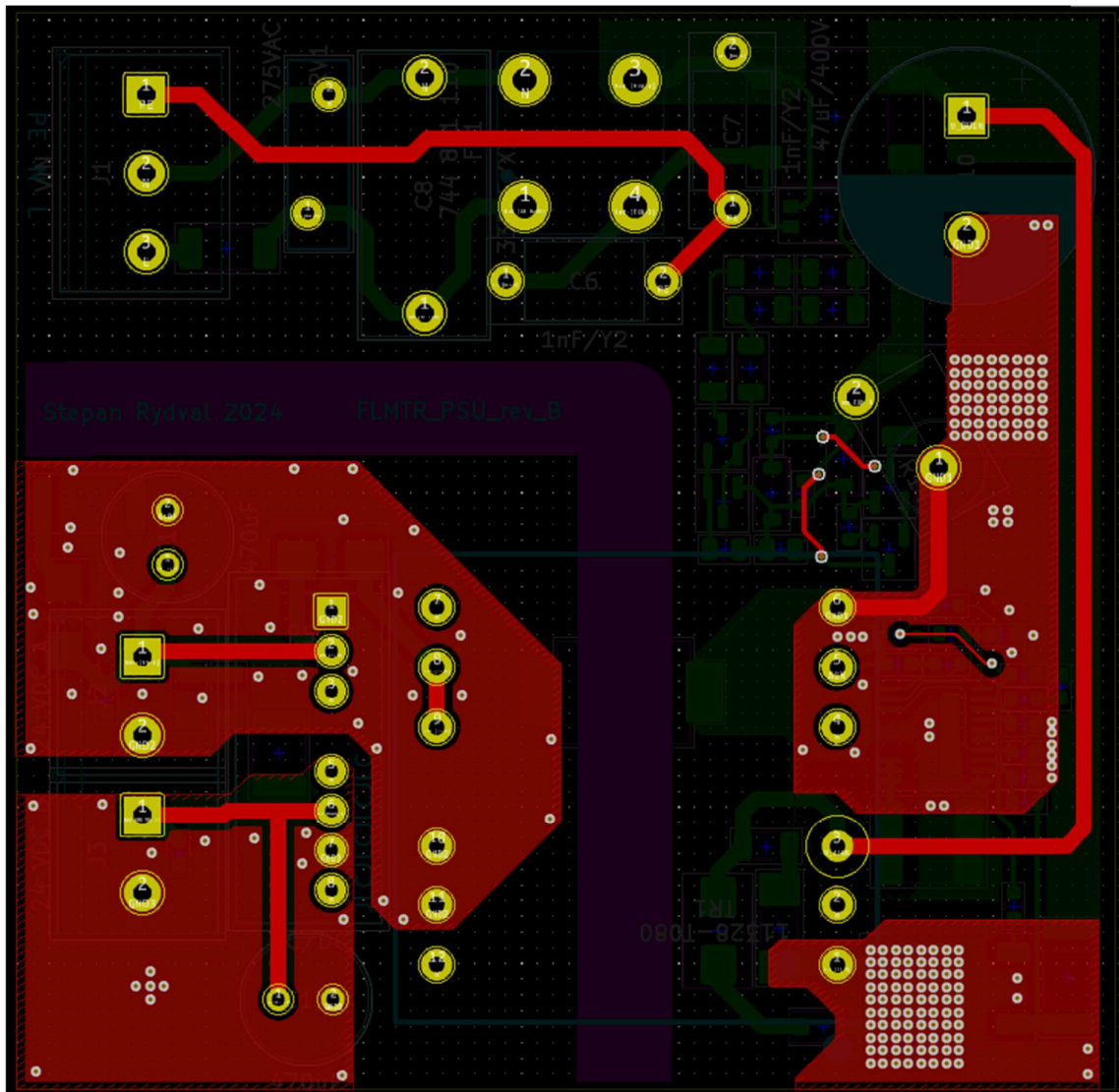


D Návrh desky plošných spojů finální verze s DC/DC měničem

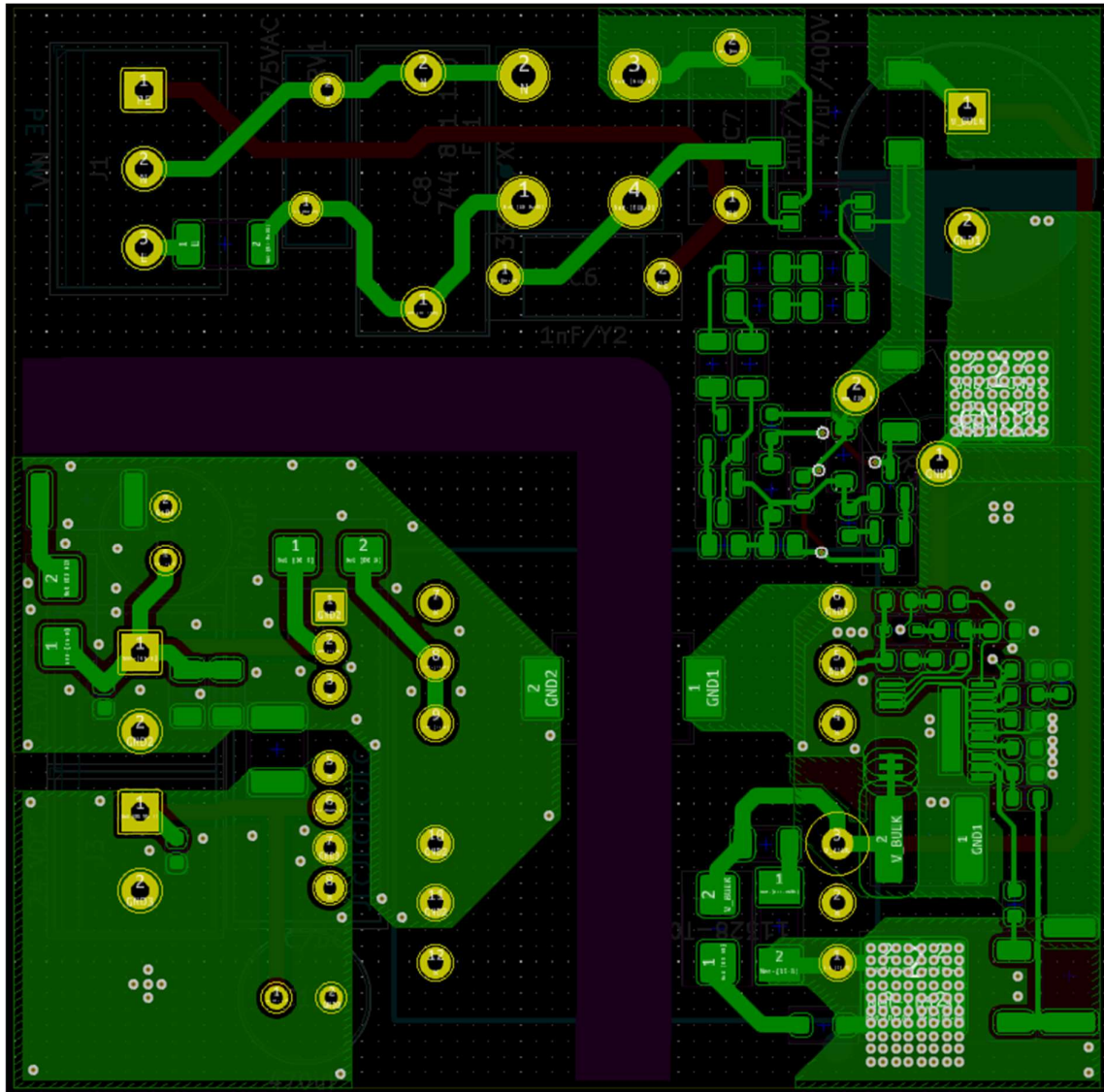
D.1 Všechny vrstvy plošného spoje



D.2 Horní vrstva plošného spoje

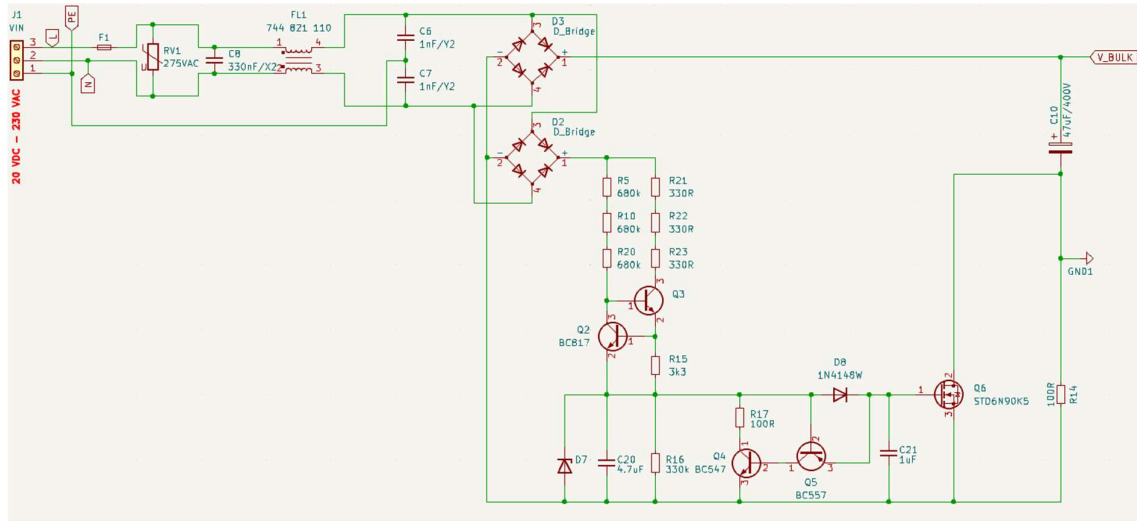


D.3 Spodní vrstva plošného spoje

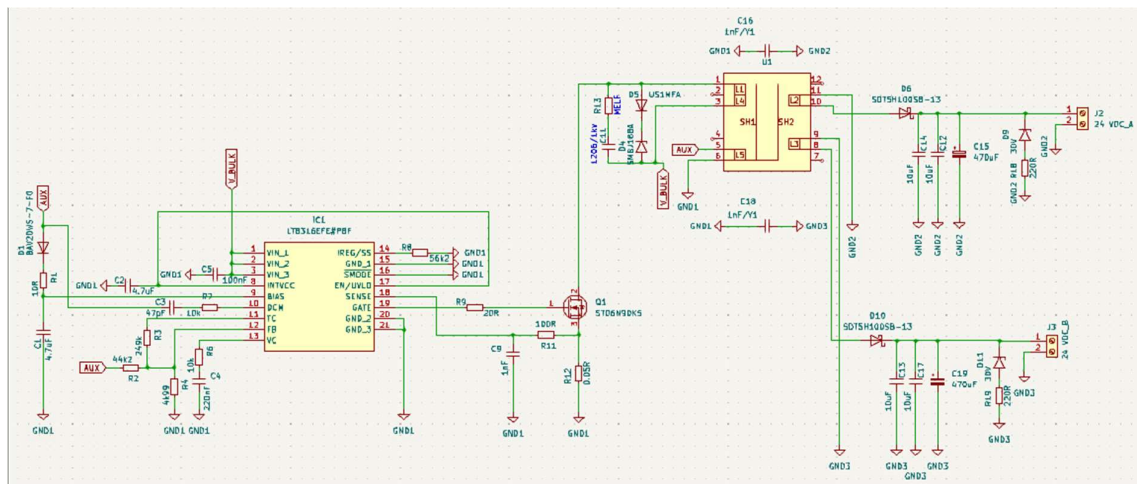


E Schéma finální verze s vyvinutým transformátorem

E.1 EMC filtr, usměrňovač a softstart

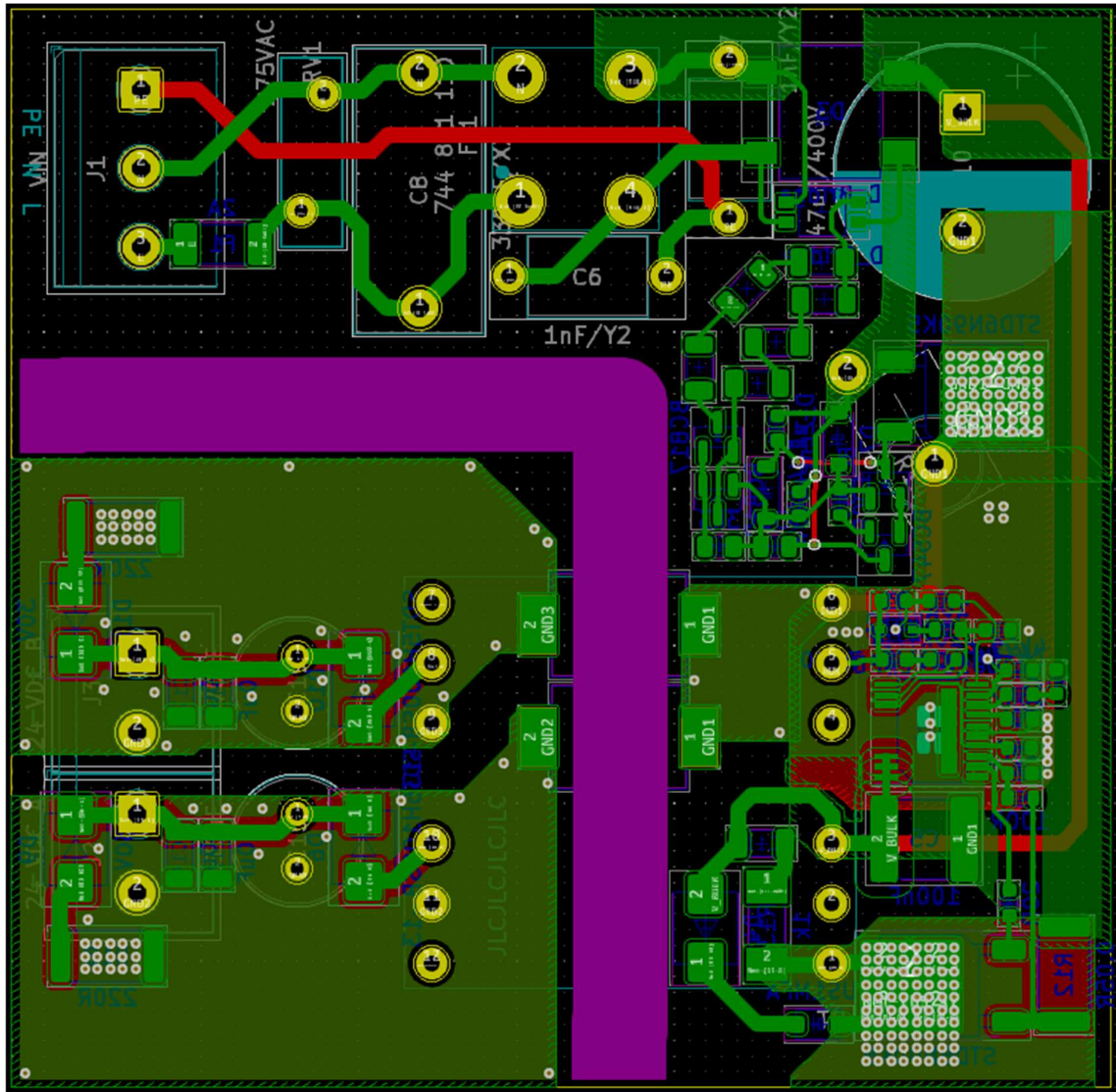


E.2 Řídicí obvod, transformátor, výstup

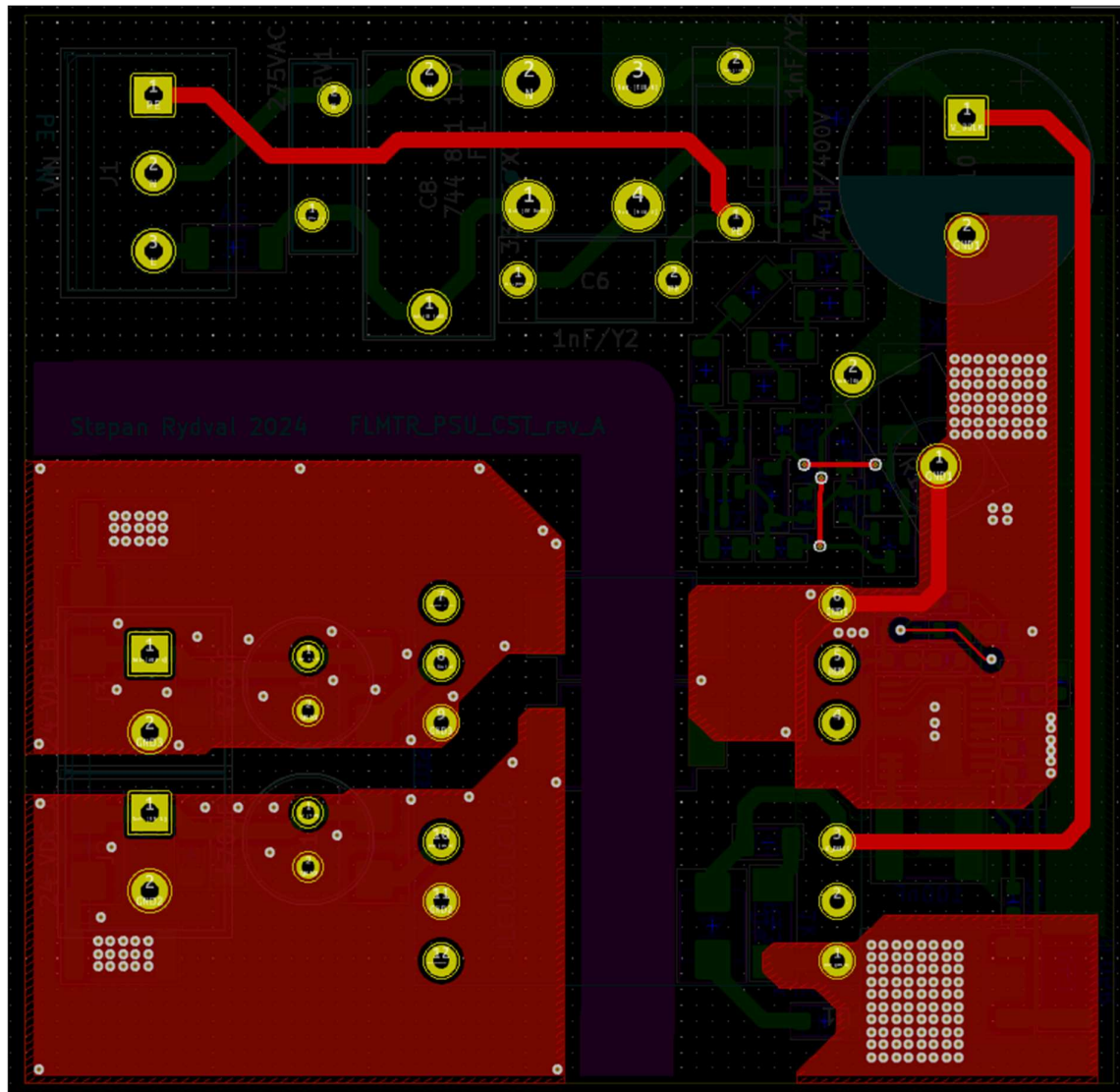


F Návrh desky plošných spojů finální verze s vyvinutým transformátorem

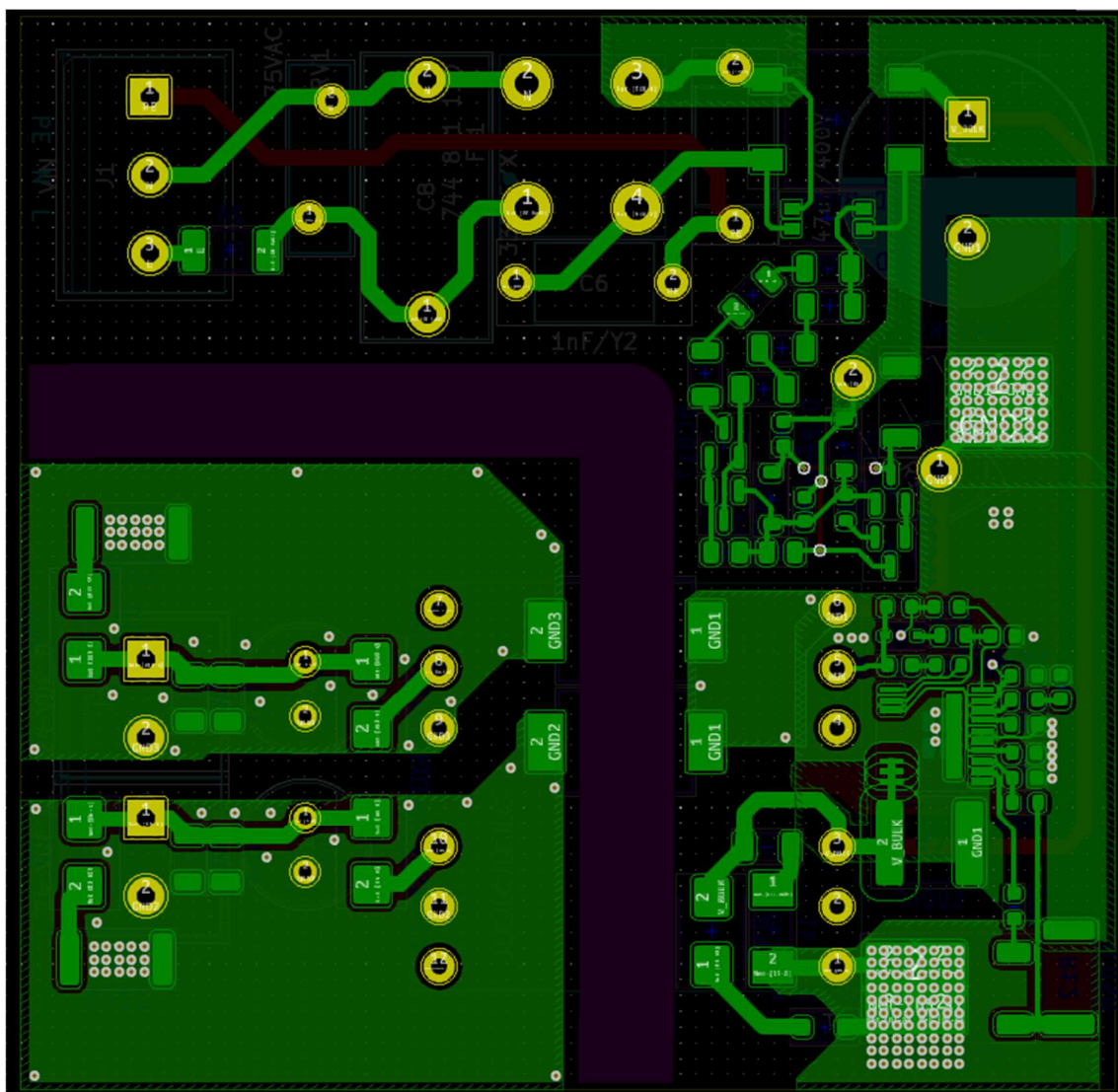
F.1 Všechny vrstvy plošného spoje



F.2 Horní vrstva plošného spoje



F.3 Spodní vrstva plošného spoje



G Seznam komponent finální verze s vyvinutým transformátorem

Designator	Footprint	Quantity	Designation
C8	C_Rect_L18.0mm_W8.0mm_P15.00mm_FKS3_FKP3	1	330nF/X2
J1	TerminalBlock_Philmore_TB133_1x03_P5.00mm_Horizontal	1	VIN
C10	CP_Radial_D16.0mm_P7.50mm	1	47uF/400V
J3	TerminalBlock_Philmore_TB132_1x02_P5.00mm_Horizontal	1	24 VDC_B

J2	TerminalBlock_Philmore_TB132_1x02_P5.00mm_Horizontal	1	24 VDC_A
U1	PQ2620	1	~
C7,C6	C_Disc_D7.5mm_W5.0mm_P10.00mm	2	1nF/Y2
RV1	RV_Disc_D12mm_W3.9mm_P7.5mm	1	275VAC
FL1	744861018	1	744 861 018
C19,C15	C_Radial_D8.0mm_H11.5mm_P3.50mm	2	100uF
R14	R_Axial_DIN0617_L17.0mm_D6.0mm_P5.08mm_Vertical	1	100R
R4	R_0603_1608Metric	1	4k99
R20,R5,R10	R_1206_3216Metric	3	680k
Q1,Q6	TO-252-2	2	STD6N90K5
Q2,Q3	SOT-23	2	BC817
D11,D9	D_SMB	2	30V
R11,R17	R_0603_1608Metric	2	100R
C11	C_1206_3216Metric	1	~
F1	Fuse_2010_5025Metric_Pad1.52x2.65mm_HandSolder	1	2A
R23,R22,R21	R_1206_3216Metric	3	330R
R7,R6	R_0603_1608Metric	2	10k
R19,R18	R_2512_6332Metric	2	220R
D1	D_SOD-323	1	BAV20WS-7-F0
R9	R_0603_1608Metric	1	20R
C2,C1,C20	C_0603_1608Metric	3	4.7uF
Q4	SOT-23	1	BC547
R8	R_0603_1608Metric	1	56k2
C14,C12,C17,C13	C_1206_3216Metric	4	10uF
D4	D_SMB	1	SMBJ188A
IC1	TSSOP-20-1EP_4.4x6.5mm_P0.65mm_EP2.15x3.35mm	1	LT8316EFE#PBF
D2	Diode_Bridge_Diotec_MicroDil_3.0x3.0x1.8mm	1	D_Bridge
D5	D_SOD-123F	1	US1MFA
R13	R_MELF_MMB-0207	1	1k
D3	Diode_Bridge_Vishay_DFS	1	D_Bridge
R15	R_0805_2012Metric	1	3k3
C21	C_0603_1608Metric	1	1uF
C9	C_0603_1608Metric	1	1nF
D10,D6	D_SMB	2	SDT5H100SB-13
R3	R_0603_1608Metric	1	249k
C5	C_2220_5650Metric	1	100nF
C16,C18	DK1E3EA102M86RBH01	2	1nF/Y1
R12	R_2512_6332Metric	1	0.05R

D7	D_SOD-123	1	D_Zener
C4	C_0603_1608Metric	1	220nF
Q5	SOT-23	1	BC557
R2	R_0603_1608Metric	1	44k2
R16	R_0805_2012Metric	1	330k
D8	D_SOD-123	1	1N4148W
R1	R_0603_1608Metric	1	10R
C3	C_0603_1608Metric	1	47pF