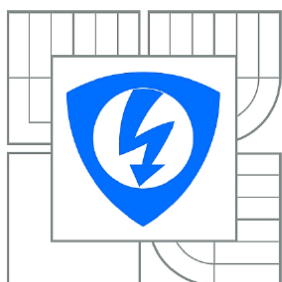


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SPÍNANÝ NAPÁJECÍ ZDROJ

SWITCHED POWER SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

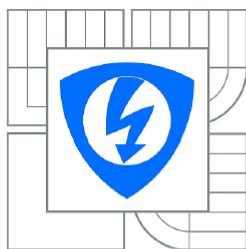
Bc. JAKUB KRIST

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. MICHAL PAVLÍK, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav mikroelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

Mikroelektronika

Student: Bc. Jakub Krist
Ročník: 2

ID: 125504
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Spínaný napájecí zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhnete a realizujete síťový spínaný napájecí zdroj topologie Push-Pull s výstupním výkonem 650VA při 300V. Implementujte omezení zkratového proudu a pro regulaci použijte proudové řízení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 29.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Ing. Vladislav Musil, CSc.

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

Náplní této práce je navrhnout obvodové řešení zdroje napětí pomocí topologie Push-pull. Práce popisuje teoretické základy dané problematiky s návazností na reálný návrh a výpočet obvodových prvků.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, Push-pull, Buck, Boost PFC, Účíník, DC-DC měnič, transformátor

Abstract

The thesis is focused on design the switching power supply according to Push-pull topology rules. The work describes basic theoretic principles of Push-pull topology with design of circuit and circuit elements.

Keywords

Switching power supply, Push-pull, Buck, Boost PFC, Power factor DC-DC converter, transformer

Bibliografická citace

KRIST, J. *Spínaný napájecí zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 74 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Michal Pavlík, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Spínaný napájecí zdroj* 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 tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29.5.2014

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Michalu Pavlíkovi, Ph.D. za příkladné vedení, odbornou konzultaci a čas věnovaný řešení problémů při návrhu a realizaci spínaného zdroje.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072
Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

Obsah

Obsah	6
Úvod	9
1 Teoretický rozbor problému	10
2 Teoretický rozbor použitých topologií	11
2.1 Topologie Boost- PFC	11
2.2 Teoretický rozbor topologie Buck	14
2.3 Teoretický rozbor topologie Push-pull	16
2.3.1 Princip funkce.....	16
2.3.2 Systém proudového řízení	19
2.3.3 Rovnice pro výpočet obvodových veličin primární strany.....	20
2.3.4 Rovnice pro výpočet obvodových veličin sekundární strany	21
2.3.5 Rovnice pro výpočet parametru MOSFET tranzistorů.....	23
2.3.6 Rovnice pro výpočet spínacích ztrát měniče	23
2.3.7 Rovnice pro výpočet parametrů výstupní cívky	24
2.3.8 Rovnice pro výpočet parametrů výstupního kondenzátoru	25
3 Praktický návrh topologie Boost PFC	26
3.1 Výpočet základních parametrů	26
3.1.1 Výpočet velikosti vstupního proudu.....	26
3.1.2 Výpočet hodnoty indukčnosti a výběr cívky	27
3.1.3 Výpočet hodnoty vstupního kondenzátoru	28
3.1.4 Výpočet hodnoty výstupního kondenzátoru	29
3.2 Výpočet obvodových prvků pro kontrolér IR1155	29
3.2.1 Výpočet rezistorů pro proudové řízení	30
3.2.2 Proti-zkratová ochrana.....	30
3.2.3 Odrušení proudového řízení	31
3.2.4 Výpočet hodnot rezistorů pro napěťové řízení	31
3.2.5 Výpočet rezistorů pro přepětovou ochranu	32
3.2.6 Výpočet velikosti kondenzátoru pro nastavení pracovní frekvence.....	33
3.2.7 Výpočet kondenzátoru pro plynulý rozběh měniče	33
3.2.8 Kompenzace zpětnovazební smyčky	34
4 Oživení topologie Boost PFC	37
4.1 Oživení kontroléru a obvodových prvků	37
4.2 Měření účinnosti a faktoru korekce	39

5	Praktický návrh topologie Buck	41
5.1	Shrnutí informací pro návrh měniče	41
6	Oživení topologie Buck	43
7	Praktický návrh topologie Push-pull	44
7.1	Výpočet základních parametrů	44
7.2	Výpočet parametrů transformátoru	45
7.2.1	Výpočet tloušťky drátu pro navinutí jádra	46
7.2.2	Měření parametrů strojně motaného transformátoru	50
7.2.3	Výpočet velikosti indukce výstupní cívky	51
7.2.4	Výpočet velikosti kapacity výstupního kondenzátoru	51
7.3	Návrh zpětnovazebních prvků	51
7.3.1	Zpětná vazba v primární části transformátoru – proudové řízení	51
7.3.2	Napěťová zpětná vazba v sekundární části – napěťové řízení	54
8	Oživení topologie Push-pull	57
8.1	Oživení kontroléru UC28025	57
8.2	Celkové ověření funkce topologie Push-pull	58
8.3	Test s reálným napětím	61
9	Závěr	63
	Návrh řešení problému	64
10	Použitá literatura	65
	Seznam použitých zkratk	66
	Seznam příloh	67
	B) Obvodové schéma snižujícího zdroje napětí v topologii Buck	68
	C) Obvodové schéma dvojčinného měniče v topologii Push-pull	69
	D) Deska plošného spoje celkového zdroje – vrchní strana, negativní šablona	70
	E) Deska plošného spoje celkového zdroje – spodní strana, negativní šablona	71
	F) Osazovací plán – vrchní strana	72
	G) Osazovací plán – spodní strana	73
	A) Foto čtvrté testovací verze zdroje	74

Seznam obrázků

Obr.1: Blokové schéma zapojení navrhovaného zdroje	10
Obr.2: Schéma zvyšujícího měniče napětí [6]	11
Obr.3: Hranice mezi spojitým a nespojitým režimem [2]	12
Obr.4: Kontinuální pracovní režim korektoru[2]	13
Obr.5: Schéma topologie Buck [3]	14
Obr.6: Grafy průběhů napětí a proudů v topologii Buck [3]	15
Obr.7: Základní zapojení topologie Push-Pull[7]	16
Obr.8: Průběh napětí a proudů v topologii Push-pull[7]	17
Obr.9: Magnetizační křivka transformátoru v Push-pull topologii [7]	17
Obr.10: Průběh proudů primárním vinutím při nerovnovážném magnetickém toku [4]	19
Obr.11: Princip funkce proudového řízení [6]	19
Obr.12: Průběh napětí a proudů na sekundární straně [8]	22
Obr.13: Graf průběhu vzniku spínacích ztrát [8]	24
Obr.14: Cívka topologie Boost PFC[12]	28
Obr.15: Principiální schéma aktivního korektoru účinníku s obvodem IR1155	29
Obr.16: Odrušovací filtr pro zachování integrity proudového řízení	31
Obr.17: Schéma zapojení napěťové zpětné vazby	32
Obr.18: Schéma zapojení přepětové ochrany	33
Obr.19: Model přenosového schématu pro řízení kontroléru [11]	35
Obr.20: Průběh napětí na interním oscilátoru	37
Obr.21: Průběh napětí na elektrodě D tranzistoru při zatížení výstupu zátěží 330W	38
Obr.22: Zvlnění výstupního napětí	38
Obr.23: Grafické znázornění fáze odebíraného proudu ku napětí, zátěž 30 W	40
Obr.24: Grafické znázornění fáze odebíraného proudu ku napětí, zátěž 380 W	40
Obr.25: Obvodové schéma topologie Buck	41
Obr.26: Návrh vrstev transformátoru	48
Obr.27: Finální podoba ručně motaného transformátoru	48
Obr.28: Finální podoba strojně motaného transformátoru	50
Obr.29: Proudová zpětná vazba v primární části	52
Obr.30: Schéma zapojení obvodových prvků pro kompenzaci sklonu	53
Obr.31: Schéma zapojení napěťové zpětné vazby a kompenzačních prvků	54
Obr.32: Průběh napětí na časovacím kondenzátoru	57
Obr.33: Naměřené průběhy na výstupech kontroléru	58
Obr.34: Průběhy napětí na elektrodách D spínacích tranzistorů	59
Obr.35: Průběhy napětí na časovacím kondenzátoru (vrchní průběh)spolu s úbytkem napětí na sledovacím odporu (spodní průběh)	60
Obr.36: Průběh napětí na výstupních diodách	61
Obr.37: Deska plošného spoje celkového zdroje – Vrchní strana, negativní šablona	70
Obr.38: Deska plošného spoje celkového zdroje – Spodní strana, negativní šablona	71
Obr.39: Osazovací plán– vrchní strana	72
Obr.40: Osazovací plán– spodní strana	73
Obr.41: Foto poslední testovací verze	74

Úvod

Oblast elektronických zařízení se neustále rozšiřuje a se vzrůstající miniaturizací a počtem interních součástí roste i spotřeba elektrické energie. Protože dochází k neustálému vývoji zvyšování integrace prvků na čípech a celkové redukci velikosti zařízení, roste i potřeba vyvíjet napájecí zdroje menších rozměrů při zachování dostatečného výkonu.

Tato práce se zaměřuje právě na konkrétní oblast napájení moderních elektronických zařízení a věnuje se návrhu spínaného zdroje vysokého výkonu pro speciální aplikace.

1 Teoretický rozbor problému

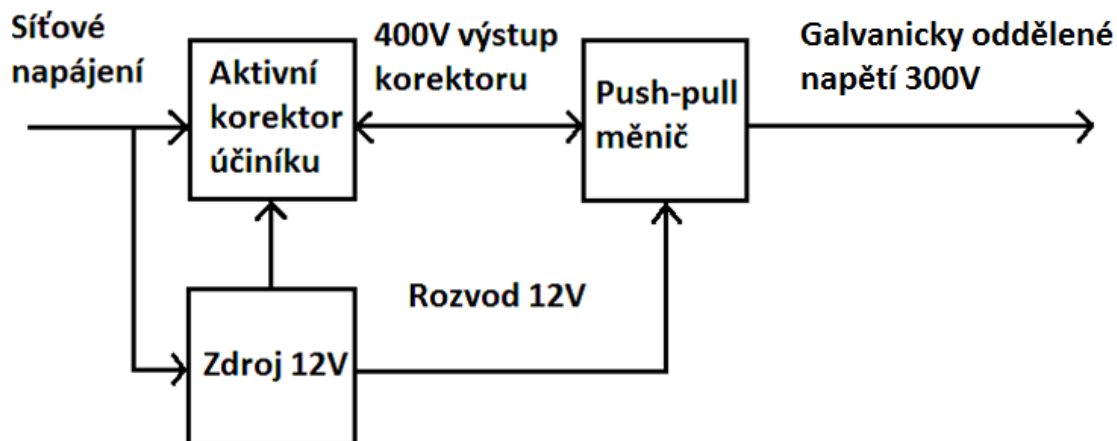
Zadání diplomové práce udává realizaci spínaného zdroje topologií Push-pull s výstupním výkonem 650 VA. Jelikož se jedná o zdroj s poměrně vysokým výstupním výkonem, je nutno nahlížet na návrh globálního hlediska a brát v úvahu také dopad činnosti zdroje na okolí.

V roce 2001 byly Evropskou Unií stanoveny limity pro rušení rozvodné sítě vyššími harmonickými složkami. Zdroje nad 50 VA pro nespecifikované účely musí splňovat faktor korekce 0,9. To znamená použití aktivního/pasivního korektoru účinnosti pro zdroje, které této hodnoty nedosahují.[6]

Pro realizaci zdroje pohybující se vysoko nad hranicí 50 VA bude proto nutné do celkového návrhu zahrnout i výpočet a konstrukci PFC, neboli aktivního korektoru účinnosti (z angl. překladu: *Power Factor Corrector*). Pro tento zdroj bude volena topologie Boost PFC neboli zvyšující měnič napětí.

Dále bylo zapotřebí vyřešit napájení nízkonapěťových prvků zařízení, jelikož vstupní napětí je síťové a výstupní napětí se pohybuje okolo 300 V. Je tak nutné realizovat další spínaný zdroj s výstupním napětím 12 V a relativně nízkým výkonem pro rozvod pro napájení kontrolérů ostatních topologií. Pro napáječ se jeví jako nejvýhodnější základní topologie Buck neboli snižující měnič napětí.

Celková realizace se tedy bude skládat z návrhu a konstrukce tří spínaných napájecích zdrojů. Blokové schéma návrhu je zobrazeno na obr.1.



Obr.1: Blokové schéma zapojení navrhovaného zdroje

Zdroj bude navrhován na evropské síťové napětí s 18 % rozptylem vstupního napětí neboli 195V až 265 V (Česká norma ČSN 33 0121 připouští distribuční odchylku napětí max. 10 %).

2 Teoretický rozbor použitých topologií

Koncept napájecího spínaného zdroje s sebou nese propojení tří samostatných měničů napětí. Každý měnič má svou specifickou a nezastupitelnou úlohu, kterou zajišťuje vybraná topologie měniče. V této kapitole budou detailně popsány použité topologie a to zvyšující měnič, snižující měnič a dvojčinný měnič Push-pull.

Jádrem diplomové práce je měnič topologie Push-pull, proto bude tato topologie rozebrána detailně. Teoretický rozbor topologie Boost a Buck bude pouze okrajový.

2.1 Topologie Boost- PFC

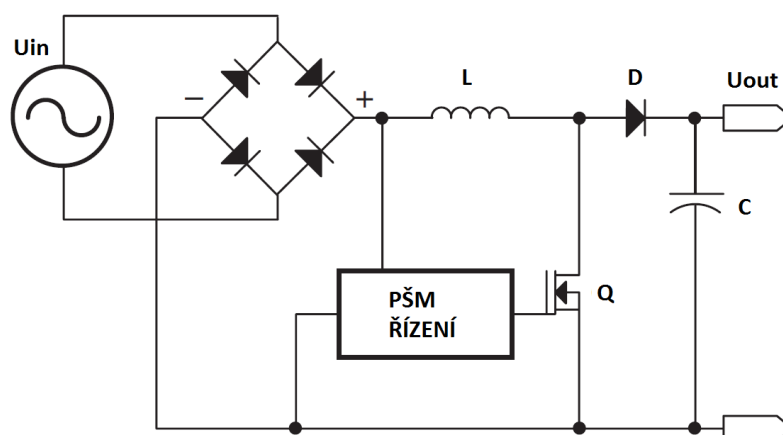
Důvodem použití zvyšujícího měniče na vstupu zdroje je zajištění korekce jeho účinníku a tak splnění požadavků na elektromagnetickou kompatibilitu zařízení.

Korekce účinníku

Účinník definuje poměr mezi skutečným a zdánlivým výkonem zdroje. Reálně udává absolutní hodnotu kosinu fázového rozdílu mezi napěťovým a proudovým průběhem. Hodnota účinníku tak může nabývat hodnot v rozmezí od 0 až 1. Pokud je napětí ve fázi s proudem, je hodnota účinníku 1, jelikož kosinus 0° je roven jedné. Hlavním důvodem udržení účinníku blízko hodnoty 1 je zajistit, aby měl celkový obvod charakteristiku rezistivní zátěže. [6]

Topologie zvyšujícího měniče napětí

Pro aktivní korektory účinníku se používá topologie zvyšujícího měniče napětí v různých pracovních režimech. Zjednodušené schéma zvyšujícího měniče je na obr.2. [1] [2] [6]



Obr.2: Schéma zvyšujícího měniče napětí [6]

Tyto měniče zvyšují napětí pomocí cívek, které nahromaděnou energii superponují na vstupní napětí. Pokud cívka není naindukována, výstupní napětí je rovno vstupnímu napětí. Při sepnutí tranzistoru dochází k naindukování cívky. Proud cívkou roste a jeho velikost je dána rovnicí (1). [1] [6]

$$I_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int U_L dt + i_0 \quad (1)$$

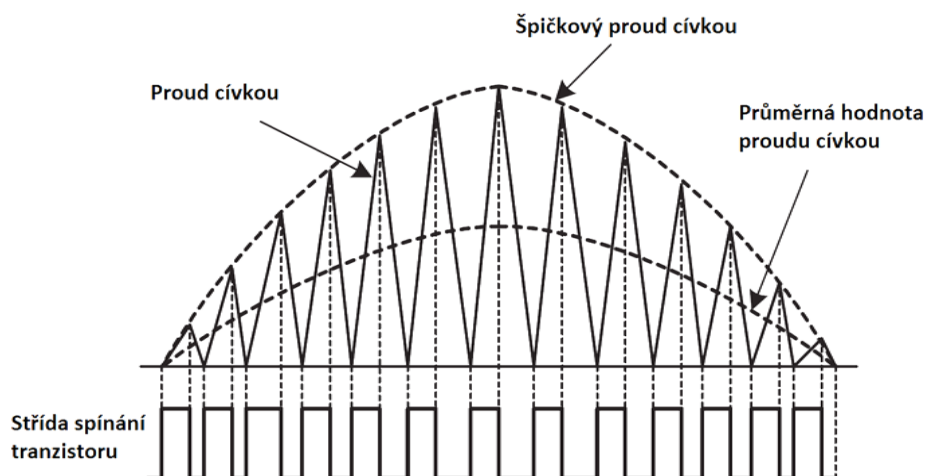
Napětí U_L na cívce exponenciálně roste, dokud nedosáhne velikosti napájecího napětí. Jakmile dojde k zavření tranzistoru, proud cívkou I_L klesá z maximální hodnoty na nulu. Napětí na cívce může být vypočteno rovnicí (2). [3] [7]

$$u_L(t) = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (2)$$

Zjednodušeně řečeno, velikost napětí je rovné L-násobné změně proudu za jednotku času. Po skokové změně napětí na cívce (rozepnutí spínače) přejde do tzv. generátorického režimu. V ideálním případě se na cívce indukuje nekonečně velké napětí opačné polaroty (směr toku el. proudu zůstane zachován). Nicméně indukčnosti nemají ideální parametry. Jejich sériový odpor nabývá určité nenulové hodnoty a omezuje tak vznik „nekonečně vysokého napětí“ na určitou hodnotu. Toto napětí se pak přičítá k velikosti vstupního napětí a na výstupu tak vzniká napětí zvýšené. [6]

Pracovní režimy

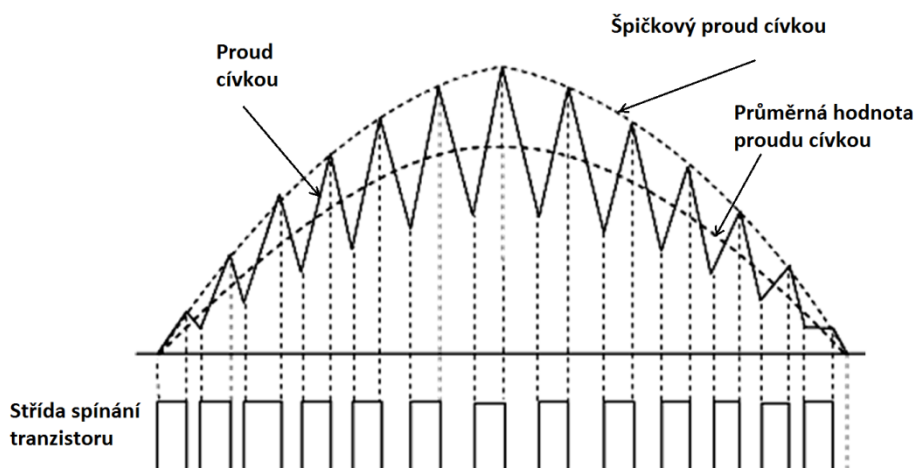
Pracovní režim korektoru účinnosti se dělí podle charakteru pracovního proudu na spojitý a nespojitý. Nespojitý režim nastává, jakmile spínací prvek sepne cívku v okamžiku, kdy proud cívkou klesne na nulu a naopak rozezne, když proud dosáhne referenční hodnoty. Průběh je zobrazen na obr.3. [1] [2] [7]



Obr.3: Hranice mezi spojitým a nespojitým režimem [2]

Nespojitý režim může být použit pro měniče napětí do celkového výkonu nepřekračující hodnotu 300 VA. Nespojité režim má oproti spojitému režimu dvě nevýhody. Vyžaduje větší jádra cívek a je namáhán větším rozkmitem napětí, čímž se více uplatňují ztráty vlivem skin efektu, viz kapitola 7.2.1. [6]

Spojité režim je typicky používán pro měniče s výkonem vyšším než 300 VA. Princip funkce je oproti nespojitému režimu rozdílný v době spínání cívky. Při spínání cívky nikdy nedojde k poklesu proudu cívkou na nulovou hodnotu a cívkou je tak udržován neustálý průtok proudu. Průběh napětí a proudu je zobrazen na obr.4. [3] [6]



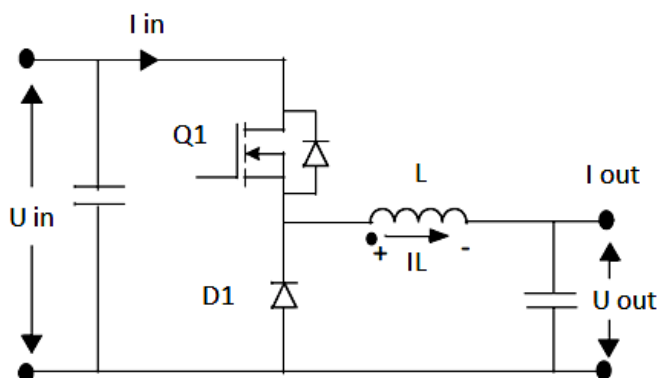
Obr.4: Kontinuální pracovní režim korektoru[2]

Ve spojitém režimu dochází k menšímu rozkmitu napětí na cívce a tím k menšímu uplatnění skin efektu. Nevýhodou je použití velmi rychlých diod na výstupu z důvodu omezení ztrát na minimum. V navrhovaném korektoru účinníku bude využito právě kontinuálního pracovního režimu.

2.2 Teoretický rozbor topologie Buck

Snižující měniče napětí jsou v dnešní době vysoce využívané, dosahují velmi dobré účinnosti a vyznačují se poměrně jednoduchým obvodovým zapojením.

Jedná se o zdroje redukcující velikost vstupního napětí na výstupní napětí s požadovanou hodnotou, která je vždy menší než velikost vstupního napětí. Principiální schéma snižujícího měniče napětí v topologii Buck je znázorněna na obr.5. [3]



Obr.5: Schéma topologie Buck [3]

Analogicky je možno celkovou funkci odvodit z názvu topologie, Buck z anglického překladu „kyblík“. Pomyslný „kyblík“ v zapojení reprezentuje výstupní kondenzátor spolu s cívkou. Tato kombinace tvoří jakousi zásobárnu energie. Pokud je energie vyčerpána, dojde k doplnění energie ze vstupního zdroje a čeká se na opětovné vyprázdnění zásoby. Celý cyklus se neustále opakuje. [3] [4]

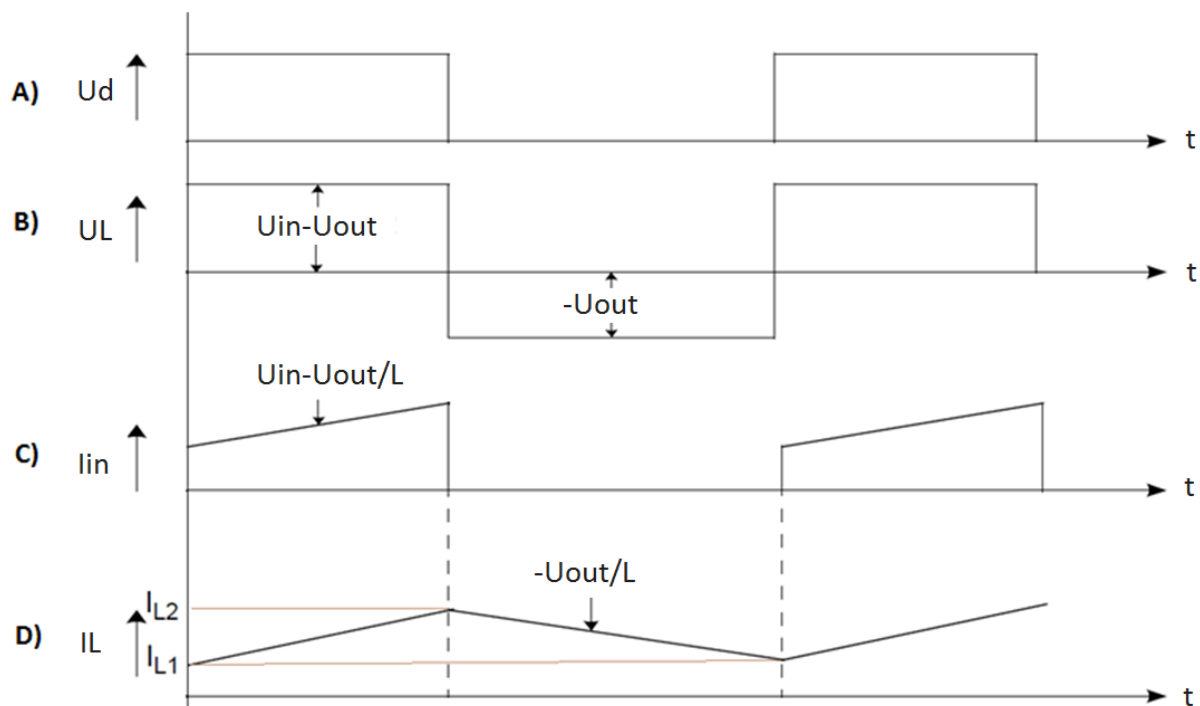
Princip obvodové funkce

Spínací prvek je umístěn do série se zdrojem vstupního napětí. Vstupní napětí je tak přiloženo na spínací prvek a filtr typu dolní propust tvořený cívkou a kondenzátorem.

V ustáleném stavu, kdy je spínací prvek zapnut po dobu T_{on} , vstup poskytuje energii pro výstup. Během této periody teče proud cívkou L skrze tranzistor a na cívce se vytvoří napěťový rozdíl vstupního a výstupního napětí. Cívka se tak indukuje a proud skrz ní stoupá z hodnoty I_{L1} na hodnotu I_{L2} , Obr.6 graf D. [7] [8]

Během periody T_{off} , kdy je tranzistor zavřený, poskytuje naindukovaná cívka energii na výstup. Při vypnutí tranzistoru došlo ke změně polarity napětí na cívce obr.6 graf B.

Dioda $D1$ je nyní pro napětí na cívce polarizovaná propustně a poskytuje cestu pro průchod proudu na výstup. Proud cívkou během periody T_{off} klesá z hodnoty I_{L2} na hodnotu I_{L1} obr.6 graf D. [7] [8]



Obr.6: Grafy průběhů napětí a proudů v topologii Buck [3]

Výpočet velikosti výstupního napětí může být proveden pomocí rovnice (3), kde D je střída spínání tranzistoru. [7] [8]

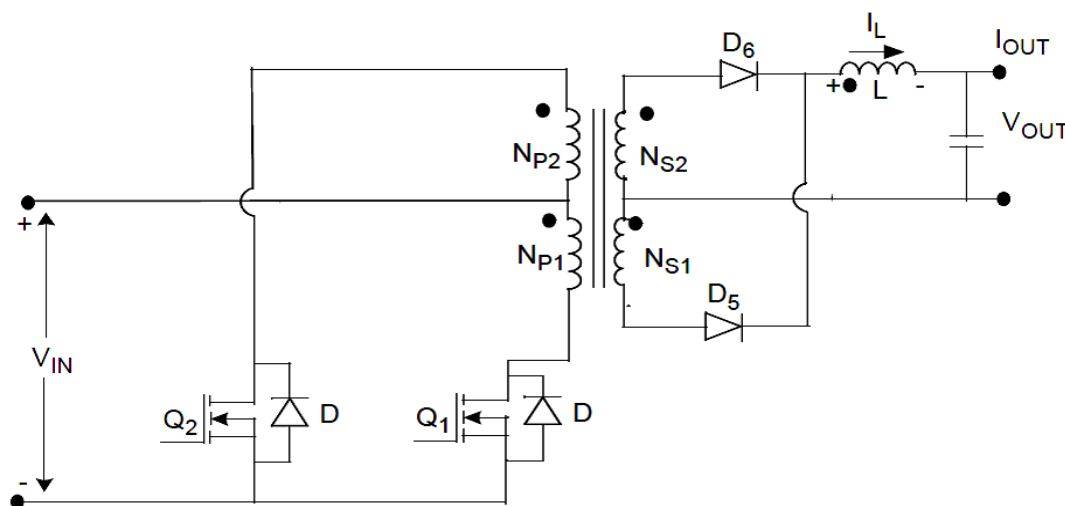
$$U_{OUT} = D \cdot U_{IN} \quad (3)$$

Střída D spínání tranzistoru může být určena rovnicí (4).

$$D = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (4)$$

2.3 Teoretický rozbor topologie Push-pull

Hlavní náplní diplomové práce je zdroj tvořený topologií Push-pull. Princip její funkce bude proto podrobně teoreticky popsán. Rozbor funkce se zaměří na principiální obvodové schéma a podrobně popíše jeho chování. Topologie Push-pull se řadí do oblasti dvojčinných měničů napětí. Jedná se o měnič s izolovaným výstupem vycházející z topologie propustných měničů. Základní principiální schéma je na obr.7.



Obr.7: Základní zapojení topologie Push-Pull[7]

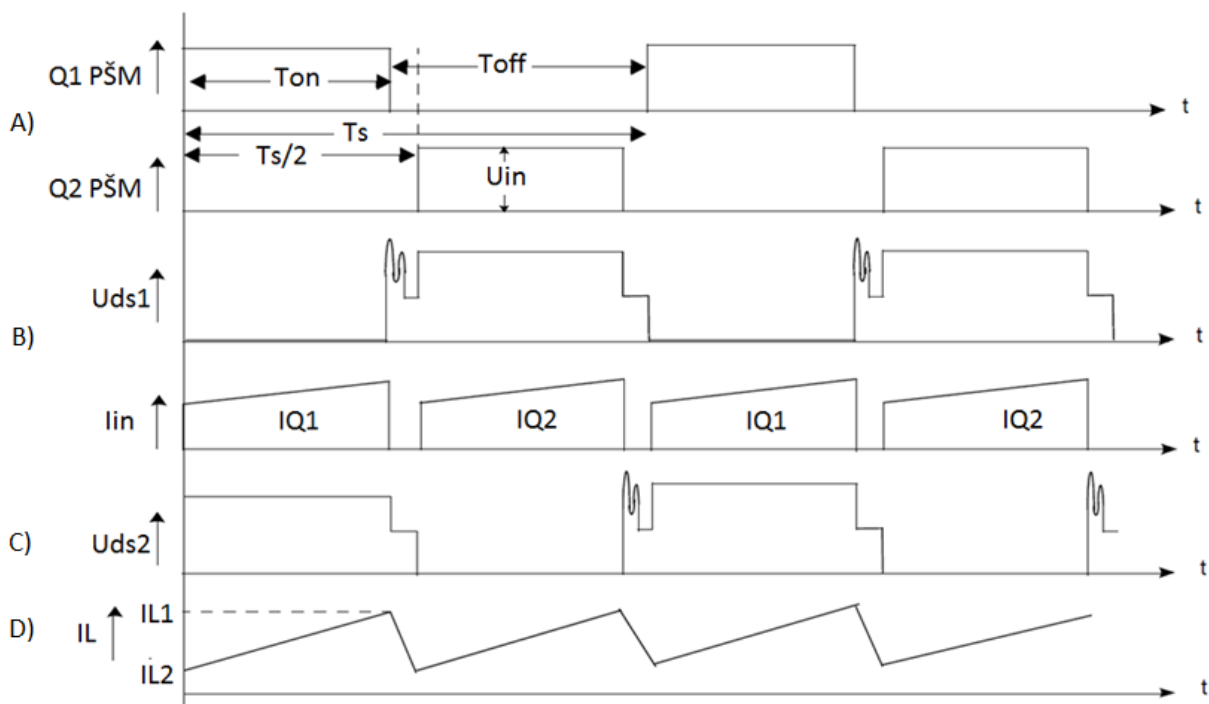
2.3.1 Princip funkce

Princip funkce je založen na postupném spínání dvou polovin primárního vinutí transformátoru k zemi pomocí dvou spínacích tranzistorů Q_1 a Q_2 . Polovina primárního vinutí je tak spínána a rozepínána během jedné poloviny pracovního cyklu. Střídavým spínáním prochází vinutím transformátoru obdélníkový proud a transformátor je tak střídavě magnetizován. [1] [3]

Transformátor plní funkci konverze primárního napětí a zároveň galvanického oddělení výstupníhoho. Primární i sekundární vinutí jsou realizována s vyvedeným středem. Spínací tranzistory jsou řízeny obvodem pulzně šířkové modulace (PŠM) a střídavě vytvářejí tok v obou vinutích transformátoru. [7] [9]

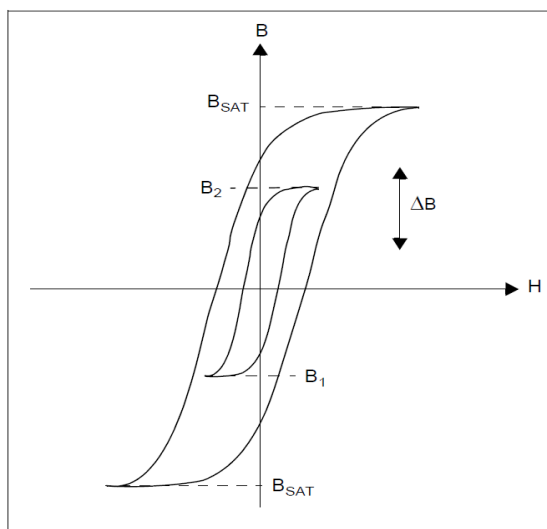
V ustáleném stavu, kdy je Q_1 otevřen po dobu T_{on} , se konce vinutí s tečkou stanou pozitivní vůči koncům bez tečky. Diode D_5 je tak polarizovaná závěrně a diode D_6 je propustná. Tím diode D_6 vytvoří cestu proudu I_L ze sekundárního vinutí N_{S2} .

Rozdíl napětí mezi sekundární stranou transformátoru a výstupním napětím U_{OUT} je na cívce L . Toto napětí je v propustném směru, proto narůstá proud I_L cívkou z počáteční hodnoty I_{L1} do hodnoty I_{L2} vlivem magnetizace cívky. Průběh těchto proudů je znázorněn na obr.8 D. [7] [9]



Obr.8: Průběh napětí a proudů v topologii Push-pull[7]

Během doby T_{on} , kdy je vstupní napětí připojeno na primárním vinutí N_{P1} , dochází ke změně magnetického toku v jádře z původní hodnoty B_1 na hodnotu B_2 vlivem magnetizace jádra. Průběh magnetizace je znázorněn na obr.9. [7] [9]



Obr.9: Magnetizační křivka transformátoru v Push-pull topologii [7]

Na konci časového úseku T_{on} dojde k vypnutí tranzistoru Q_1 a tranzistor zůstane vypnut až do konce periody T_s . Během doby T_{off} jsou oba tranzistory Q_1 a Q_2 vypnuty. Tranzistor Q_2 bude zapnut na začátku druhé poloviny periody T_s v čase $T_s/2$. Průběh je zobrazen na obr.8, A. [7]

Jakmile je tranzistor Q_1 vypnut, ochranná dioda D druhého tranzistoru poskytuje cestu pro odvedení energie uložené v primárním vinutí transformátoru. Na cívce L vlivem rozepnutí napájení dojde k otočení polarity a uvolnění nahromaděné energie. Vlivem otočení polarity se dioda D_5 otevře a polovina proudu z cívky L teče přes sekundární vinutí N_{S1} . Druhá polovina tohoto proudu teče přes diodu D_6 a sekundární vinutí N_{S2} . Z grafu, na obr.8 E, je vidět pokles proudu na cívce na hodnotu I_{L1} vlivem přenosu energie přes sekundární vinutí na výstup. [7] [9][2]

Po uplynutí časového úseku $T_s/2$ dojde k otevření tranzistoru Q_2 . Dioda D_6 se stane záporně polarizovanou a proud na cívce L roste skrz diodu D_5 a sekundární vinutí N_{S1} . Během tohoto okamžiku, kdy je Q_2 zapnut, je vstupní napětí přivedeno na primární vinutí N_{P2} v opačném směru, což dělá konec s tečkou negativně polarizovaný vůči konci bez tečky. Hodnota magnetického toku v jádře klesá z hodnoty B_2 na hodnotu B_1 podle grafu na obr.9. [7]

2.3.1.1 Velikost napětí na spínacích tranzistorech

Jelikož během periody T_{on} dochází k připojení vstupního napětí pouze na polovinu vinutí, dochází v druhé části vinutí k indukovaní stejně velkého napětí, jako prochází první částí vinutí. To vede k případu, že na spínacím prvku se v každé půlperiodě nachází napětí rovno dvojnásobku napájecího napětí. Z tohoto důvodu je nutné při výběru budících tranzistorů dbát na to, aby jejich závěrné napětí bylo dostatečně dimenzováno, a nedošlo tak k napěťovému průrazu tranzistoru. [9]

Další problém nastává vlivem spínání kapacitních nebo induktivních zátěží, kdy mohou vznikat další parazitní napěťové špičky. Tyto špičky se superponují na už zdvojnásobeném napětí na spínacích prvcích, proto je vhodné dimenzovat napěťovou odolnost spínacích prvků o dalších 20 %. [7]

2.3.1.2 Redukce magnetické nerovnováhy

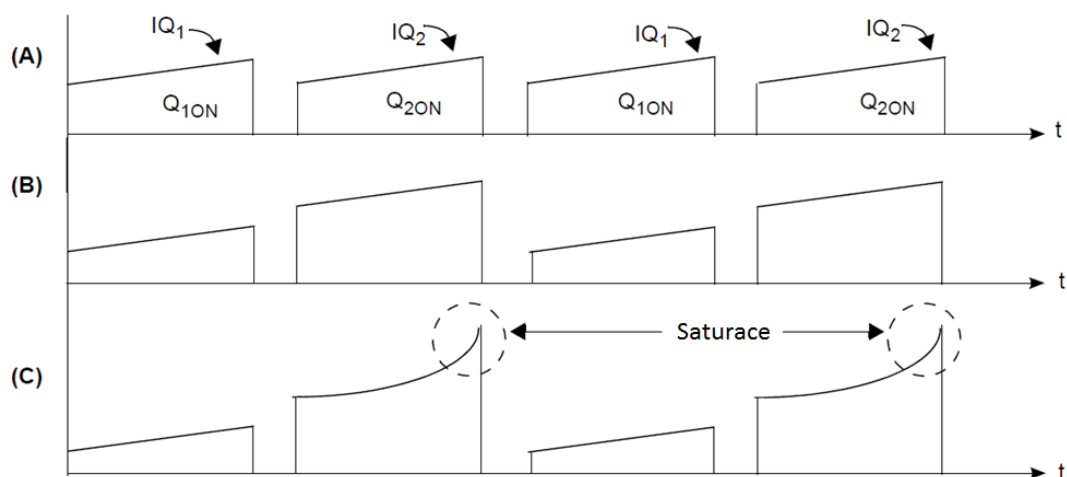
Jestliže dojde k případu, kdy tok vytvářený oběma stranami vinutí není stejný, vzniká malý stejnosměrný tok, který se přičítá v každém spínacím cyklu a vinutí se rychle blíží k saturaci. [1] [7] [8]

Tato magnetická nerovnováha může být způsobena hned z několika příčin. První problém nastává tehdy, jsou-li periody T_{on} tranzistorů rozdílné. Druhý vzniká, pokud není dodržen stejný počet závitů v obou polovinách jak primárního, tak sekundárního vinutí. V posledním případě to může být způsobeno nesterpným úbytkem napětí na výstupních diodách D_5 a D_6 .

Tato nerovnováha může být redukována použitím spolehlivého řídicího obvodu s teplotní kompenzací, přidáním vzduchové mezery do jádra transformátoru nebo proudovým řízením doby T_{on} budících tranzistorů. [2] [7] [9]

obr.10 zobrazuje, jak určit stav magnetické nerovnováhy v jádru cívky během ustáleného stavu podle křivky procházejícího proudu přes tranzistory Q_1 a Q_2 .

Pokud je průběh proudu přes oba spínače identický, jak zobrazuje graf A, magnetický tok v jádru je v rovnováze a transformátor pracuje ve správné oblasti saturace. Dojde-li k případu, že tvar procházejícího signálu a velikost proudu nejsou stejné, jak je vidět v grafu B, dochází k nerovnovážnému stavu magnetického toku v transformátoru, který ale může ještě stále pracovat v bezpečné oblasti saturační křivky. [7] [8] [9]

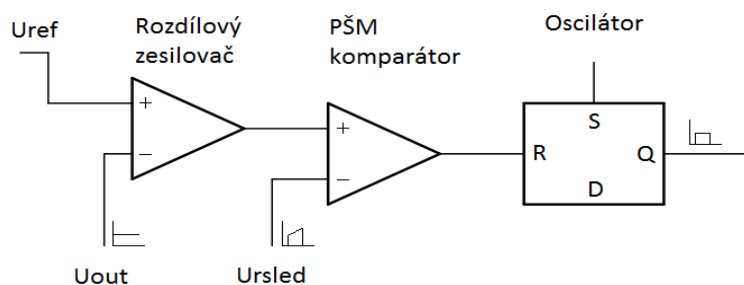


Obr.10: Průběh proudů primárním vinutím při nerovnovážném magnetickém toku [4]

Nastane-li ale případ, kdy jedna proudová křivka jedné poloviny primárního vinutí nabude konkávního tvaru, jak je vidět na grafu C, dochází v jádru k velké nerovnováze toků a magnetizační křivka je velmi blízko oblasti saturace. Poté i malé zvýšení intenzity magnetického pole způsobí snížení magnetické indukce, ale výrazné zvýšení magnetizačního proudu, který může zničit tranzistor či transformátor. Než se začalo používat proudového řízení, byla topologie Push-pull, díky tomuto problému, téměř nepoužitelnou. [2] [7] [8] [9]

2.3.2 Systém proudového řízení zdroje

Proudové řízení zahrnuje získávání informací ze dvou zpětných vazeb. První zpětná vazba poskytuje informaci o velikosti proudu tekoucím primárním vinutím, který je reprezentován úbytkem napětí na sledovacím odporu. Druhá zpětná vazba poskytuje informaci o velikosti výstupního napětí. Principiální schéma je zobrazeno na obr.11. [1] [10]



Obr.11: Princip funkce proudového řízení [6]

2.3.2.1 Princip funkce řízení

Napěťová zpětná vazba podává informaci o velikosti výstupního napětí, která je dále porovnávána v rozdílovém zesilovači s referenčním napětím kontroléru. Informace z rozdílového zesilovače je dále zpracovávána v pulzně šířkovém komparátoru spolu s informací z proudové zpětné vazby. Proudová zpětná vazba je připojena na sledovací rezistor.

Průběh napětí na sledovacím rezistoru má charakter obdélníku s pomalu rostoucí rampou. Prvotní skok napětí o stejnosměrnou složku je způsoben konstantně odebíraným proudem z transformátoru. Růst napětí tvořící lineární rampu je pak způsoben postupnou magnetizací jádra transformátoru. [2] [10]

Jakmile velikost napětí na sledovacím rezistoru dosáhne napětí rozdílového zesilovače, dojde k resetu klopného obvodu typu D a tím k vypnutí spínacích prvků. Při vypnutí spínacích prvků je na sledovacím rezistoru nulový úbytek napětí a signálem oscilátoru dojde klopným obvodem opět k zapnutí spínacích prvků. Celý cyklus se opakuje na frekvenci oscilátoru. [10]

2.3.3 Rovnice pro výpočet obvodových veličin primární strany

Rovnice (5) popisuje vztah mezi výstupním a vstupním napětím, kde U_{OUT} a U_{IN} jsou velikosti výstupních a vstupních napětí. N_S a N_P jsou počty závitů sekundárního a primárního vinutí. D [%] je střída spínání tranzistorů. [7] [8]

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot 2 \cdot D \quad (5)$$

Střída je dána podílem maximální doby T_{on} , po kterou může být tranzistor otevřen a celkové doby periody T_S . [8]

$$D_{max} = \frac{T_{ON}}{T_S} \quad (6)$$

Jak bylo vysvětleno výše, pracovní bod jádra transformátoru se pohybuje mezi prvním a třetím kvadrantem magnetizační křivky. Maximální povolený tok pro sycení jádra je možno spočítat vztahem (7), kde U_P [V] je napětí přes primární vinutí a A_{SS} [mm²] je obsah středního sloupku jádra. [7] [8]

$$\Delta B = \frac{U_P T_{ON}}{N_P A_{SS}} \quad (7)$$

Spojením Faradayova zákona a vztahu (3) dostaneme vzorec pro výpočet počtu primárních závitů.

$$N_p = \frac{(U_{IN,min} - U_{Q,on})}{A_{SS} \cdot F_{P\check{S}M} \cdot \Delta B} \cdot D_{max} \quad (8)$$

V tomto vztahu figuruje $U_{IN,min}$ [V], což je minimální vstupní napětí, které je uvažováno na vstupu topologie. $U_{Q,on}$ [V] je úbytek napětí na spínacím prvku a $F_{P\check{S}M}$ [Hz] je frekvence spínání tranzistorů. Protože na této frekvenci dochází vždy ke spínání pouze jedné poloviny vinutí transformátoru, transformátor vidí periodu až po uplynutí dvou spínacích cyklů, tudíž je nutno spínací frekvenci podělit dvěma.

Dalším důležitým krokem je určit proud, který bude protékat primárním vinutím a tranzistory. Průběh procházejícího proudu není konstantní a s rostoucím časem T_{on} narůstá vlivem magnetizace jádra - obr.8 průběh D. Pro snadnější výpočet bude uvažována za reálný proud jeho průměrná hodnota v čase $T_{on/2}$ neboli velikost proudu v polovině náběžné hrany $I_{P,pnh}$. [8]

Proud $I_{P,pnh}$ vyjádříme z rovnice pro výpočet vstupního výkonu (9) a rovnice výstupního výkonu (10), vznikne tak rovnice (11). [7] [8]

$$P_{in} = U_{IN,min} \cdot I_{P,pnh} \cdot 2 \cdot D_{max} \quad (9)$$

Rovnice pro výpočet výstupního výkonu zdroje je v rovnici (10) a zahrnuje další důležitý faktor, a to celkovou účinnost zdroje η .

$$P_{out} = \eta \cdot P_{in} \quad (10)$$

Proud $I_{P,pnh}$ [A] procházející primárním vedením je pak definován rovnicí (11).

$$I_{P,pnh} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \eta \cdot U_{IN,min} \cdot D_{max}} \quad (11)$$

Efektivní hodnota tohoto proudu je dána vztahem (12).

$$I_{P,ef} = I_{P,pnh} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (12)$$

2.3.4 Rovnice pro výpočet obvodových veličin sekundární strany

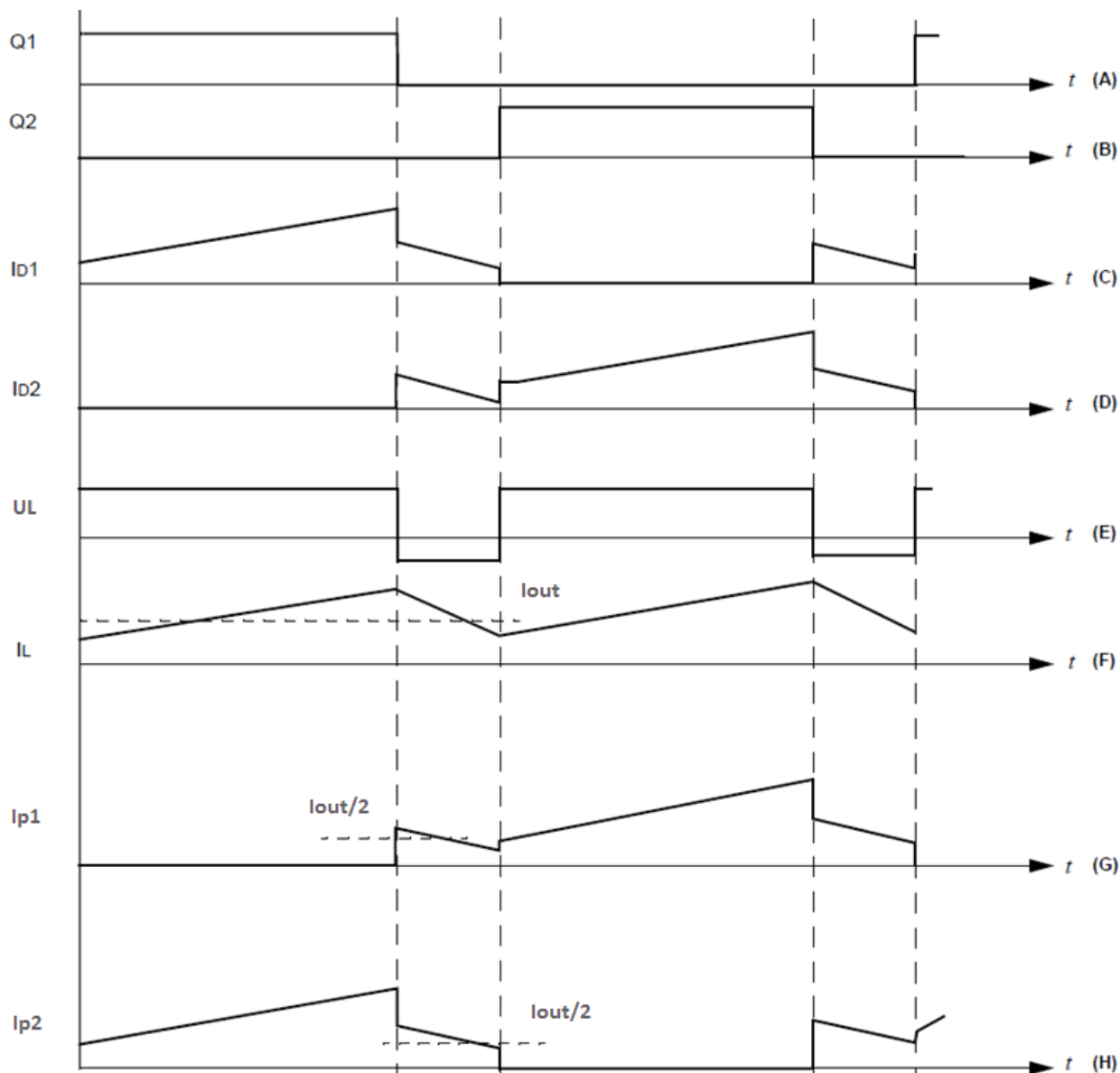
Počet závitů pro sekundární stranu se vypočítá podle vztahu (13). Výpočet je obdobný jako pro výpočet počtu závitů na primární straně.

$$N_s = \frac{(U_{out})}{2 \cdot A_{j\acute{a}dra} \cdot F_{P\check{S}M} \cdot \Delta B} \quad (13)$$

Průběhy proudů v sekundární části jsou značně komplikovanější než průběhy proudů v primární části. Charakteristiky těchto proudů jsou znázorněny na obr.12 graf H, G. Pro výpočet proudu sekundárním vinutím použijeme vztah (14). [8] I_{nom} [A] je požadovaný výstupní proud, na který je konvertor konstruován.

$$I_{S,ef} = I_{nom} \cdot \sqrt{D_{max}} \quad (14)$$

Obr.12 zobrazuje průběhy na sekundárním vinutí transformátoru při buzení hradel tranzistorů. Grafy A), B) zobrazují průběhy na hradlech tranzistorů, grafy C), D) znázorňují průběhy proudů na usměrňovacích diodách D_5 a D_6 . Na grafu E) můžeme pozorovat změny napětí na výstupní cívce a průběh jejího proudu na grafu F). Grafy G) a H) pak znázorňují charakteristiky proudu, procházejícího přes sekundární vinutí, zejména pak stav sekundárního vinutí v čase T_{off} .



Obr.12: Průběh napětí a proudů na sekundární straně [8]

Během doby T_{on} , kdy je tranzistor Q_1 otevřený a tranzistor Q_2 zavřený, je dioda D_2 polarizovaná záporně a rovnicí (15) můžeme spočítat, jak velký záporný potenciál napětí $U_{D2,inv}$ musí dioda vydržet.

$$U_{D2,inv} = -2 \frac{N_S}{N_P} (U_{IN,max} - U_{Q1,on}) + U_{D1} \quad (15)$$

Proud tekoucí touto diodou je stejný jako proud procházející sekundárním vinutím, a tudíž se jedná o proud I_{nom} [A]. Vztah (15) platí i pro diodu D_1 v době, kdy si obě diody vzájemně prohodí funkce. [4]

2.3.5 Rovnice pro výpočet parametru MOSFET tranzistorů

Jak bylo uvedeno v teorii výše, nevýhodou topologie Push-pull je fakt, že spínací tranzistory jsou v závěrném směru namáhány dvojnásobným vstupním napětím. Velikost tohoto závěrného napětí $U_{Q2,off}$ [V] lze spočítat ze vztahu (16). [7] [8]

$$U_{Q2,off} = 2 \cdot U_{IN,max} - U_{Q1,on} \quad (16)$$

Tyto tranzistory musí ve vypnutém stavu vydržet kromě dvojnásobného vstupního napětí ještě další rušení v podobě napěťových špiček.

Odhaduje se, že velikost špiček je zhruba o 20 % větší než dvojnásobek napájecího napětí, proto se k výpočtu maximálního závěrného napětí používá vztah (17).

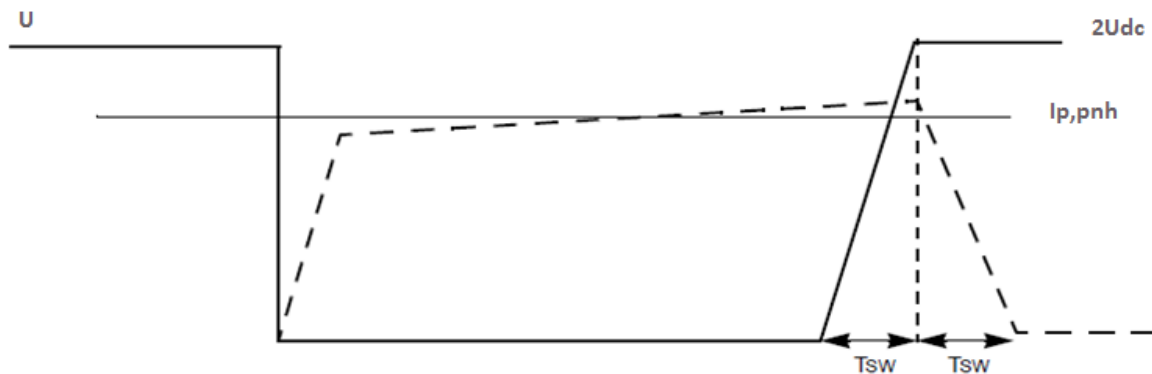
$$V_{Q,max} = 2.4 \cdot V_{IN,max} \quad (17)$$

Při výběru tranzistoru je nutné kromě jeho průrazného napětí uvažovat také proud jím protékající. Proud procházející tranzistorem je totožný jako proud tekoucí primárním vinutím spočtený podle rovnice (11).

2.3.6 Rovnice pro výpočet spínacích ztrát měniče

Obr.13 zobrazuje příklad napěťových a proudových průběhů na spínacím tranzistoru. Když je tranzistor otevřen, napětí na něm rapidně klesne, ale proud má hladký nárůst, jelikož dochází k pozvolnému magnetizování jádra.

Z obr.13 jsou patrné nulové spínací ztráty. Bohužel při rozpínání tranzistoru dochází k situaci, že napětí i proudy se mění s náběžnou a sestupnou hranou. Napětí klidně stoupá a proud začne klesat až po určité době. Při setkání těchto dvou křivek dochází ke spínacím ztrátám. [8]



Obr.13: Graf průběhu vzniku spínacích ztrát [8]

Velikost střídavých ztrát lze vypočítat použitím rovnice (18), kde časová konstanta T_{sw} je doba náběžné hrany, kdy napětí dosáhne nominální hodnoty a zároveň sestupné hrany, kdy proud klesne na nulu.

$$P_{AC,max} = I_{P,mr} \cdot \frac{2 \cdot V_{IN,max} \cdot T_{SW}}{2 \cdot T} + 2 \cdot V_{IN,max} \cdot \frac{I_{P,pnh} \cdot T_{SW}}{2 \cdot T} \quad (18)$$

Po úpravě pak dostaneme (19).

$$P_{AC,max} = 2 \cdot I_{P,pnh} \cdot V_{IN,max} \cdot \frac{T_{SW}}{T} \quad (19)$$

Pro velikost stejnosměrných ztrát se použije vzorec číslo (20).

$$P_{DC,max} = I_{P,pnh} \cdot V_{Q,on} \cdot D_{max} \quad (20)$$

Poté jsou celkové ztráty na měniči dány pojením rovnice (19) a (20).

$$P_{Celk} = P_{AC,max} + P_{DC,max} \quad (21)$$

Po matematické úpravě rovnice (21) dostaneme rovnici (22).

$$P_{Celk} = 2 \cdot I_{P,pnh} \cdot V_{IN,max} \cdot \frac{T_{SW}}{T} + I_{P,pnh} \cdot V_{Q,on} \cdot D_{max} \quad (22)$$

2.3.7 Rovnice pro výpočet parametrů výstupní cívky

Cívka je na výstupu zařazena z důvodu hladšího průběhu výstupního proudu. Spolu s kondenzátorem zabraňuje tomu, aby se nespojitý signál z transformátoru dostal na výstup.

Výpočet uvažuje časový úsek T_{on} , který začíná i končí v okamžiku, kdy má výstupní proud nulovou hodnotu. [4]

Zjednodušeně řečeno, proudová špička $I_{OUT,ripple}$ na cívce je dvojnásobkem nominálního proudu požadovaném na výstupu I_{nom} . Výpočet $I_{OUT,ripple}$ je proveden pomocí rovnice (23). [4]

$$I_{OUT,ripple} = 2 \cdot I_{nom} = \frac{\frac{N_S}{N_P} (V_{IN,min} - V_{OUT})}{L_{OUT}} \cdot T_{ON} \quad (23)$$

Dalším prvkem, který je potřeba určit, je magnetická indukce L_{OUT} neboli schopnost cívky akumulovat energii. Velikost potřebné indukce spočteme rovnicí (24).

$$L_{OUT} = \frac{\frac{N_S}{N_P} (V_{IN,min} - V_{OUT})}{2 \cdot F_{P\dot{S}M} \cdot I_{nom}} \cdot D_{max} \quad (24)$$

2.3.8 Rovnice pro výpočet parametrů výstupního kondenzátoru

Výstupní kondenzátor C_{OUT} spolu s výstupní cívkou L_{OUT} tvoří LC filtr, který filtruje výstupní napětí. Z důvodu, že je výstupní kondenzátor nabíjen a vybíjen na vysokých frekvencích, je nutné dbát na to, aby jeho vnitřní odpor byl co nejmenší.

Vlivem působení impedance kondenzátoru vznikají průchodem proudu ztráty, které jsou charakteristické tepelným zářením. Použitím kondenzátoru s velkým vnitřním odporem dojde k destrukci součástky vlivem jejího přehřátí. [1] [7] [8]

Velikost zvlnění výstupního napětí $V_{OUT,ripple}$ je dáno rovnicí (25), kde R_{ERS} je velikost vnitřního odporu kondenzátoru a $I_{OUT,ripple}$ je zvlnění proudu jdoucího z cívky. [1]

$$V_{OUT,ripple} = R_{ERS} \cdot I_{OUT,ripple} \quad (25)$$

Následným dosazením do rovnice (26) dostaneme velikost kapacity kondenzátoru potřebnou pro správnou funkci výstupního filtru. [7] [8]

$$C_{OUT} = \frac{I_{nom} \cdot D_{max}}{f \cdot V_{OUT,ripple}} \quad (26)$$

3 Praktický návrh topologie Boost PFC

Praktický návrh topologie Boost PFC vychází z koncepce zvyšujícího měniče napětí. Jako řídicí prvek pro měnič byl vybrán obvod IR1155, což je specializovaný obvod pro aktivní korektory účinnosti s pevně nastavitelnou frekvencí. Jelikož se práce zabývá návrhem zdroje s poměrně velkým výkonem je nutno tento obvod provozovat v takzvaném CCM režimu neboli v režimu spojitého buzení cívky.

3.1 Výpočet základních parametrů

Návrh se zaměřuje na výpočet konkrétních obvodových prvků pro aktivní korektor účinnosti s parametry uvedenými v tab.1. Návrh zahrnuje i výpočet ochranných prvků jako je proti-zkratová a přepět'ová ochrana.

Tab.1: Parametry pro výpočet aktivního korektoru účinnosti pomocí topologie Boost PFC

Vstupní napětí	$U_{IN,ef} = 195-265 \text{ V}$
Vstupní frekvence	$f_{IN} = 47-63 \text{ Hz}$
Výstupní napětí	$U_{OUT} = 400 \text{ VDC}$
Výstupní proud	$I_{OUT} = 2 \text{ A}$
Výkon měniče	$P_{OUT} = 800 \text{ W}$
Spínací frekvence zdroje	$f = 200 \text{ kHz}$
Faktor korekce	$PF = 0,99$
Účinnost zdroje	$\eta = 0,9$
Doba překlenutí výpadku	$\Delta t = 5 \text{ ms}$ při $U_{OUT,min} 300 \text{ V}$

3.1.1 Výpočet velikosti vstupního proudu

Prvním parametrem, od kterého se budou odvíjet výpočty ostatních veličin, je vstupní proud $I_{IN,ef,max}$. Maximální velikost efektivního proudu je typicky počítána při nekritičtějších podmínkách pro měnič, což znamená největší možnou zátěž při nejnižším vstupním napětí, v našem případě zátěž 800 W při vstupním napětí 195 V. Maximální vstupní proud $I_{IN,ef,max}$ se spočte podle rovnice (27). [1] [2]

$$I_{IN,ef,max} = \frac{P_{OUT}}{\eta \cdot U_{IN,ef,min} \cdot PF} = \frac{800}{0,9 \cdot 195 \cdot 0,99} = 4,6 \text{ A} \quad (27)$$

Proud $I_{IN,ef,max}$ bude nyní uvažován jako hlavní kritérium při výběru součástek jako můstkový usměrňovač, spínací tranzistor a ochranná dioda. [11]

Dalším krokem návrhu aktivního korektoru účinnosti je výpočet celkového reálného příkonu měniče, který je odvozen od maximálního výkonu P_{OUT} a předpokládané účinnosti zdroje η .

$$P_{IN,max} = \frac{P_{OUT}}{\eta} = \frac{800}{0,9} = 889 \text{ W} \quad (28)$$

Jelikož se na vstupu uvažuje střídavé napětí, maximální špičkový proud $I_{IN,pk,max}$ bude spočten podle rovnice (29).

$$I_{IN,pk,max} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{IN,max}}{U_{IN,ef,min}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 889}{195} = 6,45 \text{ A} \quad (29)$$

3.1.2 Výpočet hodnoty indukčnosti a výběr cívky

Obvod IR1155 je regulátor PŠM s proudovým řízením. Kontrolér obsahuje vestavěný filtr dimenzovaný k efektivnímu filtrování proudových špiček generovaných cívkou a poskytuje tak čistý proudový signál pro řízení. Funkce průměrování proudu se může přizpůsobit až ke 40% zvlnění proudových špiček při maximálním vstupním proudu. [11]

Indukčnost použité cívky by měla být proto navržena tak, aby velikost proudových špiček cívky nepřekračovala 40% velikosti vstupního proudu. Při překročení velikosti proudových špiček může docházet k interferencím ve funkci průměrování, což způsobí nestabilní střidu a přeskokování pulzů vedoucí k proudovému rušení a slyšitelnému šumu. Dalším důvodem je stresování součástek vlivem vysokého proudu. [1] [3] [11]

Pro výpočet bude uvažována velikost proudových špiček cívky 20 % velikosti vstupního proudu. Velikost zvlnění tak bude spočtena dle vztahu (30).

$$\Delta I_L = 0,2 \cdot I_{IN,pk,max} = 0,2 \cdot 6,45 = 1,29 \text{ A} \quad (30)$$

Maximální hodnota špičkového proudu $I_{L,pk,max}$ procházejícího cívkou pak bude (31).

$$I_{L,pk,max} = I_{IN,pk,max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 6,45 + \frac{1,29}{2} = 7,1 \text{ A} \quad (31)$$

Pro výpočet indukčnosti je nutno určit maximální střidu, která je počítána při nejnižším vstupním napětí 195 V. Rovnicí (32) nejprve spočteme velikost usměrněného vstupního napětí.

$$U_{IN,pk,min} = \sqrt{2} \cdot U_{IN,ef,min} = \sqrt{2} \cdot 195 = 276 \text{ V} \quad (32)$$

Maximální střida D_{max} je dána vztahem (33).

$$D_{max} = \frac{U_{OUT} - U_{IN,pk,min}}{U_{OUT}} = \frac{400 - 276}{400} = 0,31 \quad (33)$$

Velikost indukce cívky L_{Boost} bude spočtena podle rovnice (34), kde f je pracovní frekvence, na které bude cívka spínána.

$$L_{Boost} = \frac{U_{IN,pk,min} \cdot D_{max}}{f \cdot \Delta I_L} = \frac{276 \cdot 0,31}{200 \cdot 10^3 \cdot 1,29} = 330 \mu H \quad (34)$$

Výběr cívky

Při výběru vhodné cívky pro spínaný zdroj je důležitým parametrem materiál jádra, jelikož je cívka buzena na vysoké frekvenci. Pro naše účely byla vybrána sériově vyráběná cívka s hodnotou indukce 330 μH . Jádro cívky je realizované práškovým feritem a spolu s gumovou izolací má cívka dielektrickou odolnost až 2,5 kV.



Obr.14: Cívka topologie Boost PFC[12]

Pomocí RLC metru bylo proměřeno reálné chování cívky na různých frekvencích z důvodů ověření, že součástka vlivem spínání na vysoké frekvenci neztrácí vlastní indukčnost. Naměřené hodnoty jsou v tab.2.

Tab.2: Naměřené vlastnosti cívky aktivního korektoru

Pracovní frekvence cívky	Vlastní indukčnost	Impedance cívky
1kHz	331 μH	62 m Ω
100kHz	311 μH	4,1 Ω
200kHz	313 μH	6,18 Ω

3.1.3 Výpočet hodnoty vstupního kondenzátoru

Důvod zařazení kondenzátoru na vstup měniče je napájení špiček spínaných prvků co nejkratší možnou cestou a tím omezení čerpání špičkového proudu z rozvodné sítě.

Velikost kapacity kondenzátoru se spočte pomocí rovnice (35) kde $k_{\Delta I_L}$ je proudové zvlnění cívky, které bylo voleno 20 % a r je vysokofrekvenční faktor zvlnění vstupního napětí. Vysokofrekvenční faktor r je podíl zvlnění vstupního napětí a velikosti vstupního napětí, koeficient r byl zvolen 0,06, což odpovídá 6 %. [11]

$$C_{IN} = k_{\Delta I_L} \cdot \frac{I_{IN,ef,max}}{2\pi \cdot f \cdot r \cdot U_{IN,ef,min}} = 0,2 \cdot \frac{4,6}{2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 0,06 \cdot 195} = 62 \text{ nF} \quad (35)$$

3.1.4 Výpočet hodnoty výstupního kondenzátoru

$$C_{OUT,min} = \frac{2 \cdot P_{OUT} \cdot \Delta t}{U_{OUT}^2 - U_{OUT,min}^2} = \frac{2 \cdot 800 \cdot 5 \cdot 10^{-3}}{400^2 - 300^2} = 114 \mu F \quad (36)$$

3.2 Výpočet obvodových prvků pro kontrolér IR1155

[illegible]

29

3.2.1 Výpočet rezistorů pro proudové řízení

Kontrolér IR1155 detekuje dvě úrovně proudové limitace. První úroveň upravuje střidu pulzů budících cívku, druhá úroveň indikuje maximální limit pro průchod proudem. Při překročení tohoto limitu dochází k odpojení budící cívky.

Pro výpočet sledovacího rezistoru se dimenzuje hodnota procházejícího proudu $I_{L,pk,max}$ o $K = 5\%$ nahoru z důvodu reálného dosažení maximální hodnoty požadovaného proudu. Proud je spočten pomocí rovnice (37).

$$I_{limit} = I_{L,pk,max} \cdot (1 + K) = 7,1 \cdot (1 + 0,05) = 7,45 \text{ A} \quad (37)$$

Pomocí Ohmova zákona (38) je spočtena velikost sledovacího odporu R_{sled} jako podíl proudu potřebného pro průchod odporem a úbytku napětí pro limitaci proudu. Proměnná $U_{limit,1}$ je první detekční napětí komparátoru. Hodnota byla zjištěna z katalogových listů. [11]

$$R_{sled} = \frac{U_{limit,1}}{I_{limit}} = \frac{0,69}{7,45} = 0,092 \Omega \quad (38)$$

Jako sledovací rezistor byla vybrána paralelní kombinace dvou rezistorů s hodnotou $R = 0,18 \Omega$ s výkonovým zatížením až 3 W.

Hodnota rezistoru je počítána pro nejhorší případ vstupně-výstupních hodnot pro měnič, napětí na vstupu 195 V při výstupním výkonu 800 W. Při těchto podmínkách bude výkonová ztráta s konkrétním rezistorem na měniči dána vztahem (39)

$$P_{sled} = I_{limit}^2 \cdot R_{sled} = 7,45^2 \cdot 0,09 = 5 \text{ W} \quad (39)$$

3.2.2 Proti-zkratová ochrana

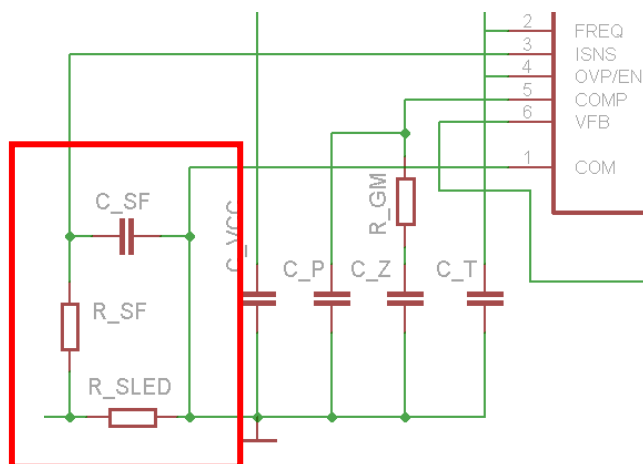
Integrovaný obvod IR1155 dokáže odpojit buzení cívky při překročení proudového odběru. K měření maximálního povoleného proudu se využívá opět měření úbytku napětí na sledovacím odporu R_{sled} , je pouze zvýšená detekční hranice.

Výpočet velikosti zkratového proudu je v rovnici (40). I když je regulace kontroléru založená na průměrování procházejícího proudu, obvod zkratové ochrany je oddělený a dokáže sledovat a měřit proud v jednotlivých pulzech. Proměnná $U_{zkrat,limit}$ je technologická hodnota získaná z datasheetu a jedná se o maximální hodnotu napětí na R_{sled} detekovanou jako zkrat.

$$I_{zkrat} = \frac{U_{zkrat,limit}}{R_{sled}} = \frac{0,77}{0,09} = 8,55 \text{ A} \quad (40)$$

3.2.3 Odrušení proudového řízení

Signál nesoucí informace o velikosti úbytku na R_{sled} je připojený na kontrolér přes rezistor R_{SF} , který spolu s kondenzátorem tvoří RC filtr. Kondenzátor C_{SF} je přidán mezi komparační vstup a zem kontroléru. Toto přídatné zapojení není pro IR1155 nutné, ale je zařazeno z důvodu zachování integrity před rušení. [11]



Obr.16: Odrušovací filtr pro zachování integrity proudového řízení

Hraniční frekvence RC filtru je volena v rozmezí 1 - 1,5 MHz, což zajišťuje bezpečný kompromis mezi filtrováním a zachováním správné funkce proudové regulace a protizkratové ochrany.

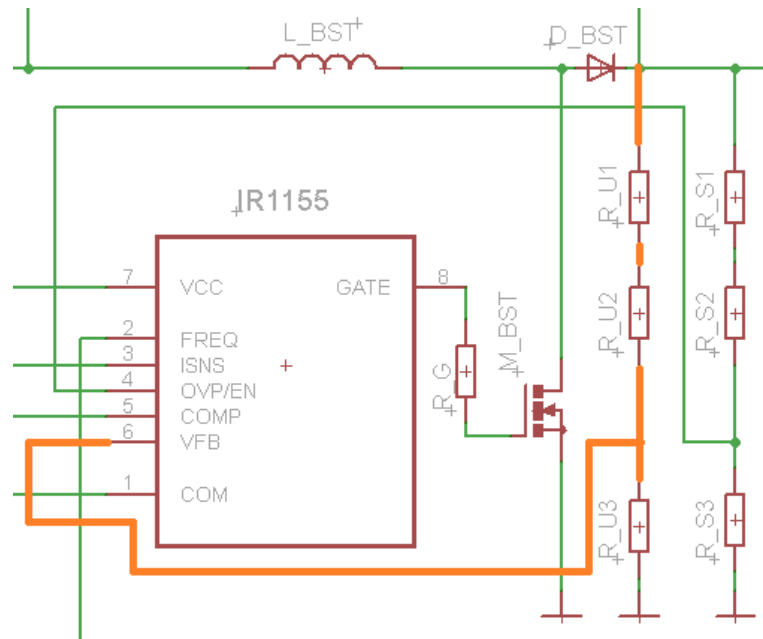
Výpočet hraniční frekvence f_0 je proveden pomocí vzorce (41). Při zvolení $R_{RC} = 100 \, \Omega$ a kondenzátoru $C_{RC} = 1000 \, \text{pF}$ nám hraniční frekvence vychází (41).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{RC} \cdot C_{RC}} = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 1,3 \, \text{Mhz} \quad (41)$$

Z technické dokumentace vyplývá, že RC filtr tvořený těmito součástkami je schopen přenosu informací na 99,5 %. [11]

3.2.4 Výpočet hodnot rezistorů pro napěťové řízení

Regulace velikosti výstupního napětí je realizována měřením napětí na odporovém děliči připojeného k výstupu. Celková impedance děliče musí být co největší z důvodu omezení ztrát, ale přitom taková, aby děličem procházel dostatečný proud pro správnou funkci rozdílového zesilovače. Typická hodnota odporu pro dělič je v rozsahu 2 M Ω . [1]



Obr.17: Schéma zapojení napěťové zpětné vazby

Při návrhu napěťového děliče jsou horní rezistory voleny. Jedná se o rezistory R_{U1} a R_{U2} , které budou mít každý hodnotu 499 k Ω .

Referenční napětí U_{ref} požadované na spodním odporu děliče je 5V při výstupním napětí 400 V. Spodní rezistor R_{U3} bude spočítán podle vzorce (42).

$$R_{U3} = \frac{U_{ref}(R_{U1} + R_{U2})}{U_{OUT} - U_{REF}} = \frac{5 \cdot (499 \cdot 10^3 + 499 \cdot 10^3)}{400 - 5} = 12,632 \text{ k}\Omega \quad (42)$$

Z řady byl vybrán rezistor s hodnotou 12,7 k Ω . Výkonová ztráta na vrchních odporech děliče pak bude dána vztahem (43).

$$P_{U1} = P_{U2} = \frac{(U_{OUT} - U_{REF})^2}{2 \cdot (R_{U1} + R_{U2})} = \frac{(400 - 5)^2}{2 \cdot 998 \cdot 10^3} = 78,2 \text{ mW} \quad (43)$$

3.2.5 Výpočet rezistorů pro přepětovou ochranu

Integrovaný obvod IR1155 obsahuje vstup přepětové ochrany pro sledování překročení velikosti výstupního napětí. Pro sledování je použit opět napěťový dělič, pouze s tím rozdílem, že je referenční napětí U_{ref} zvýšeno o 6,5 %. [11]

napětí 200 ms. Systém tedy musí zajistit správné vyregulování výstupního napětí do doby 200 ms. [1]

Velikost kondenzátoru je spočtena dosazením do rovnice (46), kde proměnná i_{OVFA} je velikost proudu pro nabíjení kondenzátoru a $U_{COMP,EFF}$ je hodnota napětí, na kterou se kondenzátor nabíjí. Obojí hodnoty jsou vyčtené z katalogových listů. [11]

$$C_z = \frac{t_{ss} \cdot i_{OVFA}}{U_{COMP,EFF}} = \frac{200 \cdot 10^{-3} \cdot 44 \cdot 10^{-6}}{4.9} = 1,8 \mu F \quad (46)$$

Kapacita kondenzátoru pro rozběh byla vybrána nejbližší z řady a to 1,8 μF .

3.2.8 Kompenzace zpětnovazební smyčky

Důvod kompenzace zpětné vazby je jednak dosažení dostatečné dynamické odezvy během rychlé změny zátěže, ale také zjištění, že zvlnění výstupního napětí na dvojnásobné síťové frekvenci nezpůsobí nepřiměřené proudové rušení. [11]

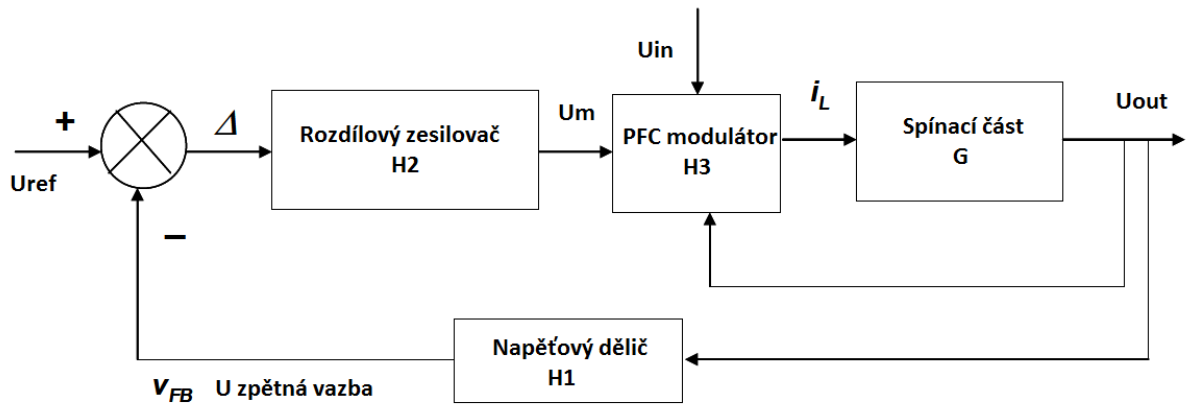
Kompenzace napěťové zpětné vazby je provedena přidáním R/C komponentů mezi piny COMP A COM. Pro kompenzaci je nutné zohlednit veškeré prvky zasahující do regulace výstupního napětí. Tyto prvky jsou vyjádřeny vlastními přenosovými funkcemi. [11]

Prvním prvkem je přímá zpětná vazba, která podává kontroléru na pin V_{FB} informaci o velikosti výstupního napětí díky měření napěťového úbytku na spodním rezistoru odporového děliče. Přenosová funkce děliče je označena jako $H1$. [11]

Dalším prvkem je rozdílový zesilovač, který porovnává velikosti napětí na odporovém děliči s referenčním napětím kontroléru. Vzniká tak další přenosová funkce označená $H2$. [11]

Výstup rozdílového zesilovače je interně připojen přímo na kompenzační vstup kontroléru a zároveň se podílí na řízení rozsahu buzení cívky, což ovlivňuje velikost proudu vstupujícího do měniče. Přenosová funkce mezi proudem tekoucím cívkou a napětím z rozdílového zesilovače je $H3$. [11]

Výkonová část měniče spolu s výstupním kondenzátorem zajišťuje na výstupu konstantní napětí skrz systémovou zátěž. Výkonová část, výstupní kondenzátor a systémová zátěž mají přenosovou funkci, označovanou jako G . Celkové schéma přenosové funkce je zobrazeno na obr. 19. [11]



Obr. 19: Model přenosového schématu pro řízení kontroléru [11]

Přenosová funkce celého systému T je pak dána rovnicí (47).

$$T = H_1 \cdot H_2 \cdot H_3 \cdot G \quad (47)$$

Prvním krokem je návrh odporu R_{gm} , který musí zajistit, že útlum prvků $H1$ x $H2$ na dvojnásobné síťové frekvenci je dostatečně malý na to, aby nedocházelo k proudovému rušení.

Nejprve je spočítána velikost zvlnění kondenzátoru při dvojnásobné síťové frekvenci $f_{in, min}$. Minimální vstupní frekvence je předpokládána 47 Hz. Rozkmit napětí bude tedy spočítán pomocí rovnice (48). [11]

$$U_{OUT, špička} = \frac{P_{IN, max}}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{IN, min} \cdot C_{OUT} \cdot U_{OUT}} \quad (48)$$

$$U_{OUT, špička} \frac{889}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 47 \cdot 1,12 \cdot 10^{-4} \cdot 400} = 33,6 \text{ V}$$

Celkový útlum zpětné vazby je způsoben útlumy smyčky $H1$ (tvořené odporovým děličem) a smyčky $H2$ (tvořené rozdílovým zesilovačem).

Celkový požadovaný útlum smyčky $H1$ a $H2$ při dvojnásobné síťové frekvenci je spočten rovnicí (49).

$$G_{VA} = \frac{U_{COMP, EFF} \cdot 0,01}{2 \cdot U_{OUT, špička}} = \frac{4,9 \cdot 0,01}{2 \cdot 33,6} = 0,0007292 = -62,74 \text{ dB} \quad (49)$$

Velikost útlumu první větve $H1$ zpětné vazby je spočtena pomocí rovnice (50). Parametr U_{ref} je velikost napětí referenčního zdroje v kontroléru. Jedná se údaj získaný z technické dokumentace.

$$H_1 = \frac{U_{ref}}{U_{OUT}} = \frac{5}{400} = 0,0125 = -38,06 \text{ dB} \quad (50)$$

Velikost útlumu první větve H_2 zpětné vazby je spočtena pomocí rovnice (51).

$$H_2 = G_{VA} - H_1 = -62,74 + 38,06 = -24,68 \text{ dB} = 0,0584 \quad (51)$$

Velikost odporu R_{gm} pak bude nalezena pomocí rovnice (52), kde $gm = 50 \mu S$ je transkonduktance vstupního zesilovače. [11]

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{H_2}{g_m}\right)^2 - \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot f_{IN,min} \cdot C_z}\right)^2}$$

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{0,0584}{50 \cdot 10^{-6}}\right)^2 - \left(\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot 47 \cdot 1,8 \cdot 10^{-6}}\right)^2} = 692 \Omega \quad (52)$$

Pro konkrétní aplikaci byl vybrán rezistor s hodnotou $1 \text{ k}\Omega$. Nyní může být odhadnuta frekvence f_0 nulového pólu pomocí rovnice (53).

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{gm} \cdot C_z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 1,8 \cdot 10^{-6}} \cong 88,4 \text{ Hz} \quad (53)$$

Hodnota frekvence f_p na které bude nalezen pól, je spočtena pomocí rovnice (54), kde R_L je předpokládaný odpor zátěže.

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{OUT} \cdot 0,5 \cdot R_L}$$

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 112 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot (400^2/800)} = 14,2 \text{ Hz} \quad (54)$$

Posledním krokem je určit velikost kondenzátoru C_p . V tomto případě je nejprve zvolena frekvence f_{p0} , která musí být větší než frekvence pólu f_p , ale menší než spínací frekvence měniče. Hodnotou pólu f_{p0} byla zvolena jedna desetina spínací frekvence, neboli 20 kHz .

$$C_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{gm} \cdot f_{p0}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 7,95 \text{ nF} \quad (55)$$

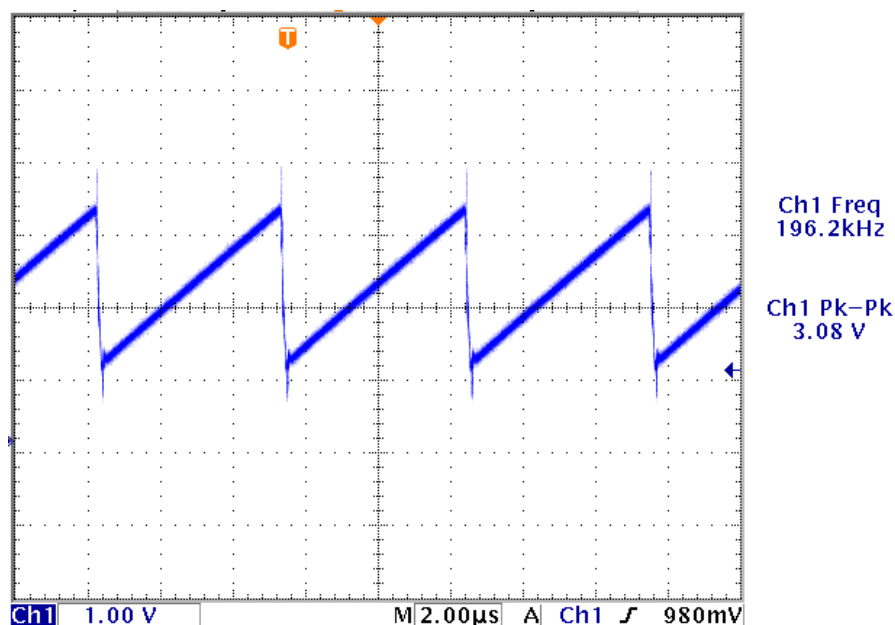
4 Oživení topologie Boost PFC

Test topologie Boost PFC je nutno provádět na napětí, pro které je měnič navrhován. Test topologie připojením nízkého napětí není možný, jelikož měnič je schopen dosáhnout požadovaného výstupního napětí téměř z jakéhokoli vstupního napětí. Při zkoušce malým napětím by docházelo ke stresování součástek velkými proudovými špičkami, na které měnič není dimenzován.

4.1 Oživení kontroléru a obvodových prvků

Test kontroly obvodových funkcí kontroléru bude proveden odstraněním spínacího prvku a nasimulováním dostatečného výstupního napětí. Při simulaci bude sledován průběh na oscilátoru a střída signálu budiče.

Připojením kontroléru na zdroj 12 V a připojením vstupního napětí došlo k rozběhu kontroléru. Osciloskopem byla změřena spínací frekvence na oscilátoru, obr. 20.

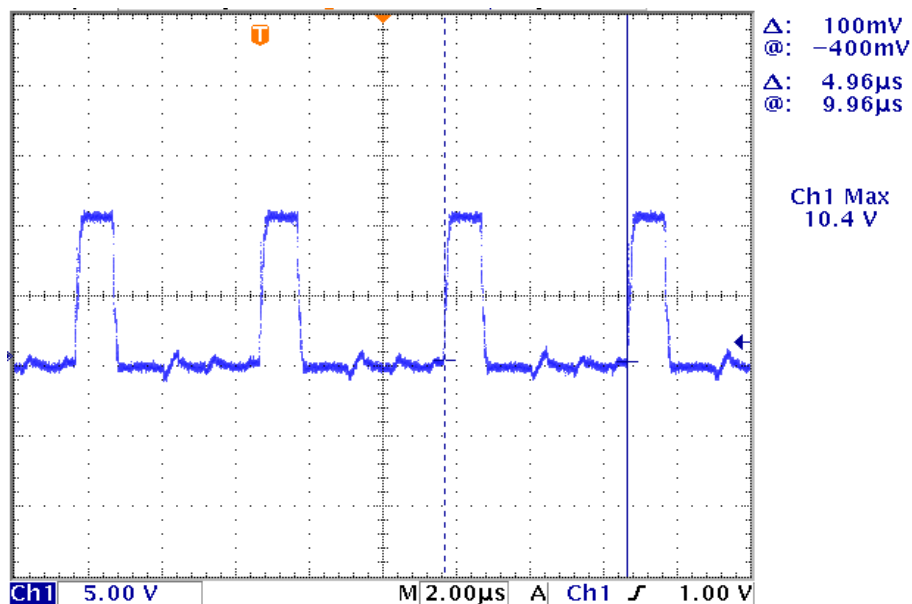


Obr. 20: Průběh napětí na interním oscilátoru

Spínací frekvence kontroléru byla navrhována na 200 kHz. Měřením byla zjištěna spínací frekvence 196,2 kHz.

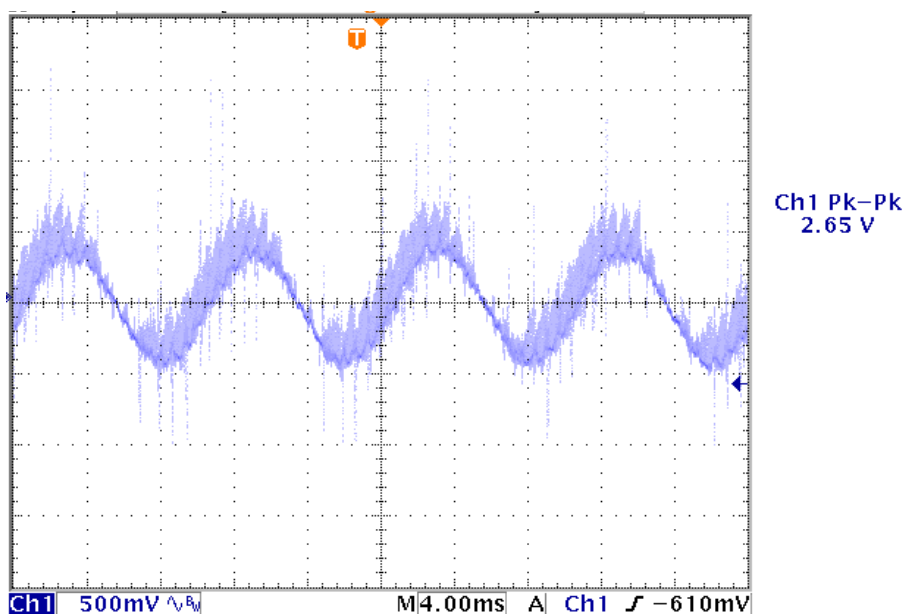
Dále byla určena maximální střída výstupního signálu na 96,1 %. Kontrolér začal reagovat zkracováním střídavy při překročení výstupního napětí přes hodnotu 402 V. Ověřením správné funkce kontroléru, bylo možno provést reálný test.

Reálný test byl proveden s nominálním vstupním napětím 230 V. Při oživení kontroléru a spuštění vstupního napětí byla na výstupu naměřena požadovaná hodnota 402 V. obr. 21 zobrazuje průběh napětí na elektrodě D tranzistoru po připojení výkonové zátěže 330 W na výstup měniče.



Obr. 21: Průběh napětí na elektrodě D tranzistoru při zatížení výstupu zátěží 330W

Posledním krokem kontroly bylo změření výstupního zvlnění výstupního napětí. Průběh výstupního napětí je zobrazen na obr.22.



Obr.22: Zvlnění výstupního napětí

Velikost výstupního zvlnění byla stanovena na 2,65 V. Celkově tedy dochází ke 0,91 % zvlnění výstupního napětí.

4.2 Měření účinnosti a faktoru korekce

Po ověření správné funkce korektoru bylo možno zrealizovat měření parametrů měniče při různém zatížení. Korektor byl zatěžován třemi typy zátěže a testován na třech hodnotách vstupního napětí. Vždy došlo k měření na nejnižším, středním a nejvyšším dovoleném napětí.

Měření bylo provedeno na laboratorním PFC metru APT7008, což je speciální testovací stanice schopna měření aktuálního výkonového zatížení spolu s faktorem korekce. Naměřené hodnoty jsou v tabulkách níže.

Tab. 3: Parametry zdroje při odporové zátěži 6,46 k Ω

Vstupní napětí	PF	Příkon měniče	Zátěž	Výstupní napětí	Výkon měniče	Účinnost
[V]	[-]	[w]	[Ω]	[V]	[W]	[-]
195	1	31	6460	407,2	25,7	82,80%
230	1	30,1	6460	406,5	25,6	84,98%
165	0,992	29,2	6460	404,4	25,3	86,70%

Tab.4: Parametry zdroje při odporové zátěži 421 Ω

Vstupní napětí	PF	Příkon měniče	Zátěž	Výstupní napětí	Výkon měniče	Účinnost
[V]	[-]	[w]	[Ω]	[V]	[W]	[-]
195	0,998	434	421	400,0	380,0	87,57%
230	0,991	424	421	400,2	380,4	89,72%
165	0,987	416	421	400,0	380,0	91,36%

Tab.5: Parametry zdroje při odporové zátěži 240,7 Ω

Vstupní napětí	PF	Příkon měniče	Zátěž	Výstupní napětí	Výkon měniče	Účinnost
[V]	[-]	[w]	[Ω]	[V]	[W]	[-]
195	0,985	784	240,7	394,3	645,9	82,39%
230	0,977	778	240,7	398,3	659,1	84,72%
165	0,7	711	240,7	395,5	649,9	91,40%

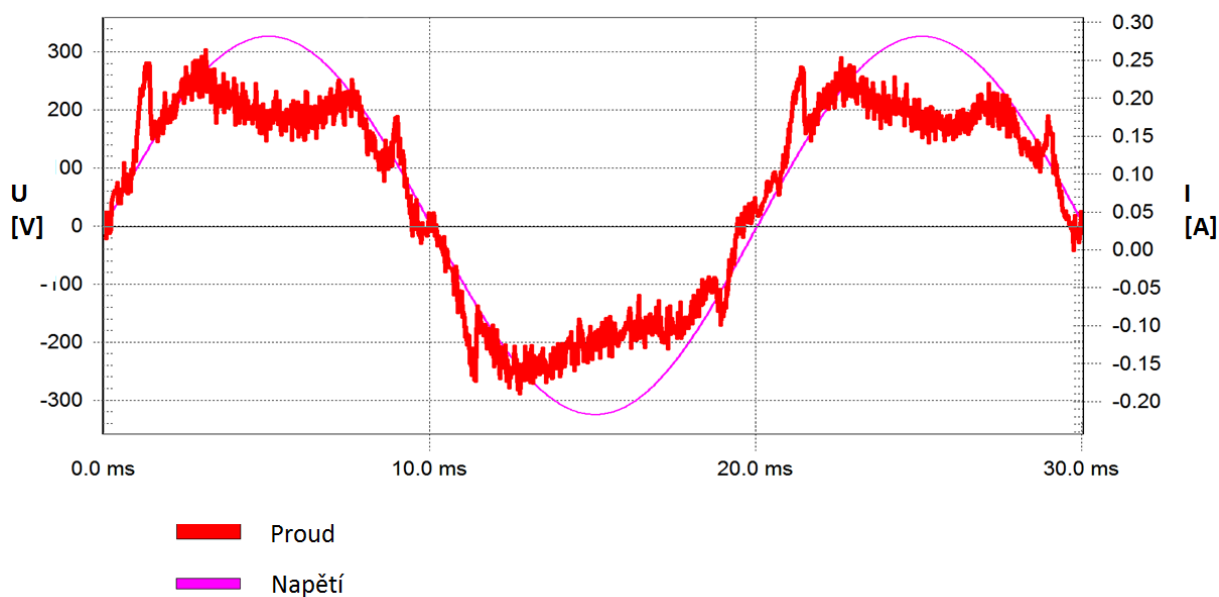
Nejlépších výsledků bylo dosaženo s průměrným zatížením 380 W, kdy výstupní napětí dosahovalo přesné hodnoty a poměr faktoru korekce a účinnosti měl nejlepší výsledky.

Pro zatížení měniče byla použita profesionální odporová stanice spolu s kaskádou výkonových rezistorů.

Měření faktoru korekce na zařízení California iY5001

Grafické znázornění průběhů fázového posunu odebíraného proudu ku napětí při zátěži 30 W je na obr.23

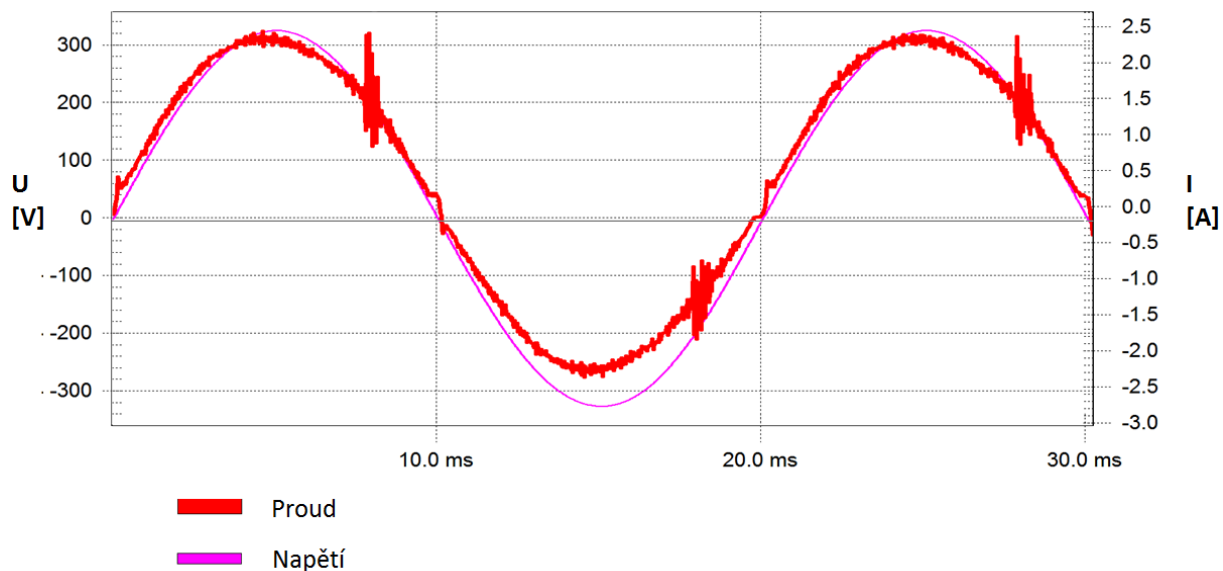
Fázový posun napětí a proudu při vstupní frekvenci 50Hz



Obr.23: Grafické znázornění fáze odebíraného proudu ku napětí, zátěž 30 W

Na obr.24 vidíme průběhy fázového posunu odebíraného proudu ku napětí při zátěži 380 W. Z grafu je patrné menší zarušení sítě, jelikož měnič přešel z nespojitého režimu do spojitého pracovního režimu

Fázový posun napětí a proudu při vstupní frekvenci 50Hz



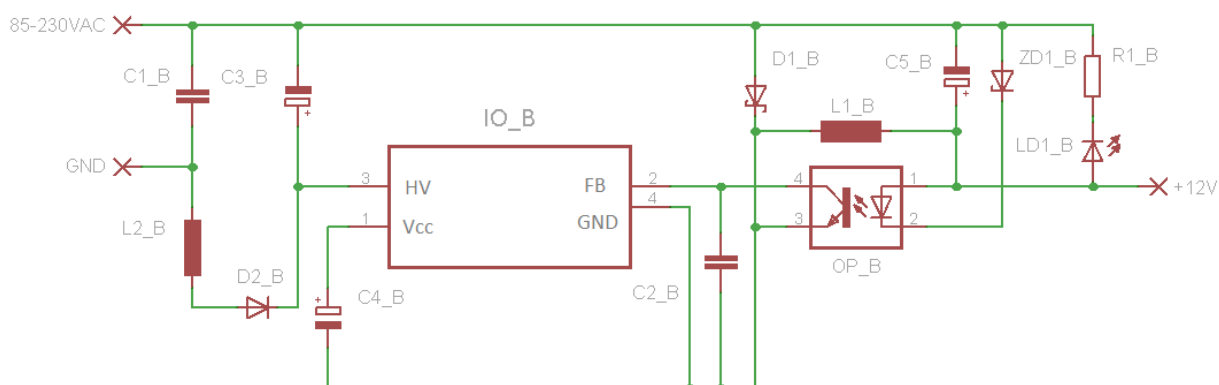
Obr.24: Grafické znázornění fáze odebíraného proudu ku napětí, zátěž 380 W

5 Praktický návrh topologie Buck

Návrhem spínaného zdroje v topologii Buck je řešena napájecí část pro zajištění nízkého napětí pro kontroléry ostatních topologií. Zde navrhovaná topologie využívá řídicího obvodu NCP1014ST od firmy ON-Semiconductor a jedná se o čtyř-vývodový kontrolér PŠM přímo navrhovaný pro řízení DC/DC měničů. [14]

Důvodem zařazení obvodu do celkového návrhu spínaného zdroje je zprostředkování nízkého napětí pro napájení ostatních periférií spínaného zdroje. Topologie tak bude tvořit napájecí část a poskytovat napětí 12 V s výkonem až 2,5 W.

Obvodové schéma se skládá ze vstupního filtru tvořeného kondenzátorem a usměrňovací diodou, dále spínací částí reprezentovanou obvodem NCP1014ST a konečně výstupním filtrem a zpětnovazební smyčkou pro řízení výstupního napětí. Celkové schéma je zobrazeno na obr.25.



Obr.25: Obvodové schéma topologie Buck

5.1 Shrnutí informací pro návrh měniče

Tab.6: Navrhované vlastnosti zdroje pro topologii Buck

Vstupní napětí	$U_{IN} = 195\text{-}295 \text{ VAC}$
Výstupní napětí	$U_{OUT} = 12 \text{ VDC}$
Výstupní proud	$I_{OUT} = 200 \text{ mA}$
Výkon měniče	$P_{OUT} = 2,5 \text{ W}$
Spínací frekvence zdroje	$f = 100 \text{ kHz}$
Účinnost zdroje	$\eta = 0,8$

První krok při výpočtu parametrů zdroje je určení minimální střídý D . Střída bude počítána pro nominální vstupní napětí 230 V a výstupním napětí 12V. Dosazením těchto údajů do rovnice (56) dostaneme animální střidu spínání interního MOSFET tranzistoru. [13]

$$D_{min} = \frac{U_{OUT}}{(U_{IN,max} \cdot 1,4)} = \frac{12}{(230 \cdot 1,4)} = 0,032 = 3,2 \% \quad (56)$$

Díky vypočtené hodnotě střídý může být nyní vypočtena doba sepnutí tranzistoru v závislosti na spínací frekvenci. Spínací frekvence zdroje je $f = 100 \text{ kHz}$, dobu cyklu spočteme dle rovnice (57). [13]

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{10^6} = 10^{-6} \text{ s} = 10 \mu\text{s} \quad (57)$$

Minimální doba sepnutí tranzistoru bude spočtena dle rovnice (58).

$$t_{on,min} = D_{min} \cdot T = 0,032 \cdot 10^{-6} = 3,2 \cdot 10^{-8} = 370 \text{ ns} \quad (58)$$

Maximální doba vypnutí tranzistoru je pak rozdíl doby cyklu T a minimální doby sepnutí tranzistoru. Výpočet je vyjádřen v rovnici (59).

$$t_{off,max} = T - t_{on,min} = 10^{-6} - 3,2 \cdot 10^{-8} = 9,68 \mu\text{s} \quad (59)$$

Během doby kdy je tranzistor vypnut, musí být energie na výstup poskytována výstupní tlumivkou. Dioda D_{I_B} musí zajistit průchod proudu z tlumivky a tudíž je u ní vyžadován velice krátký zotavovací čas. Napěťový potenciál U_{pot} na tlumivce je roven velikosti výstupního napětí plus velikost úbytku na diodě D_{I_B} , což odpovídá hodnotě až 13 V. Jelikož je dán požadavek, aby proud na výstupu zůstal v době vypnutého tranzistoru kontinuální, je nutné dostatečně dimenzovat velikost indukčnosti výstupní tlumivky. Pro výpočet bude uvažována maximální hodnota magnetizačního proudu I_{mag} tlumivkou 125 mA. Hodnota indukce je tak spočtena podle rovnice (60). [3] [13] [14]

$$L_{I_B} = \frac{U_{pot} \cdot t_{off,max}}{I_{mag}} = \frac{13 \cdot 9,63 \cdot 10^{-6}}{0,125} = 1 \text{ mH} \quad (60)$$

Velikost výstupní tlumivky bude uvažována 1 mH. Pro dostatečné proudové dimenzování tlumivky je nutno k vyžadovanému výstupnímu proudu přičíst ještě velikost magnetizačního proudu. V tomto případě se jedná o hodnotu 325 mA. Pro stavbu bude použita tlumivka s proudovou průchodností 500 mA.

6 Oživení topologie Buck

Při oživování měniče v topologii Buck nebylo možné spustit měnič postupně, jak tomu bylo u PFC korektoru. Bylo tedy zvoleno přímé spuštění na nejnižším navrhovaném napětí.

Bylo provedeno měření výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí při zatížení 50 mA, což je předpokládaný odběr proudu kontroléru ostatních periférií. Předpokládaný odběr byl určen na základě reálného měření odběru kontrolérů při činnosti. Celkové zapojení vykazovalo bezproblémový chod od 85 V. Naměřené hodnoty jsou v tab. 7.

Tab. 7: Naměřené hodnoty výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí

Vstupní napětí	Výstupní napětí
[V]	[V]
195	11,56
205	11,55
215	11,55
225	11,54
235	11,55
245	11,54
255	11,57
265	11,59

Měnič vykazuje velice stabilní napětí, a je proto vhodným zdrojem pro napájení ostatních periférií spínaného zdroje.

7 Praktický návrh topologie Push-pull

Praktická část práce je zaměřená na výpočet obvodových prvků topologie Push-pull pro konkrétní aplikaci. Pro výpočet je potřebné znát reálné hodnoty požadovaného zdroje. Požadované hodnoty jsou vypsány v tab.8.

Tab.8: Navrhované vlastnosti zdroje pro topologii Push-pull

Vstupní napětí	400 V
Výstupní napětí	300 V
Výstupní proud	2 A
Maximální zvlnění výstupního napětí	1 %
Spínací frekvence zdroje	200 kHz
Účinnost zdroje	82 % = 0,82

7.1 Výpočet základních parametrů

Frekvence spínání zdroje byla stanovena na 200 kHz, perioda jednoho cyklu je 5 μ s. Podle technické dokumentace obvodu UC28025 je maximální střída, kterou je kontrolér schopen dosáhnout $D = 90$ %. Pro určení času T_{on} použijeme rovnici (61). [16]

$$T_{on} = D_{max} \cdot T_{perioda} = 0,9 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 4,5 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (61)$$

Zbytek času periody je čas $T_{off} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ s}$.

Dalším vzorcem (62) určíme celkový příkon měniče P_{in} , kde P_{out} je požadovaný výkon na výstupu měniče a η je účinnost zdroje.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{650}{0,82} = 793 \text{ W} \quad (62)$$

Proud primárním vinutím I_p je určen pomocí vzorce (63)

$$I_p = \frac{P_{in}}{U_{in} \cdot D_{max}} = \frac{793}{400 \cdot 0,9} = 2,2 \text{ A} \quad (63)$$

Efektivní proud procházející primárním vinutím je pak (64).

$$I_{p,ef} = I_p \cdot \sqrt{D_{max}} = 2,2 \cdot \sqrt{0,9} = 2,087 \cong 2,1 \text{ A} \quad (64)$$

Nemalou roli pro výpočet měniče hrají také ztráty způsobené MOSFET tranzistory. Proto je důležité při výběru tranzistorů dbát na jejich parametry, zejména na parametr $R_{ds,on}$. Tranzistor použitý v návrhu má hodnotu $R_{ds,on} = 0,2 \Omega$. Úbytek napětí na tranzistoru $U_{ds,on}$ se spočte pomocí rovnice (65).

$$U_{ds,on} = R_{ds,on} \cdot I_p = 0,2 \cdot 2,2 = 0,44 V \quad (65)$$

Musí být zahrnut také stav na tranzistoru při přetížení primárního vinutí, proto bude uvažováno zvýšení hodnoty $V_{ds,on}$ o 20 %. [1]

$$U_{ds,on,max} = R_{ds,on} \cdot I_p \cdot 1,2 = 2 \cdot 2,2 \cdot 1,2 = 0,53 V \quad (66)$$

Výkonové ztráty na tranzistoru jsou pak dány rovnicí (67).

$$P_{ds,on} = \frac{I_p^2 \cdot R_{ds,on} \cdot D_{max}}{2} = \frac{2,2^2 \cdot 0,2 \cdot 0,9}{2} = 0,44 W \quad (67)$$

7.2 Výpočet parametrů transformátoru

Při návrhu transformátoru je velmi důležitý správný výběr materiálu pro jádro, jelikož materiály jsou těsně svázány s pracovní frekvencí měniče. Vhodný výběr jádra minimalizuje ztráty transformátoru. Pro pracovní frekvenci v okolí 200 kHz byl zvolen materiál **3C90**. Tento materiál nám dovolí při frekvenci 200 kHz sytit jádro až na hodnotu 0,2 Tesla. [4] [15]

Prvním krokem při návrhu transformátoru je určit poměr vinutí primární a sekundární strany. Nejprve bude určeno napětí U_P figurující na primární straně, parametr $U_{ds,on,max}$ je úbytek napětí na spínacím tranzistoru, U_{sled} je úbytek napětí na sledovacím rezistoru.

$$U_P = U_{in} - U_{ds,on,max} - U_{sled} = 400 - 0,53 - 1 = 398,5 V \quad (68)$$

Napětí na sekundární straně pak bude (69), kde U_D je úbytek napětí na výstupní diodě a U_L je úbytek napětí předpokládaný na výstupní tlumivce.

$$U_{S1} = U_{out1} + U_D + U_L = 300 + 0,65 + 0,1 = 300,75 V \quad (69)$$

Poměr počtu závitů n pro první sekundární vinut transformátoru je pak dán rovnicí (70).

$$n_1 = \frac{U_{pri} \cdot D_{max}}{U_{sek1}} = \frac{398,5 \cdot 0,9}{300,75} = 1,19 \quad (70)$$

Počet závitů primárního vinutí je dáno rovnicí (71). Parametr A_{ss} je obsah středního sloupku transformátoru a ΔB je rozptyl maximální hustoty magnetického toku v jádře.

$$N_p = \frac{U_{pri} \cdot D_{max}}{f \cdot A_{ss} \cdot \Delta B} = \frac{398,6 \cdot 0,9}{1 \cdot 10^5 \cdot 353 \cdot 10^{-6} \cdot 0,22} = 46,19 \cong 46 \text{ závitů} \quad (71)$$

Výpočet počtu závitů sekundárních vinutí je odvozen z poměru n primárních a sekundárních závitů (72).

$$N_s = \frac{N_p}{n_1} = \frac{46}{1,19} = 38,6 = 39 \text{ závitů} \quad (72)$$

7.2.1 Výpočet tloušťky drátu pro navinutí jádra

Při spínání napětí na dochází ve vodičích k takzvanému skin efektu. Jde o jev, kdy odpor drátu pro střídavý proud roste s druhou mocninou vzdálenosti od povrchu. Při průchodu proudu vodičem na vysoké frekvenci tak dochází k zmenšování efektivní oblasti vodiče a oblast průchodu proudu se stahuje pouze ke stěnám vodiče.[1] [2] [16]

Výpočet skin efektu je proveden rovnicí (73), kde ρ je odpor měděného vodiče a μ je magnetická permeabilita. Pro měď je permeabilita $\mu_r = 0,999$.

$$\delta \approx \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi\mu f}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 16,9 \cdot 10^{-9}}{2\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1 \cdot 10^5}} = \sqrt{\frac{16,9 \cdot 10^{-7}}{8\pi^2}} = 0,147 \text{ mm} \quad (73)$$

Z důvodu skin efektu je nutné vybrat průměr vodiče pro vinutí tak, aby byl maximálně využit. Ideální průměr pro vodiče d_{max} pro plné využití je dvojnásobek skin efektu (74).

$$d_{max} = 2 \cdot \delta = 2 \cdot 0,147 = 0,294 \cong 0,3 \text{ mm} \quad (74)$$

7.2.1.1 Ručně motaný transformátor

Primární vinutí

Pro experimentální účely byl použit vodič s průměrem 0,4mm. Z důvodu skin efektu musí být určeno, jaký obsah mědi bude z vodiče využit. Obsah vodiče $S_{0,4}$ je vypočten rovnicí (75).

$$S_{0,4} = \pi \cdot \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,4^2}{4} = 0,126 \text{ mm}^2 \quad (75)$$

Pro výpočet efektivního průřezu mědi musí být od obsahu mědi ve vodiči $S_{0,4}$ odečten obsah nevyužitý mědi vlivem skin efektu. Poloměr použitého vodiče je 0,2 mm, hloubka skin efektu je 0,147mm. Z rozdílu těchto dvou hodnot vyplývá, že nevyužitou plochou bude kruh o poloměru 0,053 mm. Rovnicí (76) bude vypočten obsah kruhu s poloměrem 0,054mm.

$$S_{0,106} = \pi \cdot \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,106^2}{4} = 8,82 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2 \quad (76)$$

Celková efektní plocha ve vodiči $S_{0,4}$ bude získána odečtením nevyužitý plochy velikosti $S_{0,106}$ od celkové plochy vodiče $S_{0,4}$.

$$S_{0,4,ef} = S_{0,4} - S_{0,106} = 0,126 - 8,82 \cdot 10^{-3} = 0,117 \text{ mm}^2 \quad (77)$$

Pro výpočet potřebného průřezu měděného drátu bude uvažována hodnota proudové hustoty $J = 300 \text{ A/cm}^2 = 3 \text{ A/mm}^2$. Tato hodnota dovolí výpočet vhodného vodiče při zachování přijatelného teplotního nárůstu. [3]

Potřebný obsah mědi $S_{P,min}$ pro navinutí primární strany a umožnění průchodu požadovaného proudu je proveden podle ve výpočtu níže (78).

$$S_{P,min} = \frac{I_{P,ef}}{J} = \frac{2,1}{3} = 0,7 \text{ mm}^2 \quad (78)$$

Počet vodičů n_P potřebných pro navinutí primární části transformátoru pak bude (79).

$$n_P = \frac{S_{P,min}}{S_{d,max}} = \frac{0,7}{0,117} = 5,98 \cong 6 \text{ vodičů} \quad (79)$$

Sekundární vinutí

Pro výpočet efektivního proudu sekundárním vinutím byl použit vzorec (80).

$$I_{S,ef} = I_{nom} \cdot \sqrt{D_{max}} = 2,17 \cdot \sqrt{0,9} = 1,95 \cong 2 \text{ A} \quad (80)$$

Obsah potřebného množství mědi vodiče $S_{S,min}$ pro sekundární vinutí bude vypočten dle rovnice (81).

$$S_{S,min} = \frac{I_{S,ef}}{J} = \frac{2}{3} = 0,67 \text{ mm}^2 \quad (81)$$

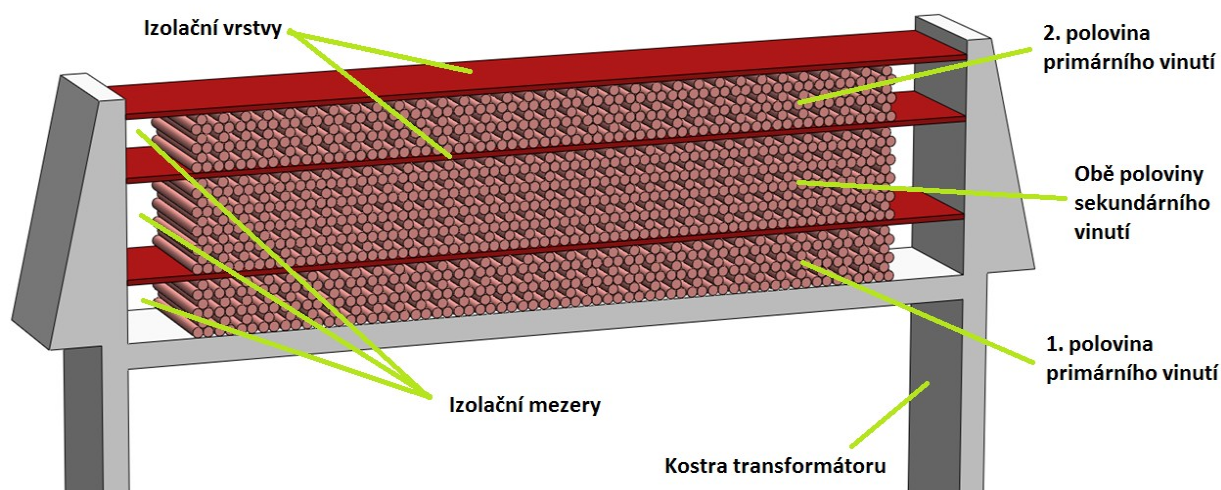
Počet vodičů n_S pro navinutí prvního sekundárního vinutí pak bude (82).

$$n_S = \frac{S_{S,min}}{S_{0,4,ef}} = \frac{0,67}{0,123} = 5,45 \cong 6 \text{ vodičů} \quad (82)$$

Výroba transformátoru

Pro výrobu transformátoru byla použita formovací kostra jádra E55. Materiál pro jádro byl zvolen typ 3C90, který má na navrhované frekvenci zdroje přijatelné ztráty. Drátem pro navinutí byl vybrán vodič s průměrem 0,4 mm a lakovou úpravou povrchu.

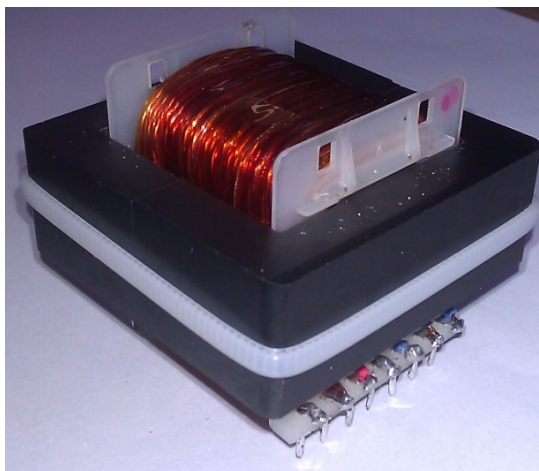
Schéma návinu vodiče na formovací kostru bylo vytvořeno v programu Solid Works a jedná se o ideální návrh.



Obr.26: Návrh vrstev transformátoru

Před samotným navinutím transformátoru došlo k vytvoření lankového vodiče skroucením tří samostatných drátů s dostatečnou délkou. Dojde tak k tažení současně dvou lankových vodičů.

Primární vinutí je rozděleno na poloviny do dvou vrstev a je taženo vždy dvojicí lankového vodiče. Sekundární vinutí leží uprostřed mezi oběma polovinami primárního vinutí a je taženo souběžně dvěma dvojicemi lanek.



Obr.27: Finální podoba ručně motaného transformátoru

Proložením primární vrstvy sekundární vrstvou dojde k lepšímu přenosu magnetického toku v jádře transformátoru. Finální podoba ručně motaného transformátoru je na obr.27

7.2.1.2 Strojně motaný transformátor

V průběhu stavby a vývoje diplomové práce bylo postaveno několik verzí zdrojů. Pro poslední verzi byl zrealizován profesionálně strojně motaný transformátor. Realizace transformátoru vyžadovala použití některých ze sériově dostupných lankových vodičů. Pro naše účely vyhovovaly série s násobky počtu vodičů s průměrem 0,1 mm.

Primární vinutí

Výpočet obsahu mědi $S_{P,min}$ pro primární vinutí byl určen rovnicí (78). Proudová hustota byla zvýšena na $J = 4A/mm^2$. Výpočet obsahu mědi primárního vinutí strojně motané transformátoru bude dle (83).

$$P_{S,min} = \frac{I_{S1,ef}}{J} = \frac{2,1}{4} = 0,52 \text{ mm}^2 \quad (83)$$

Obsah vodiče $S_{0,1}$ byl vypočten rovnicí (84).

$$S_{0,1} = \pi \cdot \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,1^2}{4} = 7,9 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2 \quad (84)$$

Výpočet počtu vodičů pro primární vinutí bylo provedeno rovnicí (85).

$$n_{PP} = \frac{S_{P,min}}{S_{d,max}} = \frac{0,52}{0,0079} = 65,8 \cong 60 \text{ vodičů} \quad (85)$$

Sekundární vinutí

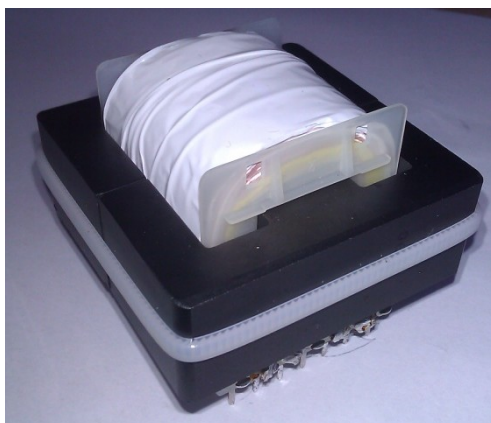
Výpočet obsahu mědi $S_{S,min}$ pro sekundární vinutí byl určen rovnicí (86).

$$P_{S,min} = \frac{I_{S1,ef}}{J} = \frac{2}{4} = 0,5 \text{ mm}^2 \quad (86)$$

Výpočet počtu vodičů pro primární vinutí byl proveden rovnicí (87)

$$n_{PP} = \frac{S_{S,min}}{S_{d,max}} = \frac{0,5}{0,0079} = 63,3 \cong 60 \text{ vodičů} \quad (87)$$

Finální podoba strojně motaného transformátoru je na obr.28.



Obr.28: Finální podoba strojně motaného transformátoru

7.2.2 Měření parametrů strojně motaného transformátoru

Parametry transformátoru byly naměřeny pomocí laboratorního RLC metru. Byla sledována změna indukčnosti sekundárního i primárního vinutí na frekvencích 1kHz, 100kHz a 200kHz.

Tab.9: Parametry primárního vinutí

	Frekvence 1 kHz		Frekvence 100 kHz		Frekvence 200 kHz	
	Indukčnost	Parazitní indukčnost	Indukčnost	Parazitní indukčnost	Indukčnost	Parazitní indukčnost
	[mH]	[μH]	[mH]	[μH]	[mH]	[μH]
Vinutí 1	15,96	23,6	17,56	17,8	2,39	17,83
Vinutí 2	16	20,1	17,5	15,57	2,39	15,52

Tab. 10: Parametry sekundárního vinutí

	Frekvence 1 kHz	Frekvence 100 kHz	Frekvence 200 kHz
	Indukčnost	Indukčnost	Indukčnost
	[mH]	[mH]	[mH]
Vinutí 1	14,03	14,99	1,996
Vinutí 2	14,15	14,94	2

7.2.3 Výpočet velikosti indukce výstupní cívky

Důvod pro zařazení cívky na výstup měniče je poskytovat energii v čase, kdy jsou spínací tranzistory vypnuté. Funkcí výstupní cívky je integrovat obdélníkové pulzy do spojitého stejnosměrného průběhu a spolu s kondenzátorem pak z obdélníkového signálu vytvářet lineární výstupní napětí. [1][4]

Pro výpočet velikosti potřebné cívky byl využit vztah (88).

$$L_{OUT} = \frac{\frac{N_S}{N_P}(U_{IN} - U_{OUT})}{2 \cdot F_{PSM} \cdot I_{nom}} \cdot D_{max} = \frac{\frac{39}{46}(400 - 300)}{2 \cdot 200000 \cdot 2} = 106 \mu H \quad (88)$$

Komerčně dostupná cívka byla vybrána s hodnotou 120 μH . Reálné měření na RLC metru na požadované pracovní frekvenci potvrdilo poměrně stabilní parametry cívky a reálná hodnota byla stanovena na 118 μH .

7.2.4 Výpočet velikosti kapacity výstupního kondenzátoru

Výpočet velikosti výstupního kondenzátoru je odvozen od požadavků, jak velký rozkmit napětí na výstupu požadujeme. Rozkmit výstupního napětí má trojúhelníkový tvar a je superponován na výstupní napětí. [1][4]

Pro tento návrh byla stanovena velikost rozkmitu výstupního napětí maximálně 1% velikosti výstupního napětí. Bude zvoleno 0,5 %, neboli 1,5 V, z důvodu rezervy. Hodnota kapacity kondenzátoru je pak spočtena z rovnice (89).

$$C_{OUT} = \frac{I_{nom} \cdot D_{max}}{f \cdot V_{OUT,ripple}} = \frac{2 \cdot 0,9}{200000 \cdot 1,5} = 6 \mu F \cong 3 \times 2,2 \mu F \quad (89)$$

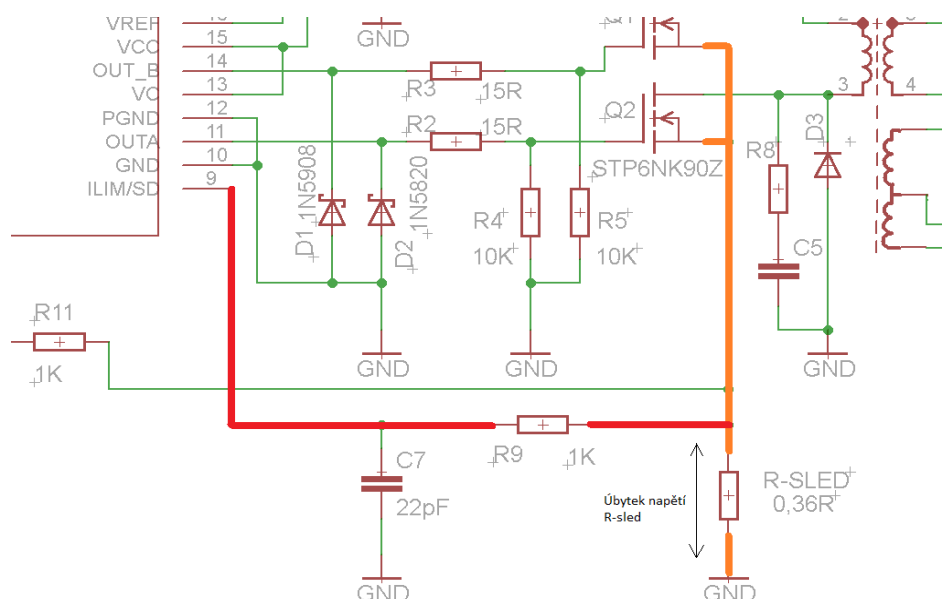
Výpočtem byla zjištěna hodnota potřebného kondenzátoru. Při aplikacích pracujících na vysokých frekvencích je nutné vybírat kondenzátory s nízkým vnitřním odporem ESR. Z důvodu dostupnosti bude jako C_{OUT} vybrána paralelní kombinace tří kondenzátorů 2,2 μF .

7.3 Návrh zpětnovazebních prvků

Při proudovém řízení výstupu měniče získává řídicí obvod informace ze dvou zpětných vazeb. První zpětná vazba dává informace o proudu protékajícím primární částí, kterou tak hlídá před přesycením a destrukcí. Druhá vazba je realizována jako sledování výstupního napětí.

7.3.1 Zpětná vazba v primární části transformátoru – proudové řízení

Princip sledování proudu v primární větvi je založen na hlídání velikosti úbytku napětí na přiloženém odporu R_{sled} .



Obr.29: Proudová zpětná vazba v primární části

Řídící jednotka porovnává referenční napětí s napětím detekovaným na R_{sled} a podle její hodnoty nastavuje střidu D , proto je nezbytné vypočítat požadovanou velikost odporu R_{sled} .

Je nutno určit odpor R_{sled} tak, aby při maximálním povoleném proudu byl na odporu detekován úbytek napětí roven referenčnímu napětí řídicího obvodu. Při zvýšení proudu v primární části tak dojde ke zvětšení úbytku napětí na odporu, který pak dosáhne hodnoty vyšší, než je referenční napětí, a řídicí obvod odpojí tranzistory budící vinutí. O 40 % vyšší úbytek napětí, než je referenční, pak obvod detekuje jako zkrat.[1] [16]

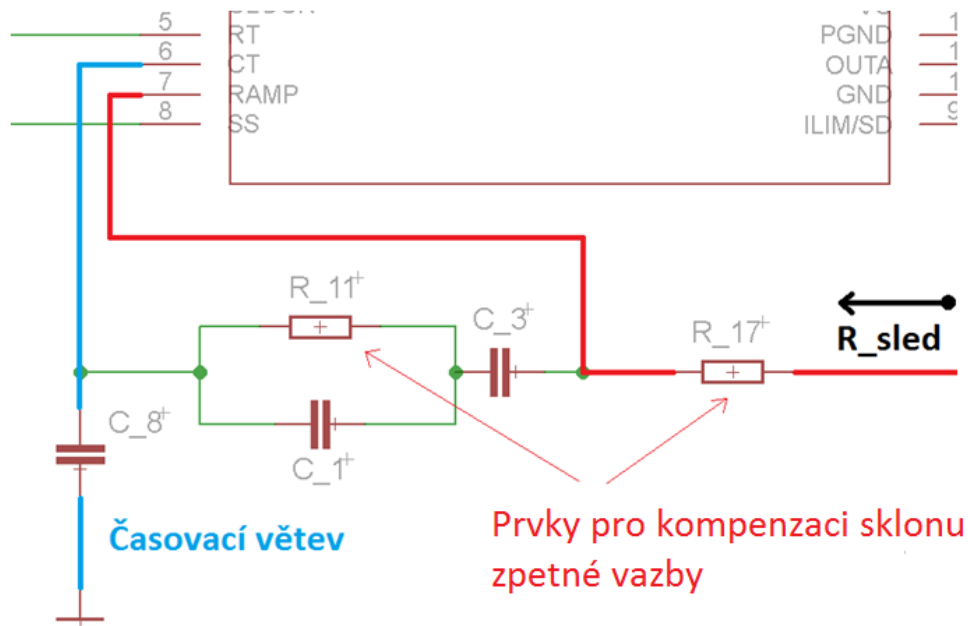
Pro výpočet určíme velikost potřebného úbytku na odporu R_{sled} pomocí technické dokumentace řídicího obvodu. Potřebná velikost úbytku $U_{Rsled} = 1 \text{ V}$. Pro výpočet se uvažuje velikost proudu I_p zvýšená o 20%.

$$R_{sled} = \frac{U_{ref}}{120\% \cdot I_p} = \frac{1}{1.2 \cdot 2,2} = 0,378 \Omega \quad (90)$$

Podle řady byla vybrána sériová kombinace dvou rezistorů s $R_{1,2} = 0,68 \Omega$. Reálné měření na RLC metru ukázalo na frekvenci 200 kHz hodnotu $R_{sled} = 0,333 \Omega$.

7.3.1.1 kompenzace sklonu u proudové zpětné vazby

Rezistory R_{11} a R_{17} ve schématu níže tvoří napěťový dělič mezi oscilátorem a vstupem rampy. Funkce děliče je superponovat průběh kompenzace sloupu na průběh proudu v primární části. Kondenzátory C_1 a C_3 tvoří pomocné filtry, pro samotný výpočet děliče není potřeba je uvažovat. [1] [16][17]



Obr.30: Schéma zapojení obvodových prvků pro kompenzaci sklonu

Návrh děliče je rozdělen do několika kroků. Prvním krokem je určení proudového spádu na výstupní tlumivce. [16]

$$S(L) = \frac{U_{OUT}}{L_{OUT}} = \frac{303,3}{120 \cdot 10^{-6}} = 2,57 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (91)$$

Druhým krokem je výpočet proudového spádu odraženého na primární vinutí.

$$S(L)' = \frac{S(L)}{N_{pri}} = \frac{2,57 \cdot 10^6}{45} = 0,0571 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (92)$$

Třetím krokem je výpočet ekvivalentního napěťového spádu vlivem sledovacího rezistoru.

$$U_{S(L)'} = S(L)' \cdot R_{sled} = 0,0571 \cdot 10^6 \cdot 0,333 = 0,025 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (93)$$

Ve čtvrtém kroku je počítán sloup oscilátoru, kde hodnota U_{osc} je rozkmit napětí oscilátoru.

$$U_{S(osc)} = \frac{U_{osc}}{T_{on}} = \frac{1,8}{4,5 \cdot 10^{-6}} = 0,4 \text{ V}/\mu\text{s} \quad (94)$$

Pátým krokem je výpočet kompenzace sloupu. V rovnici (95) se vyskytuje proměnná m , což je zvolená hodnota proudového spádu na výstupní tlumivce. V našem případě byla hodnota spádu zvolena 75 %. [16][17]

$$U_{ramp} = m \cdot S(L)' = 0,75 \cdot 0,0571 = 0,0428 \text{ A}/\mu\text{s} \quad (95)$$

Pro konkrétní případ našeho zapojení byla odvozena rovnice pro rezistor R_{11} (96).

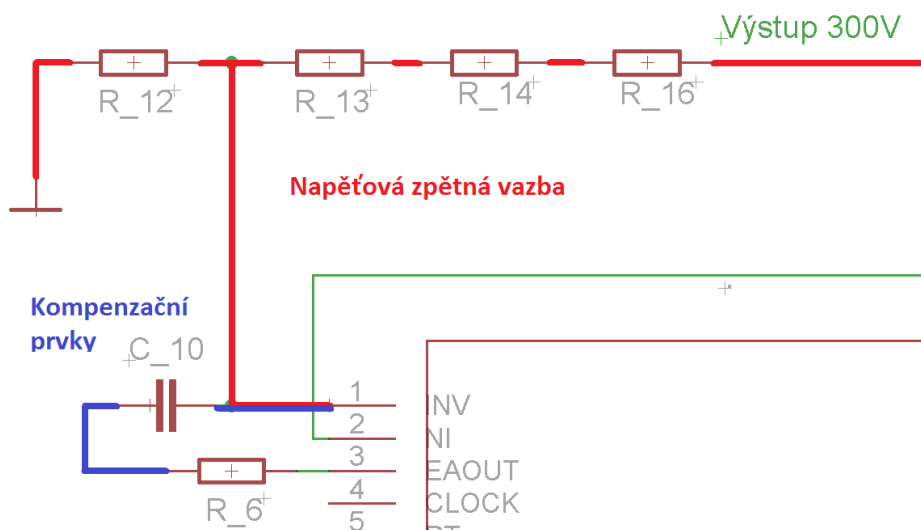
$$R_{11} = R_{17} \cdot \frac{U_{S(osc)}}{U_{S(L)} \cdot m} = R_{17} \cdot \frac{0,4}{0,025 \cdot 0,75} = R_{17} \cdot 21,33 \quad (96)$$

Pro rezistor R_{17} byla z řady vybrána hodnota 1 k Ω . Dosazením do rovnice (97) dostaneme hodnotu rezistoru R_{11} .

$$R_{11} = R_{17} \cdot 21,33 = 21,3 \text{ k}\Omega \quad (97)$$

7.3.2 Napěťová zpětná vazba v sekundární části – napěťové řízení

Jelikož velikost zátěže může být proměnná, mění se s ní i hodnota výstupního napětí. Úlohou zpětné vazby je kompenzovat velikost výstupního napětí s ohledem na zatěžovací charakteristiku. Rozdílový zesilovač musí reagovat na změnu napětí rychle, bez vzniku oscilací. [1] [2]



Obr.31: Schéma zapojení napěťové zpětné vazby a kompenzačních prvků

Zpětná vazba je realizována pomocí napěťového děliče, jelikož výstupní napětí je mnohokrát vyšší než referenční napětí kontroléru. Prvním krokem při návrhu děliče je určení referenčního napětí na spodním rezistoru. Toto referenční napětí je přímo úměrné maximálnímu napětí na výstupu. Komparační napětí kontroléru je 5,1 V. Musí být tedy zajištěno, aby na rezistoru R_{12} byl při výstupním napětí 300 V úbytek napětí 5,1 V. [18]

Dalším důležitým prvkem je výkonová spotřeba děliče. Ten musí být navržen s co největším odporem, ale stále jím musí téci dostatečný proud pro správnou funkci rozdílového zesilovače. Velikost proudu děličem byla zvolena $I_{del} = 1 \text{ mA}$. Velikost spodního rezistoru R_{12} bude provedena rovnicí (98).

$$R_{12} = \frac{U_{ref}}{I_{del}} = \frac{5,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 5100 \Omega \quad (98)$$

Pro naše účely byl vybrán rezistor 5,1 kΩ. Výpočet celkové hodnoty horních rezistorů napěťového děliče pak bude proveden pomocí rovnice (99).

$$R_{Horní} = \frac{U_{OUT} - U_{ref}}{I_{del}} = \frac{300 - 5,1}{1 \cdot 10^{-3}} = 294900 \Omega \quad (99)$$

Horní část děliče je reprezentována třemi rezistory R_{13} , R_{14} , R_{16} z důvodu nepřekročení napěťové odolnosti použitých rezistorů. Z řady byla vybrána kombinace tří rezistorů s hodnotou $R = 100 \text{ k}\Omega$.

7.3.2.1 Kompenzace napěťové zpětné vazby

Prvním krokem při kompenzaci zpětnovazební smyčky je určení výstupního zisku. Velikost zisku se mění se zatížením výstupu. Čím více je výstup zatížen, tím více klesá výstupní zisk rozdílového zesilovače. Výstupní kondenzátor určuje frekvenci nuly, z čehož vyplývá, že výstupní zisk závisí na aktuální hodnotě ESR kondenzátoru. Pro zajištění stability pro jakoukoli kombinaci zátěže bude rozdílový zesilovač kompenzovaný na zisk nula decibelů při jedné padesátině velikosti spínací frekvence s dostatečnou fázovou rezervou. [1] [2] [16] [17] [18]

Jako první budou vypočteny frekvence, na kterých se vyskytují nuly a póly. ESR použitých kondenzátorů odpovídá hodnotě 72Ω , výstup je tvořen paralelní kombinací třech kondenzátorů, tudíž celkové ESR klesne na třetinu. Pomocí rovnice (100) bude vypočtena frekvence pólu při maximálním dovoleném zatížení $R_Z = 140 \Omega$.

$$f_P = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{OUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 140 \cdot 6,6 \cdot 10^{-6}} = 172 \text{ Hz} \quad (100)$$

Frekvence nuly je pak spočtena pomocí rovnice (101). Rozdíl je pouze v záměně konstanty R_Z za hodnotu ESR výstupních kondenzátorů.

$$f_Z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{72}{3} \cdot 6,6 \cdot 10^{-6}} = 1005 \text{ Hz} \quad (101)$$

Nyní může být spočtena hodnota zisku podle rovnice (102).

$$K = \frac{I_P \cdot \frac{N_p}{N_s}}{U_{kont}} = \frac{2,2 \cdot \frac{45}{40}}{0,85} = 2,91 \quad (102)$$

Při maximálním zatížení výstupu bude zisk podle rovnice (103).

$$A = K \cdot R_Z = 20 \cdot \log(2,91 \cdot 140) = 52,2 \text{ dB} \quad (103)$$

Pro kompenzaci rozdílového zesilovače bude brána frekvence nuly $f_p = 1005 \text{ Hz}$. Zisk na této frekvenci bude dle výpočtů uvažován $-52,2 \text{ dB}$. Aby bylo dosaženo požadovaného zisku, je nutno vypočítat poměr rezistorů $R_{horní}$ a R_6 . Výpočet bude podle rovnice (104). [16] [17]

$$R_6 = A \cdot R_{horní} = 0,0245 \cdot 3 \cdot 10^5 = 746 \Omega. \quad (104)$$

Kompenzační kondenzátor C_{10} bude dopočítán dosazením do rovnice (105).

$$C_{10} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_6 \cdot f_z} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 746 \cdot 1005} = 212 \text{ nF} \quad (105)$$

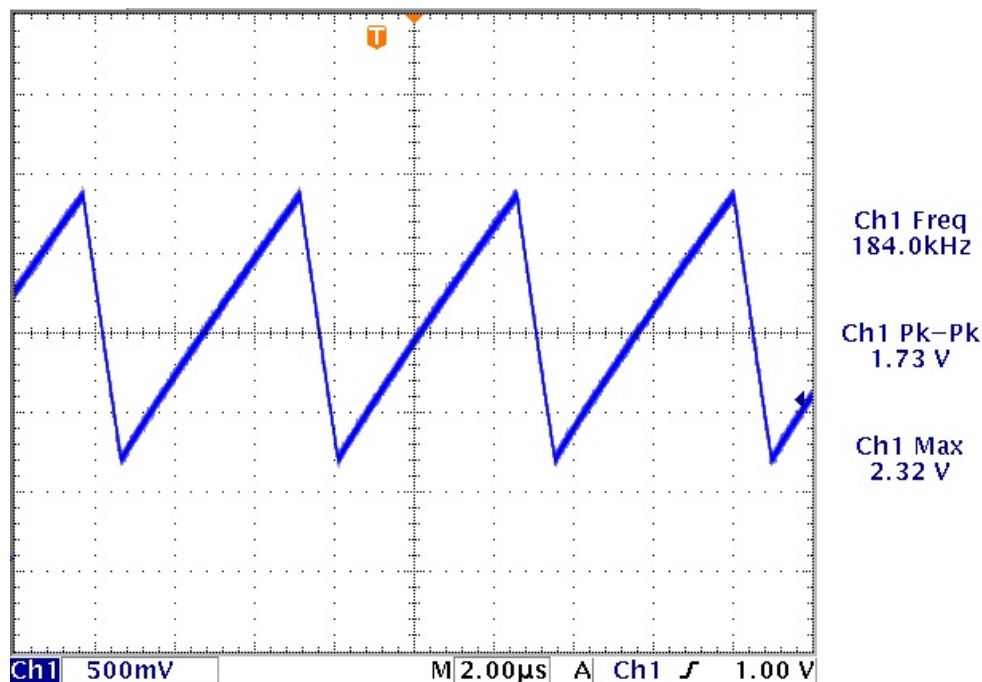
8 Oživení topologie Push-pull

Prvním krokem po osazení součástek na desce plošných spojů je test vlastní funkce kontroléru. Celkové zapojení topologie Push-pull se dá pomyslně rozdělit do dvou samostatných částí. První část tvoří kontrolér spolu s prvky sloužící pro nastavení funkcí a filtrací zpětnovazebních signálů. Druhá část je pak tvořena výkonovými prvky.

8.1 Oživení kontroléru UC28025

Kontrola funkce oscilátoru

Pro oživení první části topologie byl nahrazen 12 V integrovaný zdroj měniče zdrojem laboratorním z důvodu měření hodnoty odebíraného proudu a využitím jeho proti-zkratové ochrany. Po připojení napájecího napětí na kontrolér byla prvně sledována spínací frekvence kontroléru. Průběh napětí na časovacím kondenzátoru je zobrazen na obr.32.

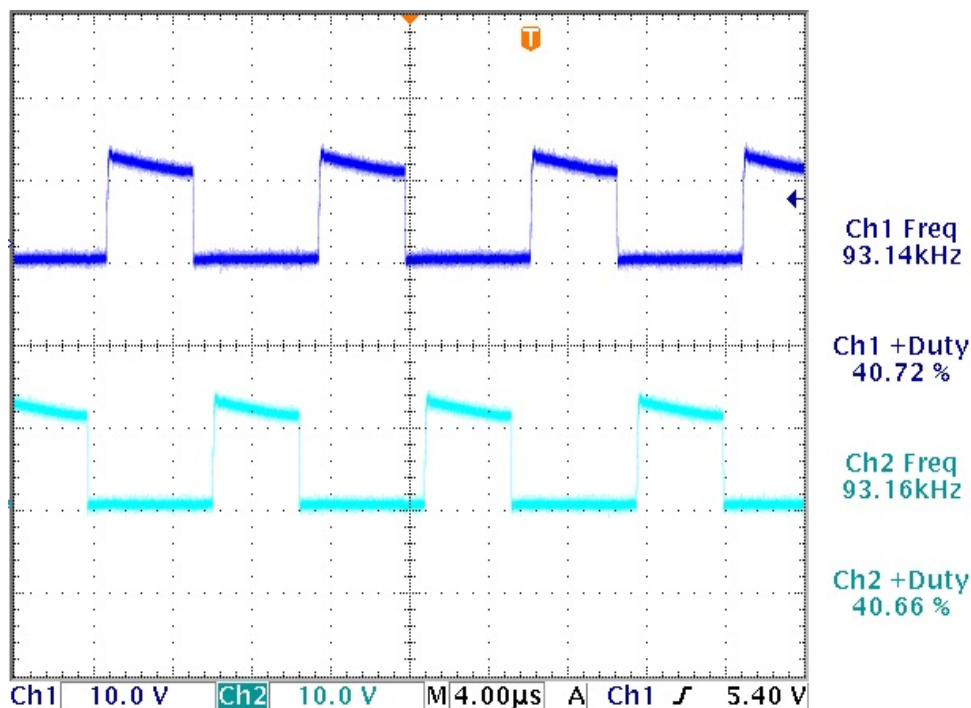


Obr.32: Průběh napětí na časovacím kondenzátoru

Kontrola funkce spínání dvojčinného výstupu

Posledním krokem ověření správné funkce kontroléru bylo sledování řídicích výstupů, které musí být navzájem dvojčinně přepínány. Maximální střída jednotlivých pulzů kontroléru UC28025 je podle technické dokumentace 45 %.

V průběhu střídavého spínání výkonové části nesmí dojít k situaci, kdy by oba výstupy byly sepnuty současně. V takovém případě by došlo k destrukci spínacích prvků či transformátoru. Naměřené průběhy jsou vidět na obr.33.



Obr.33: Naměřené průběhy na výstupech kontroléru

Z naměřených průběhů byla změřena maximální střída jednotlivých signálů 40 %.

8.2 Celkové ověření funkce topologie Push-pull

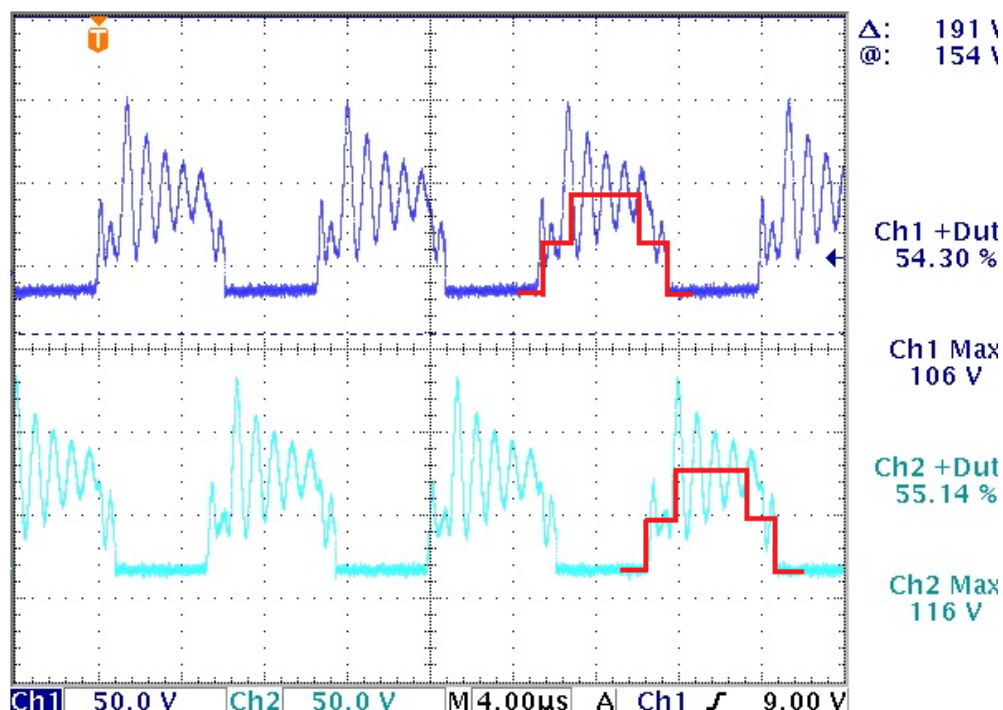
Finálního spuštění topologie Push-pull se v konečné fázi docílí připojením výstupu aktivního korektoru účinníku na silovou větev druhé části. Výstupní napětí korektoru má hodnotu 400 V. Pro případy testování bylo použito menších napětí z důvodu prvotní kontroly průběhů na výkonových prvcích. Napětí pro zkušební test bylo získáno opět z laboratorního zdroje a hodnota pro test byla stanovena 30 V.

Test průběhů na D elektrodách tranzistorů

Z teorie vyplývá, že tranzistory jsou vždy v uzavřeném stavu stresovány přiloženým napětím o velikosti až dvojnásobku vstupního napětí vlivem jeho naindukování v nečinné větvi, viz kapitola 2.3.1.1.

Sledováním napěťového průběhu na spínacích tranzistorech byla tato teorie ověřena.

V praxi se k indukovanému napětí přičítají ještě napětí špičková vznikající vlivem parazitních indukcí a kapacit. V takovém případě mohou být součástky stresovány až několikanásobně vyšším napětím. Reálné průběhy napětí na elektrodách D tranzistorů jsou zobrazeny na obr.34.



Obr.34: Průběhy napětí na elektrodách D spínacích tranzistorů

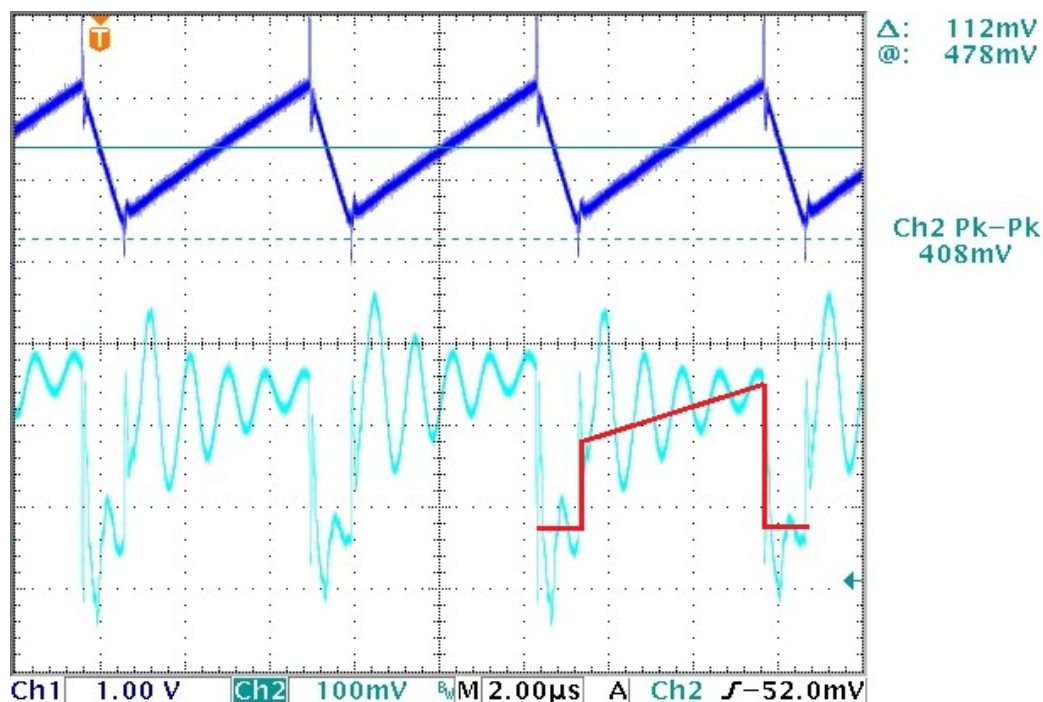
Z naměřených výsledků je patrné silné zarušení průběhů na elektrodách D tranzistoru důsledkem spínání parazitních kapacit a indukčností. Červeně vyznačené obrysy jsou ideální teoretické průběhy, kterých by bylo dosaženo v ideálním případě. V praxi je nutno tyto napěťové zákmity eliminovat přidáním speciálních filtrovacích obvodů, tzv. Snubberů, jelikož zarušení průběhů nezpůsobuje pouze problém na elektrodách D tranzistorů, ale ovlivňuje prvky celého zařízení.

Z napěťového průběhu vyplývá, že při vstupním napětí 30 V mohou špičky zákmitů na tranzistorech dosahovat hodnoty až 116 V.

Test průběhů na sledovacím rezistoru

Proudové řízení je založeno na sledování velikosti úbytku napětí na sledovacím rezistoru, viz. kapitola 2.3.2.

Obr.35 zobrazuje průběh napětí na časovacím kondenzátoru a sledovacím odporu. Spodní křivka reprezentuje průběh napětí na sledovacím rezistoru. Z průběhu je opět patrné silné zarušení, vlivem parazitních kapacit, analogické k průběhu zarušení na elektrodách D spínacích tranzistorů. Ideální předpoklad průběhu je znázorněn červeně.



Obr.35: Průběhy napětí na časovacím kondenzátoru (vrchní průběh) spolu s úbytkem napětí na sledovacím odporu (spodní průběh)

Ve spodní křivce na obr.35 je vidět průběh napětí na sledovacím rezistoru. Prvotní skok napětí o stejnosměrnou složku je způsoben konstantně odebíraným proudem z transformátoru. Růst napětí tvořící lineární rampu je pak způsoben postupnou magnetizací jádra transformátoru.

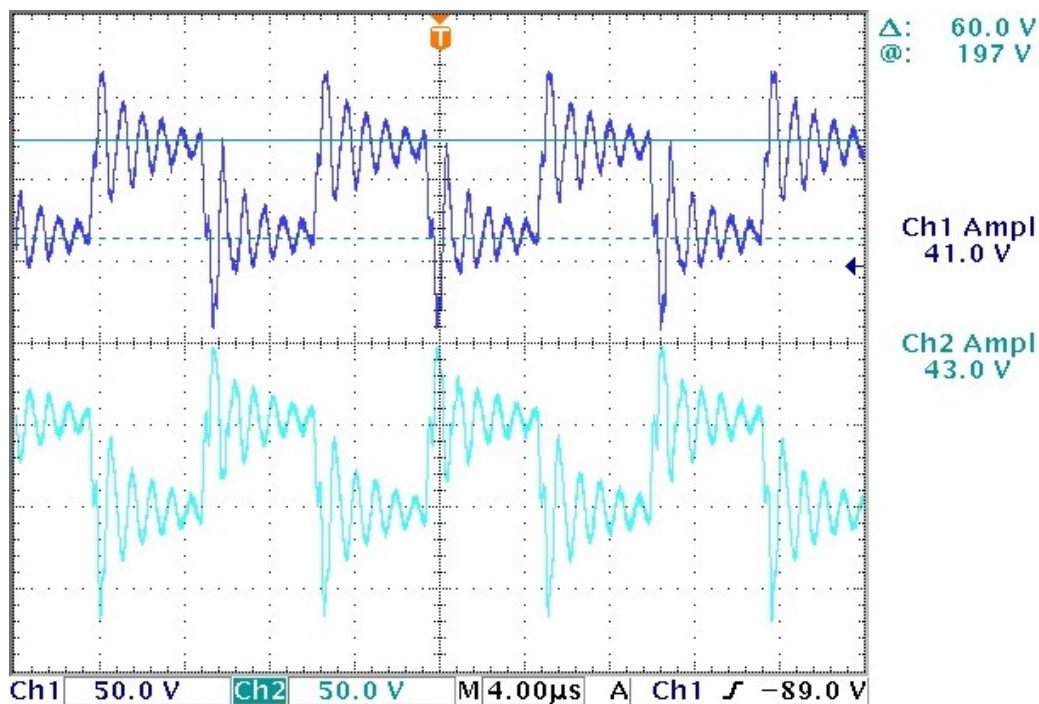
Pro přehlednější průběh byl měnič zatížen a primární větví tekla proud 500 mA. Při takové velikosti proudu je dle výpočtu předpokládán úbytek napětí roven 170 mV. Reálným měřením byla zjištěna napěťová špička až 408 mV, téměř dvou a půl násobek předpokládané hodnoty.

Test průběhů na výstupních diodách

Posledním grafem zhodnocujícím funkci topologie Push-pull je průběh napětí na výstupních diodách. Průběh napětí opět analogicky kopíruje průběhy vytvořené v primární části měniče. Průběh je znázorněn na obr.36.

Výstup měniče je vybaven filtrem tvořeným tlumivkou a sadou kondenzátorů. Tento filtr linearizuje napětí na výstupních diodách a tvoří tak na výstupu stejnosměrné napětí s určitou hodnotou zvlnění.

Výstupní napětí sekundární strany v nezatíženém stavu dosahovalo hodnoty až 62 V. Při zatížení výstupu velikost napětí klesla na hodnotu 26 V.



Obr.36: Průběh napětí na výstupních diodách

8.3 Test s reálným napětím

Při ověření správné funkce topologie Push-pull se vstupním napětím 30 V byl proveden test s postupně zvyšujícím se napětím až na hodnotu 400 V. Celkově byly postaveny čtyři součástkově odlišné verze měniče, které se vyznačovaly velice signifikantním chováním. Následující popis chování je popis funkce poslední, nejpropracovanější verze, u které bylo dosaženo nejlepších výsledků.

Výskyt prvního problému

Zvyšování napětí bylo prováděno v krocích o velikosti 20 V. S postupným zvyšováním vstupního napětí rapidně rostla velikost napětí na výstup. Při dosažení hodnoty vstupního napětí 100 V byla na výstupu měniče zaznamenána maximální hodnota 276 V. Při dalším zvyšování napětí začalo napětí na výstupu klesat.

Při prozkoumání průběhů na obvodových prvcích bylo zjištěno, že velikost maximální hodnoty napěťových špiček rušení na sledovacím rezistoru dosáhla hodnoty 1,2 V. Jelikož při překročení úbytku napětí 1 V na sledovacím rezistoru se v kontroléru aktivuje funkce proudového omezení reprezentovaná zkracováním pulzů, maximální dosažená hodnota výstupu se zastavila na 276 V.

S dalším zvyšováním vstupního napětí proto docházelo ke snižování výstupního napětí vlivem proudového omezení, kdy při maximálním vstupním napětí 400 V byla na výstupu naměřena hodnota 167 V. Výstupní napětí bylo rapidně sníženo důsledkem toho, že špičky na sledovacím rezistoru dosahovaly při vstupním napětí 400 V až 6,7 V a rapidně rušily řízení kontroléru.

Částečné řešení prvního problému

Eliminace napěťového rušení vznikajícího na spínacích prvcích se řeší přidáním speciálních filtrovacích obvodů paralelně se spínacími prvky.

V průběhu měření došlo ke stavbě několika typů těchto filtrovacích obvodů. Výsledkem bylo částečné potlačení napěťového rušení na sledovacím rezistoru z hodnoty 6,7 V na hodnotu okolo 4 V.

Další možností, jak vyčistit řídicí signál pro kontrolér, bylo přiřazení pomocného filtru na sledovací vstup kontroléru. Použitím kombinace „snubberů“ a filtru řídicího vstupu mělo částečný úspěch a bylo tak dosaženo požadovaného výstupního napětí, které se zastavilo na požadované hodnotě 303,4 V při vstupním napětí od 130 V výše.

Výskyt druhého problému

Čtvrtá verze měniče slavila úspěch, jelikož bylo dosaženo požadovaných parametrů výstupního napětí. Všechny tři předchozí verze měly problémy s dosažením 300 V výstupu a při realizaci přídatných filtračních obvodů vždy kompletně shořely.

Problém čtvrté verze nastal při mírném zatížení výstupu. Stejně tak jako u předchozích verzí došlo ke slyšitelnému vysokofrekvenčnímu tónu vycházejícího z transformátoru a k destrukci spínací části spolu s kontrolérem a pomocnými součástkami.

Před stavbou páté verze začalo být proto uvažováno o výskytu problému jinde než ve výpočtu a návrhu obvodových prvků. Problém byl hledán v celkové koncepci návrhu zdroje, jelikož všechny verze byly celkově přepočítány a čtvrtá verze měla kromě nového návrhu součástek a desky i nově motaný transformátor. Pozornost byla proto zaměřena na analýzu problému, který nastal u všech verzí a to slyšitelný zvuk a velice rychlá destrukce spínací části.

Příčina problémů navrhovaného řešení

Topologie Push-pull má kromě namáhání spínacích prvků vysokým napětím ještě jednu výraznou nevýhodu. Touto nevýhodou je fakt, že primární i sekundární strana je tvořena symetrickou dvojicí vinutí. Jestliže dojde k případu, kdy tok vytvářený oběma stranami vinutí není stejný, vzniká malý stejnosměrný tok, který se přičítá v každém spínacím cyklu a vinutí se rychle blíží k saturaci, viz kapitola 2.3.1.2.

Kontrolér UC28025 je schopen regulovat jednotlivé pulzy na základě vyhodnocení velikosti proudu v primární části. Jak už bylo zmiňováno výše, informace o velikosti proudu je reprezentována velikostí napětí na sledovacím rezistoru. Jelikož docházelo k situaci, že vlivem parazitních kapacit a indukčností vznikaly na rezistoru nežádoucí napěťové špičky, které se nepodařilo dostatečně eliminovat, byla informace o velikosti proudu v primární části ovlivňována šumovým signálem superponovaným na užitečný signál. Důsledkem toho kontrolér náhodně měnil střidu jednotlivých pulzů na základě vyhodnocování parazitních špiček. Vlivem nesouměrného spínání vinutí primární části proto vždy docházelo k zasaturování jedné poloviny vinutí, čímž rapidně poklesla impedance vinutí a došlo k průrazu tranzistoru důsledkem vysokého proudu. Tuto situaci potvrzuje i fakt, že při destrukci všech verzí zdroje došlo vždy k průrazu jen jednoho spínacího prvku.

9 Závěr

Obsahem diplomové práce je návrh a stavba spínaného zdroje v topologii Push-pull s výstupním napětím 300 V a výkonem 650 VA. V návrhu byl zohledněn i vliv zdroje na okolní prostředí a celkový koncept byl rozdělen na realizaci tří samostatných spínaných zdrojů.

Úvodní kapitoly jsou věnovány teoretickému rozboru tří použitých topologií. Konkrétně se jedná o topologii Boost PFC čili zvyšujícího měniče napětí pro korektor účinníku, Buck neboli snižující měnič napětí, a topologii Push-pull patřící do kategorie dvojčinných měničů napětí.

Následující kapitoly řeší detailní výpočty obvodových prvků od základních parametrů až po výpočty kompenzací použitých zpětných vazeb. Tyto kapitoly řeší také výběr a měření konkrétních součástek spolu s 3D návrhem, výpočtem a realizací transformátoru pro topologii Push-pull.

První realizovanou topologií byla topologie Boost PFC, která tvoří aktivní korektor účinníku a předregulátor pro topologii Push-pull. Výstupní napětí bylo stanoveno na 400V při přenášeném výkonu 800 W. Celkově byly zrealizovány tři verze měniče, než bylo dosaženo požadovaných parametrů. Při reálném testování faktor korekce předregulátoru neklesl pod hodnotu 0,97 i při maximálním zatížení, čímž plně vyhověl evropským směrnicím pro provozování výkonových měničů. Měřením reálného příkonu v závislosti na velikosti zátěže byla určena účinnost zdroje, která se pohybovala v rozmezí 82-91 %. Účinnost klesala se snižujícím se vstupním napětím. Při nominálním vstupním napětí 230VAC se účinnost zdroje v závislosti na výstupní zátěži pohybovala od 84% do 89%.

Snižující měnič napětí v topologii Buck byl zrealizován z důvodu zajištění 12 V napětí pro napájení kontrolérů ostatních měničů. V průběhu práce byly postaveny dvě verze zdroje, kdy už druhá verze vykazovala velice stabilní výstupní napětí s průměrnou hodnotou 11,5 V a s možným zatížením až 200 mA.

Výstupní část měniče je tvořena topologií Push-pull. Tato topologie byla navrhovaná na výstupní napětí 300 V s výkonem 650 VA. Při návrhu a výpočtu obvodových prvků bylo využito proudového řízení a byla implementována proti-zkratová ochrana. Celkově byly postaveny čtyři součástkově odlišné verze měniče, jelikož první tři verze měniče nebyly schopny dosáhnout požadovaného vstupního napětí 300 V a v každém případě došlo k destrukci spínacích tranzistorů viz. kapitola 8.3

Chyba byla nalezena v silném zarušení větve proudového řízení vlivem spínání parazitních kapacit a indukčností a tím nesprávné funkce proudového řízení. Tento problém byl částečně odstraněn přidáním filtrů do větve proudové vazby a pomocných filtrů tzv. „snubberů“ do silové části měniče. Přidáním filtrů bylo dosaženo toho, že čtvrtá verze pracovala správně v nezatíženém stavu. Při zatížení výstupní části však docházelo opět k destrukci spínacích tranzistorů.

Důvod destrukce spínací části byl nalezen v nesprávné funkci proudového řízení. Jelikož byla proudová zpětná vazba ovlivňována parazitními napěťovými špičkami superponovanými na užitečný signál, docházelo k vyhodnocování překročení proudu v primární větvi v náhodných okamžicích a tím vytvoření nesouměrné střídy spínání tranzistorů. Při nestejném buzení obou vinutí v primární části docházelo vždy k vytvoření rozdílných toků ve vinutích, což vedlo až k saturaci jedné poloviny primárního vinutí, prudkému poklesu jeho impedance a průrazu spínacího prvku.

Návrh řešení problému

Řešení problému se nabízí několik. První možností pro zprovoznění zdroje by bylo zvolení jiné topologie. Změnou topologie, např. na topologii full-bridge, se odstraní problémy saturace jedné poloviny vinutí, jelikož tato topologie využívá pouze jedno primární vinutí. Další velkou výhodou by bylo odstranění namáhání spínacích prvků dvojnásobným vstupním napětím.

Druhé řešení se nabízí ve výběru jiného typu kontroléru. Použitím kontroléru s propracovanější strukturou filtrování řídicích signálů a funkcí průměrování informací pro proudové řízení může vyřešit problém rozdílné střídy spínání tranzistorů.

V poslední řadě by šel problém řešit snížením velikosti vstupního napětí generovaného aktivním korektorem účinníku a snížit tak poměr velikosti řídicích signálů ku spínanému napětí.

10 Použitá literatura

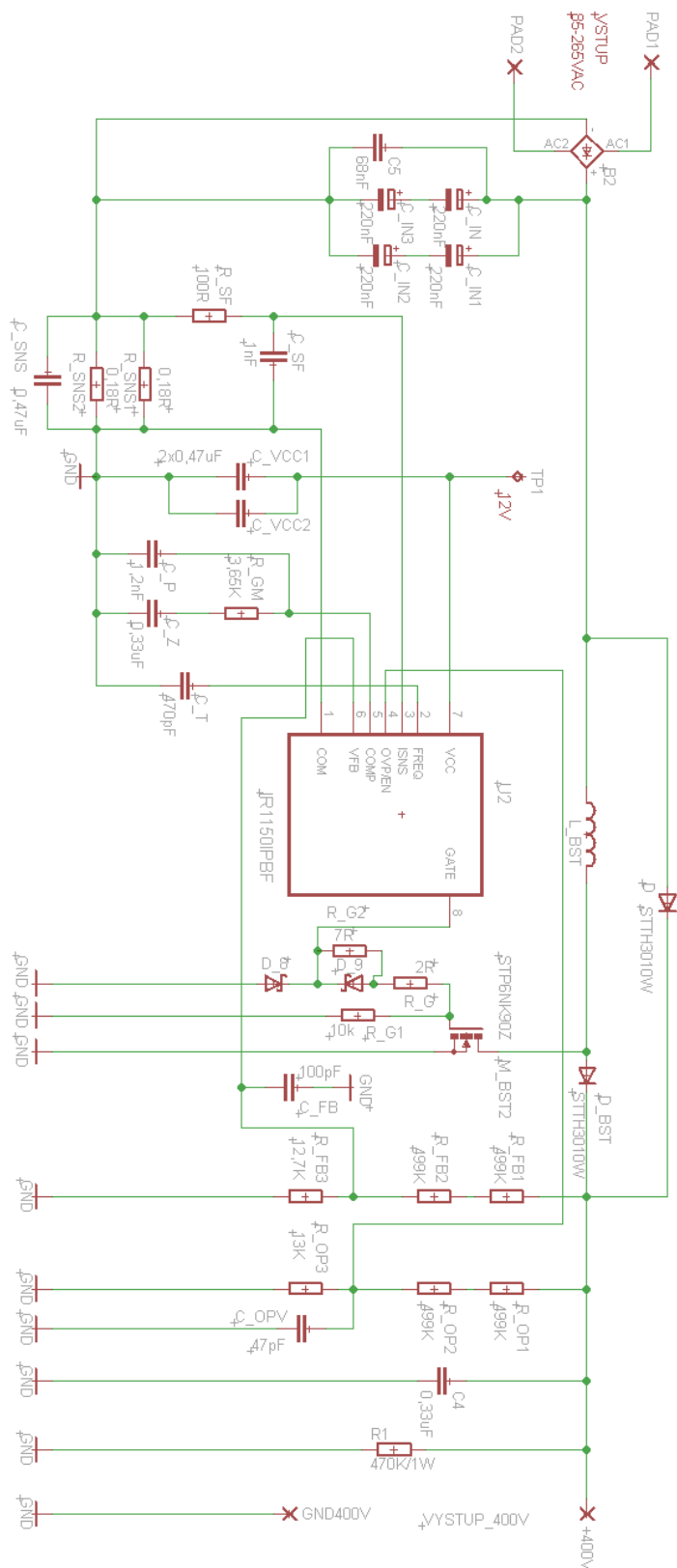
- [1] BROWN, Marty. *Powersupplycookbook*. 2nd ed. Boston: Newnes, c2001, xii, 265 p. ISBN 07-506-7329-X.
- [2] MANIKTALA, Sanjaya. *Switchingpowersupplies A to Z*. Amsterdam: Elsevier/Newnes, 2006, viii, 503 s. ISBN 978-0-7506-7970-1.
- [3] ABRAHAM I. PRESSMAN, Abraham I.KeithBillings. *Switchingpowersupply design*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2009. ISBN 978-007-1594-325.
- [4] KEITH BILLINGS, TaylorMorey. *Switchmodepowersupply handbook*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2010. ISBN 978-007-1639-729.
- [5] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-860-5691-0.
- [6] Fairchild. In: *Power Factor Correction (PFC) Basics* [online]. 2004 [cit. 2014-05-28]. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-42047.pdf>
- [7] AN1114. *Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies* [online]. 2007, č. 1 [cit. 2013-11-25]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01114a.pdf?>
- [8] AN1207. *Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II)* [online]. 2009, č. 2 [cit. 2013-11-26]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01207b.pdf>
- [9] ERICKSON, Robert W a Dragan MAKSIMOVIĆ. *Fundamentals of power electronics*. 2nd ed. Norwell: KluwerAcademicPublishers, c2001, xxi, 883 s. ISBN 978-0-7923-7270-7.
- [10] CURRENT MODE CONTROL OF SWITCHING POWER SUPPLIES. [online]. 2001 [cit. 2014-05-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ml/slup075/slup075.pdf>
- [11] PowerFactorCorrection. *AN-1166* [online]. [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1166.pdf>
- [12] High Current Chokes. Bourns [online]. 2008, 22.4 [cit. 2014-05-23]. Dostupné z: http://www.bourns.com/data/global/pdfs/1140_series.pdf
- [9] Nonisolated Positive Output Buck. *ON Semiconductor* [online]. 2010 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8226-D.PDF
- [13] High-Voltage Switcher for Low Power Offline SMPS. *ON Semiconductor* [online]. 2010 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1070-D.PDF
- [14] 3C90. In: *Material specification* [online]. 2008 [cit. 2013-12-13]. Dostupné z: <http://allstarmagnetics.com/assets/3c90.pdf>
- [15] 1.5 MHZ CURRENT MODE IC CONTROLLED 50 WATT POWER SUPPLY. *Unitrode* [online]. 1999 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva053/slva053.pdf>
- [16] A NEW INTEGRATED CIRCUIT FOR CURRENT MODE CONTROL. *U-93* [online]. 1999 [cit. 2014-05-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva075/slva075.pdf>
- [17] MODELLING, ANALYSIS AND COMPENSATION OF THE CURRENT-MODE CONVERTER. *U-97* [online]. 1999 [cit. 2014-05-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva101/slva101.pdf>
- [18] UC28025. In: Economy high speed PWM controller [online]. 2010 [cit. 2013-12-13]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc28025.pdf>

Seznam použitých zkratek

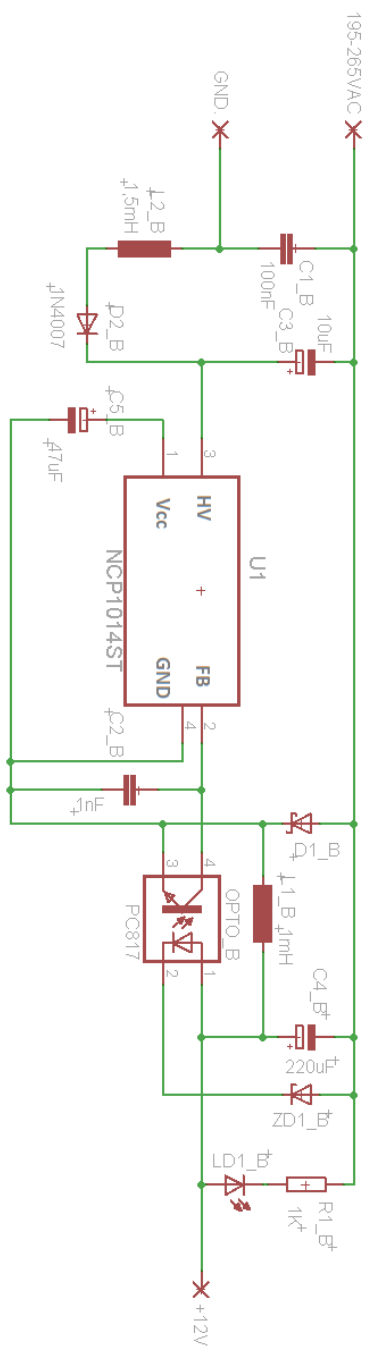
A_{ss}	Obsah středního sloupku jádra.
D	Střída
$f_{IN,min}$	Minimální vstupní frekvence
f_p	Frekvence pólu
$f_{P\dot{S}M}$	Frekvence pulzně šířkové modulace
$I_{IN,ef,max}$	Maximální vstupní proud
$I_{IN,pk,max}$	maximální vstupní špičkový proud
I_L	Proud na cívce
$I_{L,pk,max}$	Maximální hodnota špičkového proudu procházejícího cívkou
I_{L1}	Rostoucí proud cívkou
I_{L2}	Klesající proud cívkou
I_{mag}	magnetizačního proud
i_{OVFA}	velikost proudu pro nabíjení kondenzátoru
$I_{P,pnh}$	velikost proudu v polovině náběžné hrany
$K_{\Delta IL}$	proudové zvlnění cívky
η	Účíník zdroje
P_{in}	celkový příkon měniče
P_{out}	výkon na výstupu měniče
r	vysokofrekvenční faktor zvlnění vstupního napětí
T_{off}	Doba zavření tranzistoru
T_{on}	Doba otevření tranzistoru
T_s	Čas periody
t_{ss}	Čas rozběhu měniče
T_{sw}	Doba náběžné hrany
$U_{COMP,EFF}$	Hodnota napětí nabití kondenzátoru
$U_{D2,inv}$	Záporný potenciál napětí diody
$U_{ds,on,max}$	Maximální úbytek napětí na spínacím tranzistoru
U_{in}	Vstupní napětí
$U_{in,min}$	Minimální vstupní napětí
U_L	Napětí na cívce
U_{limit1}	První detekční napětí komparátoru v ir1155
U_{out}	Výstupní napětí
U_p	Napětí primární strany transformátoru
$U_{Q,on}$	Úbytek napětí na tranzistoru
$U_{Q2,off}$	Velikost napětí na tranzistoru ve vypnutém stavu
U_{sled}	Úbytek napětí na sledovacím rezistoru
$U_{zkrat,limit}$	Druhá detekční napětí komparátoru v ir1155
Δ_B	Rozptyl maximální hustoty magnetického toku v jádře
Δ_t	Doba překlenutí výpadku napájecího napětí

Seznam příloh

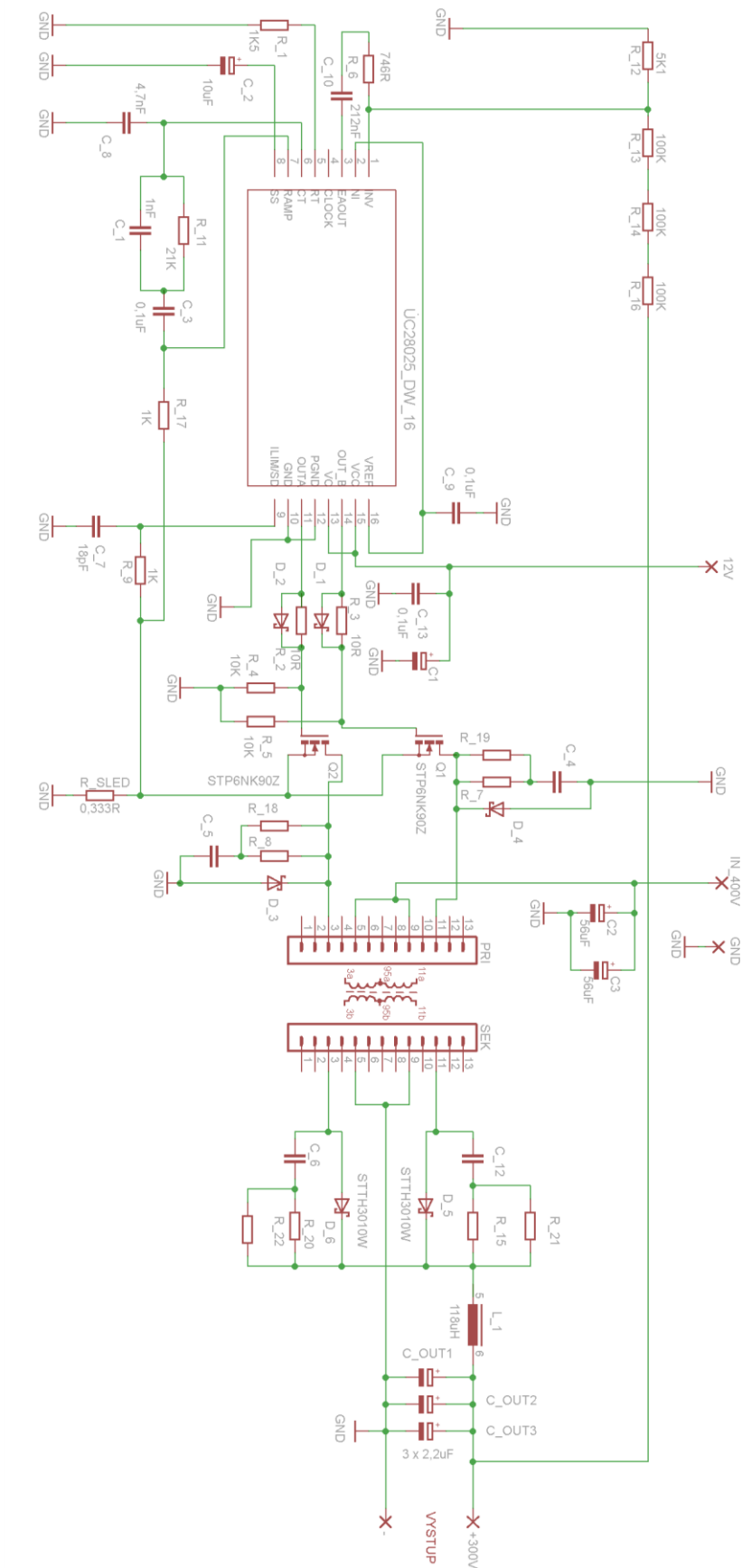
A) Obvodové schéma aktivního korektoru účinníku v topologii Boost PFC



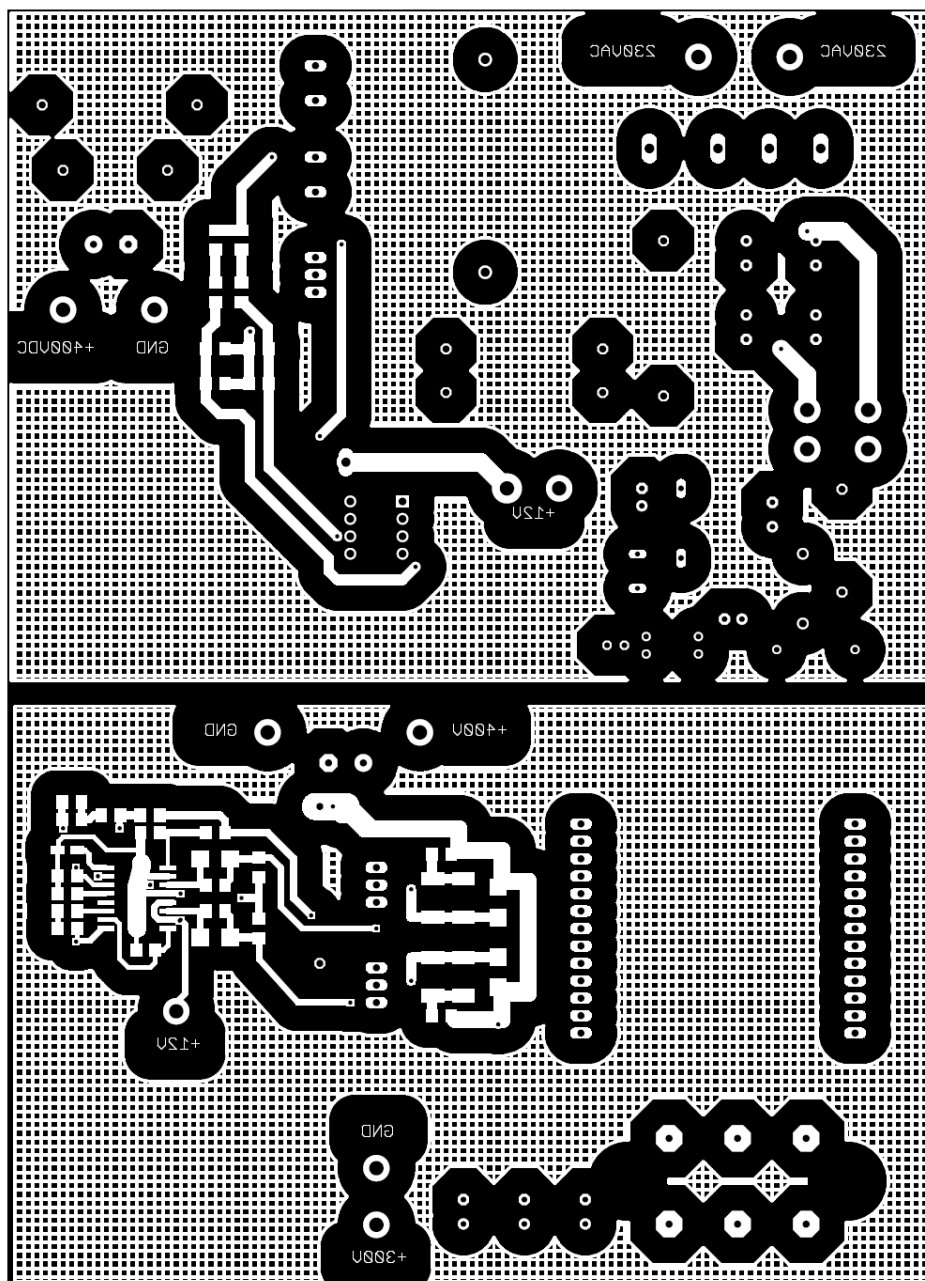
B) Obvodové schéma snižujícího zdroje napětí v topologii Buck



C) Obvodové schéma dvojčinného měniče v topologii Push-pull

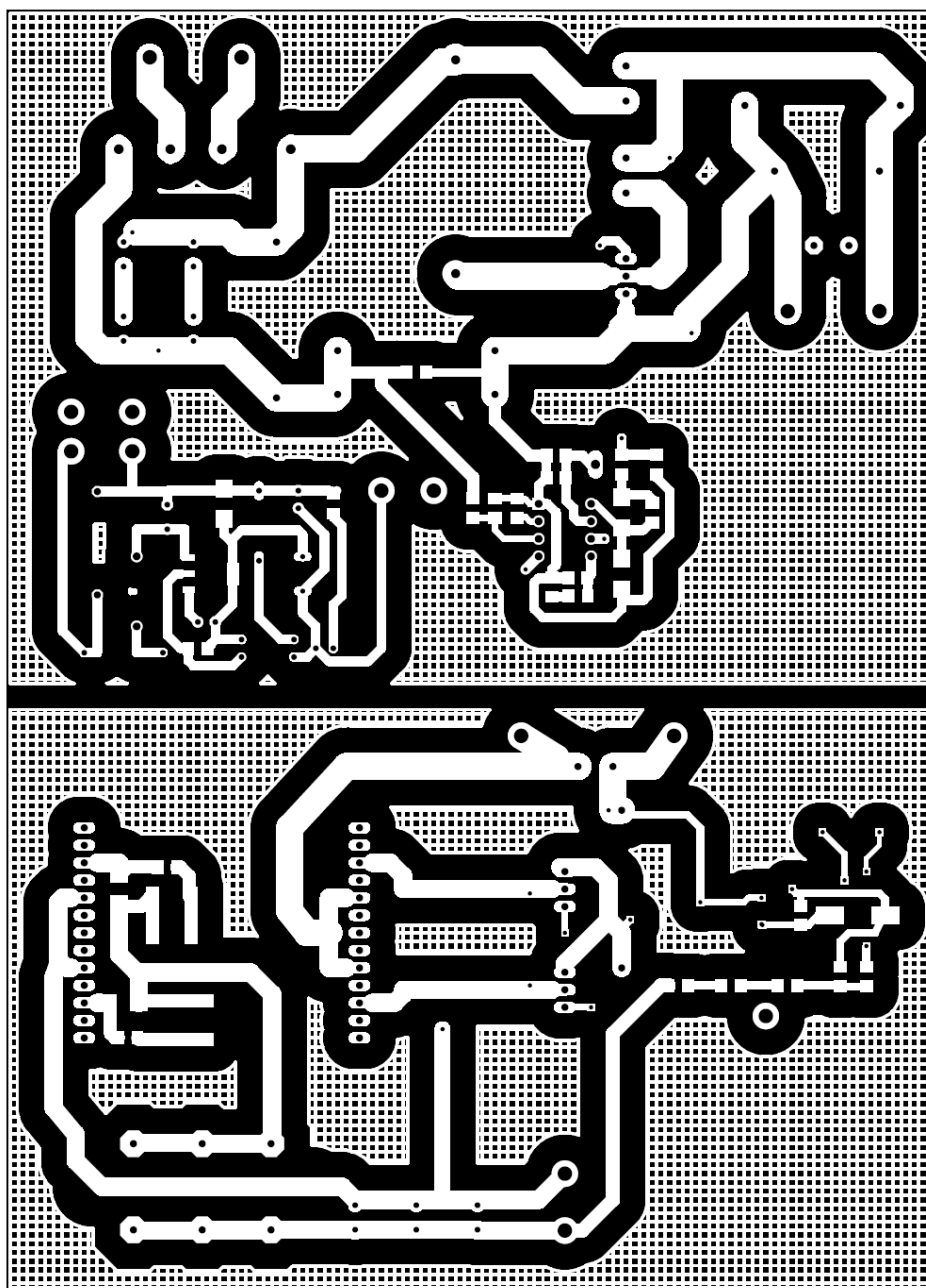


D) Deska plošného spoje celkového zdroje – vrchní strana, negativní šablona



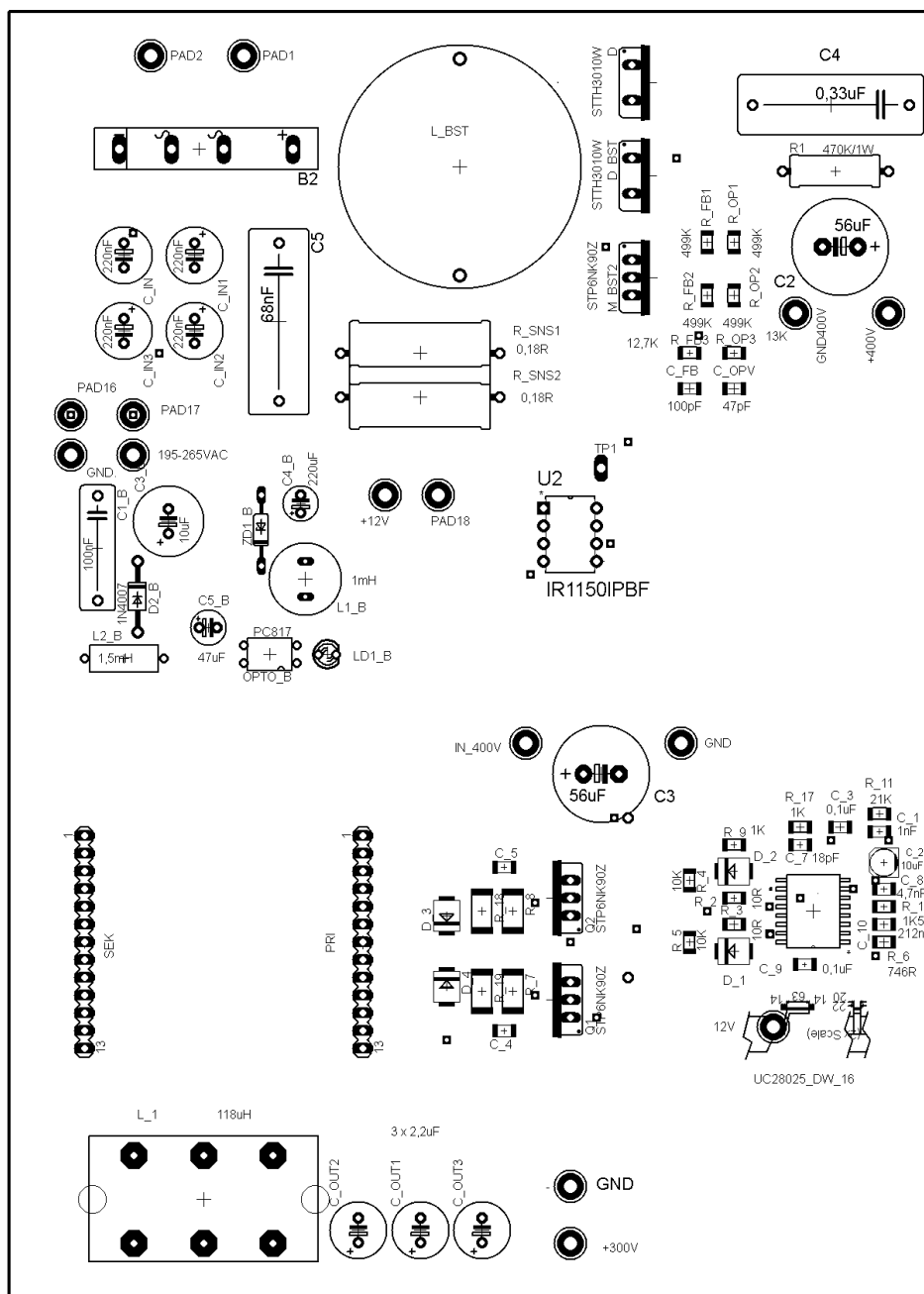
Obr.37: Deska plošného spoje celkového zdroje – vrchní strana, negativní šablona

E) Deska plošného spoje celkového zdroje – spodní strana, negativní šablona



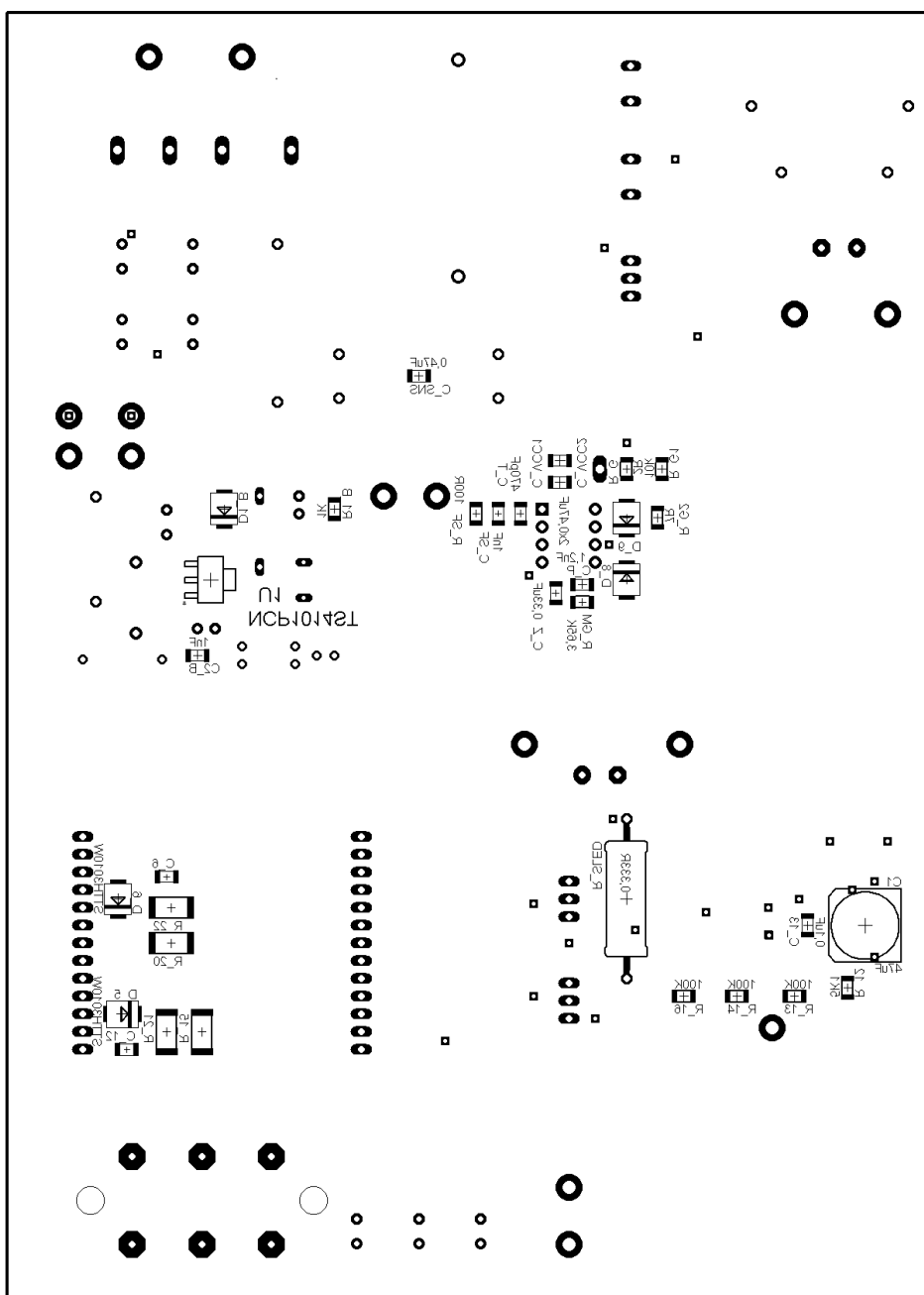
Obr.38: Deska plošného spoje celkového zdroje – spodní strana, negativní šablona

F) Osazovací plán – vrchní strana



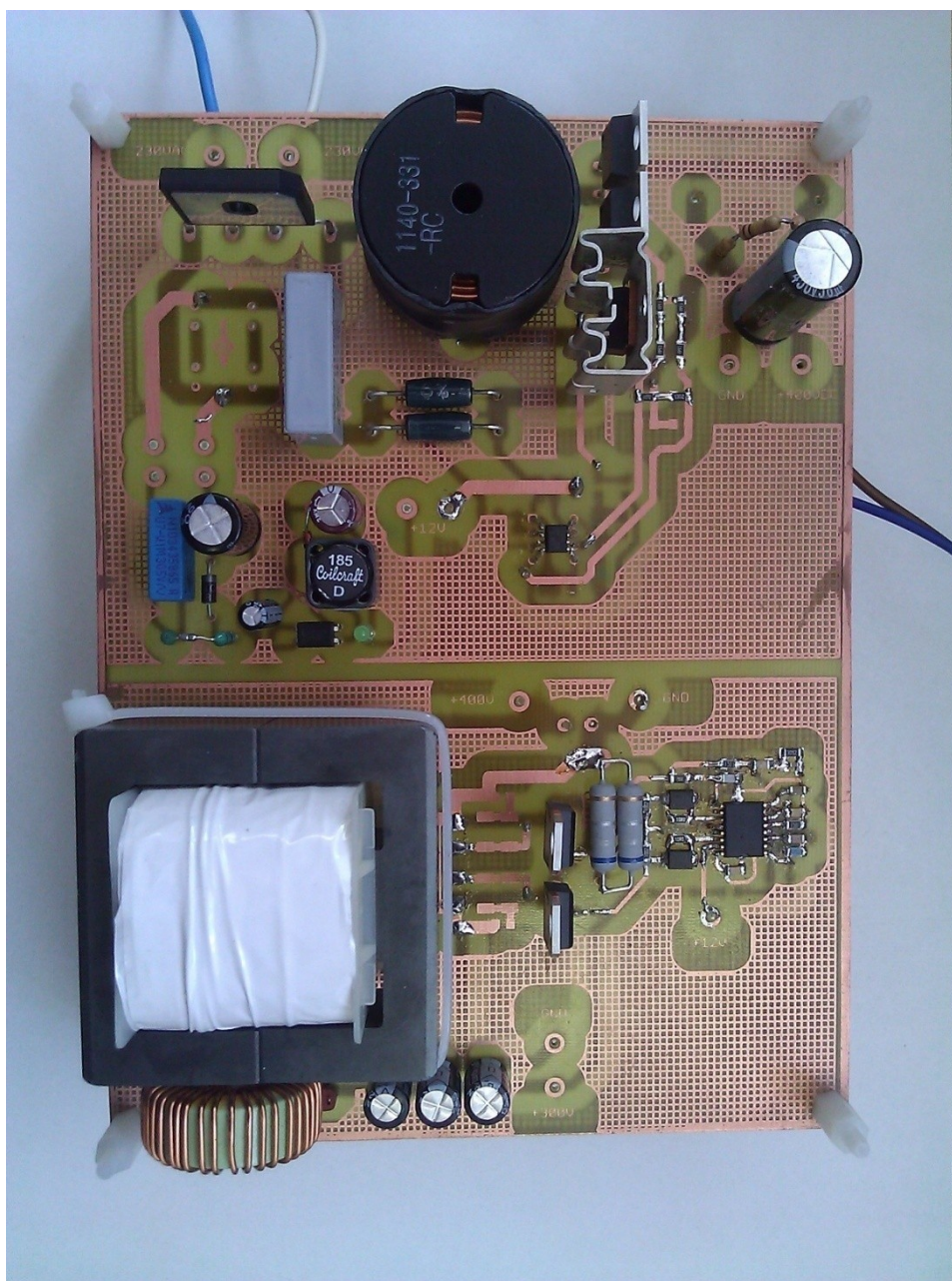
Obr.39: Osazovací plán – vrchní strana

G) Osazovací plán – spodní strana



Obr.40: Osazovací plán – spodní strana

A) Foto čtvrté testovací verze zdroje



Obr.41: Foto čtvrté testovací verze zdroje