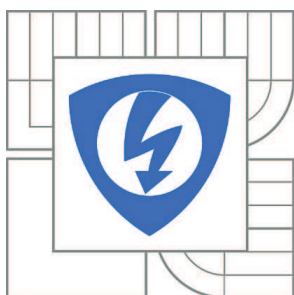


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÍZKOŠUMOVÝ SPÍNANÝ NAPÁJECÍ ZDROJ

ULTRA LOW NOISE SWITCHING POWER SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

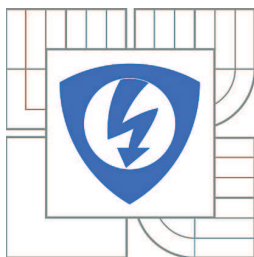
Bc. JAROSLAV RABA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PETR ŠRÁMEK

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jaroslav Raba

ID: 115264

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Nízkošumový spínaný napájecí zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte různé koncepce AC/DC měničů a jejich vlastnosti. Uvažujte i méně rozšířené typy, velkou pozornost věnujte čistotě jejich výstupního napětí a realizovatelnosti pro různé výstupní výkony. Prozkoumejte nabídku dostupných součástek pro spínané zdroje.

Zvolte vhodnou koncepci napájecího zdroje s výstupním výkonem přibližně 160 W. Zvlnění výstupního napětí by nemělo přesáhnout 20 mVp-p. Proveďte kompletní návrh obvodového zapojení napájecího zdroje a jeho ověření simulací.

S pomocí výsledků simulací a měření proveďte optimalizaci navrženého obvodového zapojení. Pro optimalizovaný zdroj proveďte návrh plošného spoje, realizaci prototypu a změření parametrů. Na závěr proveďte porovnání dosažených parametrů s katalogovými údaji několika srovnatelných komerčních zdrojů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KREJČIŘÍK, A. Napájecí zdroje I. Praha: BEN - technická literatura, 1998.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Petr Šrámek

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

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

Diplomová práce pojednává o problematice spínaných zdrojů z hlediska šumových poměrů ve výstupním napětí. V teoretické části je rozebrán princip základních topologií klasických i rezonančních spínaných měničů z hlediska zvlnění výstupního napětí a spínacího šumu. Dále jsou naznačeny možnosti kompenzace spínacích šumů a minimalizace výstupního zvlnění. V druhé části práce je popsán vlastní návrh nízkošumového spínaného zdroje, jež je složen z aktivního korektoru účinníku, výkonového měniče a omezovače zvlnění. Hlavní výkonový konvertor je řešen jako LLC rezonanční měnič. Poslední část práce se věnuje samotné konstrukci navrženého zdroje, jeho měřením a prezentací dosažených výsledků.

ABSTRACT

This thesis deals with the issue of switching power supply in terms of noise ratios in the output voltage. In the theoretical part analyzes the basic principle of classical and resonant topology switching power converters in terms of output voltage ripple and switching noise. There are also some possibilities of compensation to minimize switching noise and output ripple. The second part describes the custom design a low noise switching power supply, which is composed of an active power factor corrector, power converters and ripple limiter. The main power converter is designed as an LLC resonant converter. The last part deals with the actual construction of the proposed source, its measurement and presentation of the results.

KLÍČOVÁ SLOVA

Spínaný zdroj, LLC rezonanční měnič, korekce účinníku, zvlnění, šum, EMI, ZVS

KEYWORDS

Switching power supply, LLC resonant converter, Power factor correction, Ripple, Noise, EMI, ZVS

RABA, J. *Nízkošumový spínaný napájecí zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 70 s., 15 s. příloh. Vedoucí diplomové práce: Ing. Petr Šrámek.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Nízkošumový 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 této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 24. května 2013

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Šrámkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 24. května 2013

.....

podpis autora

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ.....	viii
SEZNAM TABULEK	x
ÚVOD.....	1
1 PROBLEMATIKA SPÍNANÝCH ZDROJŮ.....	2
1.1 Spínané zdroje klasické koncepce	2
1.1.1 Řízení spínaných zdrojů	3
1.1.2 Typické výstupní napětí spínaného zdroje	5
1.2 Korekce účinníku (Power Factor Correction)	5
1.2.1 Pasivní korekce účinníku	6
1.2.2 Aktivní korekce účinníku	6
2 TOPOLOGIE MĚNIČŮ	9
2.1 Klasické měniče	9
2.1.1 Snižující měnič (Buck Converter).....	9
2.1.2 Zvyšující měnič (Boost Converter)	10
2.1.3 Invertující měnič (Buck - Boost Converter).....	11
2.1.4 Snižující měnič s transformátorem (Half-Forward Converter)	11
2.1.5 Zvyšující měnič s transformátorem (Flyback Converter)	12
2.1.6 Protitaktní měnič (Push - Pull Converter)	12
2.1.7 Dvojčinný měnič s kapacitními děliči (Half-Bridge Converter).....	13
2.1.8 Dvojčinný měnič se čtyřmi spínači (Full-Bridge Converter).....	14
2.2 Rezonanční měniče.....	14
2.2.1 Sériový rezonanční měnič (Serial Resonant Converter)	15
2.2.2 Paralelní rezonanční měnič (Parallel Resonant Converter).....	16
2.2.3 Sériově paralelní měnič (Series Parallel Resonant Converter)	17
2.2.4 LLC rezonanční měnič	18
3 MINIMALIZACE VÝSTUPNÍHO ZVLNĚNÍ.....	21
3.1 Pasivní vyhlazovací filtry	21
3.2 Aktivní vyhlazovací filtry	22
3.3 Pasivní kompenzace vyzařovaného spínacího šumu	23
4 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE.....	25
4.1 Požadované parametry spínaného zdroje	25
4.2 Blokové schéma	25
4.3 PFC (Power Factor Correction).....	27
4.3.1 Řídící obvod NCP1605	27

4.3.2	Vlastní návrh	28
4.3.2.1	Specifikace vstupních parametrů	28
4.3.2.2	Výpočet výkonové části	29
4.3.3	Popis zapojení	30
4.4	LLC měnič	31
4.4.1	Řídící obvod NCP1396	31
4.4.2	Vlastní návrh	33
4.4.2.1	Specifikace vstupních parametrů	33
4.4.2.2	Návrh rezonančního obvodu	34
4.4.2.3	Proudové a napěťové poměry	36
4.4.2.4	Návrh transformátoru	37
4.4.2.5	Realizace rezonančního obvodu	38
4.4.2.6	Výstupní filtr	39
4.4.3	Popis zapojení	40
4.5	Omezovač zvlnění	42
4.5.1	Návrh a simulace v PSPICE	42
4.5.2	Realizace simulovaného zapojení	43
5	KONSTRUKCE SPÍNANÉHO ZDROJE	45
5.1	Uložení spínaného zdroje	45
5.2	Zásuvná karta systému	46
5.3	Návrh desky plošných spojů	47
5.4	Návrh chladičů	47
6	MĚŘENÍ SPÍNANÉHO ZDROJE	49
6.1	Oživení	50
6.2	Výsledky měření	50
6.2.1	Měření účinnosti zdroje	50
6.2.2	Měření výstupního napětí	51
6.2.3	Měření veličin na primární části zdroje	51
6.3	Porovnání dosažených parametrů s komerčními zdroji	52
	ZÁVĚR	53
	LITERATURA	54
	SEZNAM ZKRATEK	56
	SEZNAM SYMBOLŮ	57
	SEZNAM PŘÍLOH	60

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Blokové schéma síťového spínaného zdroje klasické koncepce	2
Obr. 1.2: Napěťová metoda řízení spínaných zdrojů	4
Obr. 1.3: Proudová metoda řízení spínaných zdrojů	4
Obr. 1.4: Typické výstupní napětí konvenčního spínaného zdroje	5
Obr. 1.5: Vstupní usměrňovač zdrojů, síťové napětí a odebíraný proud	6
Obr. 1.6: Pasivní korektory účinníku	6
Obr. 1.7: Aktivní korektor a jeho napětí a odebíraný proud	7
Obr. 1.8: Průběh vstupních proudů při režimu CCM	7
Obr. 1.9: Průběh vstupních proudů při režimu CrM	8
Obr. 1.10: Průběh vstupních proudů při režimu DCM	8
Obr. 2.1: Základní schéma snižujícího měniče	10
Obr. 2.2: Základní schéma zvyšujícího měniče	10
Obr. 2.3: Základní schéma invertujícího měniče	11
Obr. 2.4: Základní schéma snižujícího měniče s transformátorem	11
Obr. 2.5: Základní schéma zvyšující měniče s transformátorem	12
Obr. 2.6: Základní schéma zapojení protitaktního měniče	12
Obr. 2.7: Schéma dvojčinného měniče s kapacitními děliči	13
Obr. 2.8: Schéma dvojčinného měniče se čtyřmi spínači	14
Obr. 2.9: Základní schéma sériového rezonančního měniče	15
Obr. 2.10: Přenosová charakteristika SRC	15
Obr. 2.11: Základní schéma paralelního rezonančního měniče	16
Obr. 2.12: Přenosová charakteristika PRC	16
Obr. 2.13: Základní schéma sériově paralelního měniče	17
Obr. 2.14: Přenosová charakteristika SPRC	17
Obr. 2.15: Základní schéma LLC rezonančního měniče	18
Obr. 2.16: Přenosová charakteristika LLC rezonančního měniče	19
Obr. 2.17: Průběhy napětí a proudů v rezonančním obvodu	19
Obr. 2.18: Průběhy napětí a proudů v rezonančním obvodu	20
Obr. 3.1: Vyhlažovací LC filtr	21
Obr. 3.2: Náhradní schéma kondenzátoru a jeho impedanční charakter	22
Obr. 3.3: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní indukčností	22
Obr. 3.4: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní kapacitou	23

Obr. 3.5: Pasivní kompenzace šumu spínacích prvků.....	23
Obr. 3.6: Kompenzace šumu v dvojčinného měniče.....	24
Obr. 3.7: Výsledek kompenzace	24
Obr. 4.1: Blokové schéma spínaného zdroje.....	26
Obr. 4.2: Základní obvodové schéma PFC měniče.....	28
Obr. 4.3: Schéma PFC s pomocným napájecím zdrojem.....	31
Obr. 4.4: Základní obvodové schéma LLC měniče	33
Obr. 4.5: Návrh přenosové charakteristiky	34
Obr. 4.6: Závislost vrcholové hodnoty zisku na jakosti Q	35
Obr. 4.7: Přenosová charakteristika LLC měniče	36
Obr. 4.10: Schéma primární části rezonančního LLC měniče	40
Obr. 4.11: Schéma sekundární části rezonančního LLC měniče	41
Obr. 4.13: Výsledek simulace omezovače zvlnění.	43
Obr. 4.14: Schéma zapojení omezovače zvlnění.....	44
Obr. 5.1: 19-palcový stavebnicový systém	45
Obr. 5.2: Ukotvení zásuvné karty.....	46
Obr. 5.3: Konektor HARTING 0906 115 2932	46
Obr. 5.4: Rozložení jednotlivých částí zdroje na DPS.....	48
Obr. 6.1: Chybné měření zvlnění výstupního napětí.....	49
Obr. 6.2: Správné měření zvlnění výstupního napětí.....	49
Obr. 6.3: Účinnost zkonstruovaného spínaného zdroje.....	51
Obr. 6.4: Zvlnění výstupního napětí zdroje při plném výstupním výkonu 160W	52

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1: Porovnání základních parametrů topologií klasických měničů	9
Tab. 4.1: Použitá vysokofrekvenční lanka pro vinutí transformátoru	38
Tab. 5.1: Přehled chlazených součástek a jím odpovídající chladiče	47
Tab. 6.1: Použité měřicí přístroje	50
Tab. 6.2: Katalogové údaje některých spínaných zdrojů předních světových výrobců	52

ÚVOD

Spínané zdroje jsou moderní náhradou klasických lineárních síťových zdrojů, které se vyznačují nízkou účinností, značnými rozměry a velkou hmotností transformátoru. Spínané zdroje umožňují vytvářet kompaktní přístroje s malou hmotností, objemem a vysokou účinností dosahující až 95 %. Jejich praktický návrh je však mnohem komplikovanější než u lineárních zdrojů. Vysoká účinnost je dosahována náhradou odporové regulace spínáním, tj. rychlým odpojováním a připojováním zdroje ke spotřebiči. Pracovní frekvence je velmi rozmanitá a pohybuje se od 20 kHz až do 1 MHz. Výhodou spínaných zdrojů, které vyplývají z vysokého pracovního kmitočtu je snadná filtrovatelnost zbytků střídavé složky ve výstupním napětí. Při vyšších kmitočtech se ovšem začínají značně projevovat spínací ztráty spínacích prvků, což má za následek pokles účinnosti. Spínané zdroje mají v porovnání s klasickými zdroji i některé nevýhody, a to především vyšší zvlnění výstupního napětí a pomalejší reakci výstupního napětí na změnu zátěže. Spínací prvky také generují vysokofrekvenční rušení, které se objevuje ve výstupním napětí. Snahou konstruktérů spínaných zdrojů je dosáhnout především co nejvyšší účinnosti. Tato diplomová práce se však bude zabývat minimalizací zvlnění a odstraněním rušivých složek z výstupního napětí.

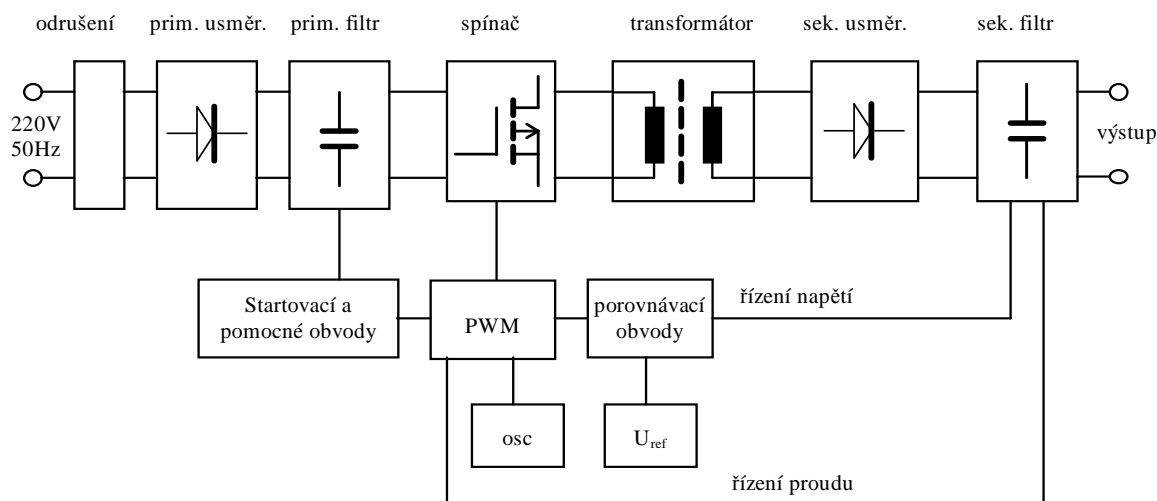
Hlavním cílem práce je navrhnout a zkonstruovat spínaný napájecí zdroj s co nejnižším zvlněním výstupního napětí. Předpokladem pro splnění cíle je správný návrh zdroje, konkrétněji výběr topologie výkonového měniče. Vhodným řešením se nabízí použití rezonančních měničů, ve kterých spínací prvky spínají specifickým způsobem, při kterém spínací šum nevzniká.

1 PROBLEMATIKA SPÍNANÝCH ZDROJŮ

Základní rozdíl mezi lineárními a spínanými zdroji je ten, že lineární zdroje dodávají ze vstupu do zátěže nepřetržitý tok proudu. Oproti tomu spínané zdroje využívají nespojitý tok proudu s relativně vysokou frekvencí a s proměnným pracovním cyklem. Změnou doby průchodu proudu pracovního cyklu do zátěže lze stabilizovat výstupní napětí zdroje. Tím je účinnost spínaných zdrojů podstatně vyšší než u klasických spojitě regulovaných zdrojů. Spínané zdroje jsou vzhledem k principu činnosti zdrojem rušení (EMI), což vyžaduje použití účinného filtru v síťovém přívodu. Ve výstupním napětí se také objevuje spínací šum, který značně zvyšuje zvlnění. Pro snížení zvlnění i spínacího šumu lze použít různé kompenzační obvody a filtry. Efektivnějším řešením by bylo těmto nežádoucím jevům zabránit při jejich vzniku. Lze tak učinit jistým způsobem spínání, při kterém je na spínacím prvku nulové napětí nebo jím neprochází žádný proud. Tohoto principu spínání využívají tzv. rezonanční měniče.

1.1 Spínané zdroje klasické koncepce

Principiální blokové schéma síťového spínaného zdroje klasické koncepce znázorňuje obr. 1.1. Do síťového přívodu je zařazen filtr potlačující rušení vznikající při činnosti měniče, které by mohlo být šířeno po síti. Následuje primární usměrňovač, jež bývá osazen běžnými typy usměrňovacích diod. Na primární filtr je kladen požadavek, aby dostatečně potlačoval zvlnění usměrněného síťového napětí, protože jinak toto zvlnění proniká až na výstup celého měniče. Sekundární filtr bývá konstruován tak, aby potlačoval zvlnění na pracovním kmitočtu, který je mnohonásobně vyšší. Zvlnění na síťovém kmitočtu jím pak snadno prochází.



Obr. 1.1: Blokové schéma síťového spínaného zdroje klasické koncepce (převzato z [3])

Spínacími prvky bývají nejčastěji bipolární či unipolární tranzistory. Nejmodernějším trendem je používání IGBT tranzistorů, zvláště u dvojčinných měničů velkých výkonů. Na tranzistory jsou kladeny požadavky, zejména velikost maximálního napětí, maximální procházející proud a rychlost spínání. Dále je důležité, aby zapínací a vypínací doby těchto prvků byly dostatečně malé ve srovnání s pracovní frekvencí. Z hlediska ztrát je třeba dbát

na používání kvalitních součástek s malým saturačním napětím resp. malým odporem kanálu.

Transformátor bývá konstrukčně nejobtížnějším prvkem celého zařízení. Pracuje na vysoké frekvenci (desítky až stovky kHz) a musí mít na těchto kmitočtech odpovídající vlastnosti. Znamená to malou parazitní kapacitu vinutí, malé rozptylové indukčnosti a ztráty v magnetickém materiálu jádra. Požadavkem je také co nejtěsnější vazba mezi vinutími v souladu s nároky na odvádění tepla z vinutí.

Sekundární usměrňovač je tou částí zařízení, na které nejčastěji vzniká nejvíce ztrát hned po spínacích prvcích. Je nutné používat rychlé diody s malým úbytkem v propustném směru. Klasické usměrňovací diody „pro 50 Hz“ zde svůj usměrňovací efekt prakticky ztrácejí. Většinou se používají Schottkyho diody, i když zde je limitujícím faktorem jejich malé závěrné napětí. Nejnovějším trendem je používání tzv. synchronních usměrňovačů. Jejich předností je malý úbytek napětí v propustném směru kolem 0.2 až 0.5 V.

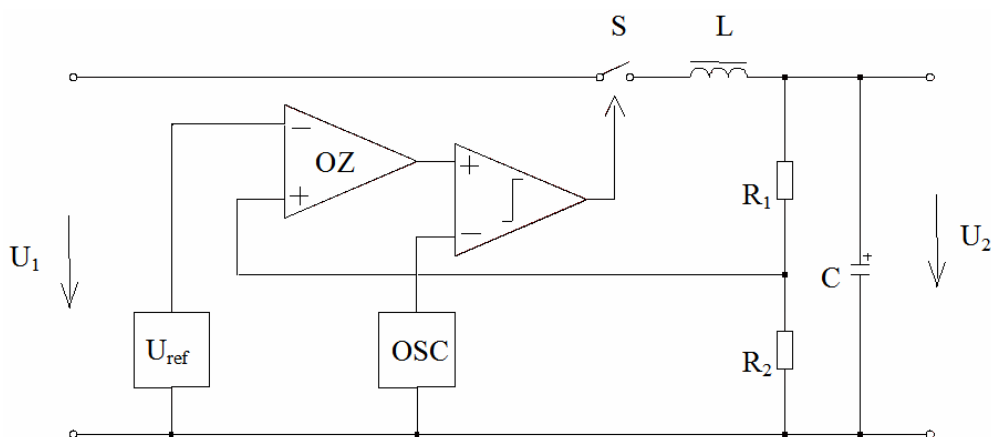
Odstranit zvlnění na pracovním kmitočtu je úkolem sekundárního filtru. Obvykle bývá řešen pouze jako kondenzátorový nebo LC, jsou-li přísnější požadavky na zvlnění. Kapacita kondenzátorů vychází poměrně malá ve srovnání s kapacitami filtru konstruovaného pro stejný odběr na kmitočtu 50 či 100 Hz, což je dáno právě vysokým pracovním kmitočtem. Nároky na kondenzátory jsou zde poněkud jiné, než je obvyklé. Požadujeme malé parazitní indukčnosti a malou hodnotu ESR. Vhodné je používat bezindukční kondenzátory, případně jejich paralelní kombinace. Pro odstranění rušení spínacích prvků bývá sekundární filtr doplněn obdobným odrušovacím filtrem, jako je použit v síťovém přívodu.

Obvody PWM (Pulse Width Modulation), oscilátoru, referenčního napětí a porovnávacích-chybových zesilovačů lze shodně nazvat řídicími obvody. V současnosti jejich úlohu zastává nejčastěji speciální integrovaný obvod. Ten hlídá velikost výstupního napětí a podle něj upravuje řízení spínače tak, aby výstupní napětí bylo pokud možno konstantní. Někdy obsahuje také obvody proudové pojistky a pozvolného startu.

Startovací a pomocné obvody zajišťují správný a včasný start měniče po zapojení do sítě. Napájí a chrání řídicí obvody proti přepětí. Někdy bývají přímo součástí řídicího integrovaného obvodu. [3]

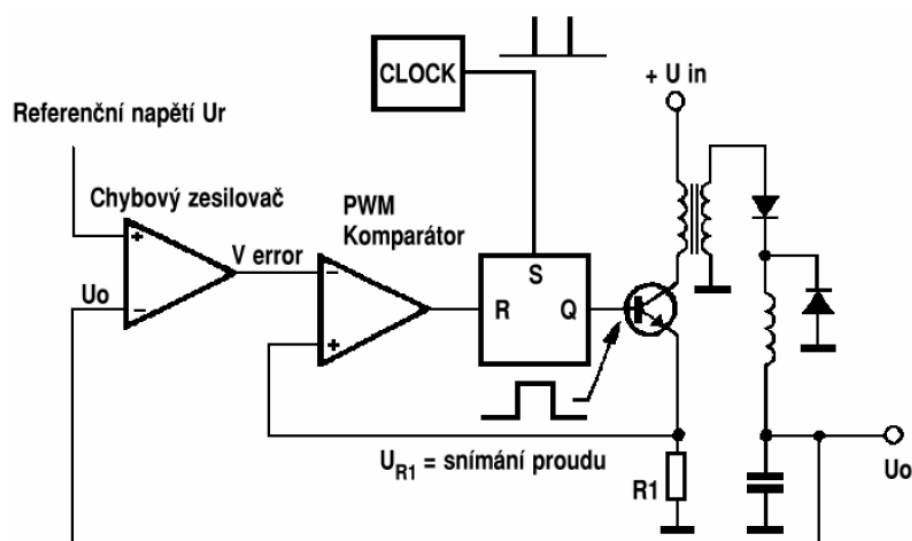
1.1.1 Řízení spínaných zdrojů

Způsob řízení spínaných zdrojů vychází z porovnání výstupního chybového napětí odvozeného z výstupního napětí zdroje s pilovitým průběhem napětím. Principiální schéma je zobrazeno na obr. 1.2. Výstupní napětí zdroje je vydělené přiváděno na neinvertující vstup chybového zesilovače (OZ), na jehož druhý vstup je připojeno referenční napětí odvozené ze vstupního. Operační zesilovač zesiluje odchylku vyděleného výstupního napětí od referenčního napětí, získává se tak chybový signál. Chybové napětí je následně přiváděno do komparátoru a porovnává se s pilovým napětím, které je interně vytvářeno generátorem OSC. Výsledkem komparace je PWM signál, kterým se ovládá spínací prvek S. Výstup komparátoru překlápí vysokou úroveň, je-li pilové napětí vyšší než chybový signál. Tento stav trvá tak dlouho, dokud se výstupní napětí nezvýší nad hodnotu referenční úrovně. Až poté se komparátor překlápí zpět na nízkou úroveň. Výstupní napětí je tak okamžitě regulováno a výstupní kondenzátor je dobíjen na požadovanou hodnotu výstupního napětí. Nevýhoda tohoto principu je tvar PWM signálu, který má proměnnou frekvenci a střídu, takže následná filtrace LC filtrem je různě účinná. Ve výstupním napětí se pak mohou objevovat zvlnění, které může záviset na zatížení. Tento způsob řízení spínaného zdroje je označován také jako napěťová metoda řízení.



Obr. 1.2: Napět'ová metoda řízení spínaných zdrojů (převzato z [3])

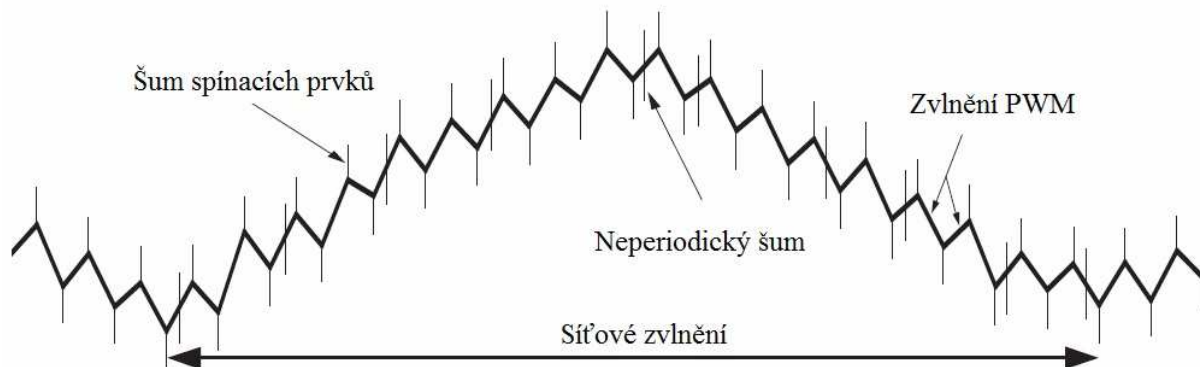
Kromě napět'ové metody existuje i proudová metoda, která snímá proud tekoucí spínacím prvkem. Tím lze zabezpečit ochranu spínacího prvku před zničením v důsledku nadměrného proudu. Ochrana by ale zároveň neměla ovlivňovat regulaci výstupního napětí. Principiální schéma je na obr 1.3. Referenční napětí pro komparátor je získané z úbytku napětí na rezistoru R_1 , které je úměrné proudu spínacím tranzistorem. Chybový signál je s ním pak porovnáván. Dokud primární proud úměrný velikosti výstupního napětí, komparátor je překlopen na nízkou úroveň a řízení tranzistoru není ovlivňováno. Naroste-li neúměrně primární proud, komparátor se překlopí a klopný obvod zablokuje řídicí pulsy do spínacího tranzistoru. Opětovného chodu se docílí poklesem referenčního napětí pod úroveň chybového signálu. Klesne-li výstupní napětí, tak vzroste chybové napětí. Výstupní napětí klesá vlivem vzrůstu výstupního proudu, tudíž je nutné tolerovat vyšší hodnotu proudu. To je umožněno prodloužením aktivního intervalu. Proud může narůstat do zvýšené hodnoty právě vlivem zvýšení hodnoty chybového napětí. Tím je zajištěno, že hodnota vstupního proudu transformátoru nepřesáhne potřebnou úroveň pro dosažení potřebného výkonu do zátěže. Použitím proudové metody řízení se zlepšuje dynamické chování zdroje, především se zmenšuje výstupní odpor zdroje. [3]



Obr. 1.3: Proudová metoda řízení spínaných zdrojů (převzato z [3])

1.1.2 Typické výstupní napětí spínaného zdroje

Spínané zdroje klasické koncepce obsahují ve výstupním napětí relativně vysoký počet střídavých složek. Typické výstupní napětí takového zdroje zobrazuje obr. 1.4.



Obr. 1.4: Typické výstupní napětí konvenčního spínaného zdroje (převzato z [2])

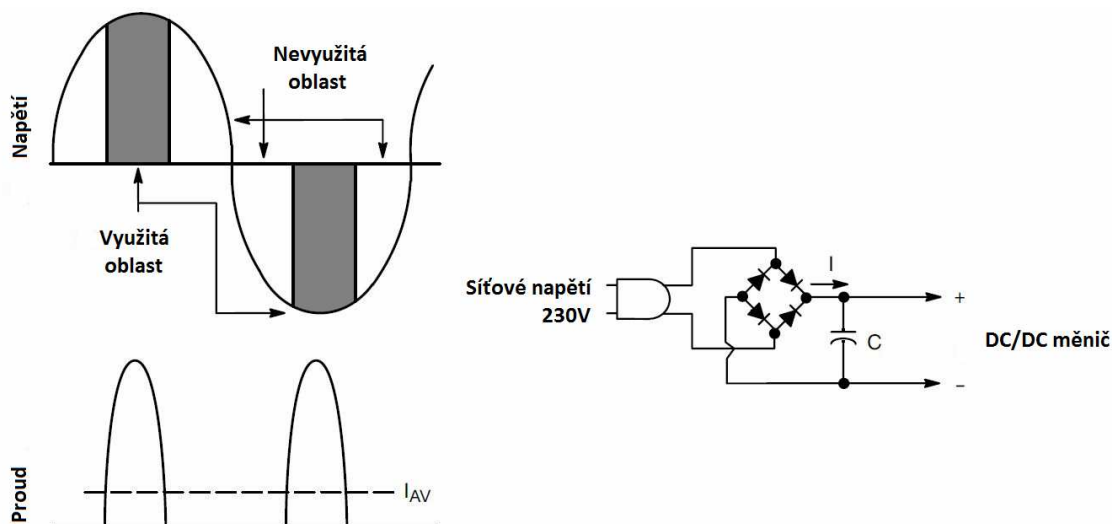
Ve výstupním napětí se objevují hlavně následující složky:

- 100 Hz složka nevyfiltrovaného síťového napětí.
- AC složka na pracovní frekvenci PWM, která vzniká zvlněním s cílem stabilizovat výstupní napětí.
- Šum vznikající v důsledku tvrdého spínání tranzistorů.
- Neperiodický šum, který není spojen s pracovní frekvencí zdroje.
- Dále by mohl být přítomný šum spínacího prvku aktivního korektoru účinnosti PFC.

1.2 Korekce účinnosti (Power Factor Correction)

Korektory účinnosti maximalizují účinník (PF) elektrických přístrojů, který je definovaný jako poměr činného výkonu k jalovému výkonu. Jalový výkon nepředstavuje žádnou využitelnou energii a tedy zbytečně zatěžuje přenosovou soustavu. Ideální elektrický spotřebič se chová jako čistě rezistivní zátěž, neodebírání žádný jalový výkon a tudíž jeho účinník se rovná 1. Odebíraný proud spotřebiče by měl kopírovat vstupní obvykle sinusové napětí a neměl by mezi nimi být fázový rozdíl.

U spínaných zdrojů se v důsledku vstupních obvodů objevuje nelineární impedance. Na obr. 1.5 je zobrazen klasický usměrňovač s filtračním kondenzátorem a jeho odpovídající průběhy vstupního napětí a proudu. Výstupní kondenzátor se snaží udržet téměř maximální napětí do jeho příštího nabití. Nabíjení kondenzátoru probíhá pouze ve vrcholové hodnotě sinusového průběhu. Odebíraný proud je tudíž impulsního charakteru a jeho velikost musí být dostačující pro udržení napětí do dalšího nabíjecího cyklu. Proudové špičky jsou tedy 5 až 10 krát větší než střední hodnota proudu.

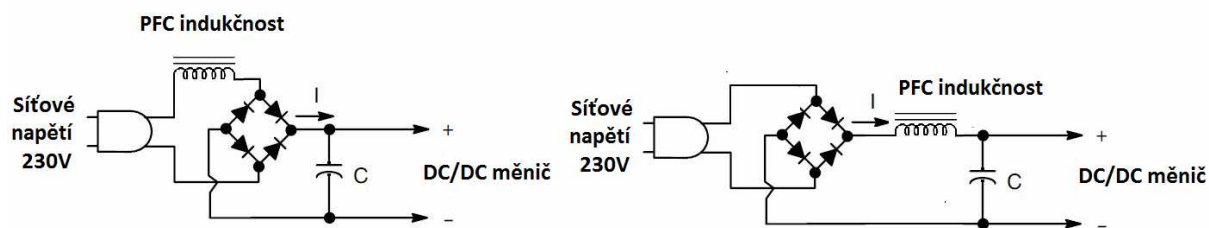


Obr. 1.5: Vstupní usměrňovač zdrojů, síťové napětí a odebíraný proud (převzato z [1])

Účinnost takových usměrňovačů nedosahuje dobrých hodnot, proto je vhodné používat pro vyšší výkony korektory účinnosti. Výstupní napětí obsahuje navíc značné zvlnění, které by mohlo pronikat za následující DC/DC měnič. Korektory účinnosti lze rozdělit na pasivní a aktivní. Hlavním účelem korektorů je přizpůsobovat odebíraný proud vstupnímu sinusovému napětí, tedy minimalizovat proudové rázy a rozprostřít odběr proudu přes celou půlperiodu bez fázového zpoždění. Ve frekvenčním spektru proudu by v ideálním případě měly vymizet vyšší harmonické a průběh by měl být čistě sinusový.

1.2.1 Pasivní korekce účinnosti

Pasivní metody korekce účinnosti vkládají další pasivní prvky. Jedním z nejjednodušších způsobů je přidání tlumivky před nebo za usměrňovací můstek tak, jak to zobrazuje obr. 1.6. Vytvoří se tím LC filtr. Indukčnost pak tlumí proudové rázy a časově rozšiřuje odběr proudu.



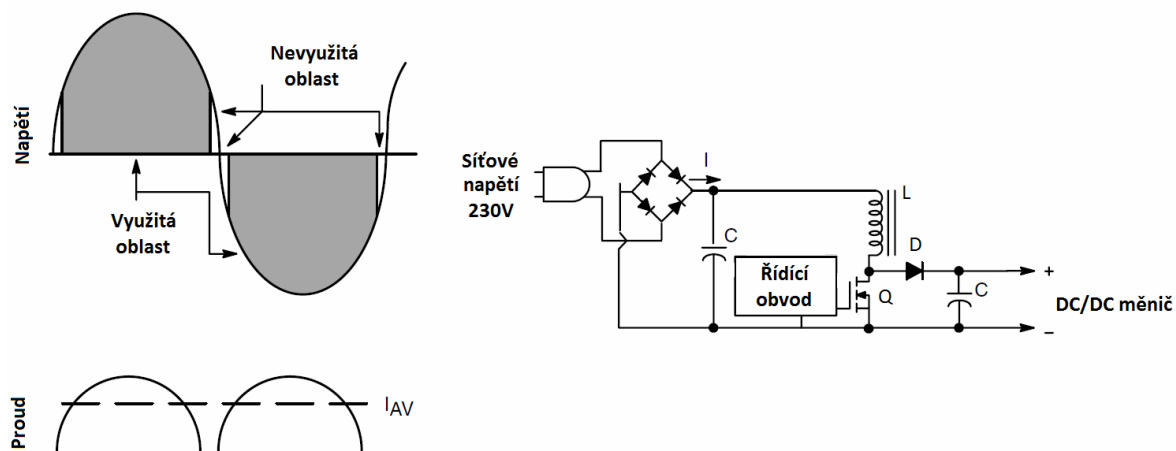
Obr. 1.6: Pasivní korektory účinnosti (převzato z [1])

Maximální dosažitelný účinnost pasivní korekcí se pohybuje okolo $PF = 0,9$. Výstupní napětí obsahuje stále zvlnění na 50 resp. 100 Hz. Pasivní korektory se používají pro spínané zdroje do výkonu 200 W a jeho použití je omezeno velikostí indukčnosti. Hlavní výhody spočívají v jednoduchosti, relativní ceně, spolehlivosti a produkci rušení (EMI).

1.2.2 Aktivní korekce účinnosti

V aktivních korektorech se nejčastěji využívá zvyšujícího měniče (Boost Converter), který je umístěn mezi usměrňovač a výstupní kondenzátor. Topologie zvyšujícího měniče má široký vstupní rozsah, proto je možné měnič napájet i síťovým napětím 90 V. Výstupní napětí je většinou konvertováno až na 400 V. Základní schéma aktivního korektoru je na obr 1.7.

Filtrační kondenzátor za usměrňovačem má nyní mnohem menší kapacitu. Vstupní proud je odebírán tak, aby jeho střední hodnota odpovídala průběhu vstupního napětí. Korektor se pak chová jako rezistivní zátěž a účinnost se blíží 1.

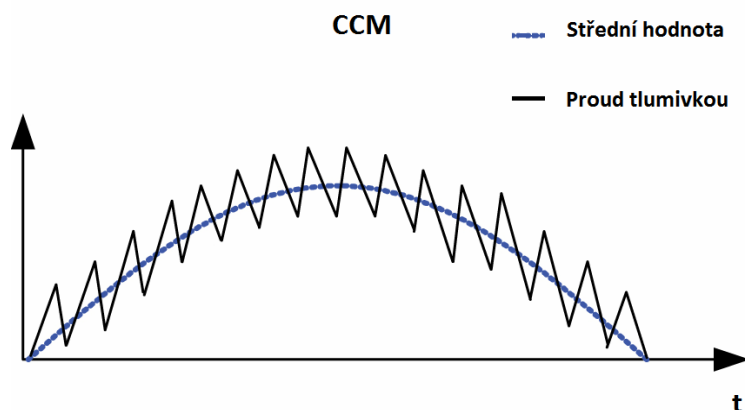


Obr. 1.7: Aktivní korektor a jeho napětí a odebíraný proud (převzato z [1])

Podle průběh odebíraného proudu lze pracovní režimy aktivních korektorů rozdělit do dvou skupin.

- **Spojité pracovní režim (Continuous Conduction Mode)**

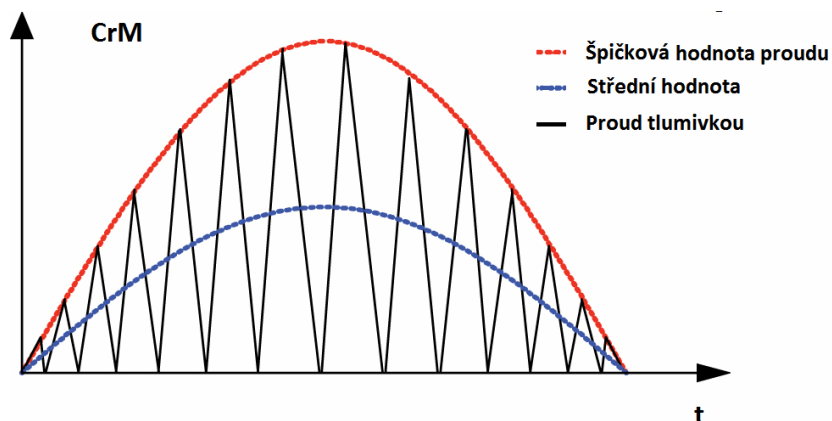
Vstupní proud během půlperiody nikdy neklesne na nulu a průběh jen kopíruje střední hodnotu proudu, jak je znázorněno na obr. 1.8. Režim se vyznačuje malým zvlněním vstupního proudu a relativně malé špičkové hodnotě proudu, tudíž je vhodný pro vyšší výkony. Díky stálé spínací frekvenci nejsou zapotřebí náročné vstupní filtry. Nevýhodou jsou vyšší spínací ztráty tranzistoru a rušení způsobené tvrdým spínáním napětí.



Obr. 1.8: Průběh vstupních proudů při režimu CCM (převzato z [4])

- **Kritický pracovní režim (Critical Conduction Mode)**

Jak už napovídá název, proud tlumivkou je udržován na hranici spojitěho a nespojitěho režimu. Je tedy vždy na konci pracovní periody nulový. Průběh je trojúhelníkového tvaru a střední hodnotu má proto v polovině špičkové hodnoty. Špičková hodnota je oproti režimu CCM výrazně vyšší. Průběhy proudů jsou znázorněny na obr. 1.9. Spínací frekvence tohoto režimu je proměnná v závislosti na vstupním napětí a zatížení korektoru. Minimum dosahuje ve vrcholu vstupního napětí a při maximálním zatížení. Maximální pracovní frekvence je při minimálním zatížení a v okolí průchodu vstupního napětí nulou.

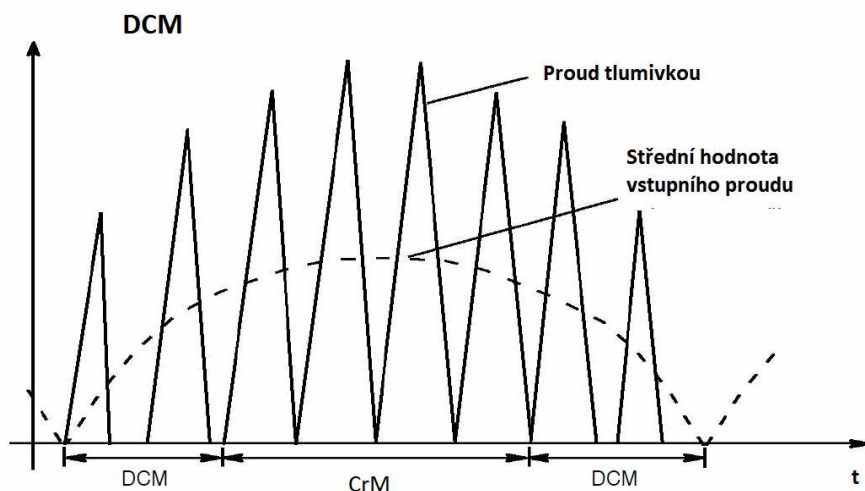


Obr. 1.9: Průběh vstupních proudů při režimu CrM (převzato z [4])

Výhodou kritického režimu je spínání tranzistoru v nule napětí, při kterém jsou minimalizované spínací ztráty a není generováno žádné rušení. Nevýhodou je přibližně dvojnásobný špičkový proud oproti režimu CCM, což vyvolává větší nároky na vstupní filtr. Další problém je s rozsahem spínací frekvence, který může být široký i stovky kHz. Tento režim je velmi efektivní pro spínané zdroje s výkonem pod 300 W.

- **Nespojitý pracovní režim (Discontinuous Conduction Mode)**

Tento režim vychází z principu činnosti kritického režimu, u kterého je proměnná pracovní frekvence. Nespojitý režim zavádí pracovní frekvenci pevnou. Pracovní frekvence je nastavena tak, aby ve vrcholu vstupního napětí byl právě režim kritický. Se snižujícím se napětím přechází kritický režim do nespojitého. Více zobrazuje obr. 1.10. V blízkosti průchodu nulou dochází vlivem omezené pracovní frekvence k degradaci proudu, a tím i k zhoršení účinníku.



Obr. 1.10: Průběh vstupních proudů při režimu DCM (převzato z [4])

Korektory pracující v DCM režimu mají stejnou účinnost jako v CrM a při vysokém vstupním napětí dosahují ještě vyšší účinnosti. Základní vlastnosti zůstávají stejné jako u kritického režimu. Mezi výhody patří i snížení produkce rušení (EMI) a zkrácení vstupního proudu. Pro tento režim postačí i menší tlumivka než pro režim CrM. Nevýhodou je složitost řídicího obvodu.

2 TOPOLOGIE MĚNIČŮ

K výběru vhodné koncepce pro různé aplikace je nutné pochopit rozdíly mezi topologiemi a faktory, které způsobují. Ty by měly co nejvíce vyhovovat požadavkům návrhu. Základní nároky návrhu lze rozdělit do pěti skupin:

- **Špičkový primární proud** - Omezuje výstupní výkon a použití výkonových prvků.
- **Velikost budícího napětí transformátoru nebo tlumivky** - Čím větší napětí je přiváděné na transformátor nebo tlumivku, tím menší je průměrný nebo špičkový primární proud zapotřebí vyvinout k výstupnímu výkonu.
- **Galvanické oddělení** - Izolace primární a sekundární části zdroje splňuje nutné bezpečnostní předpisy. Umožňuje přidat více výstupních napětí.
- **Zvlnění výstupního napětí**
- **Náklady a spolehlivost**

2.1 Klasické měniče

Stručný přehled a porovnání klasických měničů je v následující tabulce.

Tab. 2.1: Porovnání základních parametrů topologií klasických měničů (převzato z [5])

Topologie	Výkon [W]	Rozsah U_{IN} [V]	IN/OUT izolace	Účinnost [%]	Relativní náklady
Buck	0 - 1000	5 - 1000	Ne	75	1
Boost	0 - 150	5 - 600	Ne	78	1
Buck-Boost	0 - 150	5 - 600	Ne	78	1
Half-Forward	0 - 250	5 - 500	Ano	75	1,4
Flyback	0 - 150	5 - 600	Ano	78	1,2
Push-Pull	100 - 1000	50 - 1000	Ano	72	2
Half-Bridge	100 - 500	50 - 1000	Ano	72	2,2
Full-Bridge	400 - 2000+	50 - 1000	Ano	69	2,5

2.1.1 Snižující měnič (Buck Converter)

Snižující měnič se označuje také jako propustný. Schéma měniče je na obr. 2.1. K přenosu energie využívá měnič aktivního intervalu, kdy je sepnut spínací prvek a přes tlumivku teče ze vstupního do výstupního obvodu proud I_L . Při rozepnutém tranzistoru je energie do zátěže dodávána z akumulární tlumivky L. Proud tekoucí zátěží se uzavírá přes propustně polarizovanou rekuperační diodu D. Kolísání proudu má lineární průběh. Narůstání proudu lze popsat vztahem:

$$I_L = I_{MIN} + \frac{[(V_{in} - V_{DS(sat)}) - V_{out}] \cdot T_{on}}{L} \quad (2.1)$$

Kde $V_{DS(sat)}$ je saturační napětí na spínacím tranzistoru a T_{on} je doba aktivního intervalu. Pro pokles proudu tekoucí tlumivkou L platí:

$$I_L = I_{PK} - \frac{[(V_{FWD} + V_{out}) \cdot T_{off}]}{L} \quad (2.2)$$

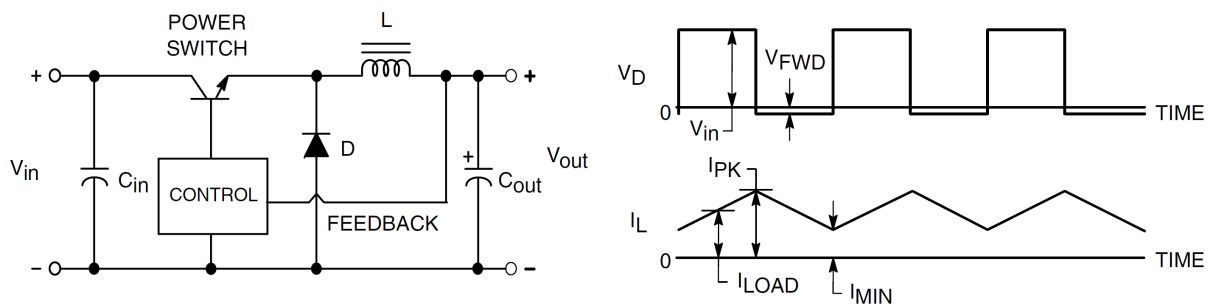
Kde V_{FWD} je prahové napětí rekuperační diody D a T_{off} je doba uzavření spínacího tranzistoru. Pro zvlnění proudu tlumivkou L musí tedy platit vztah:

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} \cdot (1-s) \cdot s}{fL} \quad (2.3)$$

Kde s je střída pracovního cyklu a f pracovní frekvence. Výstupní napětí je dáno vztahem:

$$V_{out} = V_{in} \cdot s \quad (2.4)$$

Zvlnění výstupního napětí ΔV_{out} je podstatně menší než u zvyšujícího měniče, jelikož L a C_{out} tvoří účinný filtrační člen v průběhu celého pracovního cyklu.



Obr. 2.1: Základní schéma snižujícího měniče (převzato z [1])

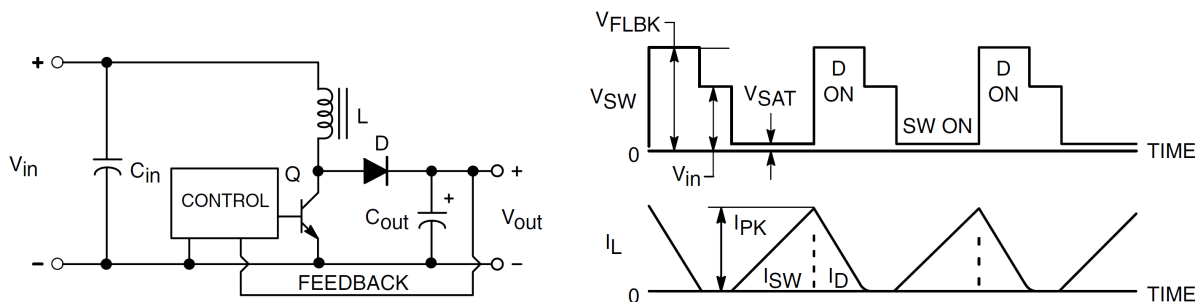
2.1.2 Zvyšující měnič (Boost Converter)

Schéma měniče je uvedeno na obr. 2.2. Na výstupním obvodu se objevuje vyšší napětí než je napájecí napětí měniče. V aktivním intervalu se akumuluje energie v indukčnosti L a proud do zátěže je dodáván z kondenzátoru C_{out} . Dioda v tomto časovém intervalu zabraňuje vybíjení výstupního kondenzátoru spínacím tranzistorem. Při rozepnutí tranzistoru se napětí na tlumivce otočí a proud přes diodu teče do výstupního kondenzátoru. V tomto okamžiku jsou to vlastně dva napěťové zdroje v sérii. Výstupní filtrační kondenzátor se nabíjí na maximální hodnotu tohoto napětí, jehož hodnota se vyjádří jako:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{1}{1-s} \quad (2.5)$$

Zvlnění proudu tlumivkou je přímo úměrné střídě a pro jeho velikost platí vztah:

$$\Delta I = \frac{V_{in} \cdot s}{fL} \quad (2.6)$$

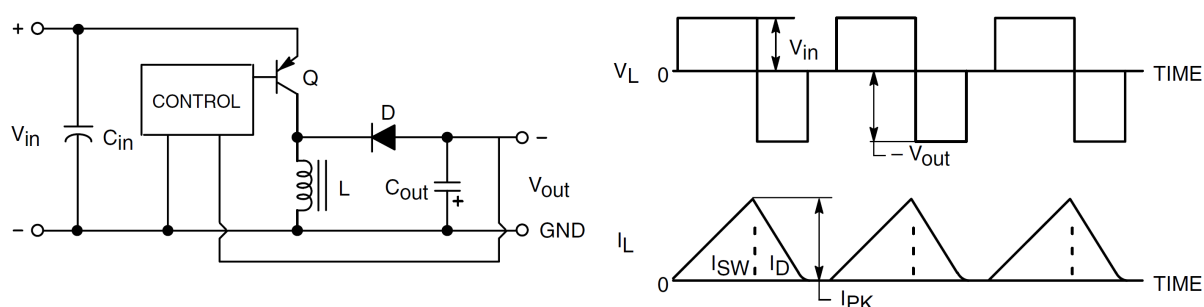


Obr. 2.2: Základní schéma zvyšujícího měniče (převzato z [1])

2.1.3 Invertující měnič (Buck - Boost Converter)

Konfigurací zvyšujícího měniče lze snadno získat invertující měnič, který se často používá ke konverzi napětí z kladného vstupu na záporné výstupní napětí. Schéma invertujícího měniče je uvedeno na obr. 2.3. V aktivním intervalu je napětí na tlumivce L rovno vstupnímu napětí V_{in} . Proud tlumivkou lineárně narůstá a uzavírá se přes tranzistor Q . Dioda D je polarizována v závěrném směru. Rozepnutím tranzistoru se otočí polarita napětí na tlumivce a proud teče přes diodu do výstupního kondenzátoru C_{out} . Výstupní napětí V_{out} je pak opačné polarity než vstupní napětí a jeho velikost je dána vztahem:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{s}{1-s} \quad (2.7)$$

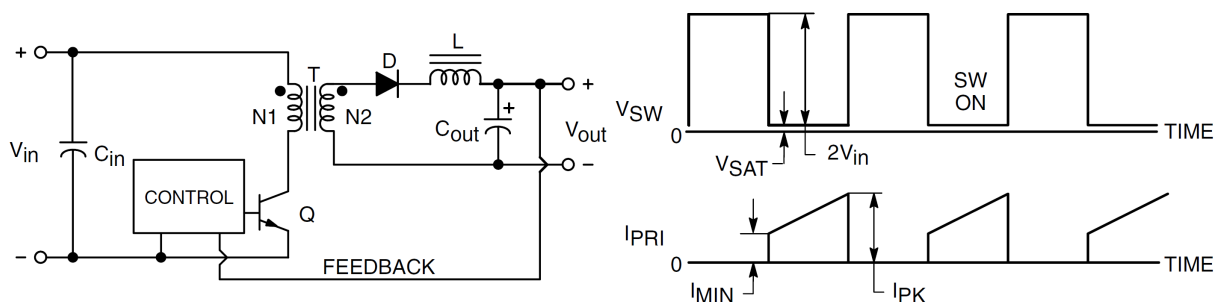


Obr. 2.3: Základní schéma invertujícího měniče (převzato z [1])

2.1.4 Snižující měnič s transformátorem (Half-Forward Converter)

Schéma snižujícího měniče s impulsním transformátorem je na obr. 2.4. Aktivní interval začíná sepnutím spínacího tranzistoru. Primárním vinutím transformátoru teče proud, který lineárně roste. Propustně polarizovanou diodou D prochází transformovaný vstupní proud přes tlumivku L do výstupního kondenzátoru C_{out} a zátěže. Tento sekundární proud se s časem lineárně zvětšuje. Od určité hodnoty závislé na převodu transformátoru se lineárně zvětšuje také proud primárním vinutím. Tlumivka L s kondenzátorem C_{out} působí jako účinný filtr LC a také zabraňuje skokové změně proudu, který se proto v době uzavření tranzistoru lineárně zmenšuje. Při správném návrhu lze dosáhnout spojitého pilovitého průběhu proudu tlumivkou s rozkmitem podstatně menším než je amplituda výstupního proudu. Z toho vyplývá relativně malé zvlnění ΔV_{out} . Dominantní vliv na kvalitu a dynamickou stabilitu napětí V_{out} z hlediska součástek mají prvky L a C . Výstupní napětí je dáno především poměrem primárního a sekundárního vinutí, velikost lze popsat vztahem:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \quad (2.8)$$



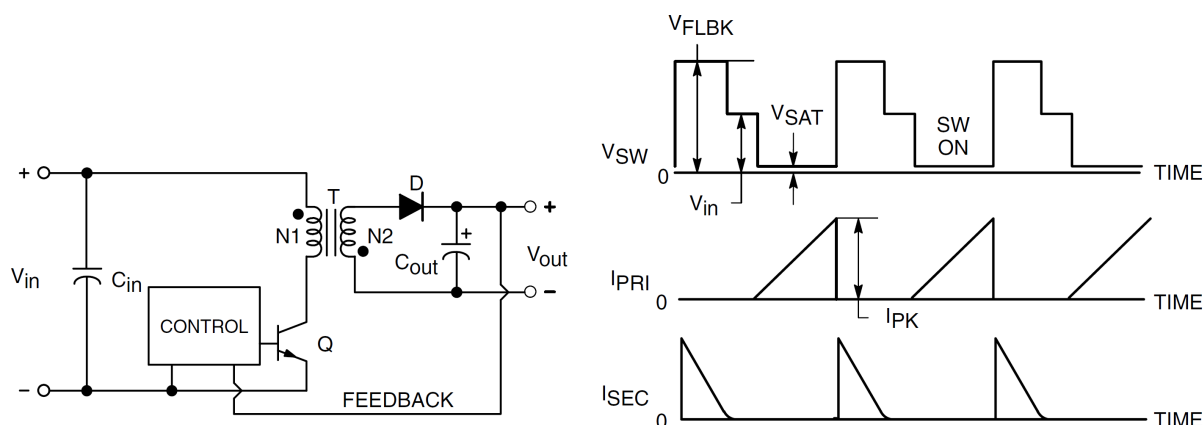
Obr. 2.4: Základní schéma snižujícího měniče s transformátorem (převzato z [1])

2.1.5 Zvyšující měnič s transformátorem (Flyback Converter)

Základní schéma idealizovaného zvyšujícího měniče s transformátorem je na obr. 2.5. Princip činnosti je shodný se zvyšujícím měničem bez transformátoru. Ve schématu pouze vymizela tlumivka, jejíž funkci nyní zastane transformátor. V aktivním intervalu teče proud pouze primárním vinutím a po uzavření tranzistoru pouze sekundárním. Výstupní napětí V_{out} je dáno vztahem:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{N2}{N1} \cdot \frac{s}{1-s} \quad (2.9)$$

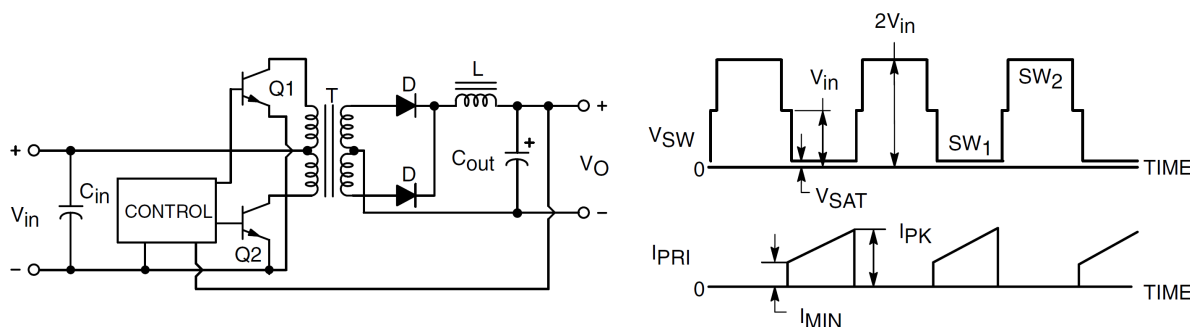
Základním nedostatkem blokujícího měniče je relativně velké zvlnění výstupního napětí V_{out} . Napětí na kondenzátoru C_{out} kolísá z řady příčin. První je dána tím, že v aktivním intervalu je zátěž výlučně napájena napětím kondenzátoru. Naopak v době uzavření tranzistoru je C_{out} nabíjen značnými proudovými pulzy, kdy se také mimo jiné uplatňuje napěťový spád na reálné diodě. Dobrých výsledků lze poměrně snadno a levně dosáhnout především při regulaci větších výstupních napětí a při malých výstupních proudech. Tehdy může být poměrné zvlnění výstupního napětí $\Delta V_{out}/V_{out}$ velmi malé. Z tohoto důvodu se zvyšující měniče používají pro oblast výkonů od jednotek do desítek wattů.



Obr. 2.5: Základní schéma zvyšující měniče s transformátorem (převzato z [1])

2.1.6 Protitaktní měnič (Push - Pull Converter)

Princip činnosti protitaktního měniče je analogický s dvojicí protitaktně pracujících propustných měničů se společným impulsním transformátorem, akumulací tlumivkou a filtračním kondenzátorem C_{out} . Spínací tranzistory Q1 a Q2 se v činnosti během každého pracovního cyklu periodicky střídají. Přitom musí být zajištěno nepřekrytí dílčích intervalů obou sekcí měniče. Schéma protitaktního měniče je na obr. 2.6.

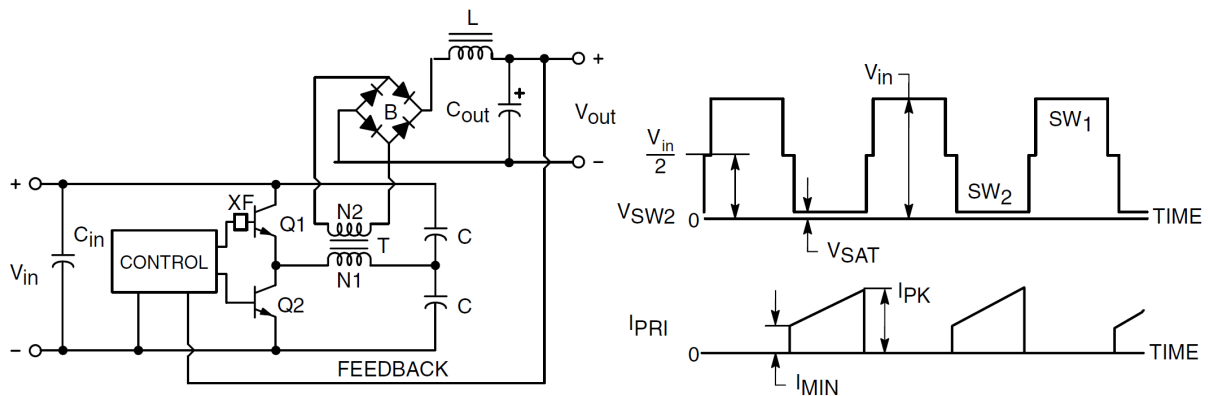


Obr. 2.6: Základní schéma zapojení protitaktního měniče (převzato z [1])

Při sepnutí tranzistoru Q1 vede horní dioda. Pak přes tlumivku L prochází proud do výstupního obvodu. V tlumivce L se akumuluje část energie předávané ze vstupního obvodu. Je-li Q1 rozpojen, musí druhý tranzistor Q2 zůstat po určitou dobu ve vypnutém stavu. Po tuto dobu pracují obě diody D1 a D2 jako rekuperační. Část akumulované energie je přenášena do zátěže. Ve druhé části periody je nejprve sepnut spínač Q2 a vede dolní dioda. Energie je ze vstupního do výstupního obvodu přenášena přes tlumivku L. Po rozepnutí tranzistoru Q2 obě diody pracují jako rekuperační. Ve vypnutém stavu jsou tranzistory namáhány dvojnásobným napětím než vstupní V_{in} . Energie akumulovaná transformátorem po dobu závěrných intervalů tranzistorů způsobuje, že anody diod D1 a D2, které v těchto pracovních fázích působí jako rekuperační, nejsou na nulovém potenciálu. Tím se zmenšuje proud akumulací tlumivkou L. Sekundární obvod měniče působí jako zdvojovač kmitočtu, což má příznivý vliv na zmenšení zvlnění ΔU_{out} .

2.1.7 Dvojjinný měnič s kapacitními děliči (Half-Bridge Converter)

Schéma zapojení měniče s kapacitními děliči někdy nazývaného i jako půlmuskového zapojení je na obr. 2.7. Spínací tranzistory Q1 a Q2 pracují dvojjinně proti dvěma kondenzátorům vytvářející dělič. Vstupní napětí se rovnoměrně rozdělí na primární vinutí transformátoru a jeden z kondenzátorů podle toho, který tranzistor je sepnut. Kondenzátory tedy slouží jako zásobník energie. Do jejich středu je připojen jeden konec primárního vinutí transformátoru. Druhý může být přes tranzistory připojen buď na kladné nebo záporné napájecí napětí. Tranzistory Q1 a Q2 střídavě připojují primární vinutí na kladné nebo záporné napájecí napětí. Toto napětí se přímo transformuje na sekundární vinutí. Protože se v transformátoru nehromadí tolik energie ve formě magnetického pole jako u zvyšujících měničů, může být transformátor podstatně menší. Tranzistory jsou vždy otevřeny po dobu menší, než je polovina periody. Na primárním vinutí se objevuje pouze polovina vstupního napětí V_{in} a tudíž špičkový proud tranzistorů je dvakrát vyšší než u protitaktního měniče. Tento typ měniče potřebuje pro správnou funkci jistou minimální zátěž.

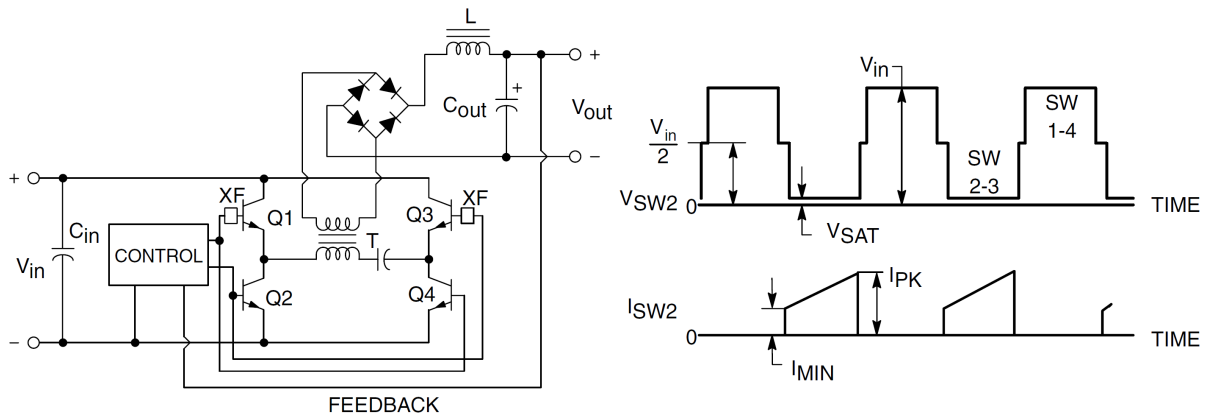


Obr. 2.7: Schéma dvojjinného měniče s kapacitními děliči (převzato z [1])

Jedním z problémů použití této topologie je řízení horního tranzistoru Q1, jehož emitor je připojen na vysoké pulsující napětí na primárním vinutí transformátoru. Řídící signál pro tranzistor musí být vztažen k tomuto vysokému napětí. Problém lze vyřešit vložením impulsního transformátoru mezi řídicí obvod a tranzistor, jak je ve schématu zobrazeno blokem XF. V praxi se ale do transformátoru přidává vinutí i pro spodní tranzistor Q2 a tím se současně zajišťuje podmínka galvanického oddělení řídicí části.

2.1.8 Dvojjinný mēnič se čtyřmi spínači (Full-Bridge Converter)

Pro vysoké výstupní výkony se používá typ dvojjinného mēniče se čtyřmi spínači. Jedná se v podstatě o úplné můstkové zapojení. Základní schéma je na obr. 2.8. Jako spínače jsou zde použity čtyři výkonové tranzistory Q1 až Q4. Tyto spínače pracují dvojjinně, každý pár během jedné poloviny cyklu. S řízením tranzistorů Q1 a Q3 nastává opět stejný problém jako v půlmůstkovém zapojení. Maximální kolektorové napětí na tranzistorech nepřekročí vstupní nestabilizované napětí. Na primárním vinutí se objevuje celé vstupní napětí V_{in} . Kmitočet zvlnění je dvojnásobný, než je kmitočet spínacích tranzistorů.



Obr. 2.8: Schéma dvojjinného mēniče se čtyřmi spínači (převzato z [1])

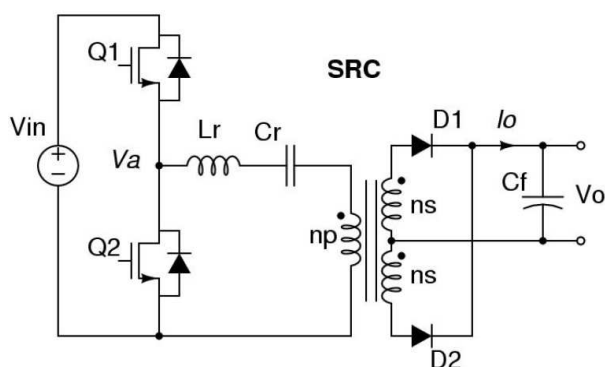
2.2 Rezonanční mēniče

Nedostatkem spínaných zdrojů s pulzně šířkovou modulací PWM je tvrdé spínání napětí, které je důsledkem možné parazitní reaktance spínacích prvků. Při tvrdém spínání vznikají na spínacích tranzistorech výkonové ztráty, při nichž se zároveň produkuje rušení, které se projevuje jako napěťové špičky objevující se ve výstupním i vstupním napětí. Cesta jak omezit rušení spínacími prvky je známá pod označením rezonanční mēniče. Ty využívají rezonančních vlastností kapacity a indukčnosti. Při použití rezonančních obvodů se rezonanční indukčnost připejí i odpojí v nule proudu ZCS (Zero Current Switching) procházejícího touto indukčností nebo tím, že se rezonanční kapacita připejí a odpojuje v nule napětí ZVS (Zero Voltage Switching). Techniku spínání v nule napětí využívá většina nízkošumových zdrojů a je to mnohem efektivnější způsob, jak minimalizovat spínací šum tranzistorů než spínání v nule proudu.

Podle zapojení se rozlišují tři základní skupiny rezonančních mēničů. U rezonančních mēničů se spínacím kmitočtem několika set kHz je rezonanční indukčnost i rezonanční kapacita vyjádřena izolovanými prvky. Průběh napětí a proudů odpovídá harmonickým průběhům rezonančních LC obvodů. U kvazirezonančních mēničů průběh napětí a proudů odpovídá jen po částech průběhům u rezonančního obvodu. Kmitočet spínání bývá kolem jednoho MHz. Třetí skupinou jsou multirezonanční mēniče, jejichž kmitočet spínání je několik MHz. Během spínání a rozpínání se uplatňují proměnné skupiny kondenzátorů a tlumivek, které v souhrnu vytvářejí sice periodický děj, ale s neharmonickým průběhem napětí a proudů.

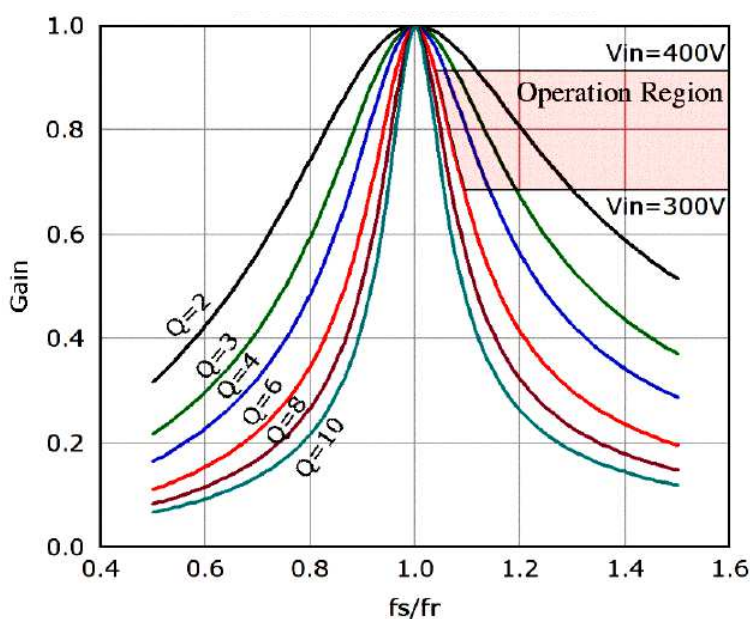
2.2.1 Sériový rezonanční měnič (Serial Resonant Converter)

Schéma zapojení sériového rezonančního měniče je na obr. 2.9. Rezonanční indukčnost L_r a kondenzátor C_r jsou zapojeny v sérii a tvoří sériový rezonanční obvod. Tento rezonanční obvod se zátěží představuje frekvenčně závislý dělič napětí, který rozděluje vstupní napětí V_{in} mezi rezonanční obvod a primární vinutí transformátoru. Změnou pracovní frekvence se mění impedance rezonančního obvodu a tím i poměr děliče. Měnič má největší přenos na rezonanční frekvenci, neboť impedance sériového rezonančního obvodu je v rezonanci minimální.



Obr. 2.9: Základní schéma sériového rezonančního měniče (převzato z [7])

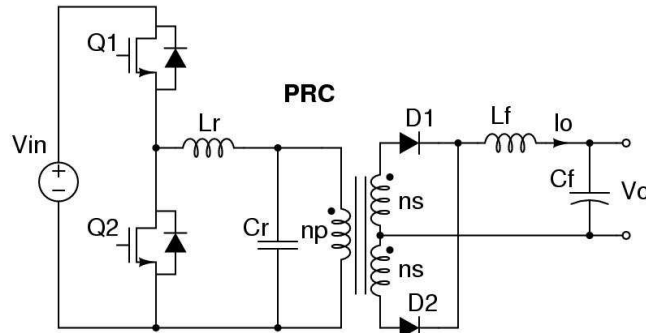
Přenosová charakteristika a pracovní oblast měniče je zobrazena na obr. 2.10. Pracovní oblast je pro dosažení podmínky ZVS volena vpravo od rezonančního kmitočtu f_r . Pokud se pracovní frekvence dostane pod rezonanční kmitočet, měnič přechází do režimu ZCS. Pravidlem bývá, že pokud rezonanční měniče pracují v oblasti rostoucích přenosových charakteristik, pak pracují v režimu ZCS. Pokud je jejich pracovní oblast na klesající přenosové charakteristice, pracují v režimu ZVS. Regulace konstantního výstupního napětí je u tohoto měniče komplikovaná, jelikož se při malé zátěži musí velice zvýšit pracovní kmitočet. To bývá značný problém, a tudíž se od sériového rezonančního měniče ustupuje. [7]



Obr. 2.10: Přenosová charakteristika SRC (převzato z [7])

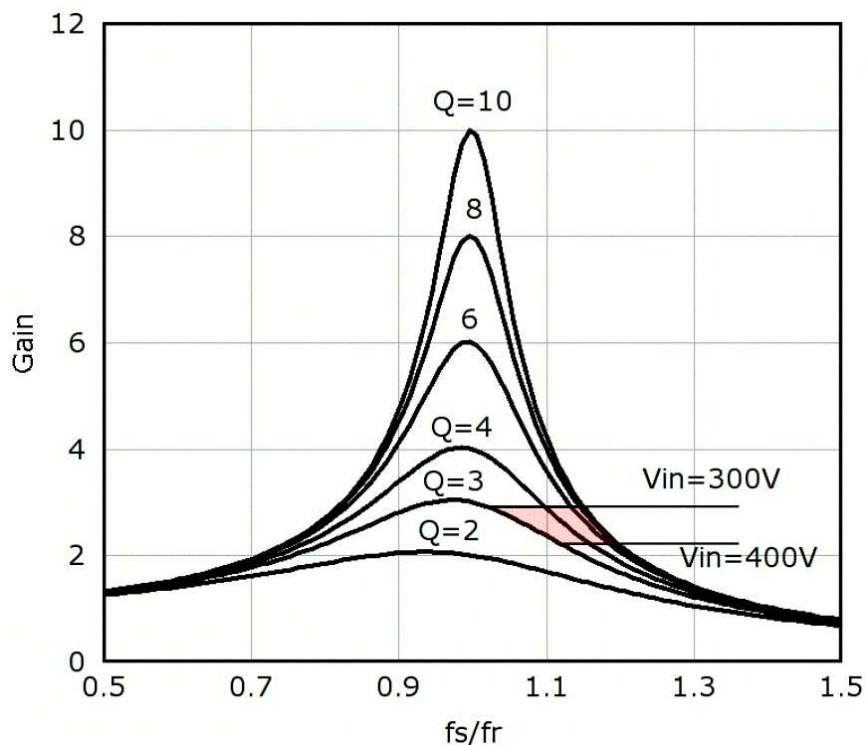
2.2.2 Paralelní rezonanční měnič (Parallel Resonant Converter)

Schéma zapojení paralelního rezonančního měniče je na obr. 2.11. Rezonanční prvky má měnič stále v sérii. Jeho název "paralelní" je odvozen od paralelně připojené zátěže k rezonančnímu kondenzátoru C_r . K docílení spínání ZVS je pracovní oblast volena stejně jako u sériového měniče vpravo od rezonančního kmitočtu f_r . Při změně zátěže je pracovní oblast a tím i rozsah pracovního kmitočtu mnohem menší než u sériového rezonančního měniče. To je oproti sériovému rezonančnímu měniči výhoda.



Obr. 2.11: Základní schéma paralelního rezonančního měniče (převzato z [7])

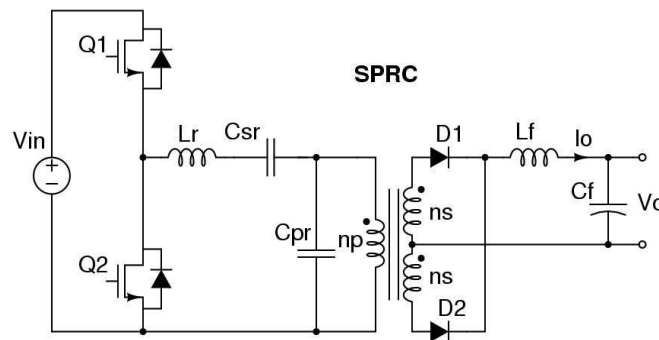
Přenosová charakteristika a pracovní oblast měniče je zobrazena na obr. 2.12. Stejně jako sériový i paralelní rezonanční měnič při svém minimálním vstupním napětí pracuje v blízkosti rezonančního kmitočtu. Při vyšším vstupním napětí se pracovní kmitočet od této hodnoty vzdaluje. Dalším problémem PRC je vysoká cirkulační energie v primární části, a to i při nulové zátěži. [7]



Obr. 2.12: Přenosová charakteristika PRC (převzato z [7])

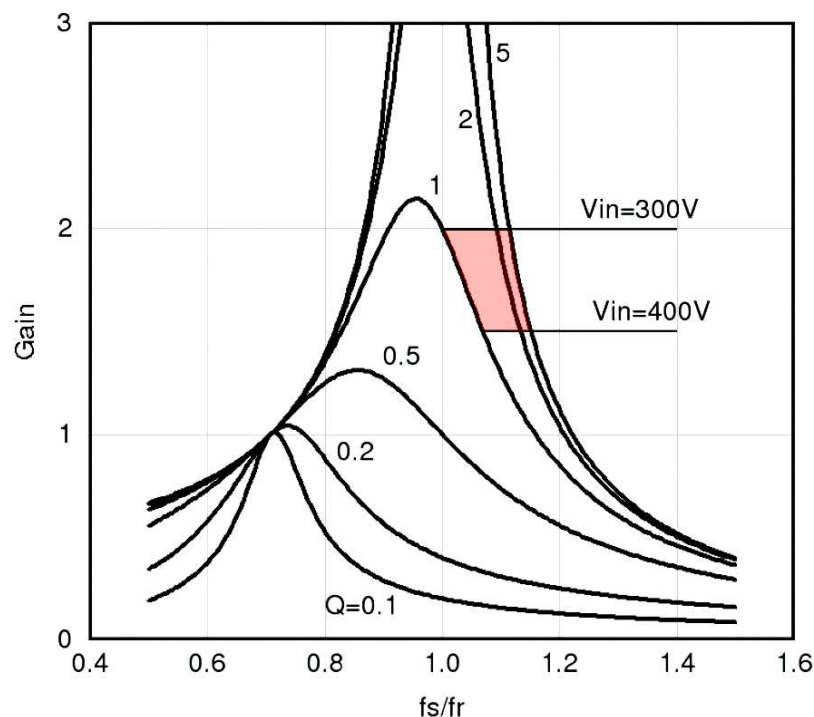
2.2.3 Sériově paralelní měnič (Series Parallel Resonant Converter)

Schéma sériově paralelního měniče je na obr. 2.13. Rezonanční obvod měniče je kombinací sériového a paralelního měniče. Skládá se tak ze tří komponent, které jsou L_r a sériový a paralelní kondenzátor C_{sr} a C_{pr} . Cirkulační energie dosahuje mnohem menších hodnot než u měniče PRC, jelikož zátěž je sériově připojena k sériovému rezonančnímu obvodu L_r a C_{sr} . Pomocí paralelního kondenzátoru C_{pr} může měnič snadno řídit velikost výstupního napětí i bez zátěže.



Obr. 2.13: Základní schéma sériově paralelního měniče (převzato z [7])

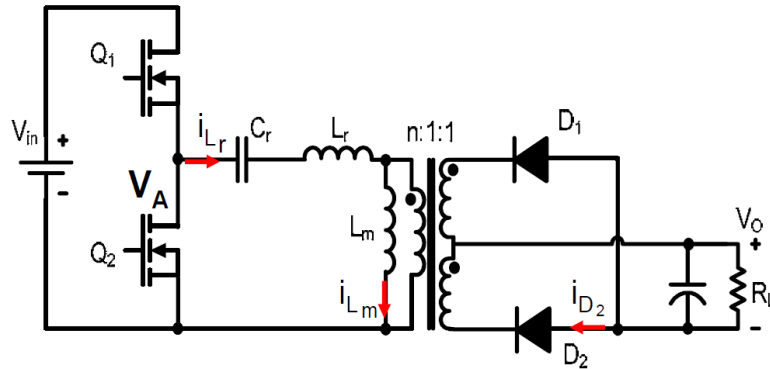
Přenosová charakteristika a pracovní oblast měniče je zobrazena na obr. 2.14. Pro zachování ZVS je jako u sériového a paralelního měniče pracovní oblast volena vpravo od rezonančního kmitočtu. Pracovní rozsah spínací frekvence není třeba volit tak velký jako u sériového rezonančního měniče. Tento měnič využívá výhody SRC a PRC. Cirkulační energie není příliš citlivá na změnu zátěže. Problém ale zůstává s návrhem širokého rozsahu vstupního napětí. Bohužel u SPRC stále existuje problém s návrhem širokého vstupního rozsahu. Spínací ztráty se zvyšují s rostoucím vstupním napětím a jsou podobné jako u tvrdého spínání. [7]



Obr. 2.14: Přenosová charakteristika SPRC (převzato z [7])

2.2.4 LLC rezonanční měnič

Rezonanční měniče nabývají nejvyšší účinnosti, je-li pracovní kmitočet stejný s rezonančním kmitočtem rezonančního obvodu. Předchozí sériově paralelní měnič se stává nevhodným, protože by při vysokém vstupním napětí musel pracovat daleko od svého rezonančního kmitočtu. Nižší rezonanční kmitočet SPRC měniče nelze použít, jelikož se nachází v oblasti ZCS. Vzájemnou záměnou indukčností a kapacit v SPRC měniči vznikne LLC rezonanční měnič. Základní schéma LLC měniče je na obr. 2.15. Přenosová charakteristika je oproti charakteristice SPRC měniče stranově převrácená. Nižší rezonanční kmitočet se dostává do oblasti ZVS a tudíž odpadá problém využití širokého rozsahu vstupního napětí.



Obr. 2.15: Základní schéma LLC rezonančního měniče (převzato z [8])

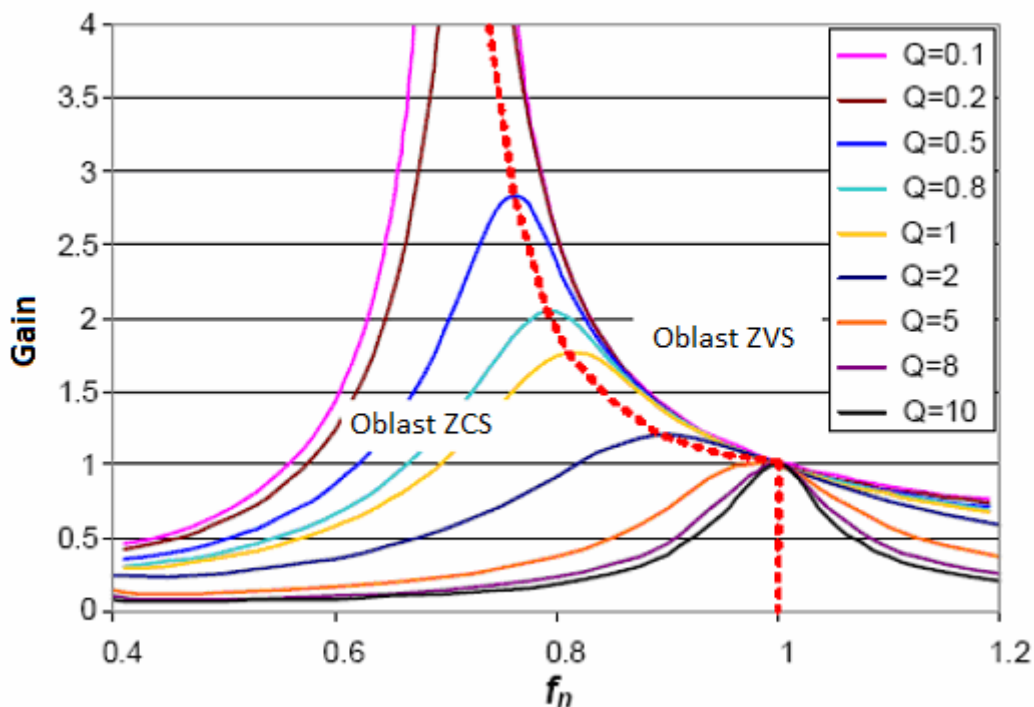
Rezonanční frekvence obvodu se pohybuje podle zatížení mezi dvěma hodnotami. Při maximálním zatížení se magnetizační indukčnost transformátoru L_m neuplatní a rezonanční frekvence je dána pouze rezonančním kondenzátorem C_r a indukčností L_r :

$$f_{r \max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.10)$$

S klesajícím zatížením se do obvodu zapojuje indukčnost L_m . Při nulové zátěži je výstup rezonančního obvodu rozpojen a indukčnost L_m je sériově připojena k indukčnosti L_r . Pak je rezonanční frekvence ovlivněna všemi třemi rezonančními prvky:

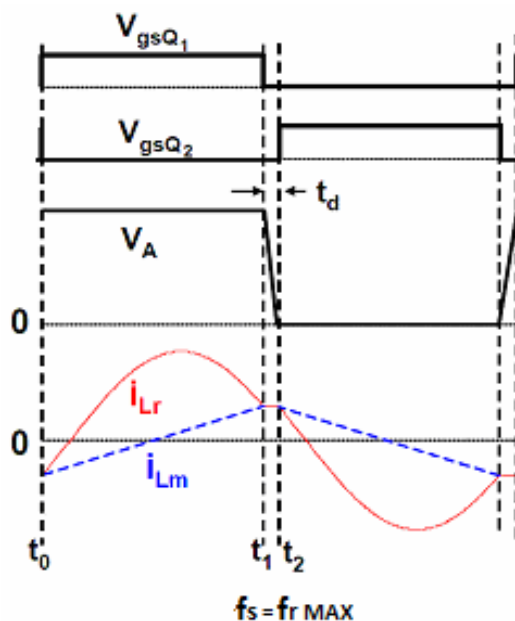
$$f_{r \min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2.11)$$

Přenosová charakteristika je zobrazena na obr. 2.16. V charakteristice jsou vyznačeny oblasti ZCS a ZVS, jež jsou rozděleny křivkou spojující jednotlivé rezonanční kmitočty přenosových charakteristik. Parametrem charakteristiky je jakost rezonančního obvodu. Při maximálním zatížení, tj. při $Q = 10$, je přenos na rezonančním kmitočtu roven 1. Je-li pracovní frekvence vyšší než rezonanční kmitočet, zisk bude vždy menší než 1 a měnič bude vždy pracovat v režimu ZVS. Pokud bude pracovní frekvence menší než rezonanční kmitočet, měnič může pracovat v obou oblastech. Pro splnění podmínky ZVS bude vždy zisk větší než 1. [8]



Obr. 2.16: Přenosová charakteristika LLC rezonančního měniče (převzato z [8])

Činnost měniče lze rozdělit podle vzájemné polohy pracovní frekvence a vyššího rezonančního kmitočtu $f_{r\ MAX}$. Na obr. 2.17 jsou zobrazeny časové průběhy proudů a napětí v rezonančním obvodu při pracovní frekvenci f_s stejné, jako je rezonanční kmitočet. V čase t_0 je sepnut tranzistor Q1. Na sekundární straně vede usměrňovací dioda D2. Proud magnetizační a rezonanční indukčnosti začnou narůstat. V čase t_1 dosáhnou oba stejných hodnot a tranzistor Q1 vypíná. Během ochranného intervalu magnetizační proud obrátí směr a začne se vybíjet přes parazitní kapacity obou spínacích tranzistorů. V čase t_2 je v bodě V_A nulové napětí a tranzistor Q2 může sepnout v ZVS.

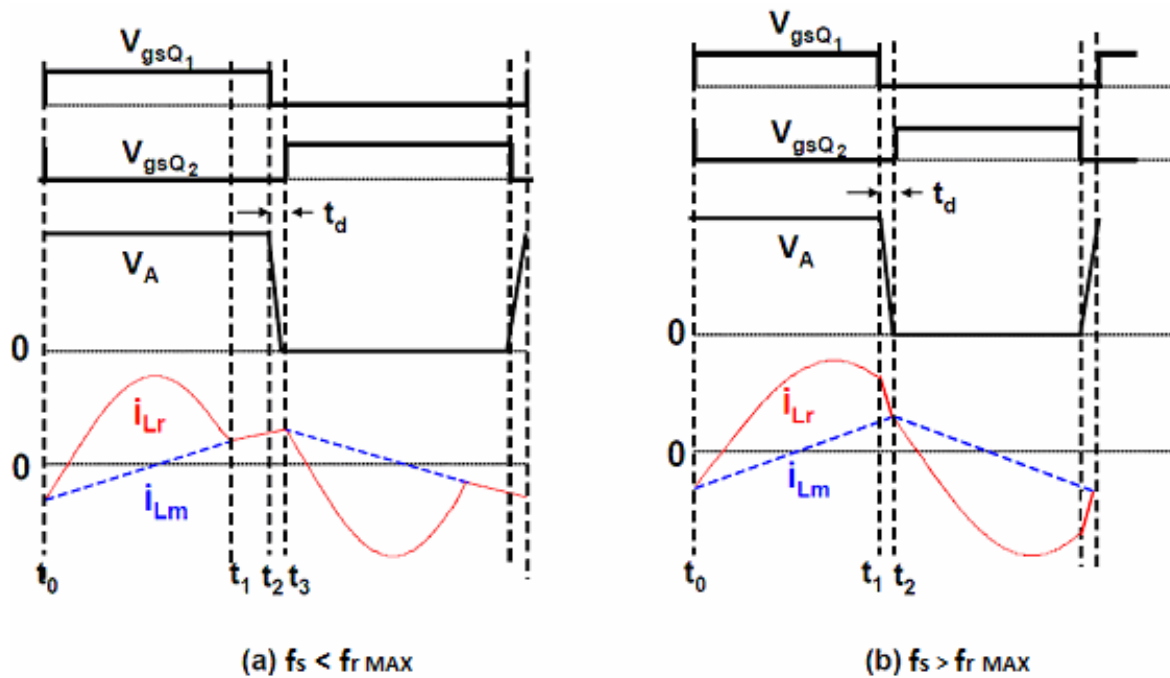


Obr. 2.17: Průběhy napětí a proudů v rezonančním obvodu (převzato z [8])

V tomto okamžiku je proud magnetizační indukčností maximální a začíná při sepnutí tranzistor Q2 klesat. Jakmile dosáhne stejné hodnoty jako proud rezonanční indukčností tranzistor Q2 se uzavře. Díky parazitní kapacitě tranzistorů se začne napětí při ochranném intervalu v bodě V_A zvyšovat. Po skončení ochranného intervalu tranzistor Q1 spíná v ZVS.

Na obr. 2.18 jsou znázorněny časové průběhy napětí a proudů v rezonančním obvodu pro pracovní frekvenci nižší resp., vyšší než je rezonanční kmitočet f_{rMAX} . Při podmínce $f_s < f_{rMAX}$ je do zátěže přenášen výkon pouze v době t_0 až t_1 . Proud rezonanční indukčností L_r dosáhne magnetizačního proudu již před vypnutím tranzistoru Q1. V čase t_1 až t_2 se magnetizační indukčnost L_m podílí na rezonanci a přičítá se k rezonanční indukčnosti L_r . Při rozepnutí spínacích tranzistorů je magnetizační proud maximální.

Pokud měnič pracuje na frekvenci vyšší než rezonanční f_{rMAX} , je v okamžiku rozepnutí tranzistoru Q1 proud rezonanční indukčností vyšší než proud magnetizační indukčností L_m . Velikost rozdílu mezi těmito proudy je určen zatížením a vzdáleností spínací frekvence f_s od rezonanční frekvence f_{rMAX} . V tomto pracovním režimu je vypínací proud spínacích tranzistorů vyšší než v režimech $f_s = f_{rMAX}$ a $f_s < f_{rMAX}$. Se vzrůstajícím vypínacím proudem tranzistorů rostou i spínací ztráty a zvyšuje se spínací šum. Z tohoto důvodu režim na pracovní frekvenci vyšší než rezonanční f_{rMAX} není vhodný. [8]



Obr. 2.18: Průběhy napětí a proudů v rezonančním obvodu (převzato z [8])

3 MINIMALIZACE VÝSTUPNÍHO ZVLNĚNÍ

Jistá minimální velikost výstupního zvlnění napětí U_{OUT} je pro správnou činnost obvodu u klasických měničů nezbytná. Je nutná k překlápění komparátoru řídicích obvodů. Pokud je však potřeba minimalizovat výstupní zvlnění, je nutno toto zvlnění před zavedením na vstup komparátoru více zesílit. K tomu se využívá operačního zesilovače.

Dále musí být také zohledněn impulzní charakter zdroje, což klade zvýšené nároky na výstupní obvody z hlediska filtrace vysokofrekvenčních složek. Pro snížení zvlnění se používají vyhlazovací filtry. Charakteristickou veličinou vyhlazovacího filtru je činitel vyhlazení φ_v , definovaný jako poměr střídavého napětí na vstupu ke zbytkovému střídavému napětí na výstupu filtru. Většinou se definuje pro první harmonickou složku zvlnění, vyšší harmonické jsou potlačeny ještě více.

$$\varphi_v = \frac{|U_1|}{|U_2|} \quad (3.1)$$

Ideální vyhlazovací filtr má $\varphi_v \rightarrow \infty$. V případě požadavku na větší činitel vyhlazení se nabízí kaskádní řazení vyhlazovacích filtrů, kdy výsledný činitel vyhlazení se rovná:

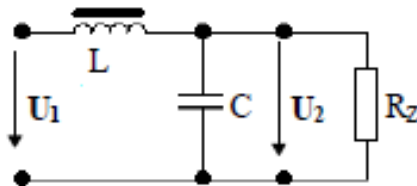
$$\varphi_v = \varphi_{v1} \cdot \varphi_{v2} \cdot \dots \cdot \varphi_{vn} \quad (3.2)$$

3.1 Pasivní vyhlazovací filtry

Nejúčinnějším pasivním vyhlazovacím filtrem je filtr LC, jehož činitel vyhlazení je

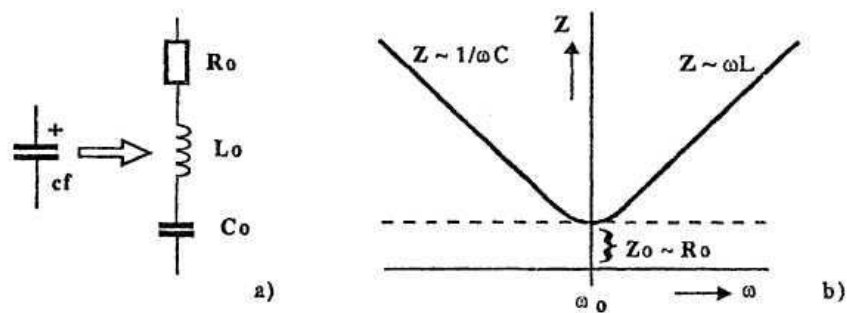
$$\varphi_v = m^2 \omega^2 LC - 1, \quad (3.3)$$

kde m je počet usměřňovacích cest.



Obr. 3.1: Vyhlazovací LC filtr

Pro minimalizaci zvlnění je třeba volit kondenzátor C s vysokou kapacitou. Přesto platí, že od určité kapacity není ani tak důležitá kapacita, jako spíše typ elektrolytického kondenzátoru. To vyplývá z výrazného uplatnění parazitních prvků kondenzátoru, především ekvivalentního sériového odporu R_0 a vzhledem k pracovnímu kmitočtu měniče i sériové indukčnosti L_0 . Z obr. 3.2 je patrné, že náhradní prvky R_0 , L_0 , C_0 tvoří v podstatě sériový rezonanční obvod. Při rezonančním kmitočtu se kondenzátor chová přibližně jako odpor R_0 , při $f_s < f_0$ má kapacitní, při $f_s > f_0$ indukční charakter.



Obr. 3.2: Náhradní schéma kondenzátoru a jeho impedanční charakter (převzato z [10])

Zvlnění vlivem parazitní indukčnosti L_0 je méně výrazné než zvlnění na odporu R_0 . Odpor R_0 je tedy rozhodujícím kritériem pro výběr typu elektrolytického kondenzátoru.

3.2 Aktivní vyhlazovací filtry

Aktivní vyhlazovací filtry využívají místo zásobníku energie (nebo místo jeho části) většinou výstupní impedanci reaktančního tranzistoru. Vhodným zapojením obvodu báze tranzistoru se může realizovat jeho výstupní impedanci induktivního nebo kapacitního charakteru.

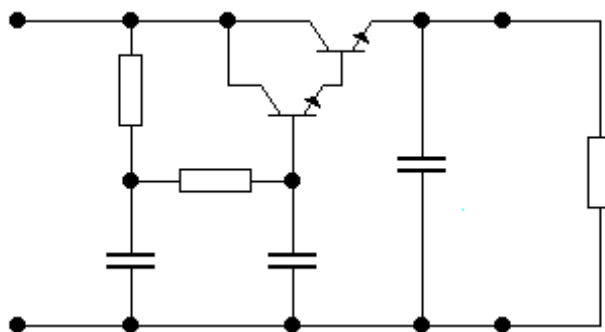
Použití reaktančního tranzistoru s výstupní impedancí induktivního charakteru je na obr. 3.3. Výkonový tranzistor je v tomto případě zařazen v podélné větvi filtračního dvojbranu. Obvodové řešení kapacitního charakteru tranzistoru je na obr. 3.4. Výkonový tranzistor je připojen paralelně. Činitel vyhlazení pro ekvivalentní indukčnost je

$$\varphi_v = m^2 \omega^2 L_{ekv} C - 1, \quad (3.4)$$

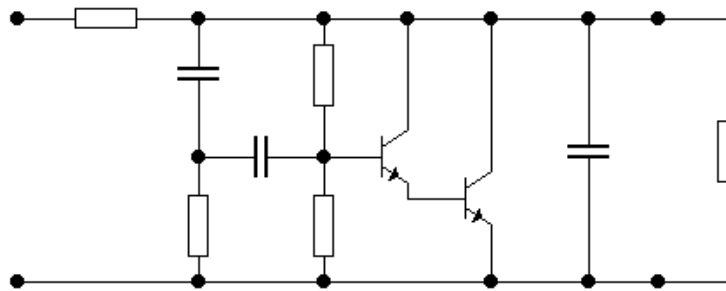
pro ekvivalentní kapacitu se sčítá ještě s výstupním kondenzátorem

$$\varphi_v = m^2 \omega^2 L(C + C_{ekv}) - 1. \quad (3.5)$$

Pokud požadujeme extrémně velký činitel vyhlazení φ_v , musí být $L_{ekv} \rightarrow \infty$ a tedy i $C_{ekv} \rightarrow \infty$.



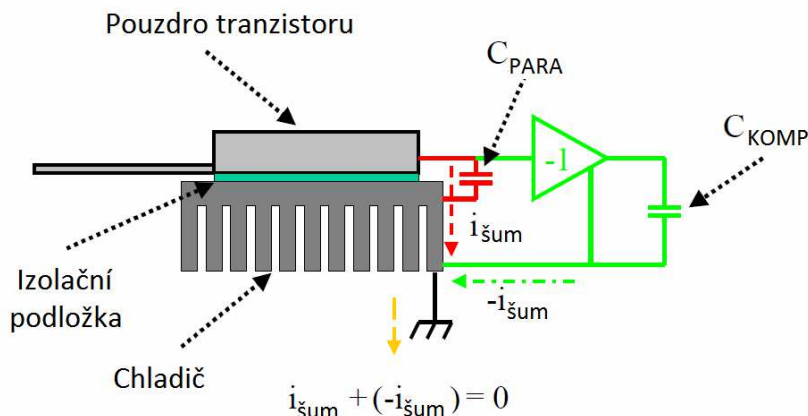
Obr. 3.3: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní indukčností (převzato z [10])



Obr. 3.4: Schéma aktivního filtru s ekvivalentní kapacitou (převzato z [10])

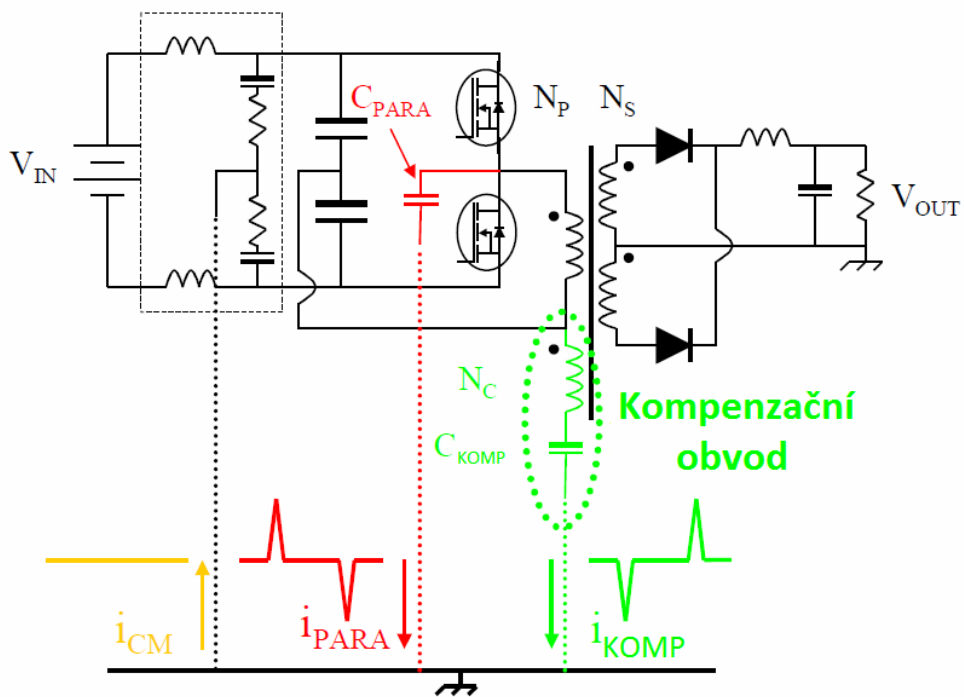
3.3 Pasivní kompenzace vyzařovaného spínacího šumu

Základní myšlenka kompenzace šumu spínacích prvků je ukázána na obr. 3.5. Mezi pouzdrem spínacího prvku a chladičem existuje parazitní kapacita C_{PARA} , která zmíněný šum způsobuje. Kompenzace probíhá vyzařováním spínacího šumu přes kompenzační kondenzátor C_{KOMP} . Vyzařovaný proud má stejnou velikost a je fázově posunutý o 180° . Tyto dva vyzařované proudy se při sečtení anulují. Kompenzační obvod musí vyzářit energii přesně v okamžiku vyzáření spínacího šumu. Jinak by kompenzace ztrácela účinnost a celá situace by se jen zhoršila. To klade značné nároky na časové zpoždění kompenzačního obvodu. Řešení nabízí použití pasivních prvků, které nepotřebují žádné napájecí a řídicí obvody. Výsledkem je jednoduchý a kompaktní způsob odstranění spínacího šumu.



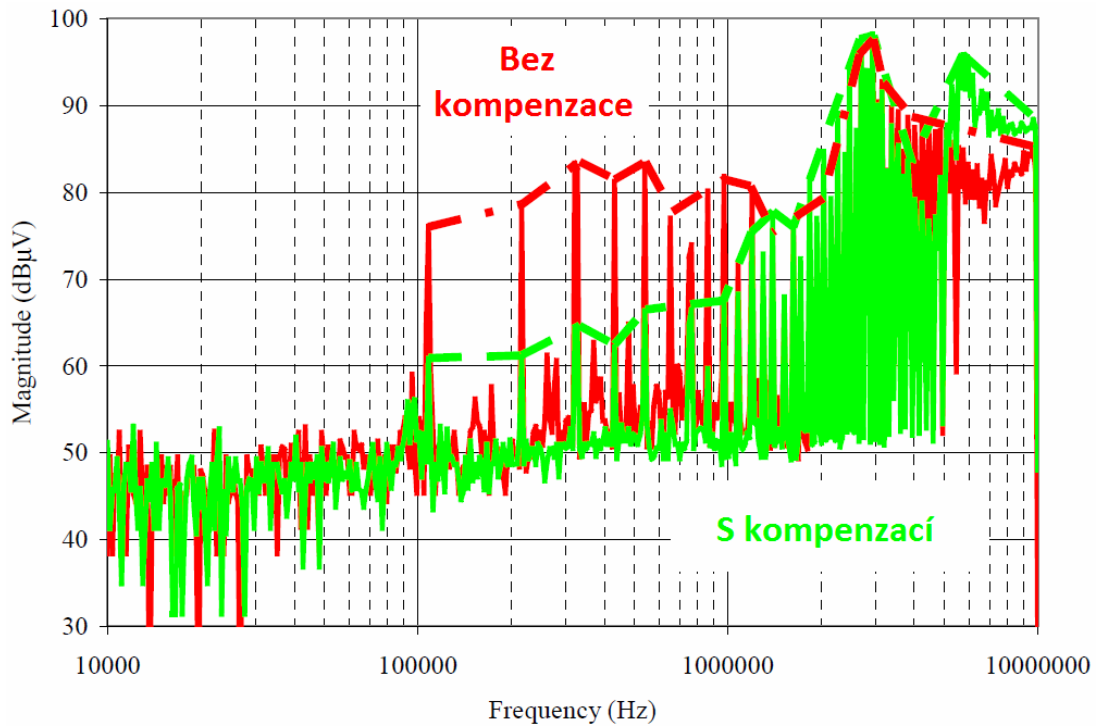
Obr. 3.5: Pasivní kompenzace šumu spínacích prvků (převzato z [11])

Na obr. 3.6 je nastínění kompenzace šumu spínacích prvků na dvojčinném měniči s kapacitními děliči. Parazitní kapacita C_{PARA} se nachází mezi spínacími tranzistory polovičního mostu. Kompenzační obvod je realizován pomocným vinutím N_c vnořeným do výkonového transformátoru a kompenzačním kondenzátorem zapojeným v sérii s vinutím. Kondenzátor pak vyzařuje invertovaný spínací šum, který se sčítá s produkovaným spínacím šumem. Hodnota kompenzačního kondenzátoru je dána velikostí parazitní kapacity a poměrem primárního a kompenzačního vinutí $N_p:N_c$. Je-li tento poměr roven jedné, velikost kompenzačního kondenzátoru bude stejná jako parazitní kapacita. [11]



Obr. 3.6: Kompenzace šumu v dvojčinného měniče (převzato z [11])

Výsledné frekvenční spektrum nekompenzovaného a kompenzovaného vyzařovaného spínacího šumu ukazuje obr. 3.7. Z výsledků je vidět, že kompenzační obvod potlačil šum o cca 20 dB μ V. Více si o této metodě kompenzace šumu lze přečíst v literatuře [11].



Obr. 3.7: Výsledek kompenzace (převzato z [11])

4 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

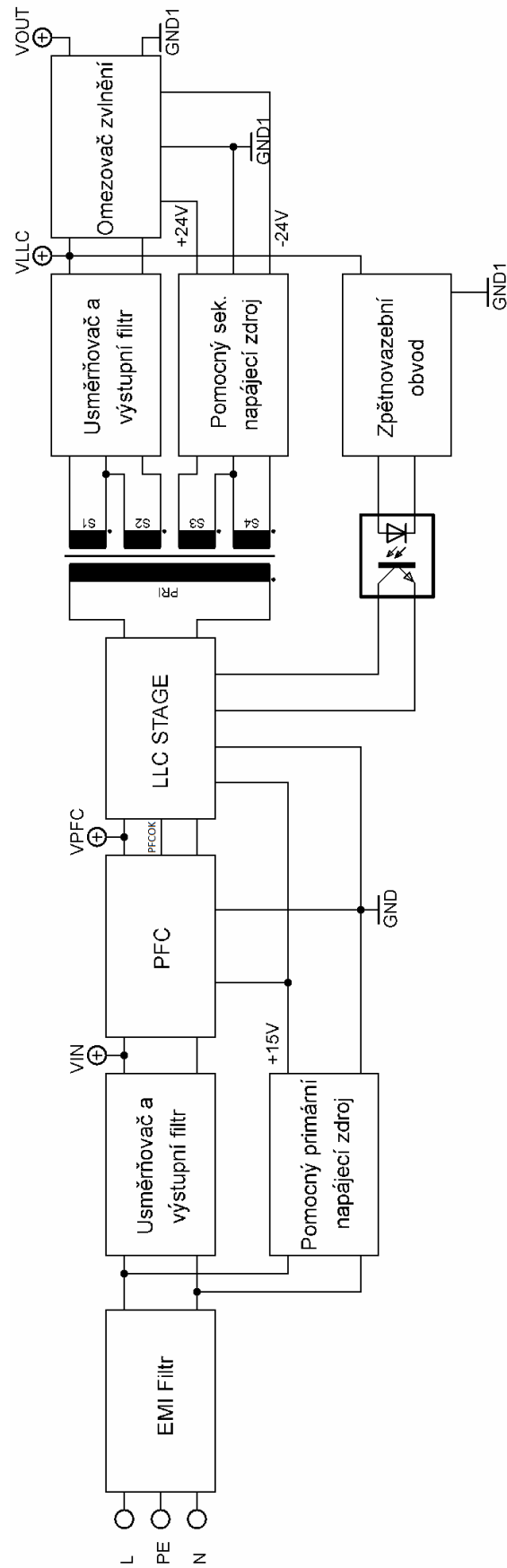
Návrh spínaného zdroje se skládá ze tří hlavních částí. Při návrhu je třeba zvolit správnou spínací topologii měničů. Volba topologií a režimů činnosti je ovlivněna především čistotou výstupního napětí a jeho zvlnění. Pro požadovaný výstupní výkon je vhodné doplnit měnič o korekci účinníku. Pasivní korekce není pro takový výkon příliš účinná, tudíž je použita aktivní. Navíc zvlnění usměrněného napětí je při 100 Hz kmitočtu značné a proto by se mohlo objevovat ve výstupním napětí. U aktivního korektoru pro malé zvlnění nejsou třeba velké výstupní kondenzátory, neboť pracovní frekvence korektoru je mnohem vyšší než síťový kmitočet. Spínaný prvek aktivního korektoru ovšem může generovat napěťové rušení objevující se ve výstupním napětí. I přes tuto nevýhodu byl zvolen korektor účinníku aktivní. Požadavky na výkonový měnič jsou zejména minimální rušení, které lze dosáhnout měkkým spínáním výkonových tranzistorů a minimální výstupní zvlnění. Hlavní měnič bude tudíž realizován jako rezonanční s LLC obvodem. Výstupní filtr LLC měniče tvořený LC prvky v praxi však nemusí dosahovat uspokojivého činitele vyhlazení a tudíž i požadovaného výstupního zvlnění. Pokud bude nutné, tak pro splnění parametrů spínaného zdroje bude na výstup přidán i aktivní omezovač zvlnění.

4.1 Požadované parametry spínaného zdroje

- Vstupní napětí: 230 V / 50 Hz
- Výstupní napětí: 15 V
- Výstupní výkon: 160 W
- Výstupní zvlnění: < 20 mV
- Účinnost: > 85 %

4.2 Blokové schéma

Na obr. 4.1 je zobrazeno blokové schéma spínaného zdroje. Vstupní napětí 230 V / 50 Hz je přivedeno na EMI filtr, který se chová jako filtr typu dolní propust. Filtr propouští síťové napětí a pohlcuje rušivé signály s vyšším kmitočtem generované spínacími prvky. Následně se síťové napětí usměrní můstkovým usměrňovačem pro aktivní korekci účinníku (PFC). Toto napětí je ve schématech označeno V_{IN} . Aktivní korektor účinníku vstupní napětí zvýší přibližně na 390 V označené V_{PFC} . Takto připravené napětí V_{PFC} už přímo vstupuje do LLC měniče, kde dochází ke konverzi napětí pomocí výkonového transformátoru. Aby bylo zajištěné galvanické oddělení vstupu a výstupu zdroje, bloky PFC a LLC STAGE musí být napájeny z primární strany. K tomu slouží pomocný napájecí zdroj, jenž lze realizovat lineárním nebo spínaným typem. K zabránění vzniku dalšího zdroje rušení byl zvolen lineární zdroj, na jehož výstupu je 15 V. Sekundární strana transformátoru obsahuje čtyři vinutí. Po odebrání z hlavních vinutí S1 a S2 je napětí usměrněno a filtrováno LC filtrem. Toto napětí označené ve schématu V_{LLC} je přivedeno do omezovače zvlnění, jež je poslední úpravou požadovaného napětí. Odtud je odebrán i vzorek napětí do zpětnovazebního obvodu. Obvody omezovače zvlnění vyžadují symetrické napájení 24 V. Toto pomocné napájení je vyvedeno ze sekundárního vinutí S3 a S4. Konečné nízkošumové napětí nese označení V_{OUT} .



Obr. 4.1: Blokové schéma spínaného zdroje

4.3 PFC (Power Factor Correction)

Hlavním účelem aktivního korektoru je upravovat chování (odběr proudu) vůči rozvodné síti, tedy zvyšovat účinnost spínacího zdroje. Návrh bude ale zaměřen na požadavek minimálního zvlnění napětí V_{PFC} a minimální produkci spínacího šumu tvořeného ve spínacím tranzistoru. Základem návrhu je výběr řídicího obvodu, který je ovlivněn v první řadě zvoleným pracovním režimem korektoru. Volba je možná mezi spojitým (CCM), kritickým (CrM) a nespojitým (DCM) režimem. Z hlediska generace možného rušení tvrdým spínáním tranzistoru při spojitém režimu byl zvolen nespojitý popř. kritický režim. Tomuto požadavku vyhovuje integrovaný obvod od firmy ON Semiconductor s označením NCP1605.

4.3.1 Řídicí obvod NCP1605

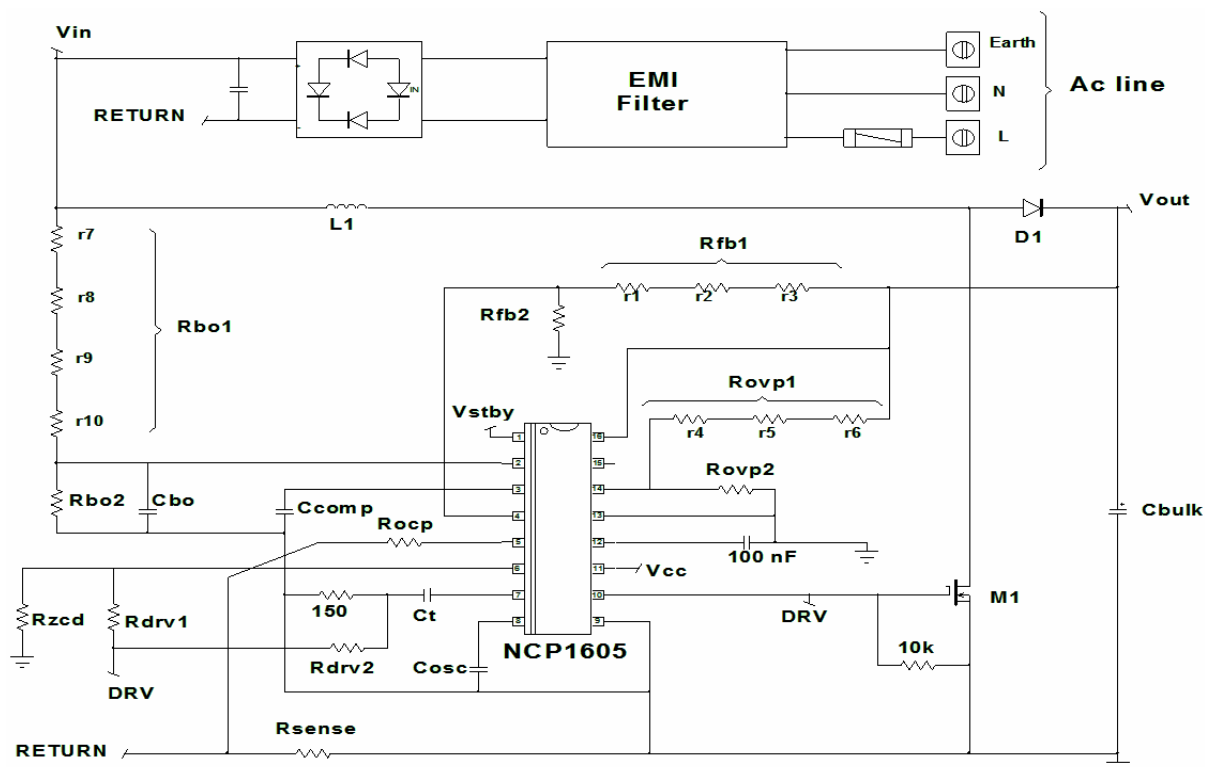
Integrovaný obvod NCP1605 je určen pro klasické zvyšující měniče používané v PFC. Pracuje na principu pulzně šířkové modulace (PWM) s pevnou frekvencí spínání nastavitelnou až do 250 kHz. Jak již bylo řečeno, řídicí obvod pracuje v nespojitém nebo kritickém režimu. Napájecí rozsah je od 10 V do 20 V. Obvod je doplněn o různé ochrany zabezpečující bezproblémový provoz. NCP1605 disponuje následujícími vlastnostmi:

- **Provoz Standby** - V režimu Standby řídicí obvod může přeskokovat několik cyklů. Pokud totiž není připojena zátěž, z výstupního kondenzátoru C_{BULK} PFC měniče je odebírán jen minimální proud a tudíž není potřeba tento kondenzátor neustále nabíjet. Tímto způsobem lze snížit spotřebu spínacího zdroje. Režim Standby lze zahájit pokud napětí na pinu 1 klesne pod 300 mV. Signál je obvykle přiváděn ze zpětné vazby následujícího měniče.
- **Přepět'ová ochrana (Overvoltage Protection OVP)** - Pokud se napětí na výstupním kondenzátoru C_{BULK} zvýší nad horní povolenou úroveň, aktivuje se přepět'ová ochrana a řídicí obvod přestane pracovat. Snímané napětí se přivádí na pin 14. Referenční napětí je 2,5 V. Do běžného provozu se obvod dostane po navrácení na nominální úroveň.
- **Podpět'ová ochrana (Undervoltage Protection UVP)** - Řídicí obvod přestává pracovat pokud výstupní napětí klesne pod 12 % úrovně OVP a nastává restart obvodu. Přepět'ová i podpět'ová ochrana má společný pin 14.
- **Brown-Out Detection** - Ochrana před podpětím na vstupu PFC měniče. Pokud napětí na pinu 2 klesne pod 0,5 V, obvod přestane pracovat. Je zde zavedena 0,5 V hystereze. Do normálního provozu se dostane pokud signál na pinu 2 překročí 1 V.
- **Tepelná ochrana** - Při překročení teploty 150 °C se odpojuje pin 7, na němž je připojeno hradlo spínacího tranzistoru. Činnost obvodu se obnovuje při 100 °C.

Řídicí obvod je dále vybaven funkcí pro možnou komunikaci s následujícím měničem. Prostřednictvím pinu 12 s označením PFCOK lze komunikaci využít jako spouštěcí signál LLC měniče. LLC měnič tak nezačne pracovat dokud napětí V_{PFC} nedosáhne nominální hodnoty, což obvod NCP1605 signalizuje napětím 5 V na pinu PFCOK. Více informací o řídicím obvodu lze nalézt v literatuře [19].

4.3.2 Vlastní návrh

Základní obvodové schéma PFC měniče je na obr. 4.2. Jedná se o běžný zvyšující měnič (Boost). Hlavními výkonovými prvky jsou tedy L_1 , D_1 , M_1 a C_{BULK} . Vše ostatní tvoří řídicí část. Výpočet řídicích komponent PFC měniče byl spočítán pomocí návrhového programu od firmy ON Semiconductor určený přímo pro aplikaci NCP1605.



Obr. 4.2: Základní obvodové schéma PFC měniče (převzato z [16])

Před samotným výpočtem je třeba definovat vstupní parametry. Spínací frekvence se pokud možno volí co nejvyšší. Snižuje se tak velikost kondenzátoru C_{BULK} a jádra tlumivky L_1 . Volba kmitočtu je nicméně shora omezena spínacími ztrátami a obtížnější filtrací EMI produktů. Frekvence oscilátoru se pak často volí kolem 130 kHz. Důležitým parametrem je procentuální zvlnění výstupního napětí ΔV_{PK-PK} , které bylo zvoleno s ohledem na velikost výstupního kondenzátoru C_{BULK} . Hodnota 1 % odpovídá $3,9 V_{PK-PK}$.

4.3.2.1 Specifikace vstupních parametrů

f_{AC}	50 Hz	- Frekvence síťového napětí
$V_{AC,LL}$	90 V	- Minimální hodnota síťového napětí
$V_{AC,HL}$	265 V	- Maximální hodnota síťového napětí
V_{OUT}	390 V	- Požadovaná nominální hodnota výstupního napětí
$V_{OUT,LL}$	390 V	- Minimální akceptovatelná hodnota výstupního napětí
V_{OVP}	405 V	- Úroveň výstupního napětí pro aktivaci přepětové ochrany
η	90 %	- Účinnost
P_{OUT}	200 W	- Maximální výstupní výkon
F_{OSC}	133 kHz	- Pracovní frekvence
ΔV_{PK-PK}	1 %	- Procentuální zvlnění výstupního napětí
V_{CC}	15 V	- Napájecí napětí obvodu NCP1605
$V_{BO,H}$	90 V	- Úroveň síťového napětí pro aktivaci ochrany Brown-Out

4.3.2.2 Výpočet výkonové části

Pro dodržení alespoň CrM režimu je nutné indukčnost cívky L_1 navrhnout při nejhorších možných podmínkách. Ty nastanou při plném výkonu a nejnižším síťovém napájení. V méně náročném případě už se režim mění na DCM. Následující vztahy pro výpočet jsou převzaty z literatury [18]. Minimální indukčnost lze vyjádřit jako:

$$L_1 > T_{OSC} \frac{V_{in,pk}^2 \cdot (V_{out} - V_{in,pk})}{4 \cdot P_{in,avg} \cdot V_{out}}, \quad (4.1)$$

kde T_{OSC} je perioda pracovního kmitočtu, $V_{in,pk}$ maximální hodnota síťového napětí a $P_{in,avg}$ je střední hodnota příkonu. Dosazením číselných hodnot do předchozího vztahu pak vychází:

$$L_1 > 7,5 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{127^2 \cdot (390 - 127)}{4 \cdot 230 \cdot 390} = 89 \mu H .$$

Indukčnost L_1 byla zaokrouhlena na nejbližší řadu 100 μH . Pro maximální proud tlumivkou lze psát:

$$I_{coil,max} = 2 \cdot \sqrt{2} \frac{(P_{in,avg})_{max}}{V_{in,rms,LL}} . \quad (4.2)$$

Vyčíslením pak hodnota proudu činí:

$$I_{coil,max} = 2 \cdot \sqrt{2} \frac{230}{90} = 7,3 A .$$

Efektivní hodnota proudu je definovaná jako:

$$I_{coil,rms} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{(P_{in,avg})_{mas}}{V_{in,rms,LL}}, \quad (4.3)$$

a po dosazení hodnot pak proud vychází:

$$I_{coil,rms} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{230}{90} = 3 A .$$

Výstupní kondenzátor C_{BULK} se vypočítá podle vztahu:

$$C_{BULK} \geq \frac{\eta \cdot (P_{in,avg})_{max}}{\Delta V_{PK-PK} \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot f_{AC} \cdot V_{out}^2} \quad (4.4)$$

Dosazením příslušných hodnot do předchozího vztahu pak C_{BULK} činí:

$$C_{BULK} \geq \frac{90\% \cdot 230}{1\% \cdot 2\pi \cdot 2 \cdot 50 \cdot 390^2} = 377 \mu F .$$

Pro kapacitu C_{BULK} byla zvolena paralelní kombinace dvou kondenzátorů s kapacitou 220 μF . Snižuje se tak celkový ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru ESR způsobující ztráty. Použité kondenzátory musí zároveň splňovat proudovou zatížitelnost, jež lze vyjádřit:

$$I_{C,rms} = \sqrt{\left(\frac{32 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{P_{in,avg}^2}{V_{in,rms} \cdot V_{out}} \right) - \left(\frac{\eta \cdot P_{in,avg}}{V_{out}} \right)^2} . \quad (4.5)$$

V nejhorsích podmínkách kondenzátory poteče efektivní hodnota proudu:

$$I_{C,rms} = \sqrt{\left(\frac{32 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{230^2}{90 \cdot 390}\right) - \left(\frac{90\% \cdot 230}{390}\right)^2} = 1,5 \text{ A} ,$$

tedy každým poteče 0,75 A.

Dále je nutné ověřit výkonovou zatížitelnost spínacího tranzistoru M_1 . Za spínací prvek byl zvolen MOSFET tranzistor s označením STP20NM60, který se vyznačuje parametry jako $R_{dsON} = 0,29 \Omega$, $I_D = 20 \text{ A}$ a $V_{DSS} = 600 \text{ V}$. Maximální proud tekoucí tranzistorem je shodný s proudem cívky L1. Výkonovou ztrátu na spínacím prvku je možné vyjádřit jako:

$$P_{on,max} = \frac{4}{3} R_{dsON} \left(\frac{P_{in,avg}}{V_{in,rms,LL}}\right)^2 \left(1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in,rms,LL}}{3\pi \cdot V_{out}}\right). \quad (4.6)$$

Dosazením číselných hodnot do předchozího vztahu lze pak očekávat ztrátu o velikosti:

$$P_{on,max} = \frac{4}{3} \cdot 0,29 \cdot \left(\frac{230}{90}\right)^2 \cdot \left(1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 90}{3\pi \cdot 390}\right) = 1,8 \text{ W} .$$

Na místo diody byla zvolena dioda MSR860. Její prahová hodnota V_F je 1,4 V, střední proud diodou může být až 8 A a závěrné napětí je 500 V. Ztráty na diodě lze vyčíslit vztahem:

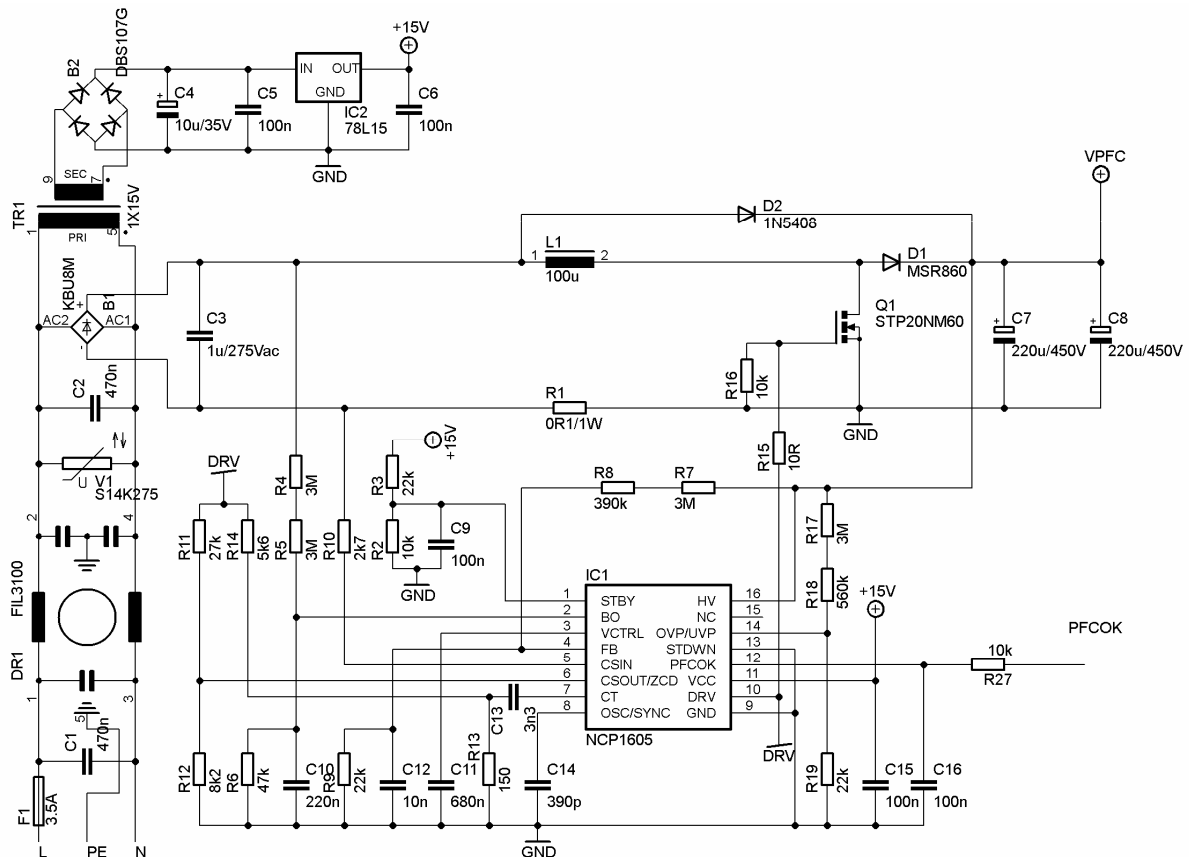
$$P_{diode} = V_F \cdot \frac{P_{out}}{V_{out}} = 1,4 \cdot \frac{200}{390} = 0,7 \text{ W} . \quad (4.7)$$

Pro výpočet ostatních obvodových komponent PFC měniče, které tvoří především řídicí část měniče, byl použit zmíněný "worksheet" určený pro jednodušší a rychlejší návrh. Obvod pro jednoduchost nabízí sloučení dvou odporových děličů OVP a FB do jedné odporové větve. Pro lepší citlivost a nastavení zpětné vazby ale byla zvolena možnost dvou oddělených děličů.

4.3.3 Popis zapojení

Schéma zapojení PFC měniče je uvedeno na obr. 4.3. Vstupní síťové napětí je přes pojistku přivedeno na integrovaný EMI filtr. Za ním následuje varistor S14K275, který slouží jako přepětíová ochrana. Odtud je napájen pomocný lineární zdroj tvořený transformátorem TR1, usměrňovačem B2, filtračním kondenzátorem C4 a stabilizátorem IC2. Síťové napětí pro PFC měnič je usměrněno můstkovým usměrňovačem B1 a filtrováno kondenzátorem C3. Toto napětí je ve schématu označeno V_{IN} . Následují hlavní části zvyšujícího měniče L1, Q1, D1 a C_{BULK} složený z C7 a C8. Dioda D2 slouží k potlačení nárazových proudů, jenž způsobuje vybitý kondenzátor C_{BULK} . Proud v měniči je snímán rezistory R1 a R10. Rezistory R11 a R12 nastavují citlivost detekce nulového proudu. Vzorek vstupního napětí V_{IN} pro ochranu proti podpětí (Brown-Out) je přes odporový dělič R4, R5, R6, C10 přiveden na pin 2. Stejně tak pro ochrany OVP a UVP reagující na pin 14 je napětí V_{PFC} přivedeno děličem tvořeným R17, R18, R19. Zpětná vazba je přes dělič R7, R8, R9 zavedena na pin 4. Pomocí pinu 6 (PFCOK) dává PFC signál LLC měniči o připraveném nominálním napětí na jeho výstupu. Funkce Standby z důvodu kolísání napětí V_{PFC} nebude využita. Opětovný provoz by nastal až po poklesu výstupního napětí pod 95,5 % nominální hodnoty. Na pin 1 je proto zavedeno přes dělič R2 a R3 pevné napětí, které funkci Standby vyřadí z činnosti. Pracovní frekvenci 133 kHz nastavuje kondenzátor C14. K řízení tranzistorů Q1 jsou použity rezistory R15 a R16, který slouží jako "pull down". O maximální dobu otevření tranzistoru se starají

rezistory R13, R14 a kondenzátor C13. Výstup z chybového zesilovače je k dispozici na pinu 3. Kondenzátor C11 nastavuje šířku pásma řídicího signálu, která je obvykle nastavena pod 20 Hz. Napájení obvodu 15 V je přivedeno z pomocného zdroje na pin 11 a zablokováno kondenzátorem C15.



Obr. 4.3: Schéma PFC s pomocným napájecím zdrojem

4.4 LLC měnič

Jak již bylo řečeno v teoretické části, LLC rezonanční měnič umožňuje spínání při nulovém napětí na spínači (ZVS), při kterém by nemělo vznikat rušení. Základem návrhu je volba řídicího obvodu. Řídicí obvod byl vybírán od firmy ON Semiconductor. Po prostudování nabídky byl zvolen obvod NCP1396A/B.

4.4.1 Řídicí obvod NCP1396

NCP1396A/B obsahuje všechny potřebné funkce, které jsou potřeba pro stabilní a bezpečný návrh spínaného rezonančního zdroje. Obvod je doplněn o různé ochrany zabezpečující bezproblémový provoz. Více informací lze nalézt v literatuře [20]. NCP1396A/B disponuje následujícími vlastnostmi:

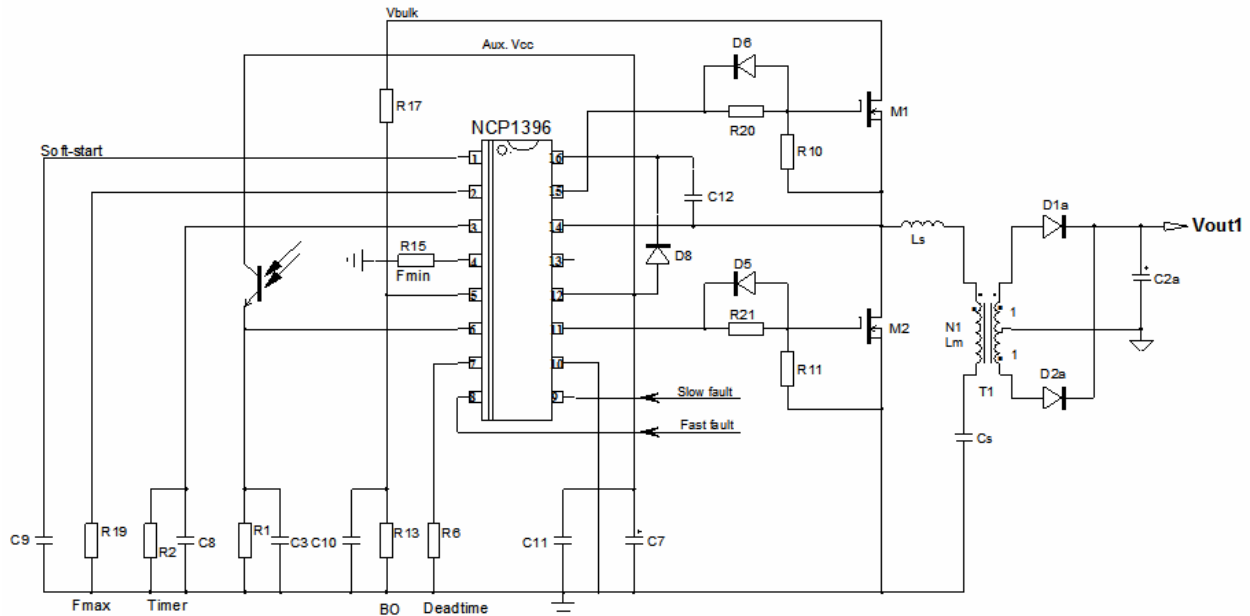
- **Široký frekvenční rozsah** - Napětově řízený oscilátor umožňuje spínací frekvenci měnit v rozsahu od 50 kHz do 500 kHz. Spínací signál pro výkonové tranzistory je vyveden na výstupy Mlower a Mupper.

- **Dead-time** - Ochranný časový interval zabráňující současné sepnutí obou tranzistoru lze nastavit pomocí jediného rezistoru připojeného na vývod DT. Dead-time je možné nastavit v rozsahu od 100 ns do 2 μ s.
- **Soft-start** - Výstupní napětí měniče je vzhledem k překmitům zvyšované postupným náběhem až na nominální napětí. To je při aktivaci sekvence Soft-start docíleno okamžitým nastavením maximální spínací frekvence a postupným snižováním kmitočtu až do uzavření zpětnovazební smyčky. Aktivace Soft-start sekvence nastává při normálním spouštění a při návratu z poruchového stavu do běžného režimu. K poruchovému stavu může dojít při spuštění ochrany Brown-Out, teplotní ochrany nebo úrovní zpětnovazební řídicího napětí. Ve verzi NCP1396A je Soft-start aktivován na žádost rychlé detekce poruchy a současně pokud napětí na zpětnovazebním pinu je nižší než 0,6 V. U verze NCP1396B je Soft-start je aktivován vždy, a to bez ohledu na úroveň zpětnovazebního napětí.
- **Minimální a maximální frekvence** - K zajištění měkkého spínání je důležité, aby se pracovní kmitočet pohyboval v oblasti ZVS, tj. napravo od spodního rezonančního vrcholu. Obvod pro tuto podmínku umožňuje nastavit minimální pracovní frekvenci pomocí externího rezistoru s přesností 3 %. Maximální kmitočet se nastavuje obdobně, ovšem s přesností 15 %.
- **Ochrana Brown-Out** - Napěťová ochrana zastavuje činnost rezonančního měniče pokud, se vstupní napětí rezonančního obvodu nebude pohybovat v předem stanoveném rozmezí, které lze nastavit odporovým děličem na pinu BO. Tím se zajistí buzení rezonančního obvodu až po stabilizovaném napětí V_{PFC} . Vstupní pin BO lze také využít k detekci signálu PFCOK z předchozího PFC měniče. V tomto případě o připravenosti napětí V_{PFC} rozhoduje pouze PFC.
- **Detekce rychlé a pomalé poruchy** - Obvod NCP1396A/B obsahuje vstup pro rychlou (FF) a pomalou (SF) detekci poruchy. Vstupy jsou použity pro nereagování na některé poruchy, umožňují tak krátkodobé přetížení zdroje. Při detekci poruchy na rychlém vstupu (reference 1 V) obvod okamžitě zastaví svoji činnost, dokud je chybový signál aktivní. Po odeznění poruchy je obnovení provozu u verze A vyřešeno okamžitým pokračováním v normálním řízení a u verze B Soft-startem. Detekování poruchy na pomalém chybovém vstupu SF vyvolá nabíjení časovacího externího kondenzátoru. Pokud je porucha odstraněna, časovací kondenzátor se přestane nabíjet, ale při dalších poruchách se napětí kumuluje. Překročení povoleného napětí na časovacím kondenzátoru vede k přerušení činnosti obvodu. Kontrolér nyní čeká na vybití kondenzátoru pod hodnotu 1 V k vyvolání restartu se Soft-startem. Časovou konstantu nabíjení a vybíjení lze nastavit hodnotami rezistoru a kondenzátoru paralelně připojených k pin 3.
- **Přeskočení cyklu (Skip mode)** - Nepřítomnost funkce Soft-start u verze A na rychlém poruchovém vstupu nabízí snadný způsob, jak uplatnit přeskokování řídicích impulsů, kdy výstup měniče není zatížen a není potřeba dodávat plný výkon. Obvodově je přeskočení cyklů řešeno připojením odporového děliče z pinu zpětné vazby FB na vstup FF.
- **Přerušování zpětné vazby** - Pokud při startu nebo kdykoliv během provozu chybí zpětnovazební signál, začne se nabíjet kondenzátor. Je-li zpětnovazební smyčka opravdu přerušena, napětí na pinu FB neroste a dojde k zastavení činnosti kontroléru. Restart obvodu Soft-startem nastane až po poklesu napětí na kondenzátoru pod 1 V.

4.4.2 Vlastní návrh

Verzi integrovaného obvodu je vhodné zvolit s co nejmenším produkovaným zvlněním ve výstupním napětí. Funkce přeskokování cyklů vypíná při plném výstupním napětí generování řídicích impulsů a pro obnovení činnosti čeká až výstupní napětí poklesne pod nastavenou úroveň. To má následek povolené kolísání napětí při neúplném zatížení. Z tohoto důvodu byla verze obvodu zvolena B.

Pro výpočet rezonančního obvodu a pomocných řídicích komponent lze využít návrhový program koncipovaný přímo pro obvod NCP1396. Výpočet výkonové části LLC měniče, především rezonanční obvod, bude rozebrán podrobněji pomocí literatury [13]. Návrhový program bude použit pouze pro výpočet externích komponent nutných ke správné funkci řídicího obvodu. Základní obvodové schéma LLC měniče zobrazuje obr. 4.4.



Obr. 4.4: Základní obvodové schéma LLC měniče (převzato z [17])

4.4.2.1 Specifikace vstupních parametrů

$V_{in,max}$	390 V	- Maximální hodnota vstupního napětí
$V_{in,min}$	365 V	- Minimální hodnota vstupního napětí
f_0	90 kHz	- Rezonanční frekvence měniče
P_{LLC}	165 W	- Maximální výstupní výkon
V_{LLC}	15,4 V	- Požadované výstupní napětí s úbytkem omezovače zvlnění
$V_{LLC,aux}$	27 V	- Pomocné výstupní napětí pro omezovač zvlnění
I_{LLC}	11 A	- Požadovaný výstupní proud
$I_{LLC,aux}$	70 mA	- Požadovaný výstupní proud pro omezovač zvlnění
ΔV_{LLC}	60 mV	- Předpokládané zvlnění výstupního napětí
ΔI_{LLC}	500 mA	- Předpokládané zvlnění výstupního proudu
V_F	0,5 V	- Úbytek napětí na usměrňovací diodě
η	90 %	- Účinnost měniče

4.4.2.2 Návrh rezonančního obvodu

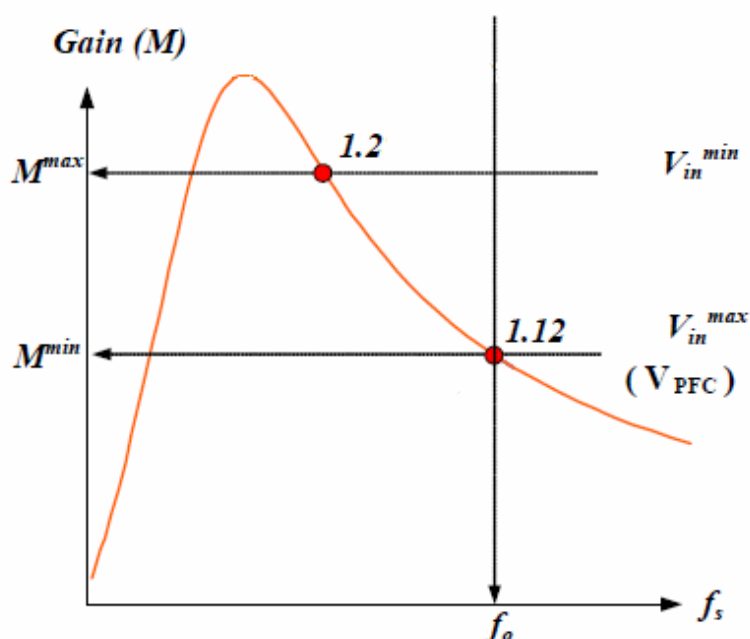
Nejlepší provoz LLC rezonančního měniče z hlediska generování EMI je okolo rezonanční frekvence f_0 . LLC měnič bude navrhován tak, aby při nominálním vstupním napětí a plném výstupním výkonu pracoval co nejbližší této frekvence. Na frekvenci f_0 je třeba zvolit minimální zisk M_{min} rezonančního obvodu. Zisk na rezonanční frekvenci f_0 je funkcí m , kde m je poměr magnetizační a rezonanční indukčnosti L_m/L_r . Volbou malé hodnoty m lze docílit vyššího zisku, ale při příliš malých hodnotách se zhoršuje účinnost transformátoru. Poměr m se obvykle volí mezi 3 až 7. Pro zvolenou hodnotu $m = 5$ se minimální zisk M_{min} na frekvenci f_0 vypočítá [13]:

$$M_{min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{5}{5-1}} = 1,12. \quad (4.8)$$

Minimální zisk platí pro maximální vstupní napětí, tedy pro nominální hodnotu V_{PFC} . Maximální zisk je definován jako:

$$M_{max} = \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}} \cdot M_{min} = \frac{390}{365} \cdot 1,12 = 1,2. \quad (4.9)$$

Přenosová charakteristika rezonančního obvodu s navrhnutými zisky je na obr. 4.5.



Obr. 4.5: Návrh přenosové charakteristiky (převzato a upraveno z [13])

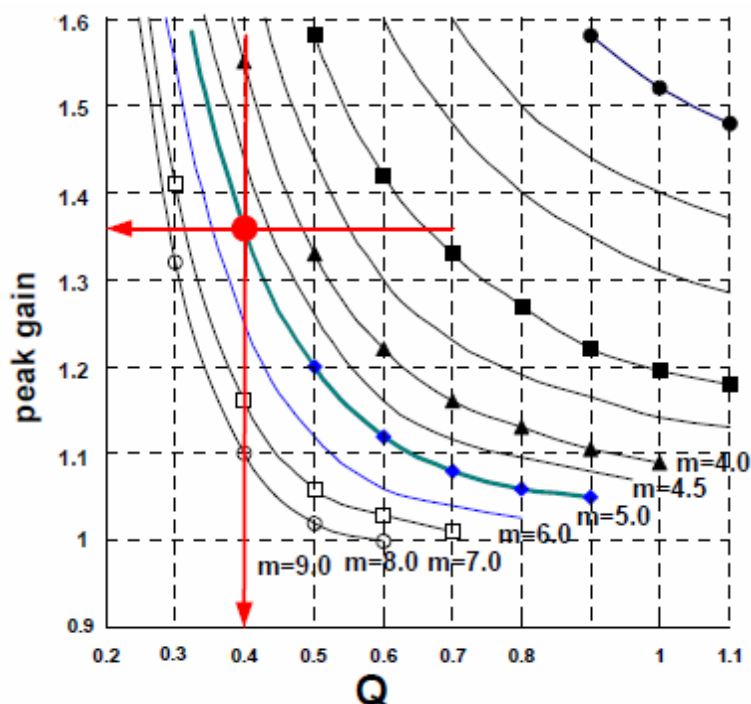
Pokud je znám minimální zisk M_{min} , lze vypočítat poměr primárního a sekundárního vinutí transformátoru. Poměr N_p/N_s je definován:

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in,max}}{2 \cdot (V_{LLC} + V_F)} \cdot M_{min} = \frac{390}{2 \cdot (15,4 + 0,5)} \cdot 1,12 = 13,7, \quad (4.10)$$

kde V_F je úbytek napětí na usměrňovací diodě. Pro první harmonickou složku napětí lze ekvivalentní zátěž rezonančního obvodu vyčíslit vztahem:

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_{LLC}^2}{\pi^2 P_{LLC}} = \frac{8 \cdot 13,7^2 \cdot 15,4^2}{\pi^2 \cdot 165} = 189 \Omega. \quad (4.11)$$

Pro určení rezonančních prvků L_m , L_r a C_r je potřeba znát jakost rezonančního obvodu Q . Obr. 4.6 zobrazuje závislost vrcholového zisku na jakosti rezonančního obvodu Q při různých hodnotách poměru m . Z příslušné křivky lze odečíst jakost Q nutnou k výpočtu rezonančních komponent. K zachování spínání při nulové hodnotě napětí (ZVS) se vrcholový zisk volí o 10 až 20 % větší než navrhovaný M_{max} . Přičtením 15 % rezervy je možné z křivky pro $m = 5$ odečíst jakost $Q = 0,4$.



Obr. 4.6: Závislost vrcholové hodnoty zisku na jakosti Q (převzato z [13])

K výpočtu rezonančních prvků je ještě zapotřebí vhodně zvolit rezonanční frekvenci f_0 . Volbou $f_0 = 90$ kHz lze pak pro C_r , L_r a L_p psát:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q \cdot f_0 \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,4 \cdot 90 \cdot 10^3 \cdot 189} = 23,4nF = 22nF, \quad (4.12)$$

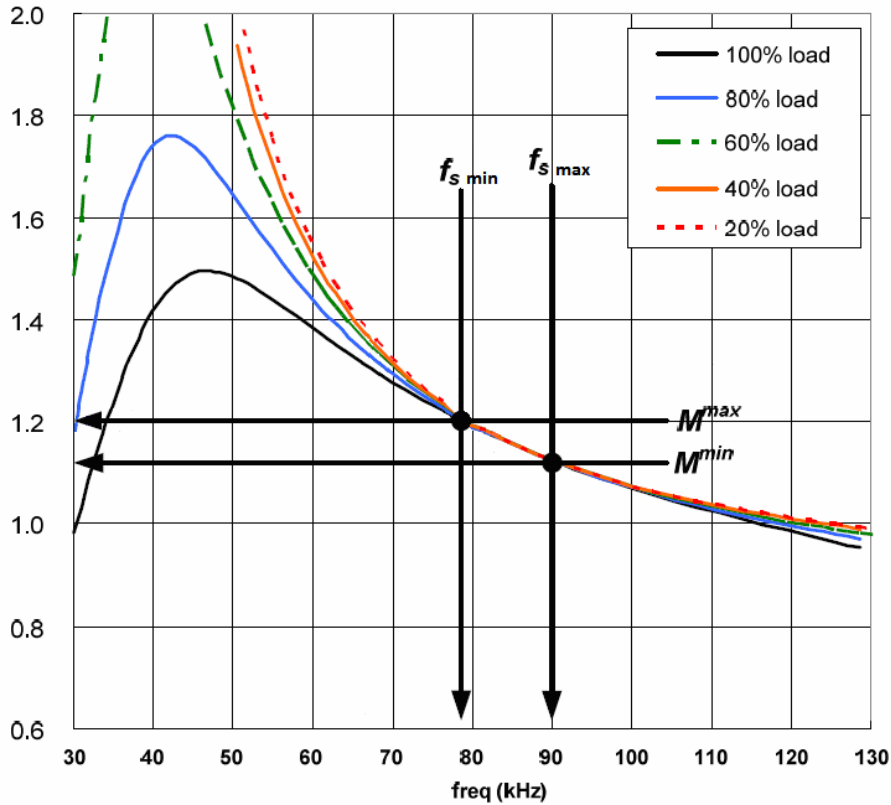
$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 90 \cdot 10^3)^2 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 142 \mu H, \quad (4.13)$$

$$L_p = m \cdot L_r = 5 \cdot 142 \cdot 10^{-6} = 710 \mu H. \quad (4.14)$$

Pracovní frekvence měniče se v závislosti na zátěži pohybuje v rozmezí od zvolené minimální frekvence až do rezonančního kmitočtu f_0 . Minimální možná frekvence, kdy ještě dochází ke spínání při nulovém napětí (ZVS), je omezena rezonančním vrcholem křivky zisku pro minimální zátěž. Vrchol přenosové charakteristiky pro nulovou zátěž je popsán vztahem:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_r + L_p) \cdot C_s}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(121 + 605) \cdot 10^{-6} \cdot 22 \cdot 10^{-9}}} = 36,7 \text{ kHz}. \quad (4.15)$$

Dále je minimální kmitočet omezen maximálním ziskem M_{max} na křivce pro maximální zatížení. Tuto hodnotu lze odečíst obr. 4.7. Zisk $M_{max} = 1,2$ odpovídá minimální frekvenci $f_{min} = 78$ kHz.



Obr. 4.7: Přenosová charakteristika LLC měniče (převzato z [13])

4.4.2.3 Proudové a napět'ové poměry

Rezonanční kondenzátor C_r musí být dimenzovaný na značné množství proudu tekoucí do primárního vinutí transformátoru. Efektivní proud tekoucí přes kondenzátor lze vyjádřit jako:

$$I_{Cr}^{RMS} = \frac{1}{\eta} \sqrt{\left(\frac{\pi \cdot I_{LLC}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot n}\right)^2 + \left[\frac{n \cdot (V_{LLC} + V_F)}{4\sqrt{2} f_0 M_{\min} (L_p - L_R)}\right]^2}, \quad (4.16)$$

a po dosazení číselných hodnot proud vychází:

$$I_{Cr}^{RMS} = \frac{1}{0,9} \sqrt{\left(\frac{\pi \cdot 11}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 13,7}\right)^2 + \left[\frac{13,7 \cdot (15,4 + 0,5)}{4\sqrt{2} \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 1,12 \cdot (605 - 121) \cdot 10^{-6}}\right]^2} = 0,94 \text{ A}. \quad (4.17)$$

Špičková hodnota proudu se vypočítá vztahem:

$$I_{Cr}^{peak} = \sqrt{2} \cdot I_{Cr}^{RMS} = 1,33 \text{ A}. \quad (4.18)$$

Nominální napětí na kondenzátoru lze popsat:

$$V_{Cr}^{nom} = \frac{V_{in,max}}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot I_{Cr}^{RMS}}{2\pi f_0 \cdot C_r} = \frac{390}{2} + \frac{\sqrt{2} \cdot 0,94}{2\pi \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}} = 291 \text{ V}. \quad (4.19)$$

Za rezonanční kondenzátor bude použit fóliový kondenzátor s kapacitou 22 nF a s jmenovitým napětím 630 V. Z důvodu proudového zatížení a tím i větších ztrát bude kondenzátor se sníženým ekvivalentním odporem ESR.

Při výběru spínacích tranzistorů byly zohledněny především parametry maximálního kolektorového napětí V_{DDs} , maximální proud kanálem I_D , odpor kanálu $R_{DS(on)}$ a i rychlost spínání. Vhodným kandidátem jsou unipolární tranzistory s označením STP12NM50, které se vyznačují parametry $R_{DS(on)} = 0,35 \Omega$, $I_D = 12 \text{ A}$ a $V_{DSS} = 550 \text{ V}$. Velikost proudu jimi protékající by neměla být vyšší než proud tekoucí rezonančním kondenzátorem C_r . Výkonová vodivostní ztráta na každém tranzistoru bude činit:

$$P_{Q(on)} = (I_{Cr}^{RMS})^2 \cdot R_{DS(on)} = 0,94^2 \cdot 0,35 = 0,4 \text{ W} . \quad (4.20)$$

Při výpočtu chladiče pro spínací tranzistor je dobré vzít v potaz i možný výskyt přepínacích ztrát, které by se mohly objevit, ocitl by se měnič v oblasti ZCS.

Dále lze určit výkonové vodivostní ztráty usměrňovacích diod. Při použití dvoucestného usměrňovače se symetrickým vinutím se efektivní proud každou diodou vypočítá jako:

$$I_D^{RMS} = \frac{\pi \cdot I_{LLC}}{4} = 8,6 \text{ A} . \quad (4.21)$$

Za usměrňovací diodu byla pro svoje nízké prahové napětí $V_F = 0,55 \text{ V}$ vybrána dioda s označením MBR30H60CT. Jedná se o dvojitou diodu v jednom pouzdře se jmenovitým proudem 30 A. Vodivostní ztráty jedné usměrňovací diody lze vypočítat podle vztahu:

$$P_D = I_D^{RMS} \cdot V_F = 8,6 \cdot 0,55 = 4,7 \text{ W} . \quad (4.22)$$

Z výsledku je vidno, že se na usměrňovacích diodách bude ztrácet cca 10 W. Stanou se tím nejvíce ztrátovou částí spínaného zdroje.

4.4.2.4 Návrh transformátoru

Nejhorší situace pro konstrukci transformátoru je při minimální spínací frekvenci, minimálním vstupním napětí a plném stavu zatížení. Pro dostatečné buzení transformátoru při této situaci je potřeba minimální počet závitů na primárním vinutí. Výkonový transformátor musí být dostatečně dimenzovaný na přenášený výkon. Velikost jádra byla vybírána z běžně dostupných jader typu ETD od firmy Ferroxcube. Po prostudování nabídky bylo zvoleno jádro ETD34/17/11 s efektivním průřezem $A_e = 97 \text{ mm}^2$. Materiál byl zvolen 3C90 s indukčním činitelem $A_L = 2700 \text{ nH/N}^2$ a maximální změnou indukce $\Delta B = 0,3 \text{ T}$. Více parametrů o použitém jádru se lze dočíst v literatuře [27].

Minimální počet závitů na primárním vinutí pro dostatečné buzení transformátoru je dán vztahem:

$$N_p^{\min} = \frac{n(V_{LLC} + V_F)}{2f_{\min} \cdot M_{\min} \cdot \Delta B \cdot A_e} = \frac{13,7 \cdot (15,4 + 0,5)}{2 \cdot 78 \cdot 10^3 \cdot 1,12 \cdot 0,3 \cdot 97 \cdot 10^{-6}} = 38,5 \text{ závitů} . \quad (4.23)$$

Pokud je znám minimální počet závitů primárního vinutí a poměr N_p/N_s , lze vypočítat počet závitů na obou vinutích. Z podmínky N_p^{\min} vychází počet primárních závitů roven 41. Sekundární strana bude tvořena dvěma symetrickými vinutími o třech závitech.

Pro pomocné vinutí, které bude napájet omezovač zvlnění je nutné vypočítat nový poměr N_p/N_s :

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in,max}}{2 \cdot (V_{LLC,aux} + V_F)} \cdot M_{\min} = \frac{390}{2 \cdot (27 + 0,5)} \cdot 1,12 = 8 . \quad (4.24)$$

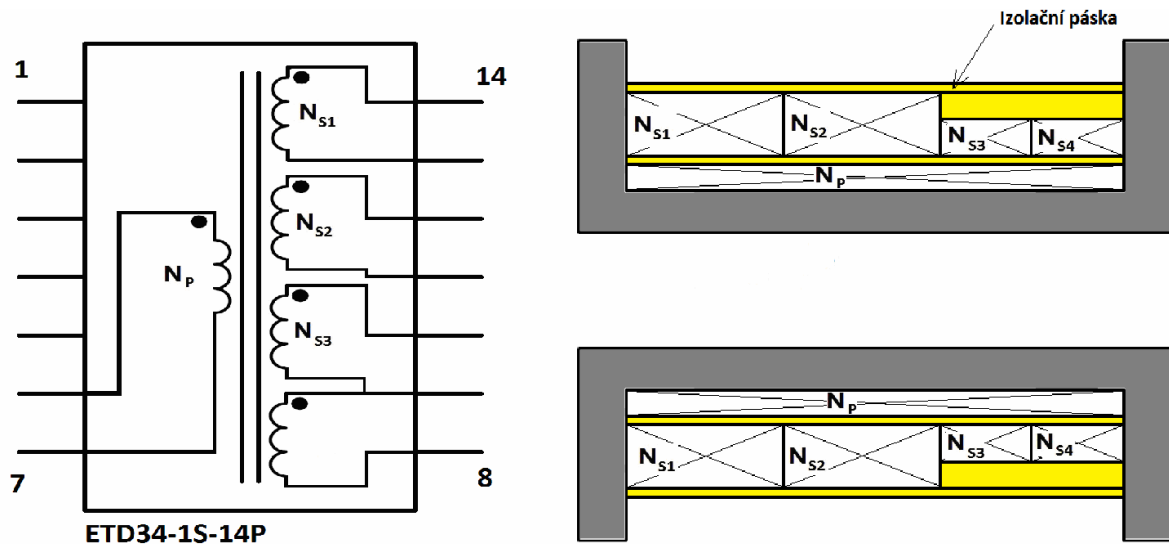
Počet závitů na primární straně je už pevně stanoven, tudíž pomocné vinutí bude mít podle výše spočítaného poměru pět závitů.

Jednotlivými vinutími transformátoru potečou značné proudy, proto by bylo vhodné spočítat velikosti průřezů vodičů, aby nedocházelo k zbytečnému zahřívání vinutí. V důsledku elektrického povrchového jevu na vyšších frekvencích je efektivnější použít vysokofrekvenční lanka, která usnadňují práci i při samotné konstrukci transformátoru. Elektrický povrchový jev je definován hloubkou vniku σ . Na pracovní frekvenci měniče cca 100 kHz je pro měď hloubka vniku 0,15 mm. Při daném kmitočtu je bezúčelné používat vodiče s větším průměrem než 3σ . Vf-lanka budou tedy spletena z vodičů o průměru 0,2 mm. K výpočtu množství vodičů v lanku je zapotřebí znát proudovou hustotu. Ta se doporučuje pro vinutí transformátorů ve spínaných zdrojích 4 A/mm^2 . Při této proudové hustotě snese jeden vodič proudové zatížení 126 mA. Z těchto znalostí lze konečně určit počet vodičů ve vf-lanku. V následující tabulce jsou použité vysokofrekvenční lanka pro jednotlivá vinutí transformátoru.

Tab. 4.1: Použitá vysokofrekvenční lanka pro vinutí transformátoru

Vinutí	Počet závitů	Efektivní proud [A]	Vf-lanko [mm]
N_p	41	1	10 x $\phi 0,2$
N_{S1}	3	9	80 x $\phi 0,2$
N_{S2}	3	9	80 x $\phi 0,2$
N_{S3}	5	0,07	1 x $\phi 0,2$
N_{S4}	5	0,07	1 x $\phi 0,2$

Na obr. 4.8 je navíjecí předpis pro výrobu navrženého transformátoru. Pro nižší profil spínaného zdroje byla kostra transformátoru zvolena s osou rovnoběžnou s DPS (v poloze ležmo). Mezi primární a sekundární vinutí je vložena izolační páska. Stejnou páskou je i vinutí chráněno zevně.



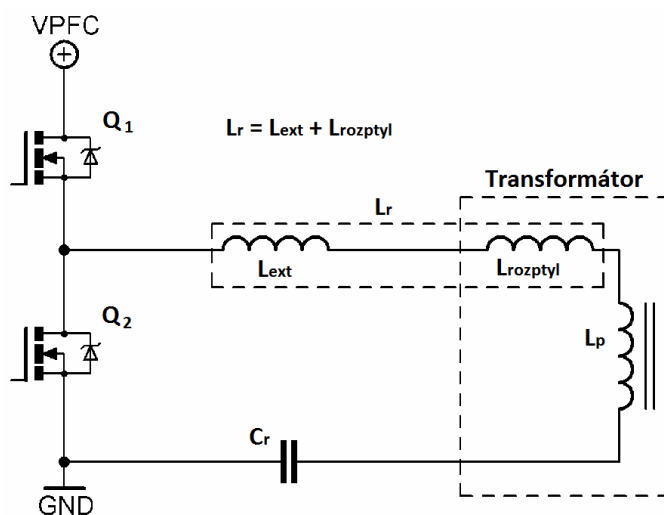
Obr. 4.8: Navíjecí předpis výkonového transformátoru

4.4.2.5 Realizace rezonančního obvodu

Každý skutečný transformátor má určitou rozptylovou indukčnost, která je dána konstrukcí transformátoru. Rozptylová indukčnost vyplývá z nedokonalého magnetického spojení primárního a sekundárního vinutí. Magnetický tok, který není uzavřen v jádru transformátoru se chová jako induktivní složka připojená sériově k primárnímu vinutí. V rezonančních měničích se této indukčnosti využívá a představuje celou nebo jen část

rezonanční indukčnosti L_r . Pokud rozptylová indukčnost nestačí k realizaci rezonanční indukčnosti, lze ji vytvořit také pomocí externí L_{ext} . Výsledná rezonanční indukčnost je pak dána součtem těchto dvou indukčností. Situaci znázorňuje obr. 4.9. Návrhem požadovaná rezonanční indukčnost má hodnotu cca 140 uH. Transformátory typu ETD mají svojí konstrukcí sníženou rozptylovou indukčnost, tudíž pro realizaci L_r jejich hodnota nebude stačit. Sériově k primárnímu vinutí bude proto zařazena externí indukčnost L_{ext} , která sériovou indukčnost primárního vinutí zvýší na požadovanou indukčnost L_r . Její hodnota se zvolí s ohledem na změřenou rozptylovou indukčnost zkonstruovaného transformátoru.

Rozptylovou indukčnost lze změřit RLC-metrem připojeným na primární vinutí při zkratovaném jednom výkonovém sekundárním vinutí. Bylo tak učiněno pomocí RLC-metru GW INSTEK LCR-821. Na frekvenci 100 kHz při buzení napětím 1 V má navržený transformátor rozptylovou indukčnost $L_{rozptyl} = 67$ uH. Zbytek požadované rezonanční indukčnosti musí nahradit externí indukčnosti L_{ext} . Její hodnota byla zvolena 68 uH. Výsledná realizovaná rezonanční indukčnost L_r tak činí 135 uH.



Obr. 4.9: Realizace rezonančního obvodu

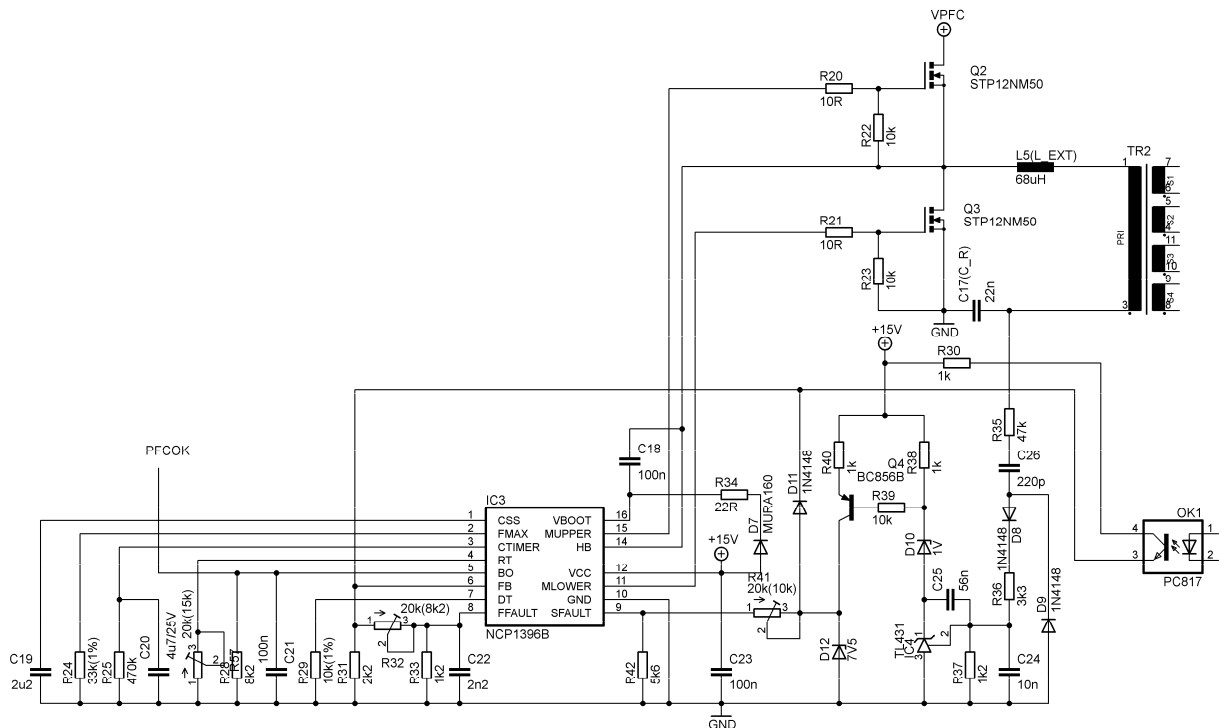
Magnetizační indukčnost primárního vinutí transformátoru představuje indukčnost L_p . Její požadovaná hodnota činí 710 uH. Indukčnost primárního vinutí je ale několikanásobně vyšší a lze jí změřit RLC-metrem, ovšem s rozpojeným výkonovým sekundárním vinutím. Její hodnota je silně závislá na velikosti vzduchové mezery mezi jádry. Lze ji tak nastavit na požadovanou indukčnost L_p . Vložením distanční podložky o tloušťce 0,15 mm mezi jádra byla indukčnost nastavena na $L_p = 703$ uH. Rozptylová indukčnost se při zvyšování mezery mění jen velmi málo.

4.4.2.6 Výstupní filtr

Konvenční výstupní LC filtry používané ve spínaných zdrojích nedosahují dostatečného činitele zvlnění, aby bylo možné splnit požadované zvlnění výstupního napětí. Výstupní filtr bude proto navrhován pro nějakou realizovatelnou hodnotu zvlnění. O větší vyhlazení se postará následující omezovač zvlnění. Předpokládaná hodnota zvlnění LLC měniče byla zvolena $\Delta V_{LLC} = 60$ mV. Maximální zvlnění proudu bylo stanoveno na 0,5 A. Filtr zařazený na výstup měniče byl pro svoji náročnost volen typu CLC. Teoretické výpočty hodnot prvků výstupního filtru nejsou příliš přesné, a proto byl celý filtr simulován v programu PSPICE, a to i s parazitními prvky, především s ekvivalentním sériovým odporem ESR. Kapacity kondenzátorů a indukčnost tlumivky byly nastaveny optimalizací. Výsledek simulace a zvolené hodnoty prvků filtru jsou v kapitole 4.5.

4.4.3 Popis zapojení

Schéma zapojení primární části rezonančního LLC měniče je zobrazeno na obr. 4.10. Rezonanční obvod složený z transformátoru TR2, pomocné indukčnosti L5 a z foliového kondenzátoru C17 je zapojen do bodu označovaném HB, který se nachází mezi spínacími tranzistory Q2 a Q3. Druhý konec rezonančního obvodu je připojen na zem. Napájecí napětí V_{PFC} je připravené na kolektoru tranzistoru Q2. Rezistory R22 a R23 slouží jako "pull down". Pro spínání tranzistoru Q2 je zapotřebí do hradla tranzistoru přivádět vysoké napětí. Využívá se obvyklého bootstrapového kondenzátoru C18 zapojeného mezi pin VBOOT a bod HB. Tento kondenzátor je na potřebně vyšší napětí než v bodě HB nabíjen přes rezistor R34 a bootstrapovou diodu D7. Maximální pracovní frekvence je omezena rezistorem R24 na 100 kHz. Minimální pracovní kmitočet lze nastavovat trimrem připojeným k pinu RT. Jeho referenční hodnota je 15 k Ω , což odpovídá frekvenci 75 kHz. Rezistorem R29 připojeným na pinu DT lze nastavit ochranný interval (Dead-Time). Hodnota 10 k Ω odpovídá 310 ns. Pro přesnost jsou použity rezistory s tolerancí 1 %. Doba postupného náběhu zdroje Soft-start je nastavena kondenzátorem C19 na 40 ms. Paralelní kombinace rezistoru R25 a kondenzátoru C20 slouží pro nastavení doby ignorování pomalé poruchy. Startovací signál PFCOK přicházející z aktivního korektoru účinnosti je přiveden na pin 5. V napěťové zpětnovazební smyčce je pro podmínku galvanického oddělení použit optočlen PC817, jenž pomocí odporového děliče R30 a R31 mění úroveň řídicího napětí na pinu 6. Funkce přeskokování cyklu volbou verze obvodu nebyla použita. Rychlá porucha je realizována připojením zpětnovazebnímu signálu přes dělič R32 a R33 k pinu FFAULT.

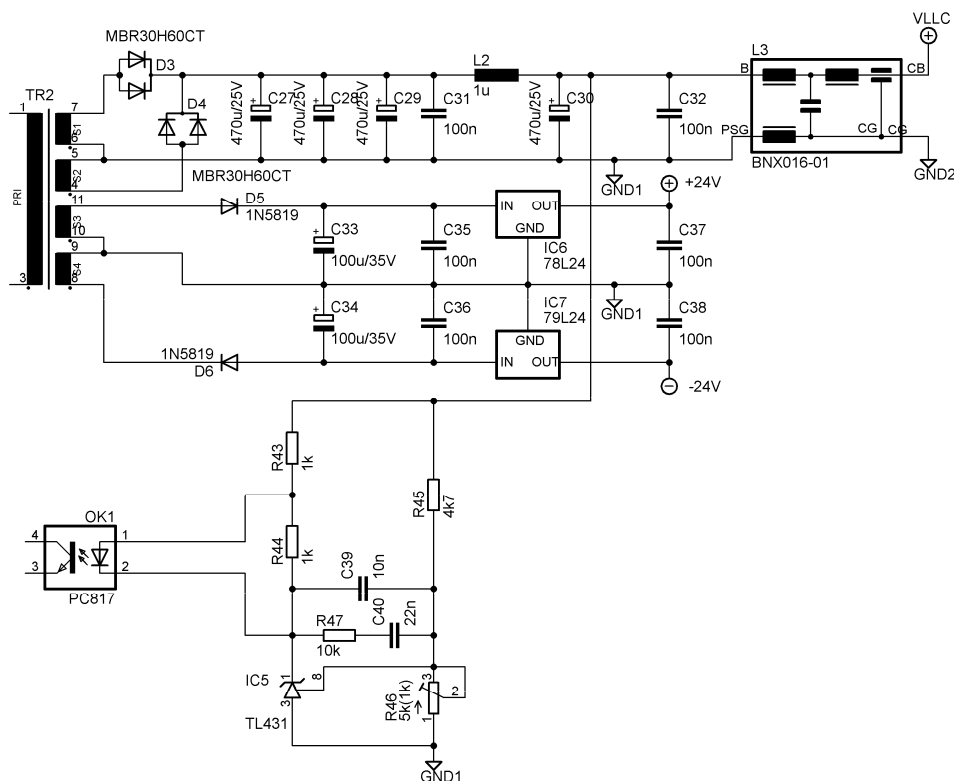


Obr. 4.10: Schéma primární části rezonančního LLC měniče

Do obvodu je zavedena i proudová zpětnovazební smyčka, která omezuje proud primárním vinutím výkonového transformátoru a povoluje krátkodobé přetížení. Proud primárním vinutím je snímán pomocí nábojové pumpy tvořené R35, C26, D8 a D9. Výstupem je napětí vydělené a filtrované R36, R37 a C24. Maximální hodnota tohoto napětí (a tedy i hodnota primárního proudu) je před vstupem do napěťové reference IC4 upravena na 1,24 V. Zenerova dioda D10 je použita ke snížení maximálního napětí na IC4. Ke správné funkci je

zapotřebí, aby zpětnovazební smyčka pracovala inverzně. K tomu slouží tranzistor Q4 s rezistory R38 a R40. Výstupní napětí na kolektoru Q4 je omezeno zenerovou diodou D12 na 7,5 V. Toto napětí podělené děličem R41 a R42 spouští pomalou poruchu na pinu SFAUTL a v případě přetížení také řídí úroveň zpětnovazebního signálu na pinu FB. Dioda D10 zaručuje, aby pomalá porucha nebyla aktivována během odlehčeného zatížení.

Sekundární část rezonančního LLC měniče je zobrazena na obr. 4.11. Sekundární strana je rozdělena do čtyř vinutí z něhož S1 a S2 jsou hlavní výkonové vinutí a S3 a S4 jsou použity jako pomocný zdroj pro napájení omezovače zvlnění. Indukované napětí ve vinutí S1 a S2 je dvojcestně usměrněno schottkyho diodami D3 a D4 a dále je napětí vyfiltrováno CLC filtrem tvořeným elektrolytickými kondenzátory C27 až C30 a tlumivkou L2. Keramické kondenzátory C31 a C32 potlačují možný spínací šum na vysokých frekvencích. Výstupní napětí V_{LLC} slouží i jako zpětnovazební signál, který ovládá optočlen OK1. Pro řízení proudu optočlenem je použita napěťová reference TL431. Rezistor R43 omezuje maximální proud tekoucí diodou optočlenu. Pracovní bod optočlenu je nastavený rezistorem R44. Odporový dělič složený z rezistor R45 a trimru R46 poskytuje napětí pro řídicí vstup napěťové reference IC6. Kondenzátory C39, C40 a rezistor R47 slouží jako zpětnovazební kompenzace. Symetrické napětí ze sekundárního vinutí S3 a S4 je jednocestně usměrněno schottkyho diodami D5 a D6 a filtrováno kondenzátory C33 a C34. Výstupní napětí bude napájet operační zesilovač, tudíž jsou použity stabilizátory napětí IC2 a IC5. Keramické kondenzátory v jejich okolí slouží jako blokovací.



Obr. 4.11: Schéma sekundární části rezonančního LLC měniče

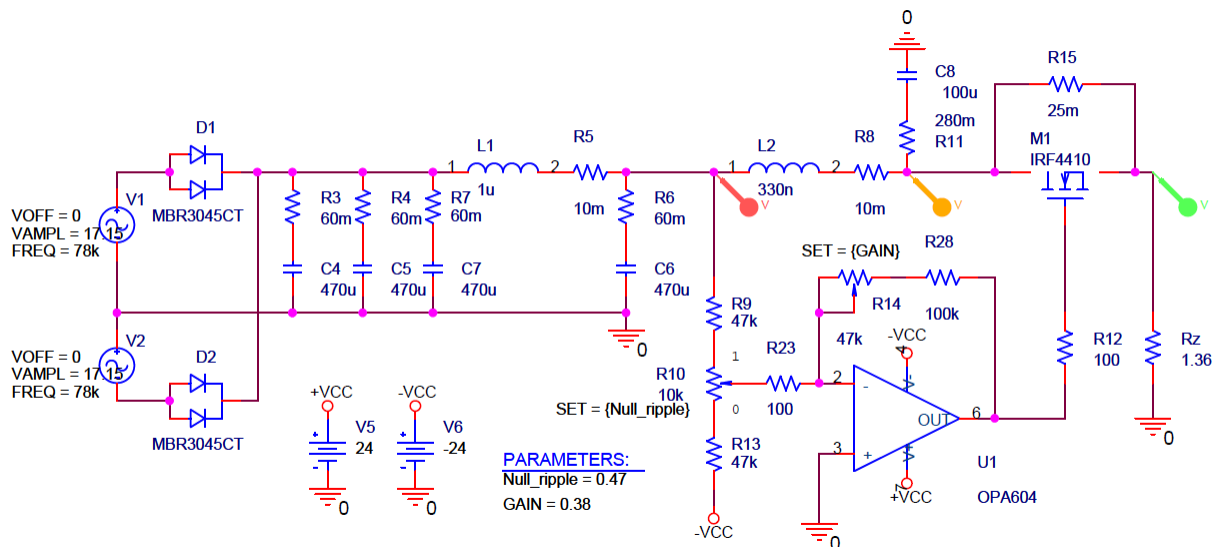
Na konečný výstup měniče je ještě přidán výkonový EMI filtr BNX016-01, který potlačuje vysokofrekvenční složky. Může jím protékat maximální proud 15 A. Jeho útlum na frekvenci 100 kHz je více než 40 dB a na 1 MHz téměř 70 dB. Více se lze o tomto filtru dozvědět v literatuře [22].

4.5 Omezovač zvlnění

Účelem omezovače zvlnění je snížení nedostatečného zvlnění výstupního napětí z LLC měniče, které se předpokládá 60 mV. Pro splnění zadání práce by výstupní zvlnění spínaného zdroje mělo být menší než 20 mV. Omezovač by měl tedy minimalizovat zvlnění nejméně o 40 mV.

4.5.1 Návrh a simulace v PSPICE

Omezovač zvlnění byl kompletně navrhován v simulátoru PSPICE. Schéma simulovaného omezovače je na obr. 4.12. Pro reálnější simulaci byl současně vytvořen model sekundární části LLC měniče. Rezistory ve výstupním filtru jsou ekvivalentní sériové odpory ESR filtrovacích kondenzátorů. Přídavný rezistor $R_{variable}$ je realizován paralelním spojením velmi malého rezistoru R_{aux} (R15) a odporem kanálu $R_{DS(on)}$ mosfetového tranzistoru M1. Výsledný přídavný odpor $R_{variable}$ se mění v závislosti na otevření tranzistoru. Při minimálním vstupním napětí V_{LLC} je tranzistor otevřený. Pokud platí podmínka $R_{DS(on)} \ll R_{aux}$, výsledný odpor $R_{variable}$ je daný především odporem kanálu tranzistoru $R_{DS(on)}$. Zvyšováním vstupního napětí se tranzistor začíná zavírat a tím roste přídavný odpor $R_{variable}$, jehož maximální hodnota je omezena rezistorem R_{aux} . Účinek omezovače je tedy ovlivněn poměrem odporů R_{aux} a $R_{DS(on)}$. Nevýhodou tohoto principu je trvalý úbytek napětí zapříčiněný nenulovým odporem kanálu použitého tranzistoru. Většina proudu tekoucí do zátěže protéká přes rezistor R_{aux} , což na něm vyvolá nezanedbatelný ztrátový výkon.

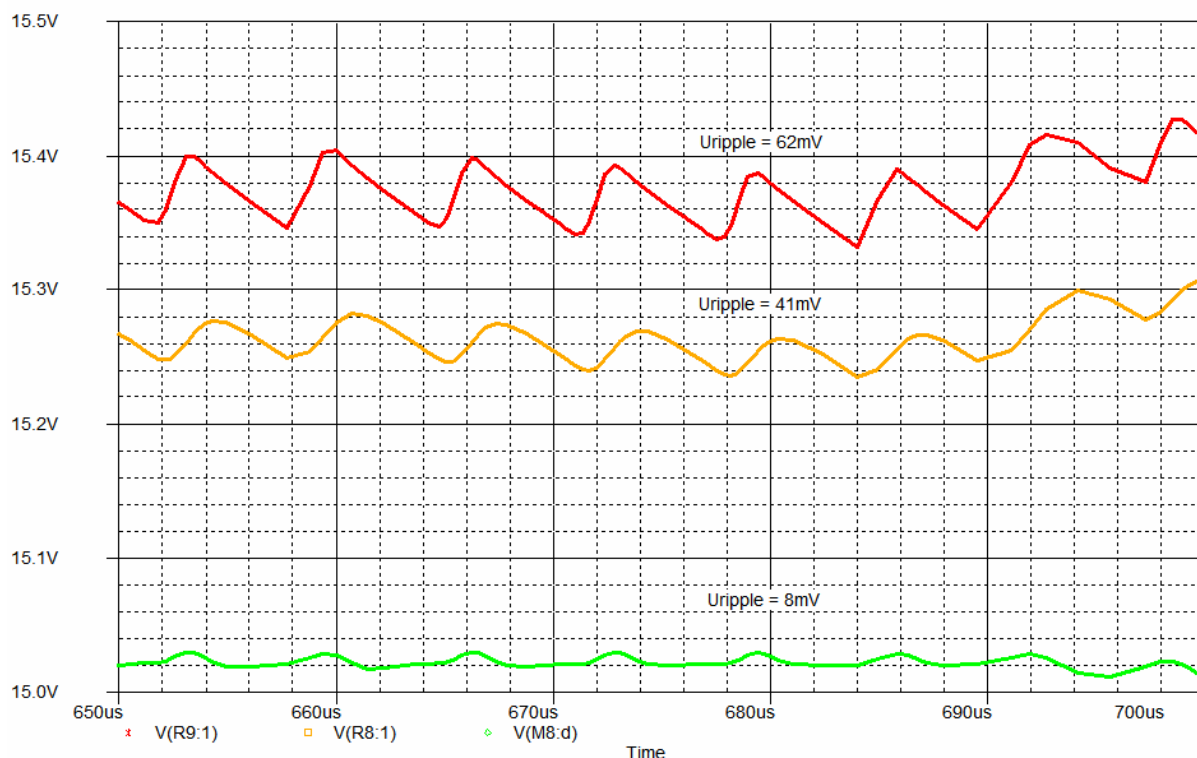


Obr. 4.12: Schéma zapojení výstupního filtru a omezovače zvlnění pro simulaci v PSPICE

Vzorek průběhu zvlnění je vytvořen odporovou větví, jejíž druhý konec není uzemněn, ale připojen na záporné napětí -24 V. Záporné napětí je zde z důvodu nepotlačit zvlnění a přemístit offset vzorku zvlnění na hodnotu těsně pod nulu. Pro správnou funkci je nutné řídicí signál invertovat. Tento záporný signál je zesílen a současně invertován operačním zesilovačem na hodnotu napětí potřebnou k otevření tranzistoru. Otvírání tranzistoru by mělo být vůči změně napětí V_{LLC} lineární. Nelinearitu může vyvolat řídicí tranzistor a jeho pohyb pracovního bodu v nelineární části převodní charakteristiky. Dále je nutné zajistit lineární zesílení řídicího signálu. Jelikož tranzistor není ovládán k zemi nýbrž ke zvlněnému napětí 15,4 V, řídicí napětí pro jeho hradlo musí být právě o toto zvýšené. Operační zesilovač musí být proto napájen symetrickým napětím 24 V. Vyšší zesílení operačního zesilovače způsobuje fázové zpoždění, které se projevuje tak, že oblast působení omezovače není přesně na vrcholu

zvlnění. Toto fázové zpoždění je kompenzováno vložení fázovacího članku do výkonové cesty se stejným posuvem jako v řídicí cestě.

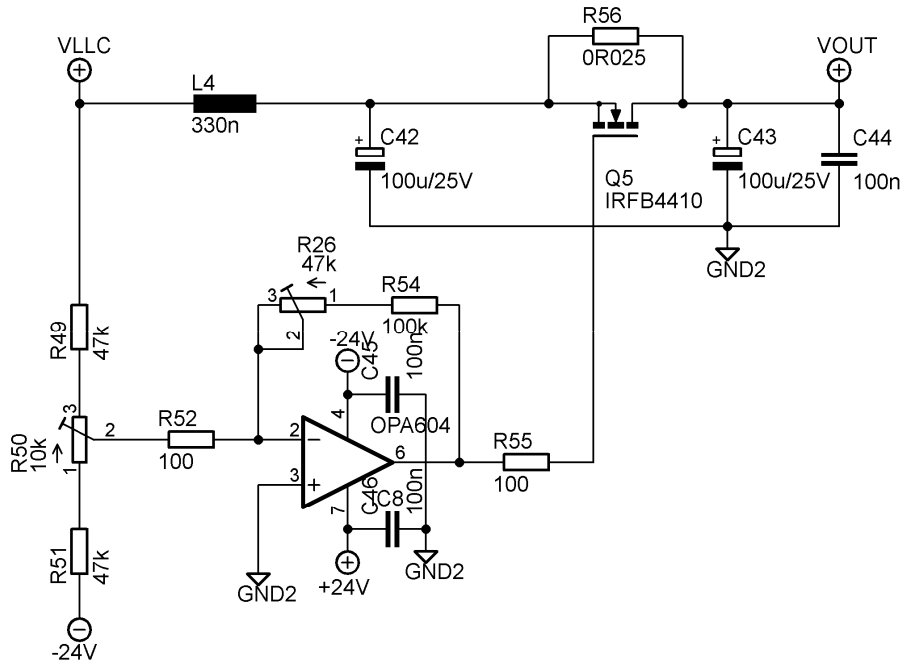
Omezovač byl simulován pro maximální výkon do zátěže. Při snižování zatížení vliv omezovače postupně odeznívá. Zároveň ale při nižším odběru proudu je výstupní filtr předdimenzovaný a tak by mělo být výstupní zvlnění menší. Výsledky simulací jsou zobrazeny na obr. 4.13. Červený průběh je výstupní napětí LLC měniče V_{LLC} se zvlněním 62 mV. Oranžově je označeno napětí za fázovacím článkem, který průběh časově zpožďuje a současně neúmyslně filtruje. Konečné výstupní napětí minimalizované omezovačem V_{OUT} je zelené. Jeho zvlnění nepřesahuje 8 mV.



Obr. 4.13: Výsledek simulace omezovače zvlnění.

4.5.2 Realizace simulovaného zapojení

Realizované zapojení omezovače zvlnění je obr. 4.14. Tranzistor Q5 regulující úbytek napětí na proměnném odporu byl zvolen typ MOSFET s označením IRFB4410. Jeho odpor kanálu v sepnutém stavu je $9,5 \text{ m}\Omega$ a může jím téct maximální proud 75 A. Paralelní rezistor představující R_{aux} má hodnotu $25 \text{ m}\Omega$. Bude se na něm ztrácet výkon cca 3 W. Na výstup omezovače jsou přidány ještě kondenzátory C43 a C44. Snímací větev je tvořena rezistory R49, R51 a trimrem R50. Požadavkem při výběru operačního zesilovače je jeho symetrické napájecí napětí 24 V a přenášená šířka pásma. Těmto požadavkům vyhovuje zesilovač od firmy Texas Instrument s označením OPA604 se šířkou pásma 20 MHz. Zesílení lze nastavit trimrem R26. Rezistor R54 snižuje citlivost nastavení zisku operačního zesilovače. Rezistor R55 slouží jako ochrana tranzistoru Q5.



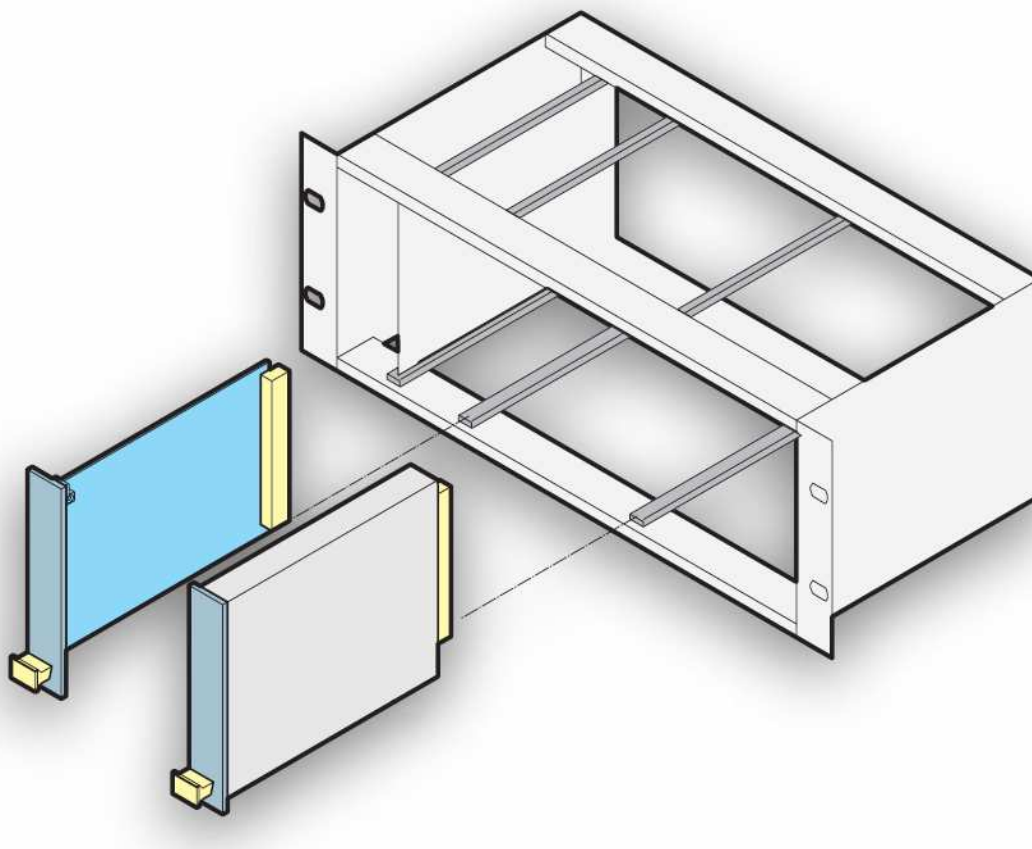
Obr. 4.14: Schéma zapojení omezovače zvlnění

5 KONSTRUKCE SPÍNANÉHO ZDROJE

Konstrukce je velmi důležitou částí návrhu spínaných zdrojů. Značnou pozornost je třeba věnovat především návrhu desky plošných spojů (DPS). U složitějších zapojení je vhodné udělat návrh rozložení součástek. Při rozmisťování součástek se musí dbát na zásady správného návrhu. Některé z nich jsou například co nejkratší cesty signálů (indukování rušivých napětí), větší vzdálenosti mezi cestami signálů (zabránění nežádoucích vazeb) a malé plochy cest rušivých signálů (snížení vyzařování nežádoucího rušení). Dále je vhodné umísťovat zdroje rušení co nejdále od cest nízkošumových napětí. Při špatném návrhu desky plošných spojů nemusí být realizované zařízení vůbec funkční nebo nemusí splňovat očekávané parametry.

5.1 Uložení spínaného zdroje

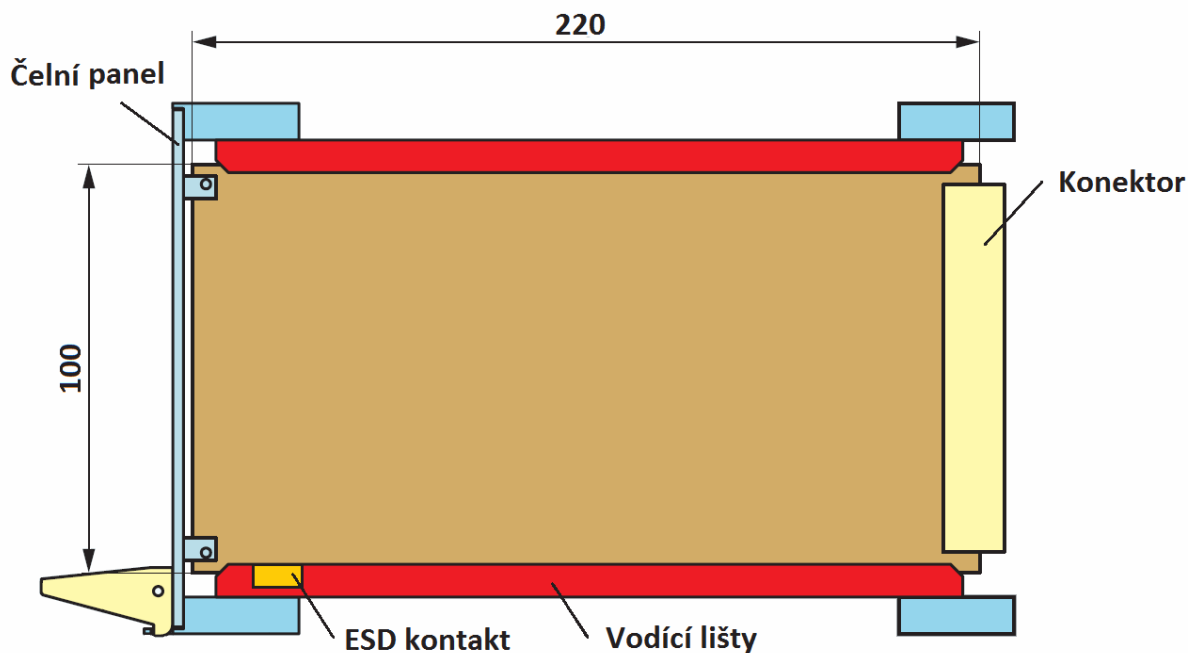
Napájecí zdroj je navrhnut jako zásuvný modul do 19-palcového standardizovaného stavebnicového systému od firmy Schroff. Zásuvné moduly jsou ukládány ve vertikální poloze. Na obr. 5.1 je zobrazen princip uložení jednotlivých zásuvných karet do 19" rámu. Tyto soubory karet se pak vkládají do skříně. Výška rámu a tím i výška karty je odvozována od násobků základního rozměru 1U (1.75"). Hloubka rámu není normou výslovně uvedena. Nejčastější hloubky karet jsou 80, 100, 160, 220 a 280 mm. Zásuvné karty mohou být provedeny jako samostatné desky plošných spojů nebo objemné boxy pro náročné aplikace.



Obr. 5.1: 19-palcový stavebnicový systém (převzato z [23])

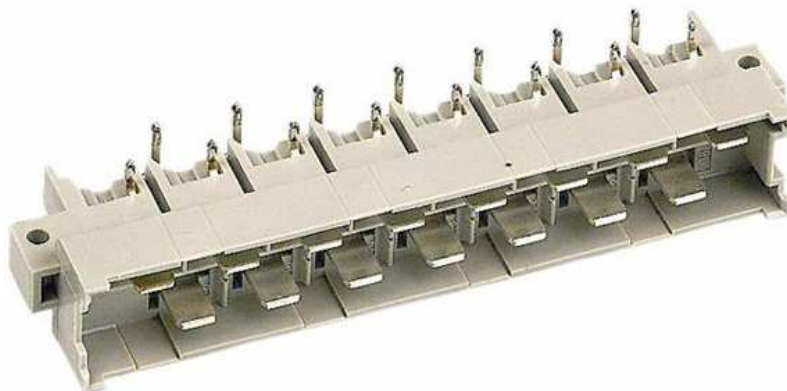
5.2 Zásuvná karta systému

Zásuvná karta spínaného zdroje je navržena pro velikost rámu 3U, což odpovídá výšce neboli šířce karty 100_{-0,3} mm. Hloubka čili délka karty činí 220_{-0,3} mm. Na obr. 5.2 je ukázáno ukotvení zásuvné karty, které se provádí pomocí vodících lišt. Samotná karta se skládá z desky plošného spoje, předního panelu a konektoru. Ve vodící liště je dále zabudován vybíjecí kontakt pro možný elektrostatický náboj. Chrání tak kartu před elektrostatickým výbojem (ESD) při jejím vkládání.



Obr. 5.2: Ukotvení zásuvné karty (převzato z [23])

Pro připojení zásuvné karty je použit výkonový konektor s označením 0906 115 2932 od firmy Harting. Jeho provedení je zobrazeno na obr. 5.3. Obsahuje 15 pinů, které jsou označeny sudými čísly od 4 do 32. Pro samotné kontakty používá běžný konektor FAST-ON. Síťové napětí pro spínaný zdroj je přiveden na piny 28, 30, 32. Výstupní napětí je vyvedeno pomocí pinů (4, 6, 8) - V_{out} a (10, 12, 14) - GND. Rozměry konektoru a vrtací plán pro připojení na desku plošných spojů lze najít v literatuře [29].



Obr. 5.3: Konektor HARTING 0906 115 2932

5.3 Návrh desky plošných spojů

Pro usnadnění návrhu plošných spojů je vhodné udělat rozložení součástek na desce. Rozložení jednotlivých částí zdroje je zobrazeno na obr. 5.4. Převážná část součástek je umístěna na straně TOP. Zároveň objemné součástky byly vybírány tak, aby se dosáhlo co nejnižšího profilu zdroje. Při rozmístování je vycházeno z předpokladu, aby výkonová část PFC měniče vyzařující rušení byla co nejvíce vzdálena od výstupního nízkošumového napětí. Deska plošných spojů je navrhována na oboustranné prokovené desce o rozměrech 220x100 mm. Šířky cest výkonových spojů jsou voleny s ohledem na proudovou hustotu, která se na DPS běžně používá až 100 A/mm². Pro nižší zahřívání desky je proudová hustota zvolena 60 A/mm². Izolační mezera zemnicích ploch je nastavena na 1,5 mm. Motivy plošných spojů jsou navrhovány v programu EAGLE 5.6.0. Výrobní podklady pro zhotovení matic a osazovací výkresy spínaného zdroje jsou umístěny v příloze A.

5.4 Návrh chladičů

Z výkonových součástek, na kterých vznikají ztráty je zapotřebí odvádět teplo. Jsou tedy opatřeny chladiči, jejichž tepelný odpor je vhodné vypočítat. Návrh chladičů vychází ze ztrátového výkonu P_{LOSS} , přechodového tepelného odporu čip-pouzdro $R_{\theta JC}$, přechodového tepelného odporu pouzdro-chladič $R_{\theta CH}$, maximální teplotě čipu Θ_J a teplotě okolí zdroje Θ_0 . Všechny chlazené součástky mají pouzdro TO-220. Pro snížení tepelného odporu pouzdro-chladič jsou použity silikonové podložky, jejichž hodnota obvykle činí $R_{\theta CH} = 0,3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$. Maximální pracovní teplota čipů dosahuje 150 °C. Okolní teplota zdroje byla stanovena na $\Theta_0 = 50 \text{ } ^\circ\text{C}$. Výsledky výpočtů a použitých chladičů pro jednotlivé součástky jsou v Tab. 5.1.

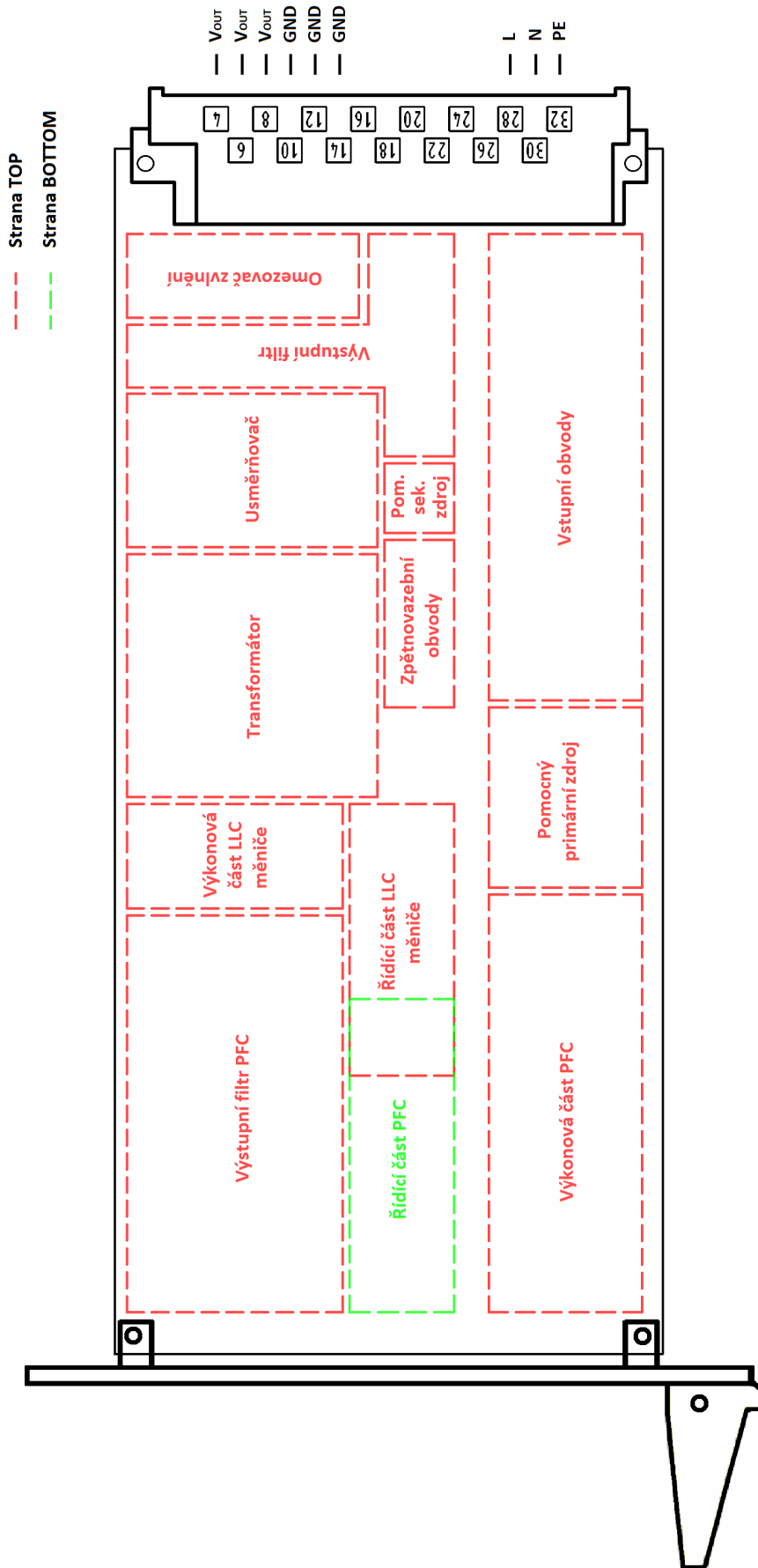
Tab. 5.1: Přehled chlazených součástek a jím odpovídající chladiče

Chlazený prvek	Ztrátový výkon P_{LOSS} [W]	Potřebný odpor chladiče $R_{\theta H}$ [°C/W]	Použitý chladič	Tepelný odpor chladiče [°C/W]
Q1	2	49,6	DO2A	22
D1	1	98,1		
Q2 a Q3	2	49,3	CH 21/35	11
D3 a D4	10	8,9	CH 27/35	8
Q5	1	99		

Výpočet chladiče je ukázán na usměrňovacích diodách D3 a D4. Pro výpočet je zapotřebí odečíst z katalogového listu diod přechodový odpor čip-pouzdro $R_{\theta JC}$, který činí 2 °C/W. Na každé diodě se ztrácí výkon $P_{LOSS} \approx 5\text{W}$. Pro tepelný odpor chladiče lze pak psát:

$$R_{\theta H} = \frac{\Theta_J - \Theta_0}{P_{LOSS}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} = \frac{150 - 50}{2 \cdot 5} - \frac{2}{1} - \frac{0,3}{2} = 8,9 \text{ } ^\circ\text{C/W} . \quad (5.1)$$

Součástky D1 a Q5 žádný chladič nepotřebují, jelikož jejich potřebný odpor chladiče je vyšší než samotný tepelný odpor pouzdra, který činí 62 resp. 72 °C/W.

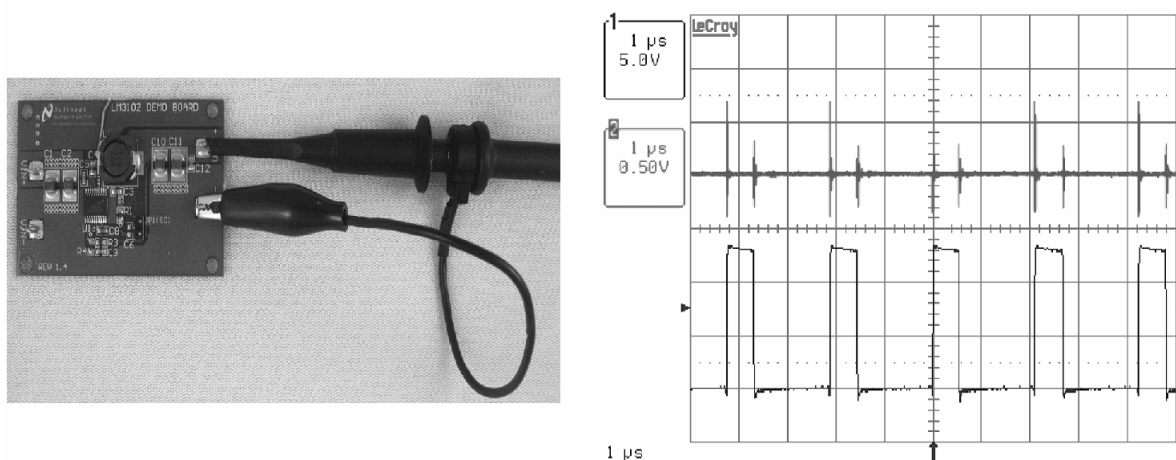


Obr. 5.4: Rozložení jednotlivých částí zdroje na DPS

6 MĚŘENÍ SPÍNANÉHO ZDROJE

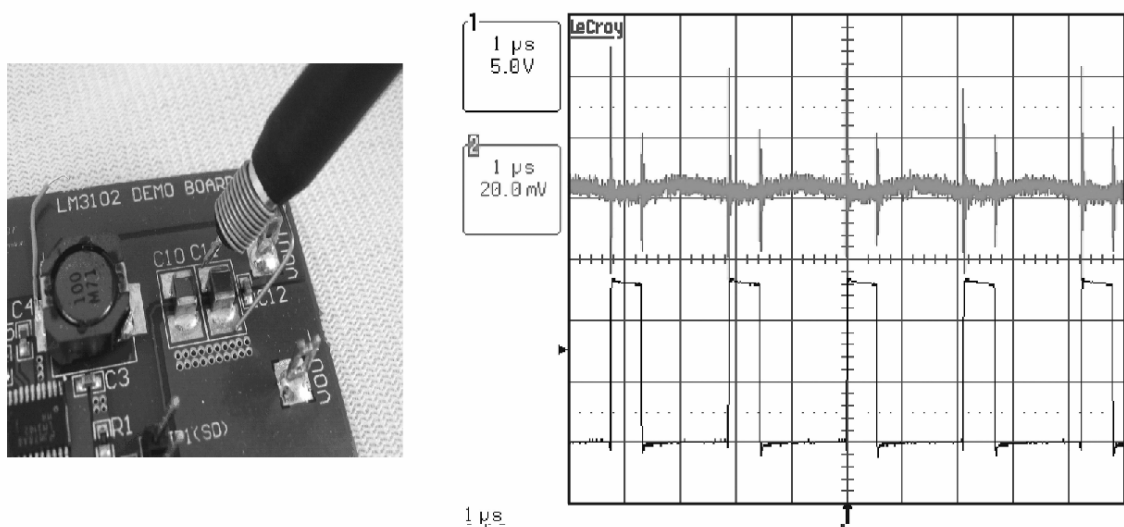
Nejsledovanější veličinou spínaného zdroje bude průběh výstupního napětí. Pro splnění zadání podotýkám, že zvlnění výstupního napětí by při plném zatížení nemělo přesáhnout $20 \text{ mV}_{\text{p-p}}$. Procentuelně tato hodnota činí 0,13 %. Měření výstupního zvlnění je nutné provádět správným způsobem. Při měření malých hodnot zvlnění je přesnost měření velmi závislá na použité metodě. Nesprávná metoda měření může vést až k desetinásobně vyššímu zvlnění.

Na obr. 6.1 je zobrazena typicky chybná metoda. Měření je prováděno na výstupních svorkách zdroje pomocí osciloskopické sondy s dlouhým zemnicím vodičem. Tato metoda je pro měření malých zvlnění velmi nepřesná. Zemnicí vodič spolu s tělem sondy vytváří smyčku, která se pak chová jako anténa. Ve skutečnosti tak sonda vyvolává vyšší spínací šum než obsahuje výstupní napětí.



Obr. 6.1: Chybné měření zvlnění výstupního napětí (převzato z [21])

Pro zvýšení přesnosti měření je potřeba snížit plochu zemnicí smyčky, čímž se sníží anténní účinek sondy. Lze toho dosáhnout odstraněním zemnicího vodiče sondy a měření realizovat podle obr. 6.2. Dále není vhodné měření provádět na výstupních svorkách zdroje, ale doporučuje se napětí měřit přímo na výstupním keramickém kondenzátoru.



Obr. 6.2: Správné měření zvlnění výstupního napětí (převzato z [21])

6.1 Oživení

Vzhledem ke složitosti zapojení bylo vhodné oživovat spínaný zdroj po částech. Nejprve byly oživeny vstupní obvody spolu s aktivním korektorem účinníku PFC. Po připojení síťového napětí výstupní kondenzátory C7 a C8 PFC měniče způsobily vysoký proudový ráz, který vedl ke zničení odporového snímače proudu R1 a tím i řídicího obvodu PFC měniče. Problém byl vyřešen vložením výkonového rezistoru o hodnotě 8Ω do přívodního síťového vedení. Další řešení se nabízí pouze odstraněním bypassové diody D2. Toto řešení však nebylo ověřeno. Po korekci proudového rázu bylo už na výstupu PFC měniče naměřeno 390 V. Následovalo postupné zatěžování měniče až na výstupní výkon 180 W. Výstupní napětí se při plné zátěži pohybovalo v očekávaném rozmezí, čímž byl aktivní korektor účinníku úspěšně oživen. Následně bylo tak možné přistoupit k ožívování LLC měniče. Před jakýmkoli experimentováním byly všechny nastavovací prvky seřízeny na jejich jmenovitou hodnotu. Pomocným externím zdrojem bylo na sekundární části měniče uměle vytvořeno výstupní napětí, kterým byla otestována správná funkce zpětnovazebního obvodu, především reakce na změnu výstupního napětí. Na primární straně bylo možné na řídicím obvodu LLC měniče pozorovat řídicí signály spínacích tranzistorů. Tím se ověřila správná činnost řídicího obvodu LLC měniče a bylo možné tak přistoupit k připojení spínacích tranzistorů Q2 a Q3 do obvodu. Kompletní oživení probíhalo s připojenou malou zátěží na výstup měniče. Po připojení síťového napětí se na výstupu zdroje již objevilo stejnosměrné napětí s hodnotou okolo 15 V. Zdroj byl postupně zatěžován a při požadovaném výkonu 160 W bylo výstupní napětí trimrem R46 nastaveno na hodnotu 15,4 V. Zvlnění výstupního napětí překvapivě dosáhlo nižších hodnot, než bylo v teoretické části simulováno. Omezovač zvlnění nebyl na tak malé zvlnění koncipován, tudíž by příliš neovlivnil výstupní zvlnění. Výstupní napětí navíc obsahuje malý spínací šum, se kterým by omezovač nepracoval podle očekávání. Z tohoto důvodu nebyl omezovač zvlnění použit, a tudíž ani ověřen.

6.2 Výsledky měření

Pro zjištění parametrů zkonstruovaného spínaného zdroje byl zdroj podroben řadě testů, které byly provedeny pomocí přístrojů uvedené v Tab. 6.1. Sledované parametry byly především zvlnění výstupního napětí při různém zatížení, účinnost, reakce zdroje na změnu zátěže, vnitřní odpor zdroje, doba náběhu výstupního napětí, překmit napětí při náběhu a další. Oscilogramy průběhů napětí jsou uvedeny v příloze B.

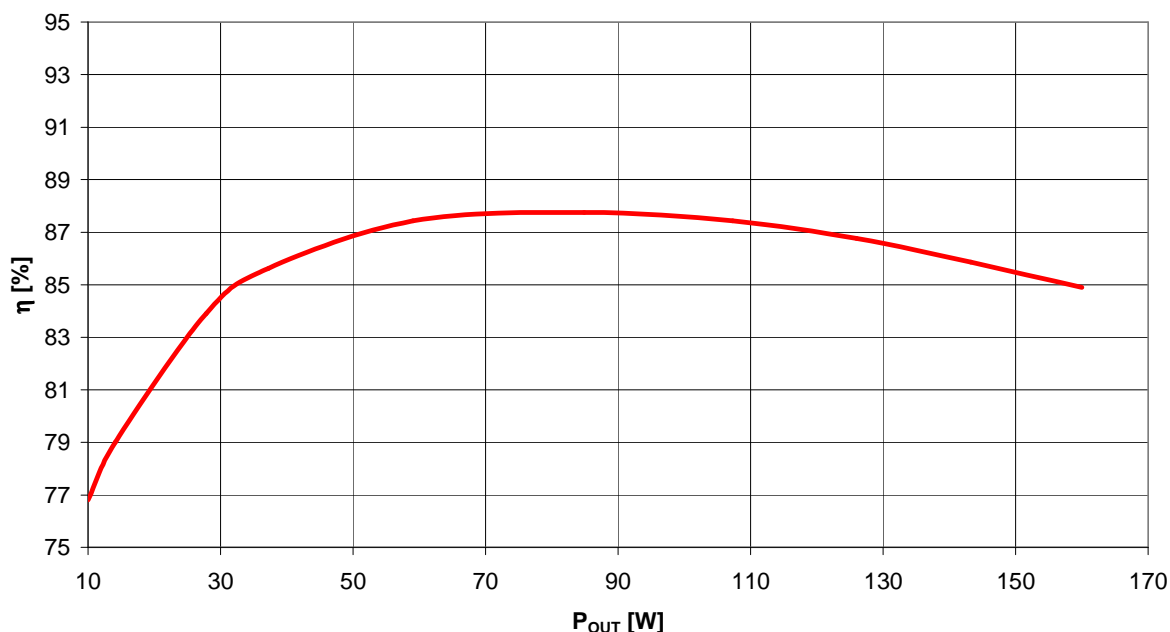
Tab. 6.1: Použité měřicí přístroje

Měřicí přístroj	Výrobce	Označení
Dvoukanálový osciloskop	Agilent Technologies	MSO-X 3012A
Elektronická zátěž	GW Instek	PEL-300
Multimetr (TRMS)	Agilent Technologies	34410A
Multimetr	Metex	3800
Oddělovací transformátor	Tesla	PSK 92 015

6.2.1 Měření účinnosti zdroje

Vstupní proud zdroje byl změřen pomocí multimetru, který je schopen měřit efektivní hodnotu proudu nesinusového průběhu tzv. True RMS. Závislost účinnosti zdroje na výstupním výkonu je zobrazena na obr. 6.3. Účinnost zdroje při nominálním výkonu 160 W dosahuje hodnoty 85 %. Maximální účinnost má zdroj v polovině výkonu a jeho hodnota činí 88 %.

Účinnost spínaného zdroje



Obr. 6.3: Účinnost zkonstruovaného spínaného zdroje

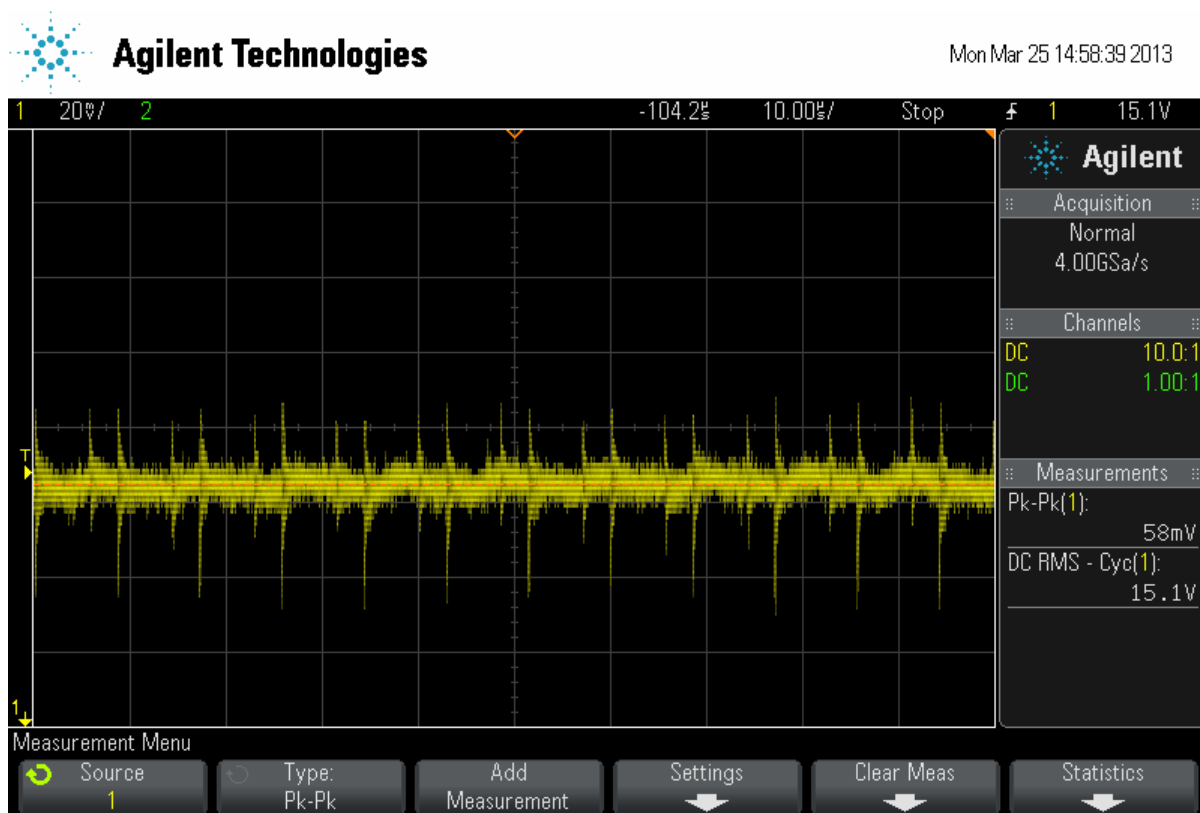
6.2.2 Měření výstupního napětí

Průběh výstupního napětí byl měřen osciloskopem se zobrazovanou šířkou pásma 100 MHz. Zemnicí vodič sondy byl odejmut a měření proběhlo na výstupním kondenzátoru přesně podle metody uvedené výše. Průběh výstupního napětí při nominální zátěži je zobrazen na obr. 6.4. Celkové zvlnění ΔV_{p-p} nepřesahuje hodnotu 60 mV. Na této hodnotě se velmi podílí spínací šum, který dosahuje 20 mV po obou stranách napětí. Samotné napětí bez spínacího šumu má zvlnění pod 20 mV. Při snižování zátěže se spínací šum zmenšuje. K úplnému potlačení šumu ale dojde až při výkonu cca 5 W. Po úplném odstranění zátěže řídicí obvod LLC měniče přechází do režimu přeskokování cyklů (skip mode), kdy měnič pracuje přerušovaně. Při tomto režimu výstupní zvlnění činí cca 100 mV. Dále byla pozorována reakce zdroje na skokovou změnu zátěže. Při okamžité změně výkonu zdroje z 20 W na 160 W pokleslo výstupní napětí o 300 mV. Z těchto údajů lze stanovit vnitřní odpor zdroje, který činí 30 m Ω . Dále byl zaznamenán průběh výstupního napětí při náběhu zdroje do plného výkonu. Ustálené napětí se na výstupu zdroje objeví zhruba za 27 ms. Rychlý náběh zdroje vyvolá ve výstupním napětí překmit o velikosti 220 mV. V příloze je také uveden průběh napětí v nadproudovém režimu (Hiccup), kdy se měnič po době 3 s snaží obnovit výstupní napětí. Zpětná vazba se neuzavře dokud z výstupu zdroje není odstraněno přetížení.

6.2.3 Měření veličin na primární části zdroje

Pro ověření spínání tranzistoru LLC měniče v režimu ZVS by bylo vhodné zobrazit průběh proudu rezonančním obvodem a současně napětí v bodě (HB) mezi spínacími tranzistory. Z důvodu absence proudové sondy bylo změřeno pouze napětí v bodě HB a řídicí signál pro tranzistor Q3. Oscilogram těchto dvou průběhů byl získán pro jmenovité zatížení. Z průběhu lze odečíst spínací frekvenci LLC měniče, která činí cca 89 kHz. Spínací frekvence

bez zatížení dosáhla hodnoty 101 kHz. Dále bylo změřeno výstupní napětí PFC měniče. Na oscilogramu je zobrazen průběh výstupního napětí a řídicího signálu pro spínací tranzistor Q1 pro jmenovitý výstupní výkon. Zvlnění výstupního napětí korektoru účinnosti činí cca 5 V. Naměřená pracovní frekvence PFC měniče byla 122 kHz.



Obr. 6.4: Zvlnění výstupního napětí zdroje při plném výstupním výkonu 160 W

6.3 Porovnání dosažených parametrů s komerčními zdroji

Zkonstruovaný spínaný zdroj je porovnán s typově stejnými (rezonančními) komerčními zdroji. V Tab. 6.2 jsou uvedeny parametry některých zdrojů předních výrobců. Výrobci udávají zvlnění výstupního napětí při měření s 20 MHz šířkou pásma. Zvlnění zkonstruovaného zdroje je ovšem měřeno s šířkou pásma 100 MHz. Pokud by měření navrhnutého zdroje proběhlo ve stejných podmínkách, výsledné zvlnění by bylo ještě nižší.

Tab. 6.2: Katalogové údaje některých spínaných zdrojů předních světových výrobců

Výrobce	Označení	P_{OUT} [W]	V_{OUT} [V]	ΔV_{OUT} [mV _{p-p}]	ΔV_{OUT} [%]	Účinnost [-]
Zkonstruovaný spínaný zdroj		160	15	60	0,4	85
XP POWER	LCL150PS15	150	15	100	0,66	88
TRACO POWER	TOP200-115	200	15	120	0,8	92
MEAN WELL	RPS-160-15	160	15	120	0,8	87
ON Semiconductor	ATX Power Supply	120	12	120	1	89
XP POWER	ECP150PS15	150	15	150	1	91
TDK-Lambda	RTW15-10R	150	15	150	1	87
POWER-WIN	PW-150B-1Y150X	150	15	150	1	86
E-STAR	EPP-150-15	150	15	150	1	92
MEAN WELL	ASP-150-15	150	15	180	1,2	88

ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce byl návrh a realizace síťového nízkošumového spínaného zdroje se zvlněním výstupního napětí nižším než 20 mV, a to při napětí 15 V a nominálním výkonu 160 W. Součástí návrhu byl i aktivní korektor účinníku, který je při vyšších výstupních výkonech zdrojů nezbytný.

V teoretickém úvodu bylo poukázáno na základní princip činnosti klasických spínaných zdrojů a princip korekcí účinníku. V další kapitole byla rozebrány topologie klasických i rezonančních měničů, především z hlediska produkce spínacího šumu a zvlnění výstupního napětí. U klasických měničů dochází k tvrdému spínání tranzistorů, při němž je generován spínací šum objevující se ve výstupním napětí. K zabránění jeho vzniku se lze ubírat k rezonančním měničům, u nichž je při sepnutí či rozepnutí spínacího prvku na obou jeho stranách stejný potenciál napětí nebo spínacím prvkem neteče žádný proud. Tento způsob spínání je označován jako měkký nebo také spínání v nulové hodnotě napětí (ZVS) či v nulové hodnotě proudu (ZCS). Při režimu spínání v nule napětí by spínací tranzistory neměly produkovat spínací šum. Dále byly naznačeny možnosti minimalizace zvlnění výstupního napětí a kompenzace spínacího šumu při použití topologií klasických měničů.

Návrh nízkošumového spínaného zdroje popisuje čtvrtá kapitola, která se skládá ze tří částí. První částí je návrh aktivního korektoru účinníku PFC, který připravuje síťové napětí pro konverzi hlavním měničem. Druhou částí je návrh samotného výkonového měniče a poslední částí je návrh a simulace aktivního omezovače zvlnění. Pro aktivní korektor účinníku byl zvolen nespojitý popř. kritický režim činnosti, při kterém by neměl příliš vznikat spínací šum. Tomuto požadavku vyhovoval řídicí obvod NCP1605. Samotný návrh byl proveden s pomocí návrhového programu dodávaného od výrobce řídicího obvodu. Pro výkonový konvertor byl zvolen rezonanční LLC měnič, který umožňuje spínání tranzistorů v režimu ZVS. Pro jeho řízení byl vybrán integrovaný obvod NCP1396. Při návrhu měniče bylo využito především dvou firemních literatur a to od ON Semiconductor a Fairchild. Rezonanční prvky měniče byly realizovány pomocí rozptylové a magnetizační indukčnosti primárního vinutí transformátoru. U LLC měniče bylo předpokládáno maximální zvlnění výstupního napětí 60 mV. Pro nižší výkonovou verzi zdroje by se měnič navrhoval obdobně. Omezovač zvlnění byl navrhnout pro případ nedostatečného zvlnění výstupního napětí LLC měniče. Jeho koncepce byla navrhována a odsimulována v programu PSPICE. Princip spočívá v přidávání velmi malého rezistoru k zátěži v závislosti na zvlněném napětí. Přebytečné zvlnění se pak pomyslně odřízne a ztratí se v přidávném rezistoru. Použitím aktivního omezovače zvlnění bylo při simulaci spínaného zdroje při plném výstupním výkonu dosaženo výstupního zvlnění $8 \text{ mV}_{\text{p-p}}$, což plně splňovalo požadavky zadání.

Po kompletním návrhu zdroje byla navrhována DPS jako zásuvná karta do 19-palcového stavebnicového systému a zařízení bylo zkonstruováno. Následně byl oživen korektor účinníku a rezonanční LLC měnič. Pro dostačující zvlnění výstupního napětí LLC měniče nebyl omezovač zvlnění použit, a tudíž ani ověřen.

Poslední kapitola se zabývá měřením dosažených parametrů zdroje a jejich porovnáním s typově stejnými komerčními zdroji. Výstupní napětí zkonstruovaného zdroje bohužel přesahuje maximální požadované zvlnění 20 mV. Jeho skutečné zvlnění dosahuje hodnoty až 60 mV. V průběhu napětí se totiž objevuje 20 mV spínací šum, který se nepodařilo odstranit. Samotné zvlnění se ale pohybuje velmi blízko požadované hodnoty. V porovnání s komerčními zdroji lze však tento zdroj podle zvlnění zařadit mezi první příčky.

LITERATURA

- [1] ON SEMICONDUCTOR. *SWITCHMODE Power Supplies: Reference Manual and Design Guide* [online]. 3. vyd. 2002 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMPSRM-D.PDF
- [2] XP POWER. *Power Supply Technical Guide* [online]. 2. vyd. 2007, 151 s. [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.xppower.com/pdfs/techguide.pdf>
- [3] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje I*. Praha: BEN - technická literatura, 1997, 350 s. ISBN 80-860-5602-3.
- [4] ON SEMICONDUCTOR. *Power Factor Correction (PFC) Handbook: Choosing the Right Power Factor Controller Solution* [online]. 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/HBD853-D.PDF
- [5] BROWN, M., MOTOROLA. *Practical switching power supply design*. San Diego: Academic Press, 1990, 240 s. ISBN 01-213-7030-5.
- [6] KREJČÍŘÍK, A. *Napájecí zdroje II*. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 351 s. ISBN 80-86056-03-1.
- [7] BO, Y. *Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system* [online]. 2003 [cit. 2013-05-21]. Dostupné z: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-09152003-180228/unrestricted/Ch4.pdf>.
- [8] LIU, Y. *High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range* [online]. Blacksburg, 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-01182008-151424/unrestricted/ThesisYaLiu_ETD_Final.pdf.
- [9] FAKTOR, Z. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 243 s. ISBN 80-860-5691-0.
- [10] NOBILIS, J. *Teorie elektronických obvodů VIII*. Pardubice, 2000, 108 s.
- [11] COCHRANE, D. *Passive Cancellation of Common-Mode Electromagnetic Interference in Switching Power Converters* [online]. 2001 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-08102001-123915/unrestricted/Dan_Cochrane_MS_Thesis.pdf.
- [12] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. 1. vyd. Brno: FEI VUT, 1999, 139 s. ISBN 80-214-1090-6.
- [13] CHOI, H., FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch* [online]. 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.resonant-converters.eu/fairchild-an.pdf>
- [14] BASSO, Ch., ON SEMICONDUCTOR. *Understanding the LLC Structure in Resonant Applications* [online]. 2008 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8311-D.PDF

- [15] STULER, R., ON SEMICONDUCTOR. *Implementing an LCD TV Power Supply with the NCP1396A, NCP1605, and NCP1027* [online]. 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8293-D.PDF
- [16] TURCHI, J., ON SEMICONDUCTOR. *NCP1605 Excel Spreadsheet*. 2007. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/WORKSHEET.REV1.XLS>
- [17] SABATIE, D., ON SEMICONDUCTOR. *LLC design spreadsheet for NCP1396*. 2006. Dostupné z: <http://www.onsemi.com/pub/.../NCP1396%20DWS.XLS>
- [18] TURCHI, J., ON SEMICONDUCTOR. *Implementing the NCP1605 to Drive the PFC Stage of a 19V/8A Power Supply* [online]. 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND8281-D.PDF
- [19] ON SEMICONDUCTOR. *NCP1605: Enhanced, High Voltage and Efficient Standby Mode, Power Factor Controller* [online]. 2012 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1605-D.PDF
- [20] ON SEMICONDUCTOR. *NCP1396: High Performance Resonant Mode Controller featuring High-Voltage Drivers* [online]. 2010 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCP1396D.PDF
- [21] DOSTAL, F., NATIONAL SEMICONDUCTOR. *Silently Powering Low Noise Applications* [online]. 2009 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://sva.ti.com/assets/en/appnotes/national_AN-1950.pdf
- [22] MURATA. Block Type EMIFIL LC Type: BNX01* Series [online]. 2009 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.jameco.com/Jameco/Products/ProdDS/1845574.pdf>
- [23] SCHROFF. Standards Summary for Electronics Packaging [online]. 2005 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: http://web.schroff.de/webcat/subgroup/pdf/schroff_cat_39601299_standards_summary_2005_e.pdf
- [24] STMICROELECTRONIC. *STP20NM60* [online]. 2007 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002505.pdf>
- [25] STMICROELECTRONIC. *STP12NM50* [online]. 2006 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00002079.pdf>
- [26] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFB4410* [online]. 2006 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/IRFB4410ZPBF.pdf>
- [27] TEXAS INSTRUMENTS. *OPA604* [online]. 2006 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1504692.pdf>
- [28] FERROXCUBE. *ETD34/17/11* [online]. 2008 [cit. 2013-05-12]. Dostupné z: <http://www.ferroxcube.com/prod/assets/etd34.pdf>
- [29] HARTING. *Konektor 0906 115 2932: Výkresová dokumentce*. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/26880.pdf>

SEZNAM ZKRATEK

CCM	Continuous Conduction Mode, spojitý režim činnosti
CrM	Critical Conduction Mode, kritický režim činnosti
DCM	Discontinuous Conduction Mode, nespojitý režim činnosti
DT	Dead Time, ochranný interval spínacích tranzistorů
EMI	Electromagnetic Interference, elektromagnetická interference
ESD	Electrostatic discharge, elektrostatický výboj
ESR	Equivalent Series Resistance, ekvivalentní sériový odpor kondenzátoru
FB	Feedback, zpětná vazba
FF	Fast Fault, rychlá porucha řídicího obvodu
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor, bipolární tran. s izolovaným hradlem
OVP	Overvoltage Protection, přepět'ová ochrana
PF	Power Factor, účinník
PFC	Power Factor Correction, korekce účinníku
PRC	Parallel Resonant Converter, paralelní rezonanční konvertor
PWM	Pulse Width Modulation, pulzně šířková modulace
SF	Slow Fault, pomalá porucha řídicího obvodu
SPRC	Series Parallel Resonant Converter, sériově-paralelní rezon. konvertor
SRC	Series Resonant Converter, sériový rezonanční konvertor
UVP	Undervoltage Protection, podpět'ová ochrana
ZCS	Zero Current Switching, spínání při nulovém proudu
ZVS	Zero Voltage Switching, spínání při nulovém napětí
TRMS	True Root Mean Square, střední kvadratická hodnota

SEZNAM SYMBOLŮ

σ	Hloubka vniku
η	Účinnost
ω	Úhlový kmitočet
Θ_0	Teplota okolí
ΔB	Maximální změna magnetické indukce
ΔI_L	Zvlnění proudu tlumivkou
Θ_j	Maximální teplota čipu
φ_v	Činitel vyhlazení
ΔV_{LLC}	Zvlnění výstupního napětí LLC měniče
ΔV_{out}	Zvlnění výstupního napětí zdroje
ΔV_{PK-PK}	Procentuální zvlnění výstupního napětí PFC
A_e	Efektivní průřez jádra transformátoru
C_{ekv}	Ekvivalentní kapacita aktivního vyhlazovacího filtru
C_{KOMP}	Kompenzační kapacita
C_{out}	Výstupní kondenzátor
C_{PARA}	Parazitní kapacita mezi pouzdrem tranzistoru a chladičem
C_{pr}	Paralelní rezonanční kondenzátor
C_r	Rezonanční kondenzátor
C_{sr}	Sériový rezonanční kondenzátor
f_0	Rezonanční frekvence LLC měniče
f_{AC}	Frekvence síťového napětí
f_{min}	Minimální pracovní frekvence LLC měniče
F_{OSC}	Pracovní frekvence PFC
$F_{r MAX}$	Maximální rezonanční frekvence
$F_{r MIN}$	Minimální rezonanční frekvence
f_r	Rezonanční kmitočet
f_s	Pracovní kmitočet
I_{ac}	Sinusový proud na sekundární straně transformátoru
$I_{C,rms}$	Efektivní hodnota proudu kondenzátorem
$I_{coil,max}$	Maximální proud tlumivkou
$I_{coil,rms}$	Efektivní hodnota proudu tlumivkou
I_{Cr}^{peak}	Špičkový proud rezonančního kondenzátoru

I_{Cr}^{RMS}	Efektivní proud rezonančního kondenzátoru
I_D	Proud kanálem tranzistoru
I_{LLC}	Výstupní proud LLC měniče
L_{evk}	Ekvivalentní indukčnost aktivního vyhlazovacího filtru
L_{ext}	Pomocná externí tlumivka pro dosažení požadované indukčnosti L_r
L_m	Magnetizační indukčnost
L_r	Rezonanční indukčnost
$L_{rozptyl}$	Rozptylová indukčnost transformátoru
m	Poměr magnetizační a rezonanční indukčnosti
M_{max}	Maximální zisk rezonančního obvodu LLC měniče
M_{min}	Minimální zisk rezonančního obvodu LLC měniče
n	Poměr závitů na primárním a sekundárním vinutí
N_p	Primární vinutí transformátoru
N_p^{min}	Minimální možný počet závitů na primárního transformátoru
N_s	Sekundární vinutí transformátoru
P_D	Výkonový ztráta na usměrňovací diodě
P_{diode}	Výkonový ztráta na diodě PFC
PF	Účinit
$P_{in,avg}$	Střední hodnota příkonu
P_{LOSS}	Ztrátový výkon na součástce
$P_{on,max}$	Výkonová ztráta na spínacím tranzistoru
P_{OUT}	Maximální výstupní výkon
$P_{Q(on)}$	Vodivostní ztráta na spínacím tranzistoru
Q	Jakost rezonančního obvodu
$R_{\theta H}$	Tepelný odpor chladiče
$R_{\theta CH}$	Přechodový tepelný odpor pouzdro-chladič
$R_{\theta IC}$	Přechodový tepelný odpor čip-pouzdro
R_{ac}	Ekvivalentní zátěž rezonančního obvodu
R_{aux}	Pomocný paralelní rezistor odporu $R_{variable}$
$R_{ds(ON)}$	Odpor kanálu sepnutého tranzistoru
$R_{variable}$	Proměnný přídavný odpor zátěže
s	Střída
T_{off}	Doba uzavření spínacích tranzistorů měniče
T_{on}	Aktivní interval měniče
T_{OSC}	Perioda pracovní frekvence

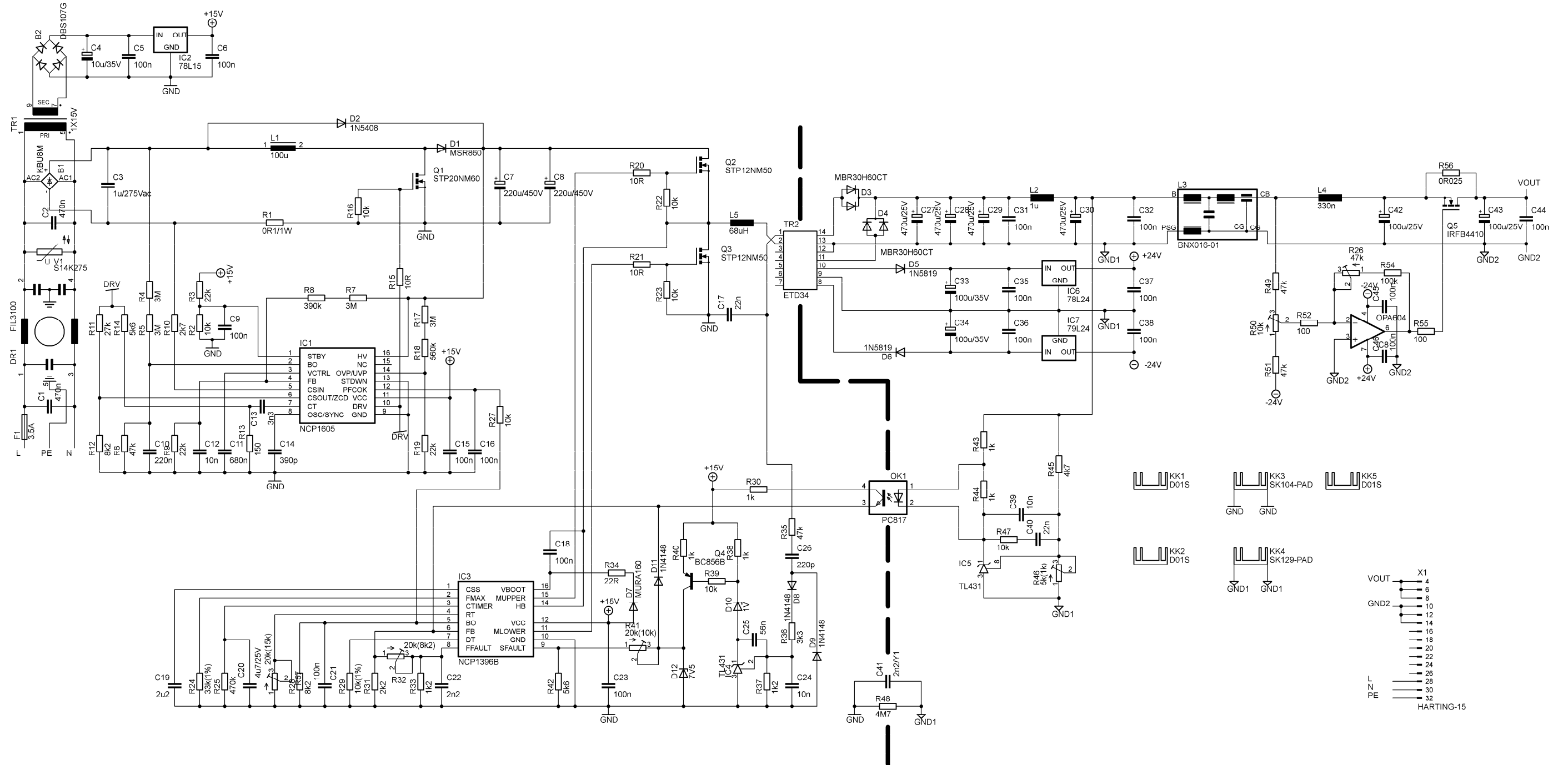
$V_{AC,HL}$	Maximální hodnota síťové napětí
$V_{AC,LL}$	Minimální hodnota síťové napětí
$V_{BO,H}$	Úroveň síťového napětí pro aktivaci ochrany Brown-Out
V_{Cr}^{nom}	Nominální napětí na rezonančním kondenzátoru
$V_{DS(sat)}$	Saturační napětí tranzistoru
V_F	Úbytek napětí na usměrňovací diodě
V_{FWD}	Prahové napětí rekuperační diody
V_{gs}	Napětí na hradle tranzistoru
V_{IN}	Vstupní napětí korektoru účinníku
$V_{in,max}$	Maximální vstupní napětí LLC měniče
$V_{in,min}$	Minimální vstupní napětí LLC měniče
$V_{in,pk}$	Maximální hodnota síťového napětí při $V_{AC,LL}$
V_{LLC}	Výstupní napětí LLC měniče
$V_{LLC,aux}$	Pomocné výstupní napětí pro omezovač zvlnění
V_{OUT}	Výstupní napětí spínaného zdroje
$V_{OUT,LL}$	Minimální akceptovatelná hodnota výstupního napětí PFC
V_{OVP}	Úroveň výstupního napětí PFC pro aktivaci přepět'ové ochrany
V_{PFC}	Výstupní napětí korektoru účinníku

SEZNAM PŘÍLOH

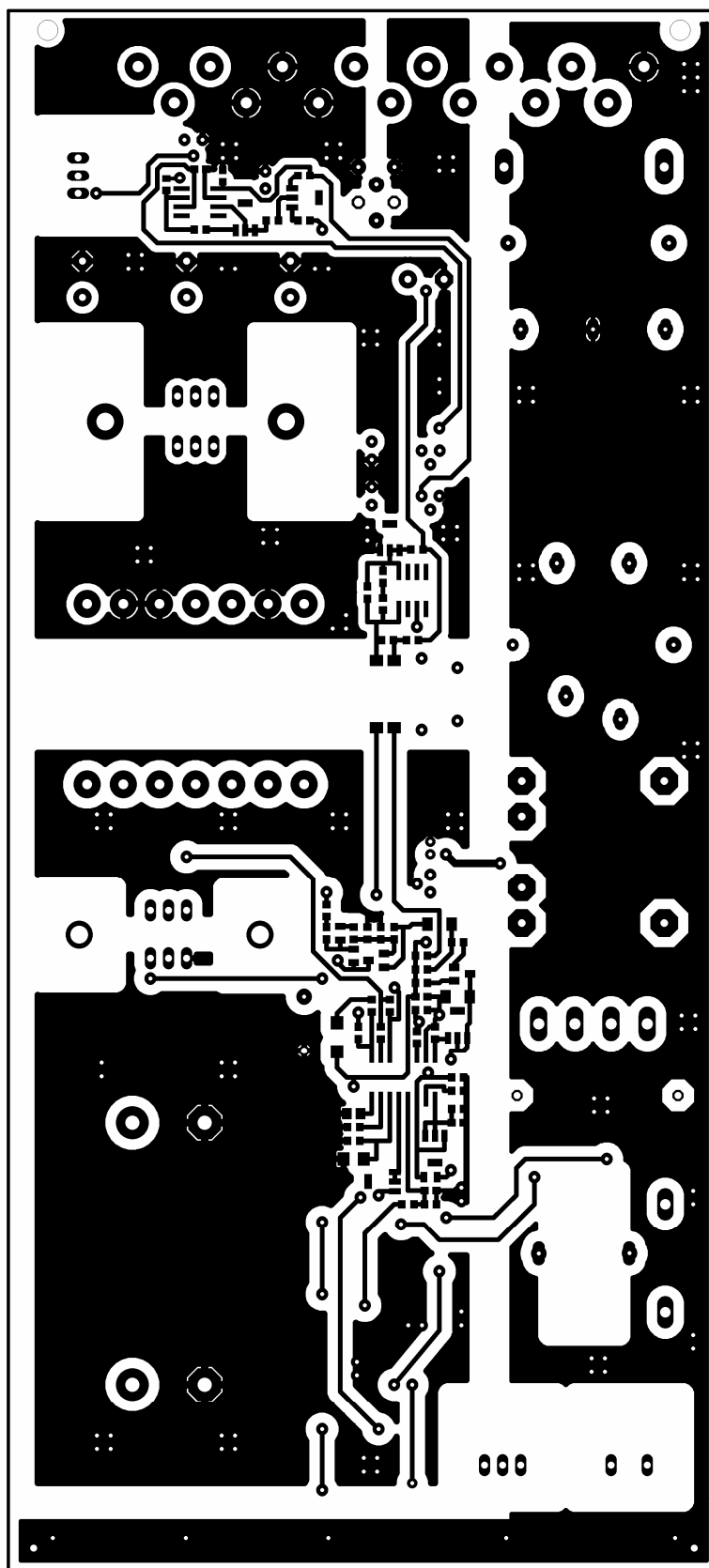
A	NÁVRH ZAŘÍZENÍ.....	61
A.1	Celkové schéma zapojení	61
A.2	Matrice pro výrobu desky plošných spojů	62
A.3	Osazovací výkresy	64
A.4	Seznam součástek.....	66
B	OSCILOGRAMY ZMĚŘENÝCH PRŮBĚHŮ NAPĚTÍ.....	69
C	FOTODOKUMENTACE	75

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

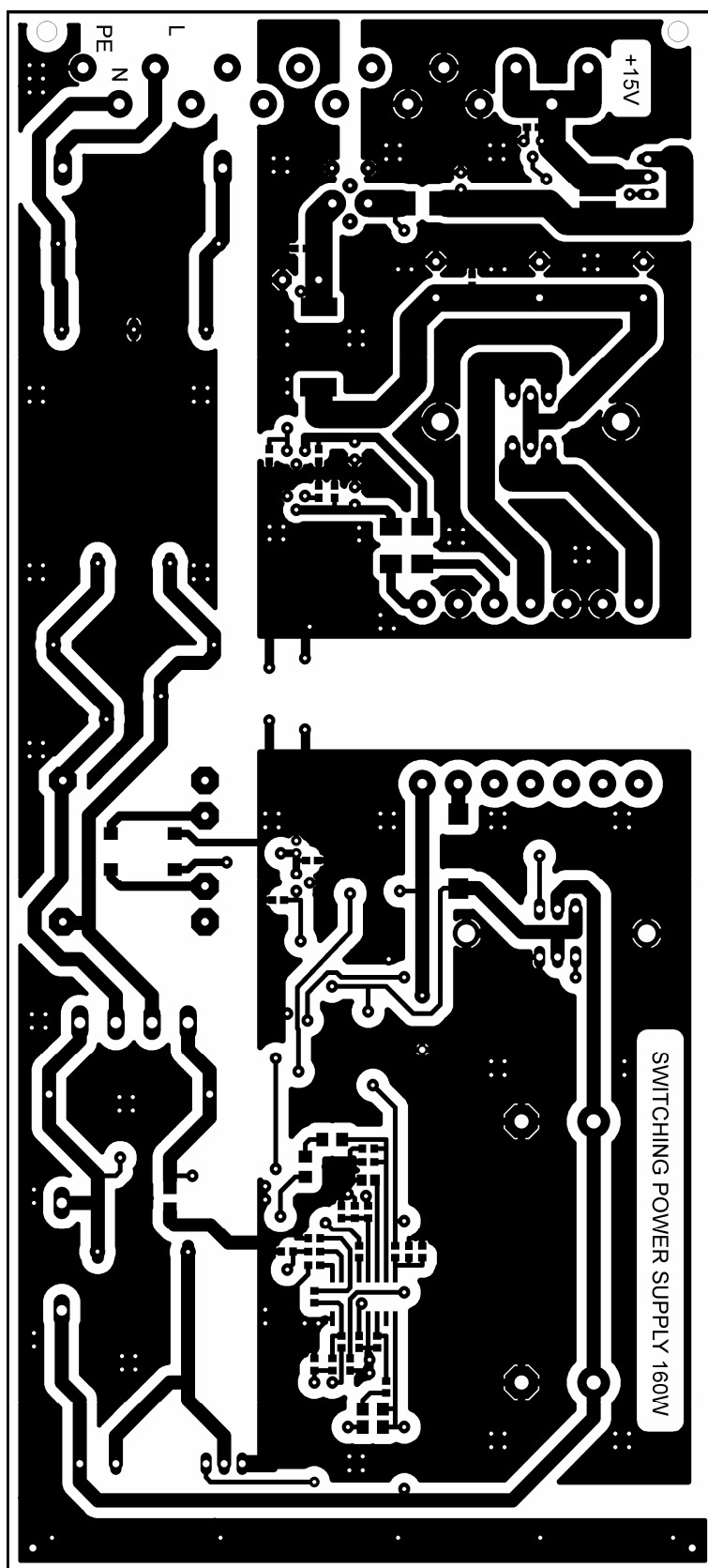
A.1 Celkové schéma zapojení



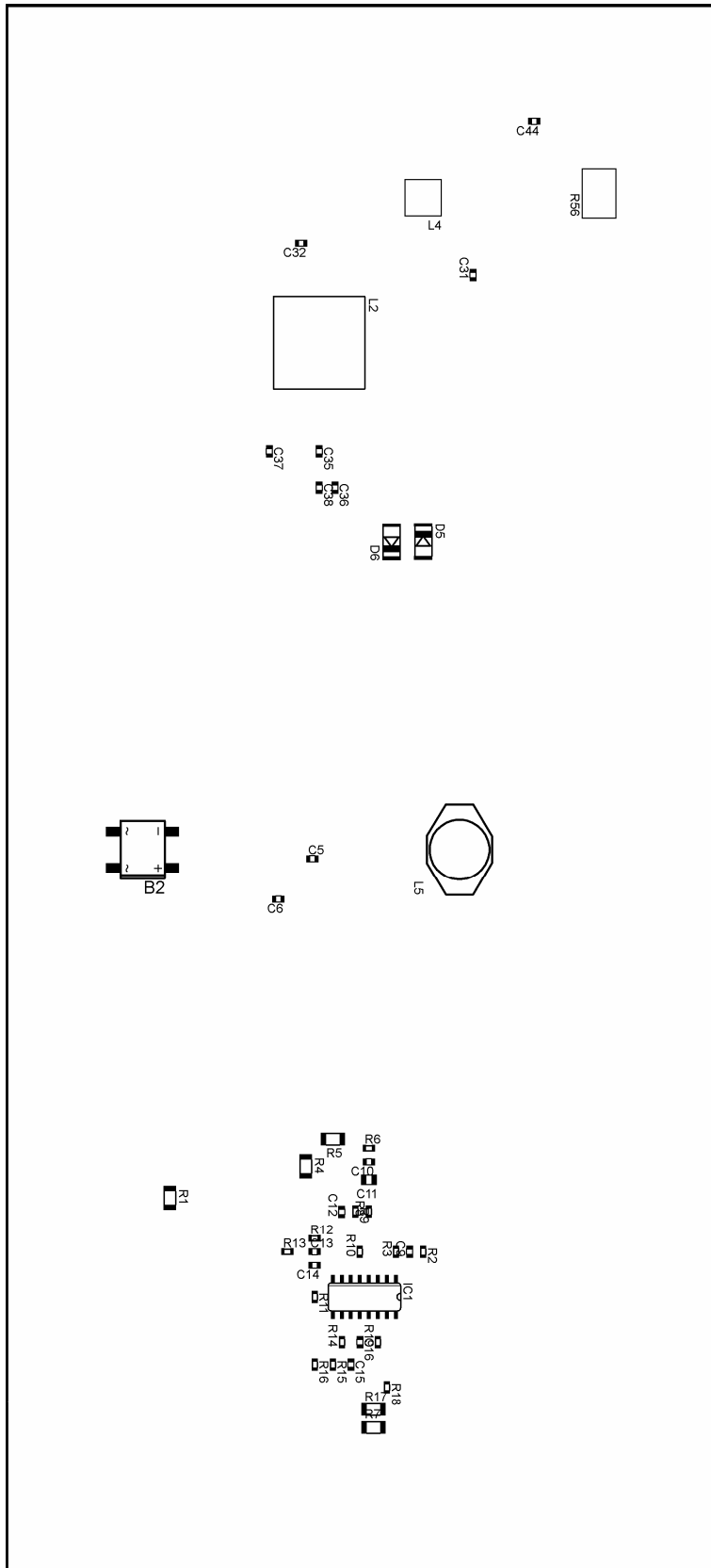
A.2 Matrice pro výrobu desky plošných spojů



Strana TOP, rozměr desky 220 x 100, měřítko M 1:1



Strana BOTTOM, rozměr desky 220 x 100, měřítko M 1:1



Strana BOTTOM

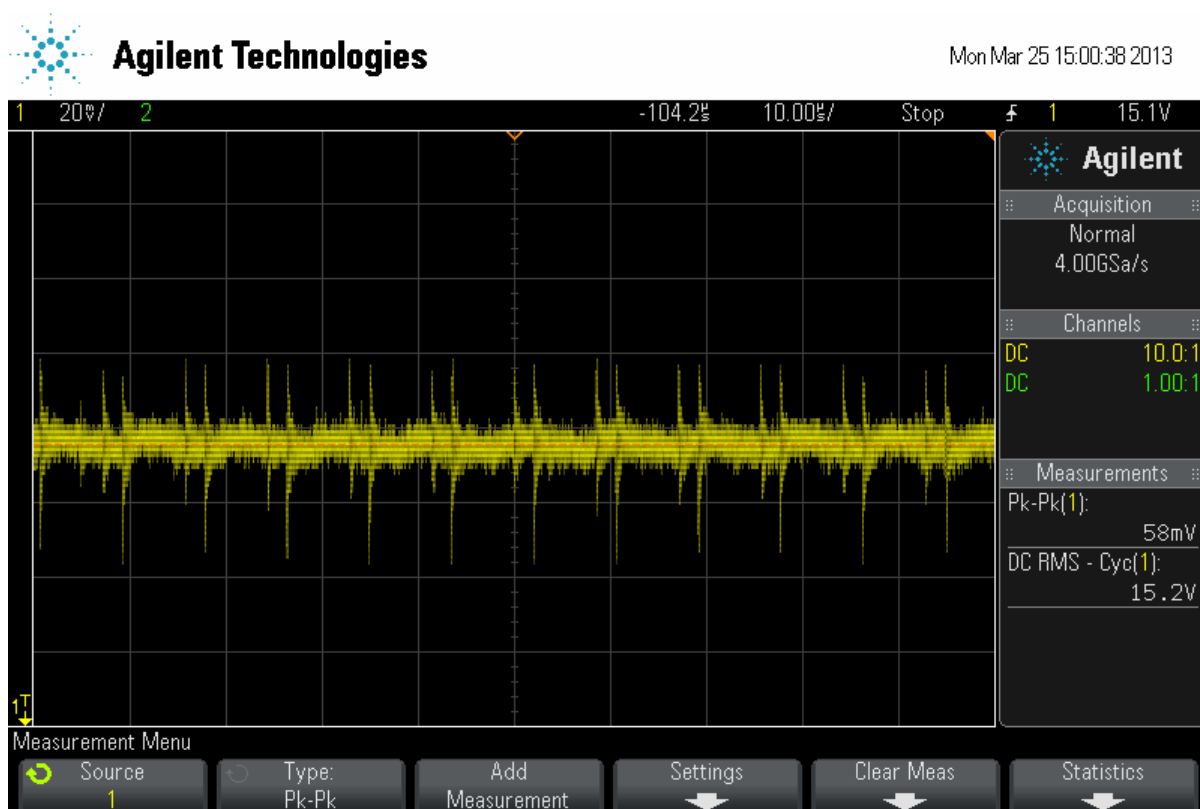
A.4 Seznam součástek

Označení	Množství	Popis	Hodnota	Pouzdro	Výrobce
B1	1	Usměrňovací můstek	KBU8M	23,7x7,1x19,3	SEMTECH ELECTRONICS
B2	1	Usměrňovací můstek SMD	DB106S	8,5x6,5x2,6	SEMTECH ELECTRONICS
C1, C2	2	Fóliový kondenzátor	470n	RM22,5 26,5x8,5x17	Faratronic
C10	1	Keramický kondenzátor	220n	0603	Yageo
C11	1	Keramický kondenzátor	680n	0805	Yageo
C12, C24, C39	3	Keramický kondenzátor	10n	0603	Yageo
C13	1	Keramický kondenzátor	3n3	0603	Yageo
C14	1	Keramický kondenzátor	390p	0603	Yageo
C17	1	Fóliový kondenzátor	CF7-22N/J	RM7,5 10,5x5x11	Faratronic
C18, C21, C23, C31, C32, C35, C36, C37, C38, C5, C6, C9, C15, C16, C44	15	Keramický kondenzátor	100n	0603	HITANO
C19	1	Keramický kondenzátor	2u2	0805	Yageo
C20	1	Keramický kondenzátor	4u7	1206	KEMET
C22	1	Keramický kondenzátor	2n2	0603	Yageo
C25	1	Keramický kondenzátor	56n	0603	Yageo
C26	1	Keramický kondenzátor	220p	0603	Yageo
C27, C28, C29, C30	4	Elektrolytický kondenzátor	470u/25V	RM5 10x16	SAMXON
C3	1	Fóliový kondenzátor	1u/275Vac	RM22,5	HITANO
C33, C34	2	Elektrolytický kondenzátor	100u/35V	RM2,5 6,3x11	Maxcap
C4	1	Elektrolytický kondenzátor	10u/35V	RM1,5 4x7	HITANO
C40	1	Keramický kondenzátor	22n	0603	Yageo
C41	1	Fóliový kondenzátor	2n2/Y2	RM7,5 9x5	EASE
C42, C43	2	Elektrolytický kondenzátor	100u/25V	RM2,5 6,3x11	SAMWHA
C7, C8	2	Elektrolytický kondenzátor	220u/450V	RM10 35x30	Panasonic
D1	1	Dioda	MSR860G	TO-220	ON SEMICONDUCTOR
D10	1	Zenerova dioda	BZV55C1SMD	SOD80	SEMTECH ELECTRONICS
D12	1	Zenerova dioda	BZV55C7.5SMD	SOD80	SEMTECH ELECTRONICS

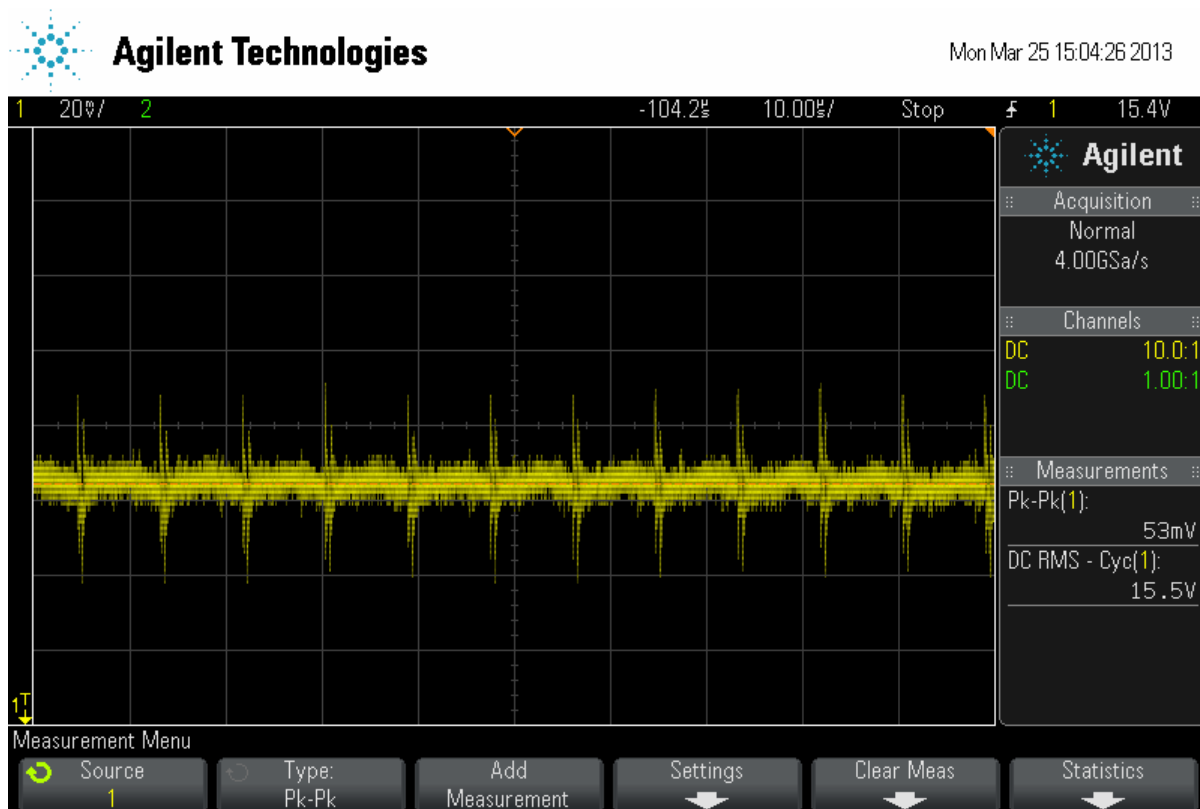
Označení	Množství	Popis	Hodnota	Pouzdro	Výrobce
D2	1	Dioda	1N5408	DO201AD	GENERAL SEMICONDUCTOR
D3, D4	2	Schottkyho dvojitá dioda	MBR30H60CTG	TO-220	ON SEMICONDUCTOR
D5, D6	2	Dioda	1N5819	DO-213AB	DIOTEC SEMICONDUCTOR
D7	1	Dioda	MURA160T3G	DO-214AC	ON SEMICONDUCTOR
D8, D9, D11	3	Dioda	1N4148	0805	GENERAL SEMICONDUCTOR
DR1	1	EMI filtr			ARCOTRONICS
F1	2	Pojistka	3,15A	5x20	Puschel
F1	1	Pojistkový slot			PORTAFU SIBILI
IC1	1	Řídicí obvod PFC	NCP1605BDR2G	SO16	ON SEMICONDUCTOR
IC3	1	Řídicí obvod pro LLC měniče	NCP1396BDR2G	SO16	ON SEMICONDUCTOR
IC3	1	Stabilizátor	78L15	TO-92	TSC Semiconductor
IC4	1	Napěťová reference	TL431AIDBZTG4	SOT-23	TEXAS INSTRUMENTS
IC5	1	Napěťová reference	TL431AIDR2G	SO8	ON SEMICONDUCTOR
IC6	1	Stabilizátor	78L24	TO92	TSC Semiconductor
IC7	1	Stabilizátor	79L24	TO92	TSC Semiconductor
IC8	1	Operační zesilovač	OPA604AU	SO8	TEXAS INSTRUMENTS
KK1, KK2, KK5	3	Chladič	22K/W	DO2A	ALUTRONIC
KK3	1	Chladič	11K/W	CH 21/35	ALUTRONIC
KK4	1	Chladič	8K/W	CH 27/35	ALUTRONIC
L1	1	Tlumivka	100u/5A	30x13	TALEMA
L2	1	Tlumivka	IHLP5050FD	5050FD	VISHAY DALE
L3	1	EMI filtr	BNX016-01		MURATA
L4	1	Tlumivka	470nH	2020	VISHAY DALE
OK1	1	Optočlen	HCPL-817-300E		AVAGO TECHNOLOGIES
Q1	1	MOSFET tranzistor	STP20NM60FP	TO-220	STMicroelectronics
Q2, Q3	2	MOSFET tranzistor	STP12NM50	TO-220	STMicroelectronics
Q4	1	Tranzistor	BC856B	SOT-23	PHILIPS
Q5	1	MOSFET tranzistor	IRFB4410ZPBF	TO-220	INTERNATIONAL RECTIFIER
R1	1	Rezistor SMD	0R1/1W	1206	SUSUMU
R10	1	Rezistor SMD	2k7	0603	Yageo
R11	1	Rezistor SMD	27k	0603	Yageo
R12, R28	2	Rezistor SMD	8k2	0603	Yageo
R13	1	Rezistor SMD	150R	0603	Yageo
R14, R42	2	Rezistor SMD	5k6	0603	Yageo
R15	1	Rezistor SMD	10R	0603	Yageo
R18	1	Rezistor SMD	560k	0603	Yageo
R2, R16, R22, R23, R27, R29, R39, R47	8	Rezistor SMD	10k	0603	Yageo

Označení	Množství	Popis	Hodnota	Pouzdro	Výrobce
R20, R21	2	Rezistor SMD	10R	0603	Yageo
R24	1	Rezistor SMD	15k	0603	Yageo
R25	1	Rezistor SMD	470k	0603	Yageo
R26	1	Trimr SMD	47k	3152	Tyco Electronics
R3, R9, R19	3	Rezistor SMD	22k	0603	Yageo
R30, R38, R40, R43, R44	5	Rezistor SMD	1k	0603	Yageo
R31	1	Rezistor SMD	2k2	0603	Yageo
R32, R41	2	Trimr SMD	20k	3152	Tyco Electronics
R33, R37	2	Rezistor SMD	1k2	0603	Yageo
R34	1	Rezistor SMD	22R	0603	Yageo
R36	1	Rezistor SMD	3k3	0603	Yageo
R4, R5, R7, R17	4	Rezistor SMD	3M	1206	Yageo
R45	1	Rezistor SMD	4k7	0603	Yageo
R46	1	Trimr SMD	5k	3152	Tyco Electronics
R48	1	Rezistor vývodový	4M7	0207	Yageo
R50	1	Trimr SMD	10k	3152	Tyco Electronics
R52, R55	2	Rezistor SMD	100R	0603	Yageo
R53	1	Trimr SMD	50k	3152	Tyco Electronics
R54	1	Rezistor SMD	100k	0603	Yageo
R56	1	Rezistor SMD	0R025	2818	VISHAY DALE
R6, R35, R49, R51	4	Rezistor SMD	47k	0603	Yageo
R8	1	Rezistor SMD	390k	0603	Yageo
TR1	1	Transformátor do DPS	TRHEI030- 1X15V	32,5x27,5x29,5	HAHN
TR2	1	Kostra transformátoru		CPH-ETD34- 1S-14P	FERROXCUBE
TR2	2	Klip transformátoru		CLI-ETD35	FERROXCUBE
TR2	2	Jádro transformátoru		ETD34/17/11- 3C91	FERROXCUBE
V1	1	Varistor	S14K275	RM7,5 14	EPCOS
X1	1	Konektor	9 061 152 932		HARTING

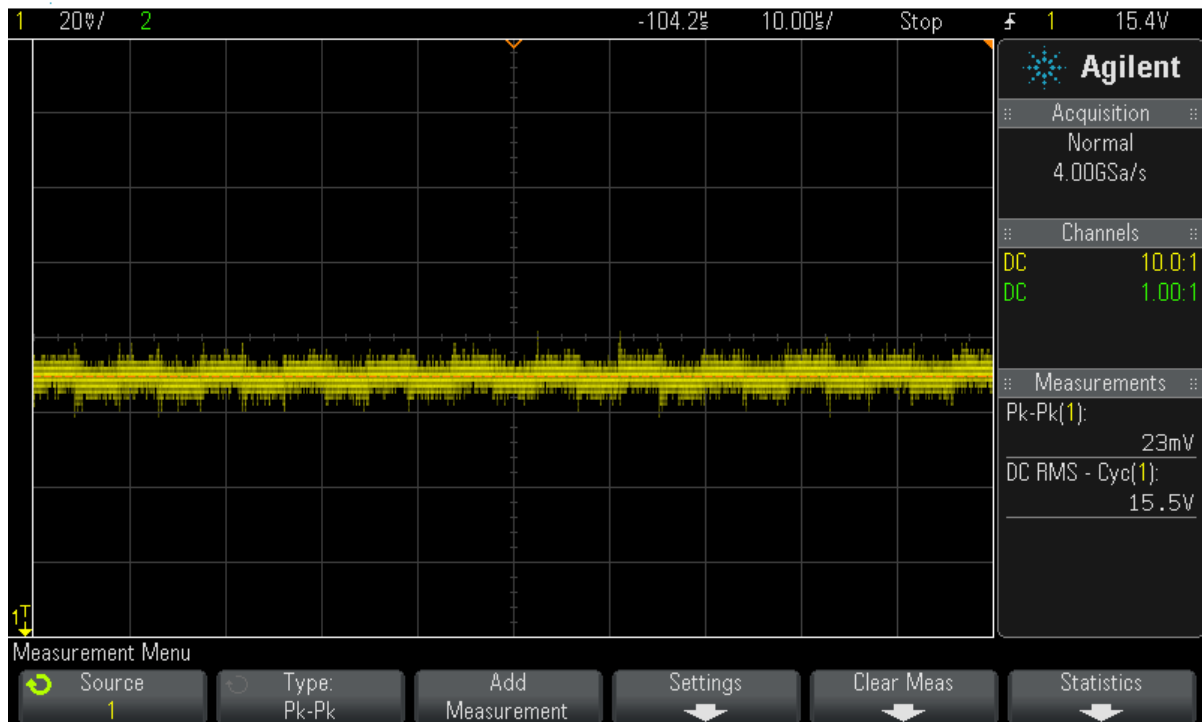
B OSCIOGRAMY ZMĚŘENÝCH PRŮBĚHŮ NAPĚTÍ



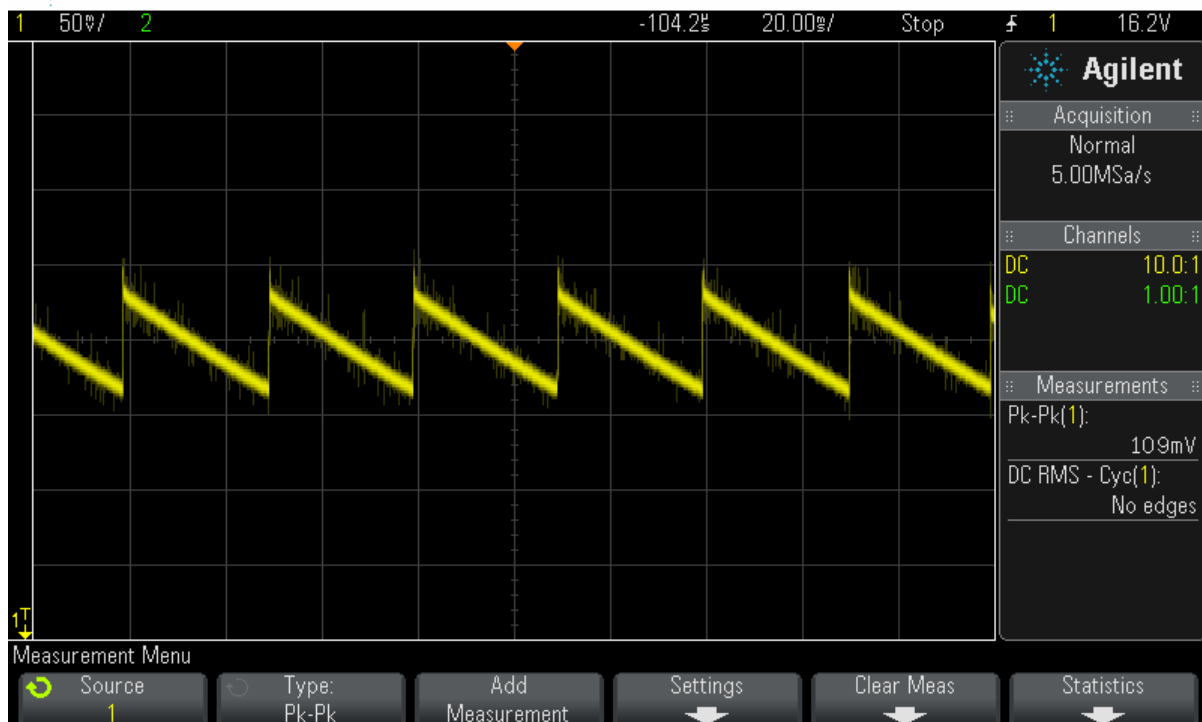
Zvlnění výstupního napětí zdroje při výstupním výkonu 120W



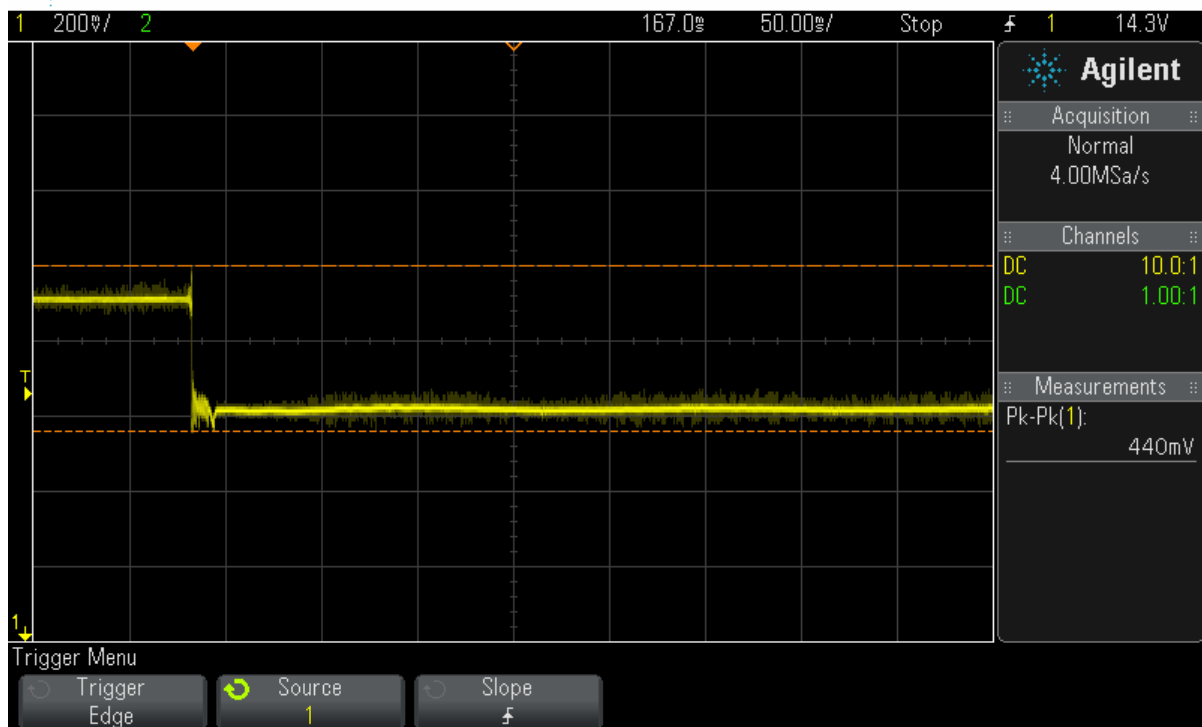
Zvlnění výstupního napětí zdroje při výstupním výkonu 20W



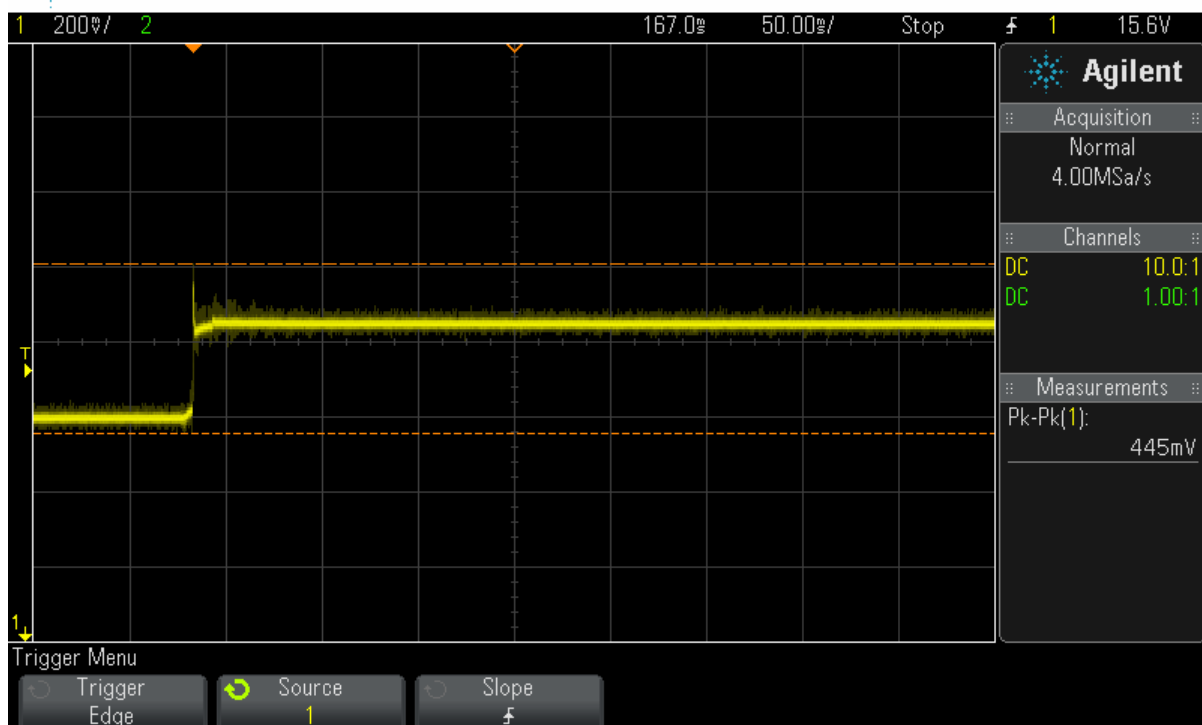
Zvlnění výstupního napětí zdroje při výstupním výkonu 5W (již bez spínacího šumu)



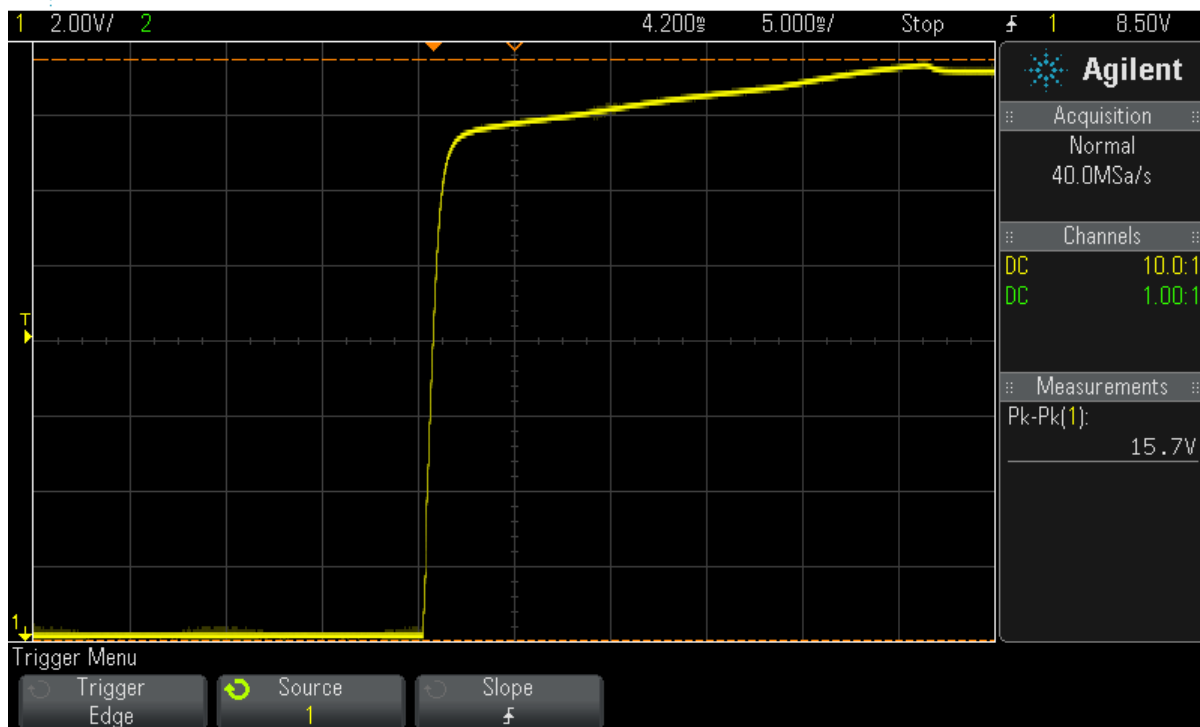
Zvlnění výstupního napětí zdroje bez zatížení



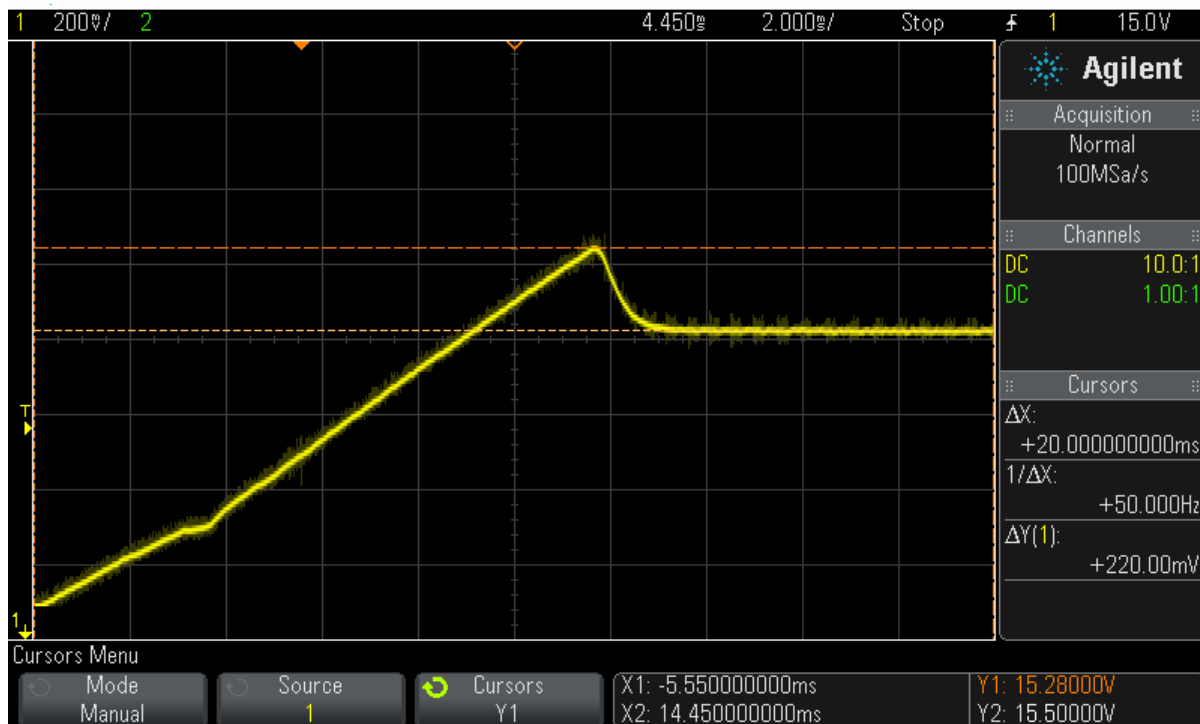
Reakce zdroje a jeho odezva výstupního napětí na skokovou změnu zátěže (20W → 160W)



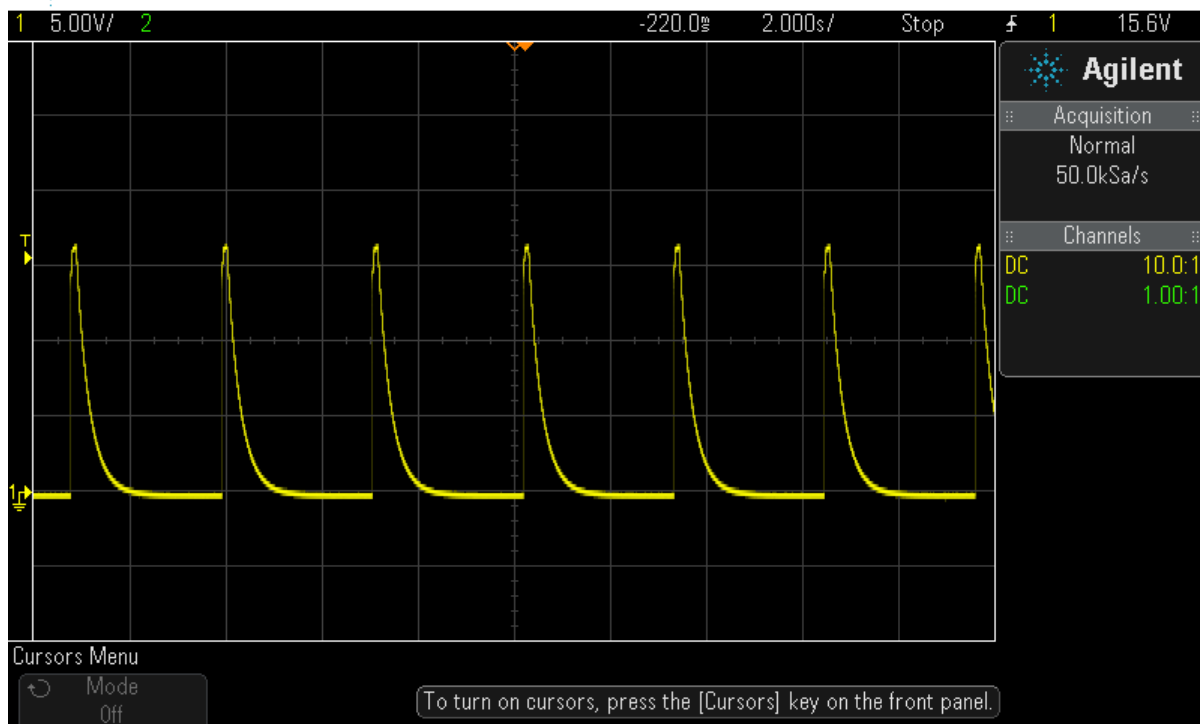
Reakce zdroje a jeho odezva výstupního napětí na skokovou změnu zátěže (160W → 20W)



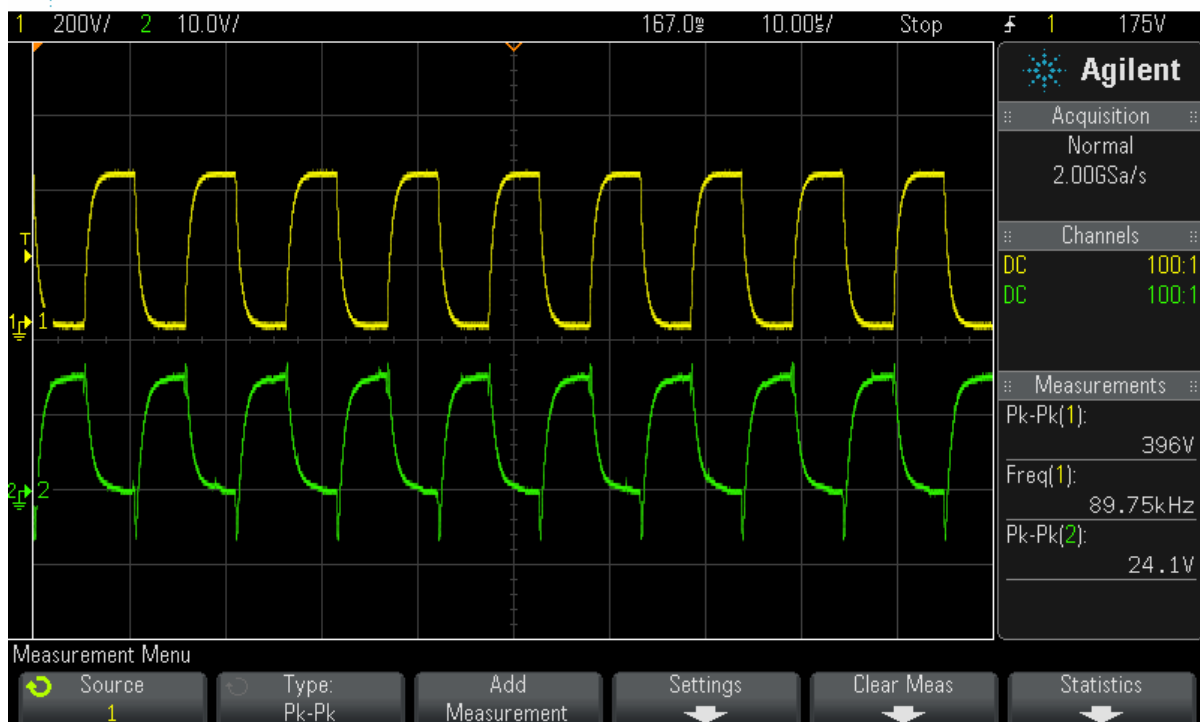
Průběh výstupního napětí při náběhu zdroje do plného výkonu



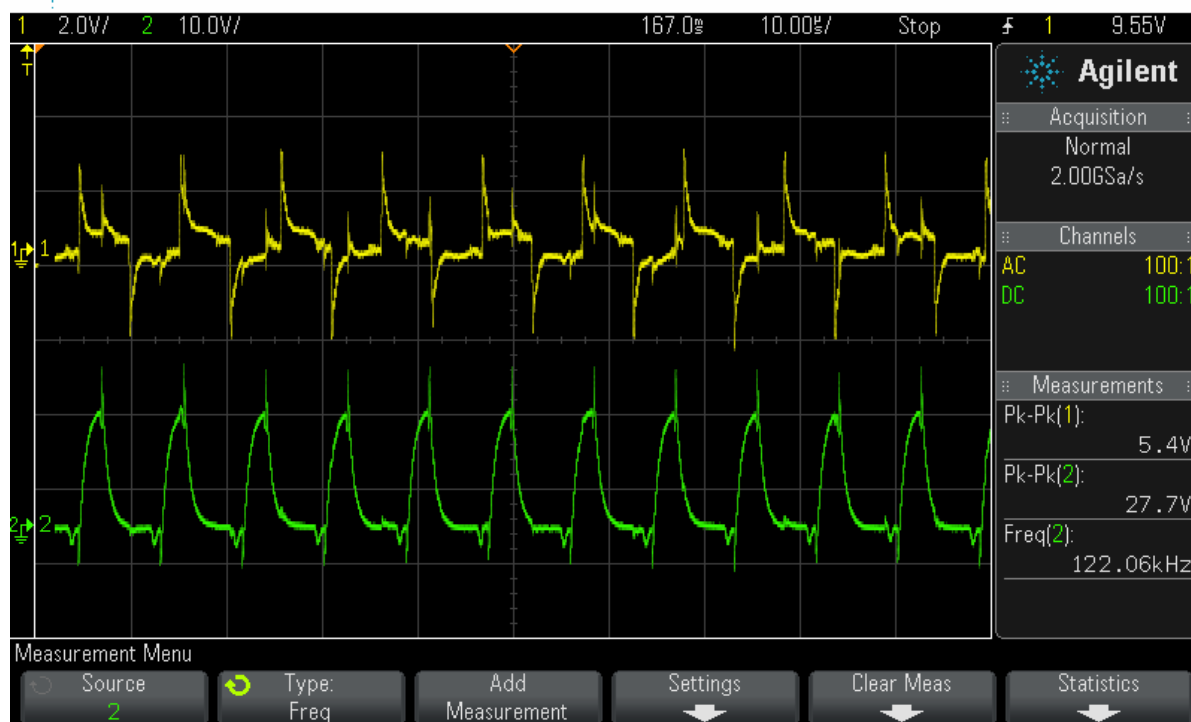
Detail překmitu výstupního napětí při náběhu zdroje do plného výkonu



Průběh výstupního napětí při neuzavření zpětné vazby (Režim Hiccup)

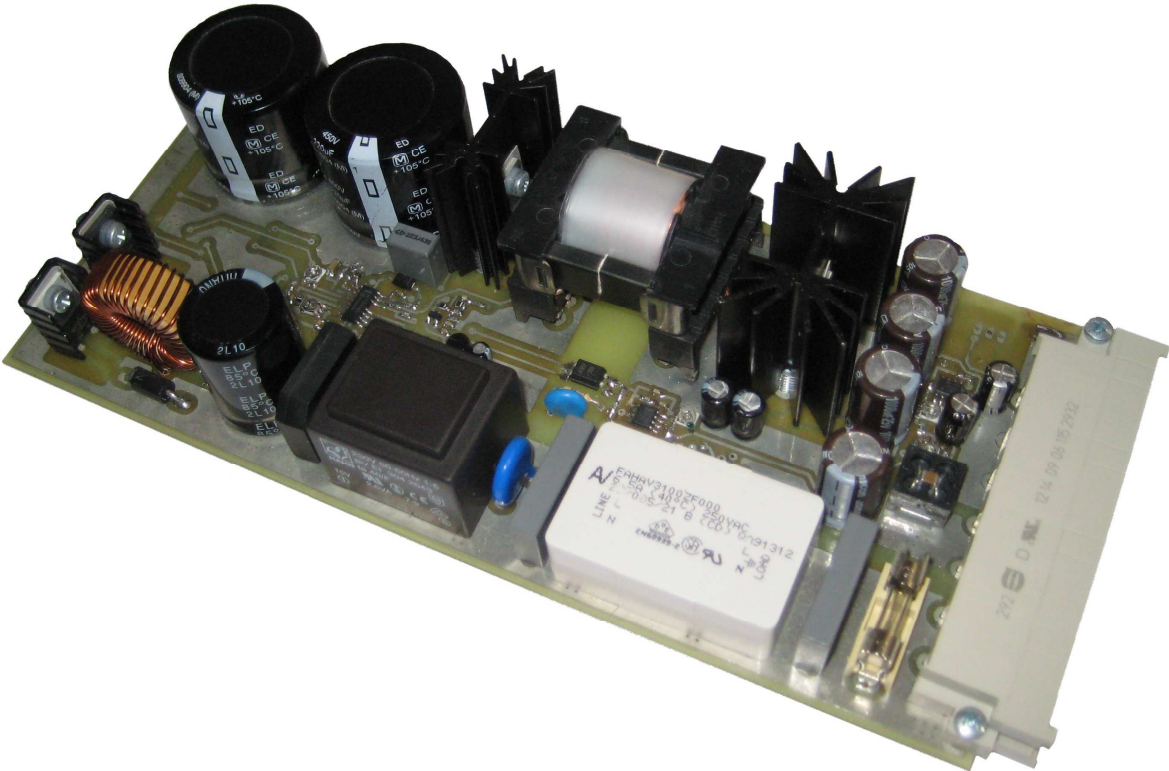


Průběh napětí ve společném bodě (HB) spínacích tranzistorů (žlutě) a řídicího napětí U_{GS} tranzistoru Q3 (zeleně) při plném zatížení zdroje

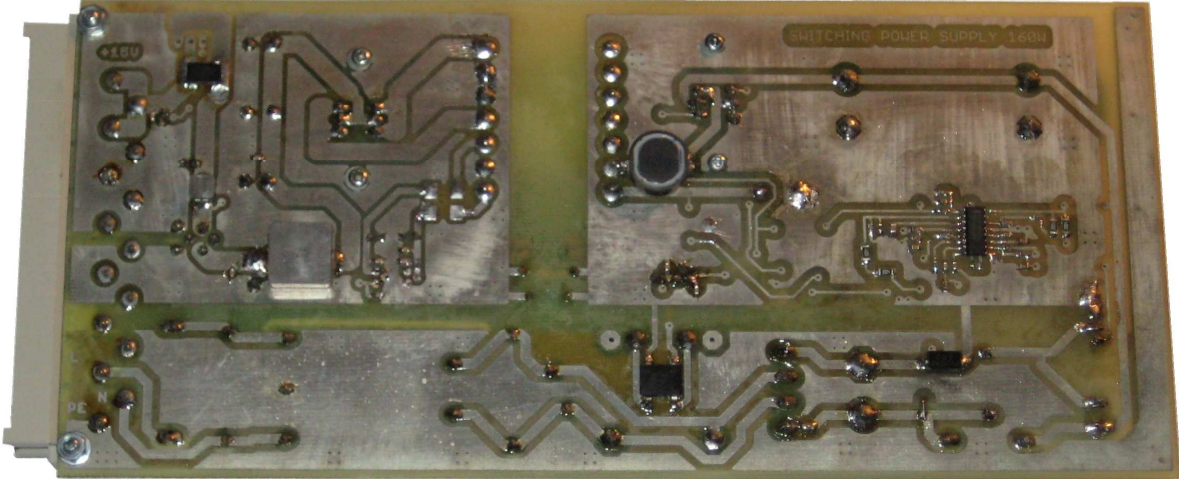


Průběh výstupního napětí PFC měniče (žlutě) a řídicího napětí U_{GS} tranzistoru Q1 (zeleně) při plném zatížení zdroje

C FOTODOKUMENTACE



Pohled na stranu TOP



Pohled na stranu BOTTOM