České vysoké učení technické v Praze

fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

Diplomová práce

Návrh izolovaného měniče pro velký rozsah vstupních napětí

Design of an Isolated Converter for a Large Range of Input Voltages

Autor: Jan Cimoradský

Vedoucí: doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Cimoradský** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **465956**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**

Studijní program: **Elektronika a komunikace**

Specializace: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Návrh izolovaného měniče pro velký rozsah vstupních napětí

Název diplomové práce anglicky:

Design of an Isolated Converter for a Large Range of Input Voltages

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte izolovaný blokující měnič pro vstupní rozsah napětí od 50 VAC do 265 VAC s použitím PFC řídicího obvodu. Cílem obvodu PFC je optimalizace průběhu vstupního proudu za účelem snížení požadavků na vstupní kondenzátor zdroje. Jako řídicí obvod použijte L4984, nebo jeho vhodnou náhradu. Pro vstupní napětí uvažujte síťovou frekvenci 50/60 Hz. Zdroj navrhněte pro výstupní napětí 12 VDC, ze kterého bude možné trvale odebírat proud až 250 mA. Předpokládejte vnější teplotu 0 °C – 50 °C. Proveďte teoretický rozbor problému, navrhněte schéma a desku plošných spojů. Návrh ověřte realizací funkčního vzorku a proveďte měření důležitých parametrů pro celý rozsah vstupních napětí pro různé hodnoty zátěže. Na závěr zhodnoťte dosažené výsledky a komentujte možnosti zvýšení výkonu zvoleného konceptu.

Seznam doporučené literatury:

[1] Mohan Ned: Power electronics - Converters, applications, and design, John Wiley and Sons Ltd 2002, ISBN 0-471-42908-2
[2] STMicroelectronics: Application Note AN-1059, www.st.com 2003

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **03.02.2021** Termín odevzdání diplomové práce: **21.05.2021**

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2022**

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka	prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.	prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce	podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

. Datum převzetí zadání

Podpis studenta

© ČVUT v Praze, Design: ČVUT v Praze, VIC

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V …….. dne …….

……

podpis

Poděkování

Děkuji panu doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi za cenné rady a připomínky, které mi pomohly při vypracování této práce. Chtěl bych mu též poděkovat za poskytnutí prostředků pro měření a vyhodnocení výsledků práce. Chtěl bych poděkovat také své rodině a přátelům za podporu, kterou mi prokázali během přípravy práce a celého studia.

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem izolovaného měniče napájeného širokým rozsahem síťového napětí. Je rozdělena do 5 kapitol. První pojednává o možných způsobech řešení zadaného problému. Následuje teoreticky zaměřená kapitola, která blíže popisuje princip zvoleného řešení. Třetí kapitola se věnuje návrhu jednotlivých bloků. Následuje kapitola měření, která zkoumá funkčnost a dosažené parametry navrhovaného měniče. Poslední kapitola shrnuje dosažené výsledky práce.

Klíčová slova: spínaný zdroj, izolovaný blokující měnič, flyback, účiník, kompenzace účiníku, aktivní PFC, PFC předregulátor

Abstract

This thesis discusses a design of an isolated power supply for a wide range of mains input voltages. The thesis is structured into 5 parts. The first discusses possible solutions for a given task. The next one, theoretically focused, describes basic principles of the chosen solution. The third describes the design proces of individual components of the device, followed by a part describing measurements of the finished product. The last part summarises the achieved results.

Index Terms: Switched-mode power supply, Isolated power supply, Flyback converter, Power factor, Active PFC, PFC preregulator

Obsah

Úvod 15

1 Analýza možností řešení 16

1.1 Minimální hodnota vstupní kapacity 17

1.2 Snížení požadavků na vstupní kapacitu modifikací blokujícího měniče 21

1.3 Zvolený způsob řešení 23

1.4 Přepínání rozsahů vstupních napětí 24

1.5 Blokové schéma navrhovaného měniče 25

2 Teoretická část 26

2.1 Princip blokujícího měniče 26

2.2 Režimy činnosti blokujícího měniče 30

2.3 Účiník 31

2.4 Typy PFC obvodů 33

2.5 Obvod PFC pracující v režimu špičkového proudu 33

3 Návrh funkčních bloků měniče 36

3.1 Blokující měnič 36

3.2 PFC předregulátor 53

3.3 Vstupní díl 67

3.4 Praktická realizace 73

4 Měření 76

4.1 Úvod 76

4.2 Statické charakteristiky 76

4.3 Dynamické charakteristiky 84

5 Závěr 90

6 Zdroje 92

7 Přílohy 96

7.1 Výrobní dokumentace PFC předregulátoru 97

7.2 Výrobní dokumentace blokujícího měniče 102

7.3 Výrobní dokumentace Vstupního dílu 107

7.4 Simulace v programu LTspice 111

7.5 Výsledky měření 114

Seznam obrázků

Obr. 1: Síťový zdroj s lineárním regulátorem 16

Obr. 2: Zapojení usměrňovacího můstku a vyhlazovacího kondenzátoru na vstupu měniče 17

Obr. 3: Průběh vstupního napětí a proudu 18

Obr. 4: Průběh napětí na vstupním kondenzátoru 19

Obr. 5: Pokrytí rozsahu vstupních napětí 30-265 V 23

Obr. 6: Blokové schéma navrhovaného měniče 25

Obr. 7: Základní zapojení měniče – napájení ze sítě 26

Obr. 8: Spínač sepnutý 26

Obr. 9: Spínač rozepnutý 26

Obr. 10: Blokující měnič – průběhy vybraných veličin 27

Obr. 11: Průběhy magnetického indukčního toku v CCM, BCM a DCM 30

Obr. 12: Vstupní napětí, proud a odebíraný výkon – čistě odporová zátěž 32

Obr. 13: Vstupní napětí, proud a odebíraný výkon – odporová zátěž s předřazeným usměrňovacím můstkem a vyhlazovacím kondenzátorem 32

Obr. 14: Schéma zapojení PFC zvyšujícího měniče (režim špičkového proudu) 33

Obr. 15: Průběh proudu induktorem ve spojitém pracovní režimu 34

Obr. 16: Přehled konvertorů VIPerPlus [21] 37

Obr. 17: Vstupní LC filtr 39

Obr. 18: Zapojení tlumicího obvodu 48

Obr. 19: Průběh napětí na drainu tranzistoru při vypnutí [9] 49

Obr. 20: Zapojení obvodu zpětné vazby 51

Obr. 21: Vnitřní schéma zapojení obvodu TS3431 [18] 51

Obr. 22: Výpočet předregulátoru v MS Excel 53

Obr. 23: Zjednodušené schéma zapojení PFC předregulátoru 61

Obr. 24: Schéma zapojení EMI filtru v simulačním programu LTspice 68

Obr. 25: Schéma zapojení ochranného obvodu v simulačním programu LTspice 70

Obr. 26: Fotografie zrealizovaného prototypu 74
Obr. 27: Schéma zapojení měřicího obvodu 76
Obr. 28: Upravené schéma zapojení měřicího obvodu 77
Obr. 29: Zatěžovací charakteristika 77
Obr. 30: Zvlnění výstupního napětí při Vin = 88 VAC, Iout = 250 mA 79
Obr. 31: Průběh vstupního proudu pro Vin = 30 VAC, Iout = 250 mA 79
Obr. 32: Průběh vstupního proudu pro Vin = 250 VAC, Iout = 250 mA 80
Obr. 33: Závislost účiníku (PF) na vstupním napětí a zatěžovacím proudu 81
Obr. 34: Účinnost v závislosti na vstupním napětí a zatěžovacím proudu 82
Obr. 35: Odběr naprázdno v závislosti na vstupním napětí 83
Obr. 36: Schéma zapojení obvodu pro měření dynamických charakteristik 84
Obr. 37: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, Vin = 30 VAC, Iout = 25 mA 85
Obr. 38: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, Vin = 245 VAC, Iout = 250 mA 86
Obr. 39: Odezva na skokovou změnu zátěže Vin = 245 VAC, Iout, min = 0 mA, Iout, max = 250 mA 87
Obr. 40: Detail průběhu výstupního napětí v odezvě na připojení zátěže 88
Obr. 41: Detail průběhu výstupního napětí v odezvě na odpojení zátěže 88
Obr. 42: Interní blokové schéma obvodu L4984 [22] 96
Obr. 43: Předregulátor – schéma zapojení 97
Obr. 44: Předregulátor – model DPS, vrchní strana 99
Obr. 45: Předregulátor – model DPS, spodní strana 99
Obr. 46: Předregulátor – DPS, měď, vrchní strana 100
Obr. 47: Předregulátor – DPS, měď, spodní strana 100
Obr. 48: Předregulátor – hotový modul, vrchní strana 101
Obr. 49: Předregulátor – hotový modul, spodní strana 101
Obr. 50: Blokující měnič – schéma zapojení 102
Obr. 51: Blokující měnič – model DPS, vrchní strana 104
Obr. 52: Blokující měnič – model DPS, spodní strana 104
Obr. 53: Blokující měnič – DPS, měď, vrchní strana 105
Obr. 54: Blokující měnič – DPS, měď, spodní strana 105

Obr. 55: Blokující měnič – hotový modul, vrchní strana 106

Obr. 56: Blokující měnič – hotový modul, spodní strana 106

Obr. 57: Vstupní díl – schéma zapojení 107

Obr. 58: Vstupní díl – model DPS, vrchní strana 109

Obr. 59: Vstupní díl – DPS, měď, spodní strana 109

Obr. 60: Vstupní díl – hotový modul, přední pohled 110

Obr. 61: Vstupní díl – hotový modul, zadní pohled 110

Obr. 62: EMI filtr – schéma 111

Obr. 63: Přenos z uzlu V3 do uzlu V1 111

Obr. 64: Přepěťová ochrana – schéma zapojení 112

Obr. 65: Výstup simulace přepěťové ochrany pro Vin = 88 VAC (amplituda napětí je 124 V) 112

Obr. 66: Výstup simulace přepěťové ochrany pro Vin = 95 VAC (amplituda napětí je 135 V) 113

Obr. 67: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, Vin = 30 VAC, Iout = 25 mA 118

Obr. 68: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, Vin = 245 VAC, Iout = 25 mA 118

Obr. 69: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, Vin = 30 VAC, Iout = 250 mA 119

Obr. 70: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, Vin = 245 VAC, Iout = 250 mA 119

Obr. 71: Odezva na skokovou změnu zátěže, Vin = 30 VAC, Iout, min = 0 mA, Iout, max = 250 mA 120

Obr. 72: Odezva na skokovou změnu zátěže, Vin = 245 VAC, Iout, min = 0 mA, Iout, max = 250 mA 120

Obr. 73: Odezva na skokovou změnu zátěže (detail) – náběžná hrana řídicího signálu, ... 121

Obr. 74: Odezva na skokovou změnu zátěže (detail) – sestupná hrana řídicího signálu, ... 121

Obr. 75: Odezva na skokovou změnu zátěže, Vin = 30 VAC, Iout, min = 125 mA, Iout, max = 250 mA ... 122

Obr. 76: Odezva na skokovou změnu zátěže, Vin = 245 VAC, Iout, min = 125 mA, Iout, max = 250 mA . 122

Obr. 77: Přípravek pro měření dynamických charakteristik 123

Seznam tabulek

Tab. 1: Závislost požadované hodnoty vstupní kapacity na odebíraném výkonu a úrovni vstupního napětí 20

Tab. 2: Shrnutí zadaných veličin 36

Tab. 3: Stanovení doplňujících veličin 36

Tab. 4: Shrnutí vstupních parametrů 54

Tab. 5: Shrnutí dodatečných vstupních parametrů 55

Tab. 6: Předregulátor – soupis použitých součástek 98

Tab. 7: Blokující měnič – soupis použitých součástek 103

Tab. 8: Vstupní díl – soupis použitých součástek 108

Tab. 9: Měřicí přístroje a pomůcky 114

Tab. 10: Měření zatěžovací charakteristiky 114

Tab. 11: Měření odběru naprázdno 115

Tab. 12: Měření účinnosti 115

Tab. 13: Měření účinnosti – pokračování 116

Tab. 14: Měření účiníku 116

Tab. 15: Měření účiníku – pokračování 117

Úvod

Cílem této práce je návrh a realizace izolovaného měniče pro velmi široký rozsah vstupních napětí (50-265 VAC). Nad rámec zadání byla s vedoucím práce diskutována možnost dodatečného snížení minimální hranice vstupního napětí, úkolem bylo dosáhnout co možná nejnižší hodnoty. Navrhovaný měnič má být schopen dodávat proud 250 mA.

Zadání vzniklo na základě požadavku firmy ST Microelectronics, která je významným dodavatelem řídicích obvodů a dalších elektronických součástek. Úkolem bylo prozkoumat možnosti návrhu a realizace měniče pro ultra-široký rozsah vstupních napětí. Z tohoto důvodu jsem se při výběru řídicích obvodů soustředil výhradně na čipy nabízené touto firmou.

Práce je rozdělena do 5 kapitol.

První pojednává o možných způsobech řešení zadaného problému. V úvodu jsou krátce porovnány dvě hlavní skupiny regulátorů napětí, a sice lineární a spínané. V další části jsou uvedeny jednotlivé topologie spínaných regulátorů a vyřazovací metodou je zvolena topologie, která nejlépe vyhovuje požadavkům zadání. Součástí kapitoly je také rozbor požadavků na minimální hodnotu vstupní kapacity a možné úpravy obvodového zapojení, které vedou k jejich snížení. V závěru kapitoly je popsáno zvolené řešení, včetně blokového schématu.

Následuje teoreticky zaměřená kapitola, která blíže popisuje princip zvoleného řešení. V rámci této kapitoly jsou uvedena základní schémata hlavních funkčních bloků, a s jejich pomocí odvozeny vztahy potřebné k vypočítání významných obvodových veličin.

Třetí kapitola se věnuje návrhu jednotlivých funkčních bloků měniče. U každého bloku je provedeno shrnutí vstupních parametrů, na jejichž základě jsou spočítány hlavní provozní parametry obvodu. Následuje výpočet a výběr použitých prvků.

Čtvrtá kapitola, nazvaná Měření, zkoumá funkčnost a dosažené parametry zrealizovaného měniče. Měřené parametry jsou rozděleny na statické a dynamické. V rámci textu jsou uvedeny pouze vybrané výsledky měření, kompletní výsledky jsou uvedeny v přílohách práce.

Poslední kapitola shrnuje dosažené výsledky práce. Zároveň pojednává o možných krocích dalšího vývoje, který by vedl ke zvýšení výkonu a optimalizaci parametrů měniče.

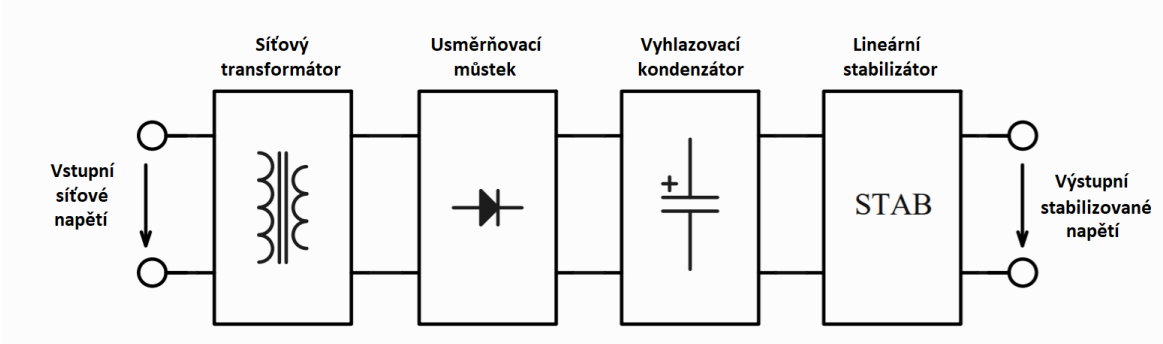
1 Analýza možností řešení

Hodnota síťového napětí je jednou z věcí, které se dosud nepodařilo sjednotit na jeden celosvětově používaný standard. V různých částech světa můžeme narazit na různé hodnoty. V Číně se používá síťové napětí 110 V, ve Spojených státech a Kanadě 120 V, a na území Evropy pak 230 V. Můžeme narazit i na další, odlišné hodnoty, jako například v Japonsku, kde se používá síťové napětí 100 V. Poměrně konzistentní jsou alespoň používané frekvence, a to 50 Hz, respektive 60 Hz.

Pokud vezmeme dvě krajní hodnoty nejčastěji používaných síťových napětí (110 a 230 V) a započítáme tolerance, vznikne pásmo 88-265 V, označované jako tzv. „Standardní rozsah“. Pro standardní rozsah je navrhována většina všech běžně dostupných zařízení napájených ze sítě. V zadání této práce je vstupní rozsah definován jako 50-265 V, a proto je nutné navrhnout speciální typ měniče, který je schopen takto široký rozsah vstupních napětí zpracovat.

Regulátory napětí se podle principu činnosti dělí na dvě základní skupiny – lineární a spínané. Základní rozdíly mezi oběma skupinami jsem popsal již ve své bakalářské práci [3]. Případného zájemce bych také rád odkázal na [1], [2].

Lineární regulátory je vhodné použít v případě, kdy se rozdíl vstupního a výstupního napětí pohybuje v řádu maximálně jednotek voltů. Z tohoto důvodu bývá před lineární regulátor zařazen síťový transformátor (viz následující obrázek).



Obr. 1: Síťový zdroj s lineárním regulátorem

Výstupní napětí transformátoru je dáno vstupním napětím a poměrem vinutí. Pokud bychom chtěli docílit co nejmenšího rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím lineárního regulátoru, museli bychom vzhledem k požadovanému rozsahu vstupních napětí tento rozsah rozdělit do více pásem, a ty zpracovat rozdílným způsobem (například transformátorem s děleným vinutím). Tím by však dramaticky rostla složitost zapojení. Kvůli principu lineárních regulátorů by však i přes tyto úpravy byla očekávaná účinnost nízká.

S ohledem na zadané vstupní a výstupní parametry je vhodnější použít regulátor spínaný. Spínané regulátory jsou obecně schopné pracovat s širokými rozsahy vstupních napětí a dosahují vyšší účinnosti než lineární regulátory [1], [2].

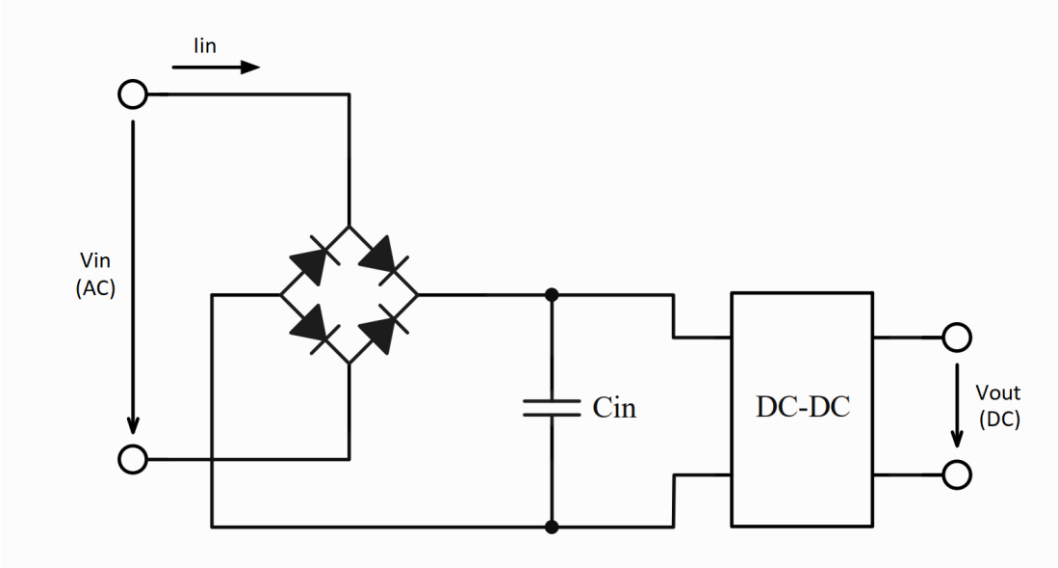
Spínané regulátory se dle obvodového zapojení dělí na několik základních topologií. Vzhledem k požadavku galvanického oddělení výstupu budeme však dále uvažovat pouze topologie s galvanickým oddělením (transformátorem).

Galvanicky oddělené měniče můžeme dále dělit podle způsobu využití transformátoru na jednočinné a dvojčinné. U jednočinných měničů dochází k magnetizaci jádra transformátoru pouze kladnou polaritou napětí (využíváme pouze část hysterezní smyčky umístěnou v prvním kvadrantu roviny B-H), u dvojčinných měničů dochází k magnetizaci pomocí obou polarit (využíváme 1. a 3. kvadrant). Dvojčinné měniče je vhodné používat spíše ve zdrojích dodávajících výkon v řádech stovek wattů [10], [11]. Z tohoto důvodu budeme dále uvažovat pouze jednočinné měniče.

Jednočinné měniče se dělí na dvě základní skupiny – tzv. blokující (flyback) a propustné (forward). Základním rozdílem mezi blokujícím a propustným měničem je způsob přenosu energie ze vstupu na výstup měniče. Blokující měnič uchovává v době sepnutí tranzistoru energii v transformátoru, následně ji pak přenáší na sekundární stranu v době, kdy je tranzistor rozepnutý. Propustný měnič přenáší energii na sekundární stranu v době, kdy je tranzistor sepnutý [12]. Z tohoto důvodu je zpravidla možné u propustného měniče použít fyzicky menší transformátor, neboť v něm nedochází k ukládání energie. Nevýhodou oproti blokujícímu měniči je však složitější obvodové zapojení. Z tohoto důvodu bývají propustné měniče obvykle dražší a fyzicky větší než blokující měniče, jsou ale schopné dodávat vyšší výstupní proud, potažmo výkon (> 150 W) [10], [11]. Výkon požadovaný zadáním práce je však malý, proto jsem se rozhodl v návrhu použít **blokující měnič**, neboť jeho návrh je jednodušší, navrhované zařízení může být menší a levnější.

1.1 Minimální hodnota vstupní kapacity

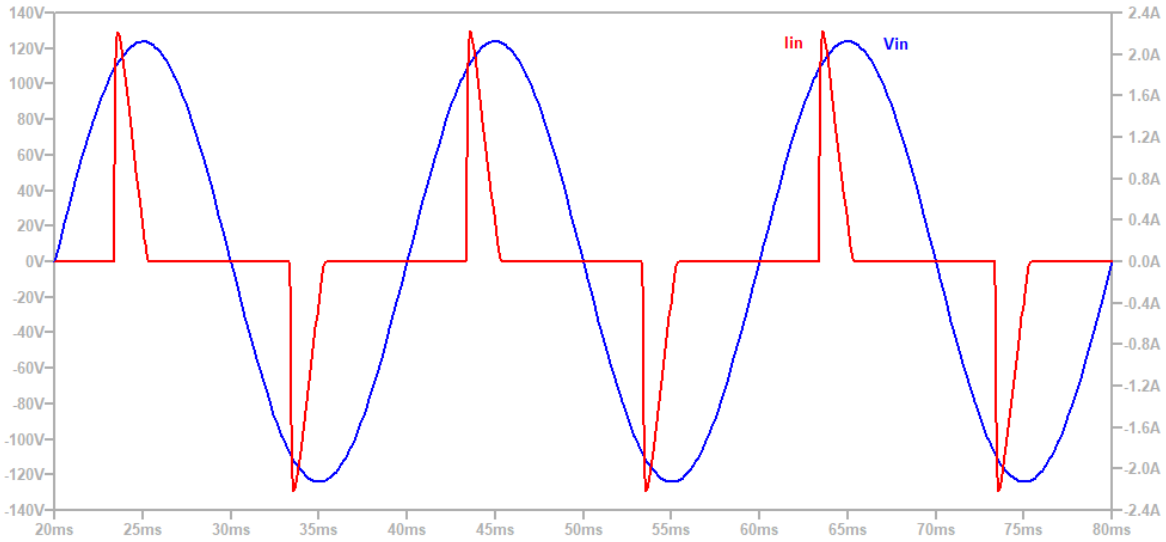
Jednočinný blokující měnič patří mezi tzv. DC-DC měniče. Ty na svém vstupu vyžadují stejnosměrné napětí s (pokud možno) co nejmenším zvlněním. Z tohoto důvodu je třeba vstupní síťové napětí usměrnit a vyhladit. K těmto účelům se používá usměrňovací můstek a vyhlazovací kondenzátor na vstupu měniče (viz následující obrázek).



Obr. 2: Zapojení usměrňovacího můstku a vyhlazovacího kondenzátoru na vstupu měniče

Velikost kapacity vstupního kondenzátoru musí být dostatečně veliká na to, aby na něm (v rámci jedné periody síťového napětí) nekleslo napětí vlivem odebíraného výkonu příliš nízko. Zároveň musí být kondenzátor dimenzován na maximální vstupní napětí (v našem případě alespoň 400 V).

Proud odebíraný ze sítě má typický průběh (viz Obr. 3), který je způsobený dobíjením vstupního kondenzátoru.



Obr. 3: Průběh vstupního napětí a proudu

Čím větší je hodnota vstupní kapacity, tím větší budou proudové špičky, protože pro dobití kondenzátoru je potřeba větší množství náboje. Tím pádem roste i efektivní hodnota odebíraného proudu. Čím menší je hodnota vstupní kapacity, tím vyšší bude zvlnění vstupního napětí, což má za následek pokles střední hodnoty vstupního napětí. Blokující měnič však pro svou činnost vyžaduje, aby se vstupní napětí vždy pohybovalo nad určitou minimální hodnotou (viz (32) v sekci 2.1).

Pro dané maximální napětí na kondenzátoru však s kapacitou roste i jeho cena a fyzický rozměr. Velikost vstupní kapacity tedy volíme jako kompromis mezi minimální hodnotou vstupního napětí, efektivní hodnotou odebíraného proudu, fyzickými rozměry a cenou.

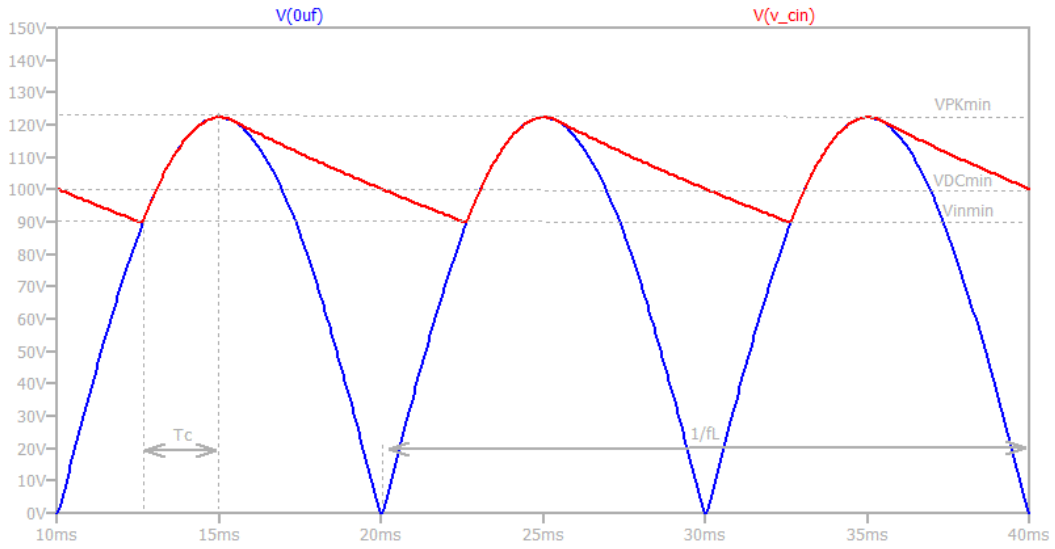
Přijatelná hodnota zvlnění vstupního napětí je zhruba 25-30 % amplitudy minimálního vstupního napětí [17]. Minimální vstupní napětí je dle zadání 50 VAC. Jeho amplitudu V_{PKmin} získáme z efektivní hodnoty přepočtem (úbytky na usměrňovacích diodách zanedbáme)

$$V_{\mathrm{PKmin}} = V_{\mathrm{ACmin}} \cdot \sqrt{2} = 50\ \mathrm{V} \cdot \sqrt{2} = 70{,}71\ \mathrm{V}. \tag{1}$$

Přijatelná hodnota zvlnění vstupního napětí při této hodnotě je

$$\Delta V_{\mathrm{in}} = 0{,}25 \cdot V_{\mathrm{PKmin}} = 17{,}67\ \mathrm{V}. \tag{2}$$

Napětí na vstupním kondenzátoru se mění v závislosti na okamžité hodnotě vstupního napětí. V části periody, kdy je vstupní napětí vyšší než napětí na kondenzátoru, se kondenzátor nabíjí, napětí na kondenzátoru opisuje průběh vstupního napětí. Délku intervalu nabíjení označíme Tc. V části periody, kdy je vstupní napětí nižší než napětí na kondenzátoru, se kondenzátor vybíjí vlivem proudu (resp. výkonu) odebíraného měničem. Napětí na kondenzátoru se během jedné periody pohybuje mezi svou maximální hodnotou V_{PKmin} a minimální hodnotou V_{inmin}.



Obr. 4: Průběh napětí na vstupním kondenzátoru [1]

Energie uložená v kondenzátoru je dána vztahem

$$W_{\mathrm{C}} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2, \tag{3}$$

Odebíraný výkon je dán množstvím energie odebírané za jednotku času. Je zřejmé, že při konstantním odebíraném výkonu nastane nejvyšší zvlnění vstupního napětí při minimálním vstupním napětí.

Pokud budeme uvažovat 80% účinnost a výstupní výkon 3 W, můžeme odhadnout vstupní výkon

$$P_{\mathrm{in}} = \frac{P_{\mathrm{out}}}{0{,}8} = \frac{3\ \mathrm{W}}{0{,}8} = 3{,}75\ \mathrm{W}. \tag{4}$$

Pro výpočet vstupní kapacity budeme potřebovat i frekvenci síťového napětí. Použijeme hodnotu 50 Hz, neboť při frekvenci 60 Hz je doba, během níž se kondenzátor vybíjí, kratší.

Pro výpočet potřebné hodnoty vstupní kapacity můžeme použít postup uvedený v [17]. Jedná se o iterativní výpočet. V prvním kroku spočítáme V_{inmin} (minimální hodnotu napětí, na kterou vstupní napětí klesne vlivem vybíjení vstupního kondenzátoru), následně dopočítáme příslušnou

[1] V(0uF) je tvar vstupního napětí měniče bez vyhlazovacího kondenzátoru, V(v_cin) je tvar vstupního napětí měniče s vyhlazovacím kondenzátorem. Tc je interval dobíjení vstupního kondenzátoru, 1/fL je perioda síťového napětí.

dobu dobíjení Tc. Vzhledem k tomu, že počáteční dobu dobíjení neznáme, použijeme pro první iteraci Tc = 0. Po několika iteracích konvergují V_{inmin} a Tc k výsledným hodnotám.

$$V_{\mathrm{inmin}} = \sqrt{V_{\mathrm{PKmin}}^2 - \frac{P_{\mathrm{in}}}{C_{\mathrm{in}}} \cdot \left(\frac{1}{f_{\mathrm{L}}} - 2 \cdot Tc\right)}, \tag{5}$$

$$Tc = \frac{\arccos\left(\frac{V_{\mathrm{inmin}}}{V_{\mathrm{PKmin}}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{\mathrm{L}}}. \tag{6}$$

Výslednou hodnotu vstupního napětí získáme jako aritmetický průměr V_{PKmin} a V_{inmin} [17],

$$V_{\mathrm{DCmin}} = \frac{(V_{\mathrm{PKmin}} + V_{\mathrm{inmin}})}{2}. \tag{7}$$

Iterativním výpočtem zjistíme, že pro vstupní napětí 50 VAC potřebujeme kapacitu alespoň 13,34 µF. Pro tyto účely by postačil běžně dostupný kondenzátor 22 µF/400 V. Pokud bychom však chtěli zvýšit výkon dodávaný měničem, museli bychom pro danou hodnotu napětí dle (3) úměrně zvýšit hodnotu vstupní kapacity.

Další, mnohem výraznější zvýšení kapacity je vyžadováno, pokud chceme měnič napájet nižším vstupním napětím. Zatímco energie uložená v kondenzátoru je na kapacitě závislá lineárně, závislost na napětí je kvadratická. Následující tabulka ilustruje závislost požadované vstupní kapacity na odebíraném výkonu a vstupním napětí (přípustné zvlnění vstupního napětí je spočítáno dle (2)).

Tab. 1: Závislost požadované hodnoty vstupní kapacity na odebíraném výkonu a úrovni vstupního napětí

V_{in} [VAC]	P_{out} [W]	ΔV_{in} [V]	C_{in} [µF]
50	3	17,67	13,34
50	6	17,68	26,67
50	12	17,67	53,35
50	24	17,67	106,70
40	3	14,14	20,83
40	6	14,14	41,66
40	12	14,14	83,32
40	24	14,14	166,64
30	3	10,59	37,10
30	6	10,60	74,10
30	12	10,60	148,20
30	24	10,60	296,50

Pohledem do nabídek populárních prodejců elektronických součástek (Farnell, Mouser, Digikey) zjistíme, že cena kondenzátorů 100 µF/400 V se běžně pohybuje v rozmezí 80-120 Kč/kus, jejich rozměry se pohybují v rozsahu 20-30 x 20-40 mm. Je zřejmé, že s rostoucími nároky na kapacitu roste cena a rozměr použitých kondenzátorů dramaticky.

1.2 Snížení požadavků na vstupní kapacitu modifikací blokujícího měniče

Jedna z možností, jak snížit požadavky na vstupní kapacitu, je použití obvodu, v angličtině označovaného jako High Power Factor flyback (dále jen HPF flyback). Jedná se o modifikaci běžného blokujícího měniče, přičemž rozdíl tohoto zapojení spočívá v odlišném způsobu spínání tranzistoru. Tato modifikace umožňuje snížit požadovanou minimální hodnotu vstupní kapacity až 200krát [9]. K řízení měničů typu HPF flyback se používají dedikované řídicí čipy.

Pohledem do katalogových listů [22], [13], [14], [15], však zjistíme, že nabízené čipy jsou primárně navrhované pro široký rozsah vstupních napětí (88-265 VAC), čímž vzniká omezení, které si můžeme demonstrovat na obvodu L4984, který je doporučen v zadání.

1.2.1 Pin MULT a ochrana proti podpětí

Obvod L4984 potřebuje ke své činnosti informaci o okamžité hodnotě vstupního napětí. Tuto informaci využívá ke generování spínacích impulzů a také v rámci ochrany proti podpětí na vstupu. Hodnota vstupního napětí je snímána pomocí rezistorového děliče, který je zapojen mezi větev usměrněného vstupního napětí a zem. Výstup z děliče je přiveden na pin MULT (vstup interního násobiče). Maximální velikost napětí na tomto pinu je omezena na hodnotu 3 V. Toto omezení vychází z rozsahu, při kterém je garantována linearita interního násobiče. Minimální amplituda napětí na pinu MULT (průběh napětí odpovídá tvarem usměrněnému sinu) nesmí být nižší než 0,8 V. Tato hodnota je dána hranicí ochrany proti vstupnímu podpětí. Použitelný rozsah pinu MULT je tedy 0,8-3 V, a podle toho musí být navržen i vstupní dělič.

Zkusme nyní spočítat hodnoty rezistorů ve vstupním děliči.

Uvažujme, že se dělič skládá ze dvou rezistorů – horního $\mathrm{R_{MULTH}}$ a spodního $\mathrm{R_{MULTL}}$. Protože maximální velikost napětí na pinu MULT odpovídá maximální hodnotě vstupního napětí, můžeme snadno spočítat dělící poměr:

$$k_\mathrm{p} = \frac{V_\mathrm{MULTmax}}{\sqrt{2} \cdot V_\mathrm{inmax}} = \frac{3\ \mathrm{V}}{\sqrt{2} \cdot 265\ \mathrm{V}} = 0{,}008. \tag{8}$$

Maximální velikost proudu tekoucího děličem zvolíme 60 $\mu\mathrm{A}$[2]. Odsud:

$$R_\mathrm{MULTL} = \frac{3\ \mathrm{V}}{60\ \mu\mathrm{A}} = 50\ \mathrm{k\Omega}. \tag{9}$$

Zvolíme hodnotu ze standardní řady, $R_\mathrm{MULTL} = 51\ \mathrm{k\Omega}$. Hodnotu druhého rezistoru dopočítáme dle vztahu

$$R_\mathrm{MULTH} = \frac{1 - k_\mathrm{p}}{k_\mathrm{p}} \cdot R_\mathrm{MULTL} = \frac{1 - 0{,}008}{0{,}008} \cdot 51\ \mathrm{k\Omega} = 6{,}3\ \mathrm{M\Omega}. \tag{10}$$

[2] Přesná hodnota momentálně nehraje roli.

Nyní zkontrolujeme hodnoty napětí, které vypočtený dělič vytváří na pinu MULT pro horní a dolní hranici rozsahu 50-265 V.

Při vstupním napětí 265 VAC je hodnota napětí na pinu MULT dána vztahem:

$$V_{\mathrm{MULTmax}} = \sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmax}} \cdot \frac{R_{\mathrm{MULTL}}}{R_{\mathrm{MULTH}} + R_{\mathrm{MULTL}}} = \\ = \sqrt{2} \cdot 265\ \mathrm{V} \cdot \frac{51\ \mathrm{k\Omega}}{6{,}3\ \mathrm{M\Omega} + 51\ \mathrm{k\Omega}} = 3{,}01\ \mathrm{V}. \tag{11}$$

Při vstupním napětí 50 VAC je hodnota napětí na pinu MULT

$$V_{\mathrm{MULTmin}} = \sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmin}} \cdot \frac{R_{\mathrm{MULTL}}}{R_{\mathrm{MULTH}} + R_{\mathrm{MULTL}}} = \\ = \sqrt{2} \cdot 50\ \mathrm{V} \cdot \frac{51\ \mathrm{k\Omega}}{6{,}3\ \mathrm{M\Omega} + 51\ \mathrm{k\Omega}} = 0{,}57\ \mathrm{V}. \tag{12}$$

Hodnota V_{MULTmin} leží pod hranicí 0,8 V, což je nepřípustné. Při překročení hranice 0,8 V se aktivuje ochrana proti podpětí, obvod přestane generovat spínací impulsy a přejde do stavu STANDBY.

Nabízí se myšlenka, zda by bylo možné zvolit hodnoty rezistorů v děliči jinak. Bohužel, ani tato úprava nevede k žádoucímu výsledku. Jelikož se jedná o dělič, pro jeho návrh není důležitá šířka pásma získaná prostým odečtem horní a dolní hranice, ale **poměr** mezi horní a dolní hranicí. Tato skutečnost je dobře patrná z následujícího výpočtu:

u Standardního rozsahu je šířka pásma vstupních napětí

$$B_1 = 265\ \mathrm{V} - 88\ \mathrm{V} = 177\ \mathrm{V}, \tag{13}$$

a poměr mezi horní a spodní hranicí

$$R_1 = \frac{265\ \mathrm{V}}{88\ \mathrm{V}} = 3{,}01. \tag{14}$$

U rozsahu v zadání práce je šířka pásma

$$B_2 = 265\ \mathrm{V} - 50\ \mathrm{V} = 215\ \mathrm{V}, \tag{15}$$

a poměr mezi horní a dolní hranicí

$$R_2 = \frac{265\ \mathrm{V}}{50\ \mathrm{V}} = 5{,}3. \tag{16}$$

Z vypočtených hodnot je vidět, že šířka pásma B_2 je oproti B_1 vyšší o 22 %, zatímco poměr mezi R_2 a R_1 je téměř **dvojnásobný**.

Rozsah napětí na pinu MULT je určen v absolutních hodnotách 0,8-3 V. Poměr mezi horní a dolní hranicí je 3,75. To je také maximální možný poměr mezi horní a dolní hranicí vstupního napětí. Rozsah 50-265 V tuto podmínku nesplňuje.

Jinými slovy, rozsah napětí 50-265 V je pro doporučený čip L4984 příliš široký, a stejný závěr platí i pro jeho přímé ekvivalenty. Z tohoto důvodu jsem se rozhodl vstupní napětí 50-265 V rozdělit na dva dílčí rozsahy, a každý z nich řešit samostatně.

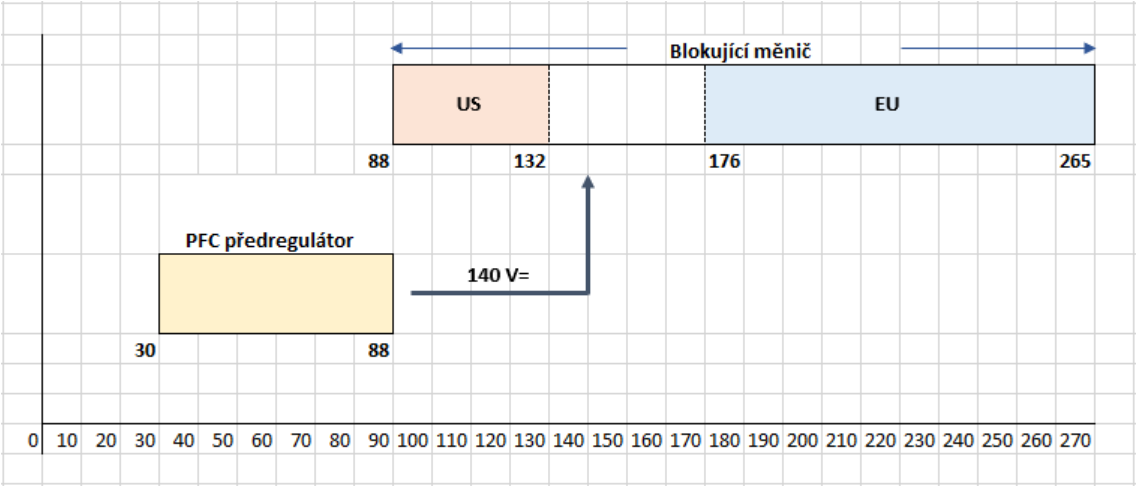
1.3 Zvolený způsob řešení

Pro vstupní napětí v rozsahu 88-265 VAC jsem použil klasický blokující měnič. Vstupní napětí je zde dostatečně vysoké, takže i pro vyšší odebíraný výkon postačí relativně malá hodnota vstupní kapacity (pro vstupní napětí 88 VAC a výkon 24 W je požadovaná minimální hodnota vstupní kapacity 34 µF).

Pro zpracování nižších vstupních napětí jsem se rozhodl před blokující měnič zařadit PFC předregulátor, nikoliv však v topologii HPF flyback (viz sekci 1.2), ale v topologii zvyšujícího měniče, neboť je konstrukčně jednodušší. Účelem předregulátoru je zvýšit vstupní napětí na hodnotu, která spadá do pracovního rozsahu blokujícího měniče.

Toto řešení s sebou přináší i další významnou výhodu, a sice, že umožňuje snížit minimální hodnotu vstupního napětí až na 30 V.

Rozsah vstupních napětí 30-265 V bude pokryt takto:



Obr. 5: Pokrytí rozsahu vstupních napětí 30-265 V

1.4 Přepínání rozsahů vstupních napětí

Přepínání rozsahů lze realizovat různými způsoby, je však třeba rozhodnout, zda bude probíhat automaticky, či manuálně. Obě možnosti mají jistě své výhody i nevýhody. Automatické přepínání je pro uživatele samozřejmě pohodlnější, oproti tomu manuální přepínání je konstrukčně jednodušší.

Nejjednodušší způsob detekce úrovně vstupního napětí lze realizovat pomocí Zenerovy diody. Voltampérová charakteristika diody však nikdy není pravoúhlá. Je tedy vysoce pravděpodobné, že z důvodu výrobních tolerancí použitých prvků by obvod vykazoval v okolí hranice rozsahů nepředvídatelné chování. To jsem vyhodnotil jako nepřípustné, a proto jsem od této možnosti řešení upustil.

Přesnost vyhodnocování by bylo možné zvýšit použitím komparátoru s hysterezí, realizovaného pomocí operačního zesilovače. Operační zesilovač ke své činnosti vyžaduje napájení stejnosměrným napětím. Hodnota požadovaného napájecího napětí se zpravidla pohybuje kolem 10 V. Vzhledem k tomu, že komparační obvod musí být z podstaty svého účelu schopen provozu ještě před náběhem měniče, je ho třeba napájet přímo ze sítě (nelze k jeho napájení použít výstupní napětí měniče). Zde se ovšem dostávám opět na začátek řešeného problému – k napájení rozhodovací logiky potřebuji navrhnout obvod, který by byl schopen zpracovat již zmíněný rozsah vstupních napětí. I v tomto případě jsem zamítl použití síťového transformátoru a lineárního regulátoru z důvodu nižší očekávané účinnosti a větších rozměrů zařízení.

Druhým řešením je použití ručního přepínání pomocí mechanického přepínače. Toto řešení bude pro uživatele sice méně pohodlné, je zde však spolehlivě zaručeno oddělení vstupních pásem. Nevýhodou této varianty je nutnost implementace ochrany měniče před nesprávnou manipulací – situace, kdy by byl zdroj připojen k napětí v horním rozsahu, ale přepínač byl nastaven na dolní rozsah.

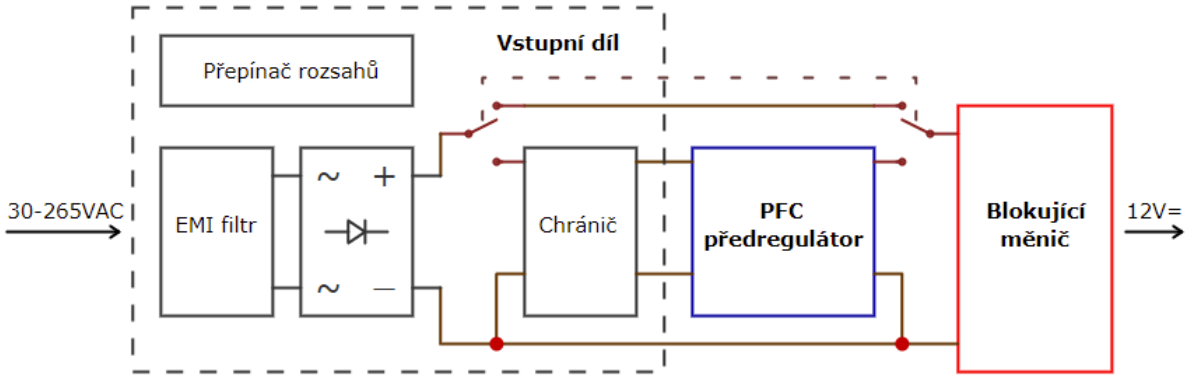
Po zhodnocení výhod a nevýhod uvedených možností jsem se rozhodl pro ruční přepínání, protože přináší nejvyšší spolehlivost v oddělení vstupních pásem.

1.5 Blokové schéma navrhovaného měniče

Na Obr. 6 je uvedeno blokové schéma navrhovaného měniče. Řešení je rozděleno na 3 hlavní funkční bloky:

- Vstupní díl
- PFC předregulátor
- Blokující měnič

Vstupní díl obsahuje EMI filtr, usměrňovací můstek, přepínač rozsahů a ochranný obvod PFC předregulátoru, který chrání předregulátor před příliš vysokou hodnotou vstupního napětí. PFC předregulátor slouží k optimalizaci vstupního proudu pro spodní rozsah vstupních napětí. Blokující měnič zajišťuje galvanické oddělení a regulaci výstupního napětí.



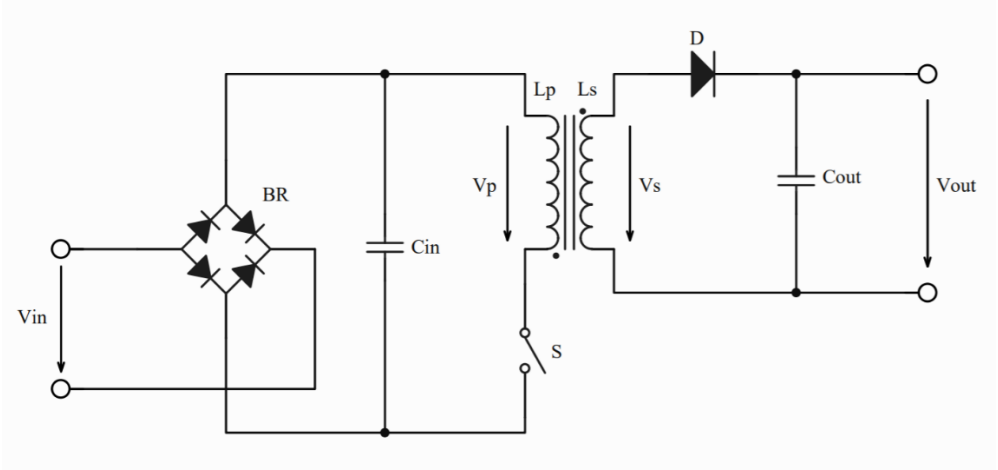
Obr. 6: Blokové schéma navrhovaného měniče

2 Teoretická část

Následující kapitola se věnuje teoretickému popisu hlavních funkčních bloků zvoleného řešení.

2.1 Princip blokujícího měniče

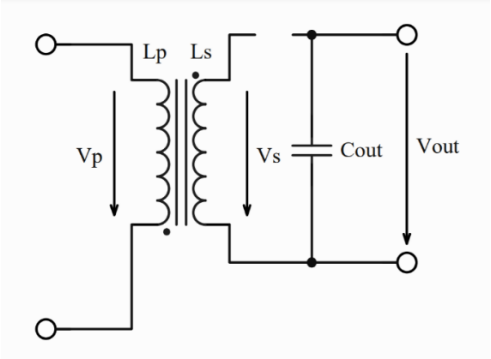
Topologie měniče je odvozena z topologie snižujícího/zvyšujícího měniče [1], [2], kterou jsem popsal již ve své bakalářské práci [3], proto se jí zde nebudu dále věnovat. Na rozdíl od této topologie je však výstup blokujícího měniče galvanicky oddělen od vstupu. Na Obr. 7 je znázorněno zjednodušené schéma zapojení blokujícího měniče.



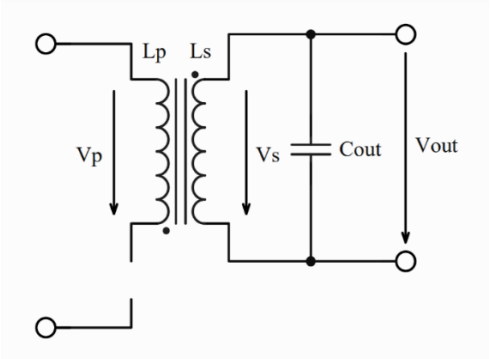
Obr. 7: Základní zapojení měniče – napájení ze sítě

Princip měniče můžeme popsat pomocí dvou fází činnosti. V první fázi je spínač S sepnutý (Obr. 8), ve druhé je rozepnutý (Obr. 9). Délku první fáze označíme t_{on}, délku druhé fáze označíme t_{off}. Součtem těchto hodnot získáme délku spínací periody T_{s},

$$T_{\mathrm{s}} = t_{\mathrm{on}} + t_{\mathrm{off}}. \tag{17}$$

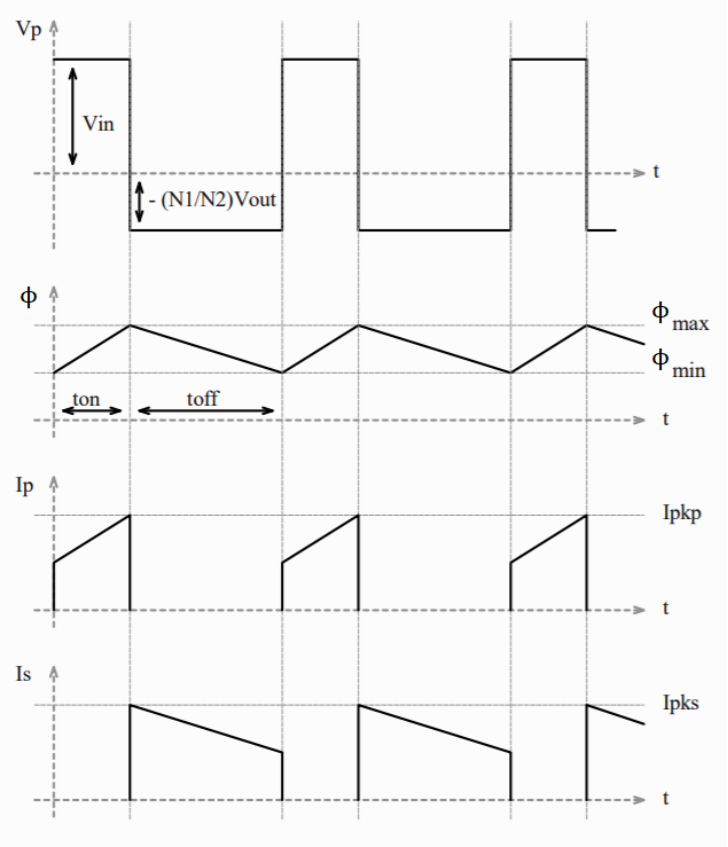


Obr. 8: Spínač sepnutý



Obr. 9: Spínač rozepnutý

Na Obr. 10 jsou znázorněny průběhy vybraných obvodových veličin. Jedná se o napětí na primárním vinutí V_{p}, magnetický indukční tok v jádře transformátoru ϕ, proud tekoucí primárním (I_{p}) a sekundárním (I_{s}) vinutím.



Obr. 10: Blokující měnič – průběhy vybraných veličin

Napětí se netransformuje pouze z primární strany na stranu sekundární, ale i obráceně. To se během t_{off} projeví tzv. reflektovaným napětím

$$V_{\mathrm{R}} = \frac{N_1}{N_2} \cdot V_{\mathrm{out}}, \tag{18}$$

kde N_1 je počet závitů primárního (N_2 sekundárního) vinutí, které odpovídá výstupnímu napětí transformovanému na primární stranu. Toto napětí se vlivem své polarity přičte ke vstupnímu napětí, a společně tvoří napětí namáhající spínací tranzistor. Na tuto skutečnost je třeba pamatovat při výběru konkrétního tranzistoru.

2.1.1 První fáze – spínač sepnutý

Primární a sekundární vinutí transformátoru jsou navinuta proti sobě, napětí na primárním a sekundárním vinutí mají opačnou polaritu. Pokud je spínač sepnutý, napětí na sekundárním vinutí je záporné a dioda D je polarizovaná závěrně – sekundárním vinutím nemůže téct proud. Transformátor v blokujícím měniči tedy nefunguje jako klasický transformátor, nýbrž jako vázané induktory.

V první fázi je spínač sepnutý, na primární vinutí je přivedeno vstupní napětí. Vlivem vstupního napětí začne proud tekoucí primárním vinutím lineárně růst (uvažujeme konstantní vstupní napětí), magnetický tok v jádře také roste lineárně. Sekundárním vinutím však nemůže protékat proud, což má za následek magnetizaci jádra, a tedy ukládání energie v jádře transformátoru.

Magnetický tok roste lineárně ze své počáteční hodnoty $\phi(0)$, jeho okamžitá hodnota je [2]

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_{\text{in}}}{N_1} \cdot t, \quad 0 < t < t_{\text{on}}. \tag{19}$$

V čase $t = t_{\text{on}}$ dosáhne magnetický tok své nejvyšší hodnoty ϕ_{max},

$$\phi_{\text{max}} = \phi(t_{\text{on}}) = \phi(0) + \frac{V_{\text{in}}}{N_1} t_{\text{on}}. \tag{20}$$

V čase t_{on} je spínač rozepnut, měnič přechází do druhé fáze činnosti.

2.1.2 Druhá fáze – spínač rozepnutý

Primárním vinutím nemůže protékat proud. Magnetický tok v jádře se však nemůže měnit skokově, v důsledku čehož se na vinutí začne indukovat napětí opačné polarity. Zároveň se proud tekoucí primárním vinutím transformuje v poměru počtu závitů na sekundární stranu (přenos energie z primární na sekundární stranu). Z Obr. 7 je patrné, že pro napětí na sekundárním vinutí platí $V_{\text{s}} = -V_{\text{out}}$. Konstantní záporné napětí na vinutí způsobí, že magnetický tok začne lineárně klesat:

$$\phi(t) = \phi_{\text{max}} - \frac{V_{\text{out}}}{N_2}(t - t_{\text{on}}), \qquad t_{\text{on}} < t < T_{\text{s}}. \tag{21}$$

Na konci druhé fáze dosáhne magnetický tok své nejnižší hodnoty ϕ_{min}, pro kterou platí

$$\phi_{\text{min}} = \phi(T_{\text{s}}) = \phi_{\text{max}} - \frac{V_{\text{out}}}{N_2}(T_{\text{s}} - t_{\text{on}}). \tag{22}$$

Dosazením za ϕ_{max} z (20) získáme

$$\phi(T_{\text{s}}) = \phi(0) + \frac{V_{\text{in}}}{N_1} t_{\text{on}} - \frac{V_{\text{out}}}{N_2}(T_{\text{s}} - t_{\text{on}}). \tag{23}$$

V ustáleném stavu musí platit, že celková změna magnetického toku musí být během jedné spínací periody nulová [2],

$$\phi(0) = \phi(T_{\text{s}}). \tag{24}$$

Dosazením (24) do (23) a následnou úpravou získáme

$$\frac{V_{\mathrm{in}}}{N_1} t_{\mathrm{on}} - \frac{V_{\mathrm{out}}}{N_2} (T_{\mathrm{s}} - t_{\mathrm{on}}) = 0. \tag{25}$$

Z tohoto vztahu můžeme odvodit tvar přenosové funkce měniče:

$$\frac{V_{\mathrm{out}}}{V_{\mathrm{in}}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{\mathrm{on}}}{T_{\mathrm{s}} - t_{\mathrm{on}}}, \tag{26}$$

resp.

$$\frac{V_{\mathrm{out}}}{V_{\mathrm{in}}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{\mathrm{on}}}{t_{\mathrm{off}}}. \tag{27}$$

Přenosová funkce měniče se obvykle vyjadřuje pomocí střídy *D* (z anglického „Duty cycle“),

$$D = \frac{t_{\mathrm{on}}}{T_{\mathrm{s}}}. \tag{28}$$

Pokud vyjádříme přenosovou funkci pomocí střídy, získáme

$$\frac{V_{\mathrm{out}}}{V_{\mathrm{in}}} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1 - D}. \tag{29}$$

Výkon odebíraný ze sítě během jedné spínací periody je roven podílu odebírané energie a délky periody,

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{\mathrm{p}} \cdot I_{\mathrm{pkp}}^2}{T_{\mathrm{s}}}, \tag{30}$$

kde L_{p} je indukčnost primárního vinutí, I_{pkp} je maximální hodnota primárního proudu. Proud tekoucí primárním vinutím roste lineárně. Jeho špičková hodnota je tedy rovna

$$I_{\mathrm{pkp}} = \frac{V_{\mathrm{p}} \cdot t_{\mathrm{on}}}{L_{\mathrm{p}}}, \tag{31}$$

dosazením (31) do (30) získáme vztah

$$P = \frac{\left(V_{\mathrm{p}} \cdot t_{\mathrm{on}}\right)^2}{2 \cdot T_{\mathrm{s}} \cdot L_{\mathrm{p}}}, \tag{32}$$

ze kterého je patrné, že řídicí obvod reguluje dodávaný výkon, a podle (26) i výstupní napětí tím, že udržuje součin $V_{\mathrm{p}} \cdot t_{\mathrm{on}}$ konstantní.

2.2 Režimy činnosti blokujícího měniče

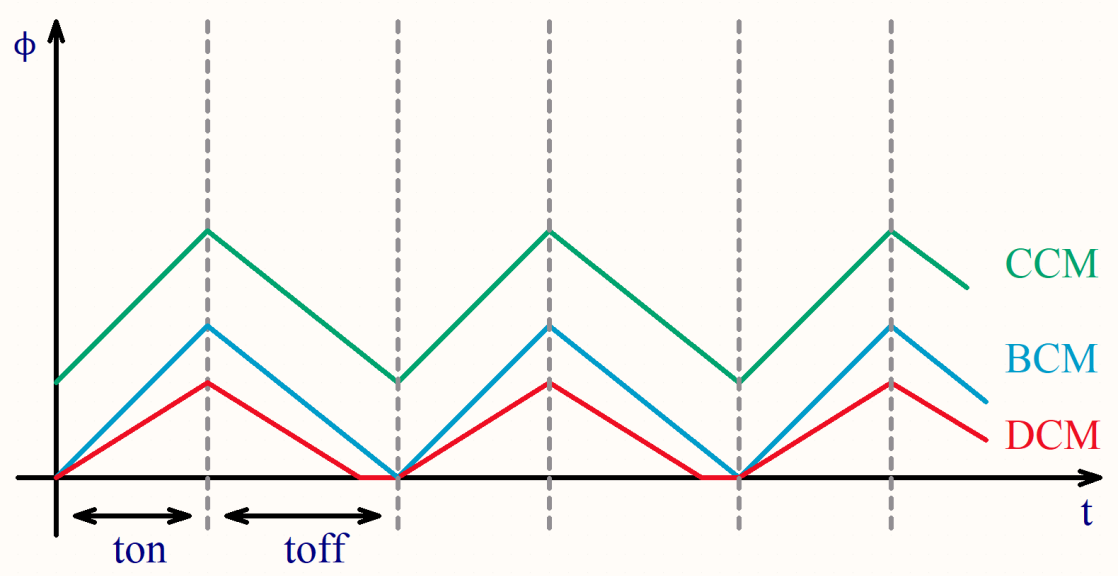
Spínané regulátory mohou obecně pracovat z hlediska průběhu magnetického toku v použité indukčnosti ve 3 režimech – ve spojitém, nespojitém a hraničním (kritickém) režimu.

Ve spojitém režimu (CCM – z anglického Continuous Conduction Mode) se pohybuje hodnota magnetického toku v jádře transformátoru mezi svou maximální hodnotou $\phi_{\max}$ a svou minimální hodnotou $\phi_{\min}$, která je nenulová. V nespojitém pracovním režimu (DCM – Discontinuous Conduction Mode) je však minimální hodnota rovná nule, během spínací periody dochází k úplné demagnetizaci jádra transformátoru. Hraniční režim (BCM – Boundary Conduction Mode) je charakteristický tím, že ve chvíli, kdy magnetický tok dosáhne nuly, je spínací tranzistor sepnut a nastává nová spínací perioda.

Doba, po kterou je jádro zcela demagnetizované, se nazývá dead-time t_{d} („mrtvý čas“). V nespojitém pracovním režimu se tvar (17) změní na

$$T_{\mathrm{s}} = t_{\mathrm{on}} + t_{\mathrm{off}} + t_{\mathrm{d}}. \tag{33}$$

Časový průběh magnetické indukčního toku v jádře je ilustrován na následujícím obrázku.



Obr. 11: Průběhy magnetického indukčního toku v CCM, BCM a DCM

Během t_{d} neteče sekundárním vinutím proud. Tím jsou zcela eliminovány zotavovací ztráty na sekundární diodě. Při sepnutí tranzistoru je počáteční hodnota proudu tekoucího tranzistorem nulová, spínací ztráty na tranzistoru jsou také nižší. Hlavní výhodou nespojitého režimu je menší požadovaná hodnota primární (potažmo i sekundární) indukčnosti. Menší hodnota indukčnosti nám umožní použití menšího transformátoru, čímž snížíme rozměr a cenu zařízení. Použitím nespojitého režimu se navíc vyhneme nutnosti kompenzace nuly přenosové funkce v pravé polorovině, která se vyskytuje u blokujícího měniče provozovaného ve spojitém režimu. Pro výstupní výkon v řádech jednotek až desítek wattů je tedy vhodné měnič provozovat v nespojitém režimu [1], [2], [7].

2.3 Účiník

Slovem účiník se v češtině označuje poměr činného a zdánlivého výkonu. Užívá se však pouze pro harmonické průběhy napětí a proudů. Pokud bychom chtěli vyjádřit podíl činného a zdánlivého výkonu pro obecné průběhy, musíme použít označení jiné. V angličtině je proto zavedena veličina Power factor (PF). Power factor je definován jako podíl činného a zdánlivého výkonu, a to pro libovolné průběhy napětí a proudů:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P_{\text{in, avg}}}{I_{\text{in, rms}} \cdot V_{\text{in, rms}}}. \tag{34}$$

Pokud jsou napětí i proud ve fázi a obě veličiny mají harmonický průběh, pak je *PF* = 1. To se stane tehdy, připojíme-li ke zdroji rezistivní zátěž. Tato zátěž nemění fázi mezi napětím a proudem, velikost proudu je dána podílem napětí a odporu zátěže dle Ohmova zákona. Pokud ale připojíme zátěž reaktanční, začne se fáze mezi napětím a proudem měnit – tím se sníží PF. Jinými slovy, začneme ze sítě odebírat jalový výkon. Tento výkon sice nezpůsobuje výkonové ztráty na rezistivní zátěži, ale jalové proudy zatěžují rozvodnou soustavu, způsobují výkonové ztráty na vodičích, a generují rušení, které se rozvodnou soustavou šíří. Je tedy žádoucí, aby se hodnota PF blížila co nejvíce (ideálně se rovnala) jedné. V takovém případě je odebíraný výkon čistě činný, a rozvodná soustava je nejméně namáhána.

Další možností, jak se PF může snížit, je neharmonickým průběhem napětí a/nebo proudu. Podle toho dělíme zkreslení na dvě složky – fázové zkreslení k_{ϕ} (v angličtině „displacement factor“) a tvarové zkreslení k_{d} („distortion factor“). Displacement factor se v češtině označuje účiník. Nejedná se však o power factor jako takový, pouze o jeho složku [5].

V rámci práce si však dovolím užívat slovo „účiník“, neboť se jedná o zažitý výraz. Chtěl bych však upozornit, že výrazem „účiník“ označuji veličinu definovanou dle vztahu (34) – uvažuji tedy zkreslení fázové i tvarové. Tuto veličinu bude však i nadále značit *PF*.

Pokud budeme uvažovat harmonický průběh vstupní napětí, můžeme z (34) snadno odvodit [6]

$$PF = \frac{V_{1, \text{rms}} \cdot I_{1, \text{rms}}}{V_{1, \text{rms}} \cdot I_{\text{rms}}} \cdot \cos\phi = \frac{I_{1, \text{rms}}}{I_{\text{rms}}} \cdot \cos\phi = k_{\text{d}} \cdot k_{\phi}, \tag{35}$$

kde $V_{1, \text{rms}}$ .....efektivní hodnota vstupního napětí (uvažujeme harmonický průběh),

$I_{1, \text{rms}}$ .....efektivní hodnota 1. harmonické složky vstupního proudu,

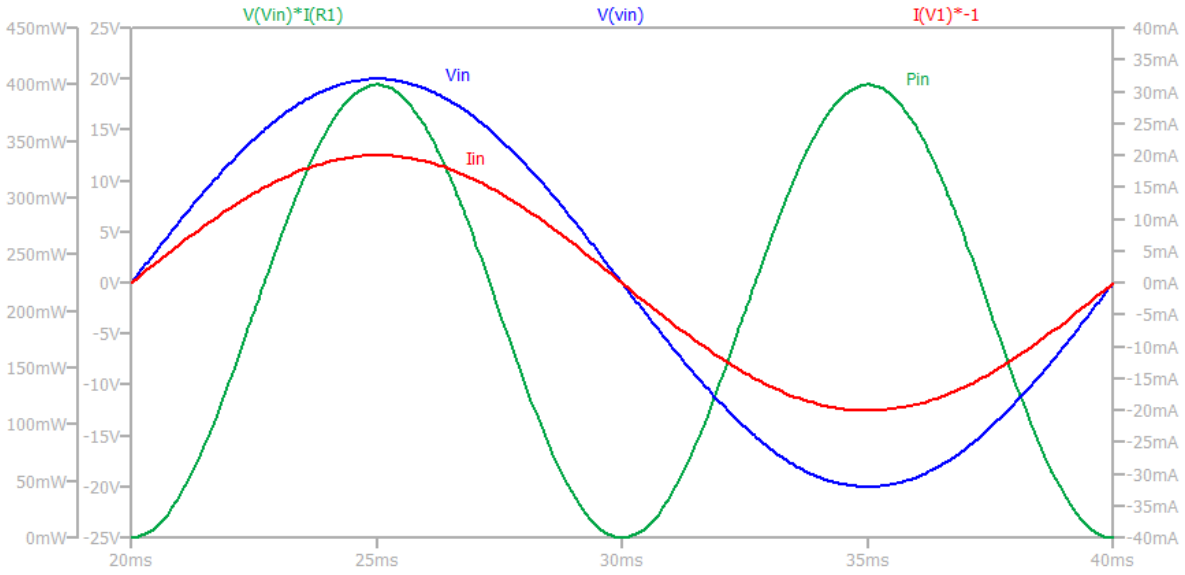
I_{rms}.....efektivní hodnota vstupního proudu.

Pro zvýšení hodnoty účiníku se používají obvody, které se v angličtině nazývají Power factor corrector (dále jen PFC). PFC je obecně obvod, který má za úkol upravit průběh vstupního proudu tak, aby byla výsledná hodnota účiníku co nejblíže jedné. Vzorovým příkladem aplikace, kde se PFC používá, je u napájecích zdrojů. Na vstupu zdroje je typicky umístěn vyhlazovací kondenzátor, který výrazně snižuje hodnotu účiníku deformací tvaru vstupního proudu.

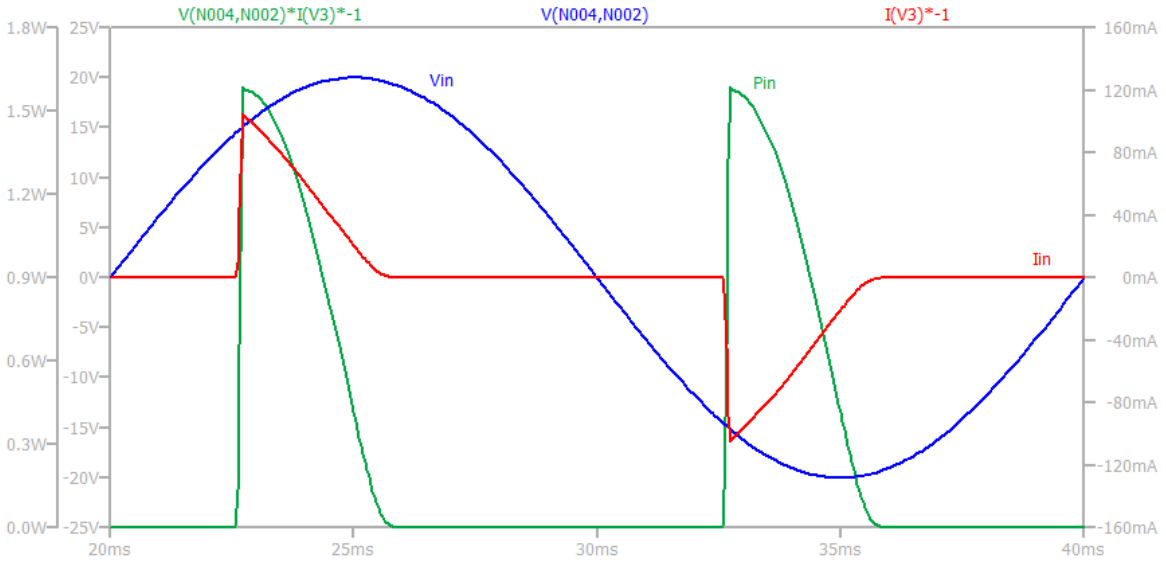
Hlavní složkou je zde zkreslení tvarové (viz Obr. 3), vlivem reaktance vyhlazovacího kondenzátoru je přítomno i zkreslení fázové.

V případě, že bychom k síti připojili čistě odporovou zátěž, měl by výkon odebíraný ze sítě tvar zobrazený na Obr. 12. Průběh výkonu by byl harmonický, jeho frekvence by byla dvojnásobkem síťové frekvence a jeho střední hodnota by se rovnala polovině amplitudy.

Na Obr. 13 je uveden průběh odebíraného výkonu u obvodu, kde je před odporovou zátěží připojen usměrňovací můstek s vyhlazovacím kondenzátorem. Je patrné, že frekvence odebíraného výkonu je sice také dvojnásobkem síťové frekvence, vykazuje však značné tvarové zkreslení. Můžeme si také všimnout, že amplituda je zde několikanásobně vyšší, čemuž také odpovídá vyšší střední hodnota odebíraného výkonu – ta je právě způsobena jalovou složkou.



Obr. 12: Vstupní napětí, proud a odebíraný výkon – čistě odporová zátěž



Obr. 13: Vstupní napětí, proud a odebíraný výkon – odporová zátěž s předřazeným usměrňovacím můstkem a vyhlazovacím kondenzátorem

Chceme-li docílit toho, aby se výkon (a proud), odebíraný obvodem, který v sobě implementuje usměrňovací a vyhlazovací část, co nejvíce přiblížil výkonu odebíraného odporovou zátěží, musíme do zapojení zařadit obvod, který bude ve vhodných chvílích uchovávat a uvolňovat potřebný výkon. Právě k tomuto účelu slouží obvod PFC.

2.4 Typy PFC obvodů

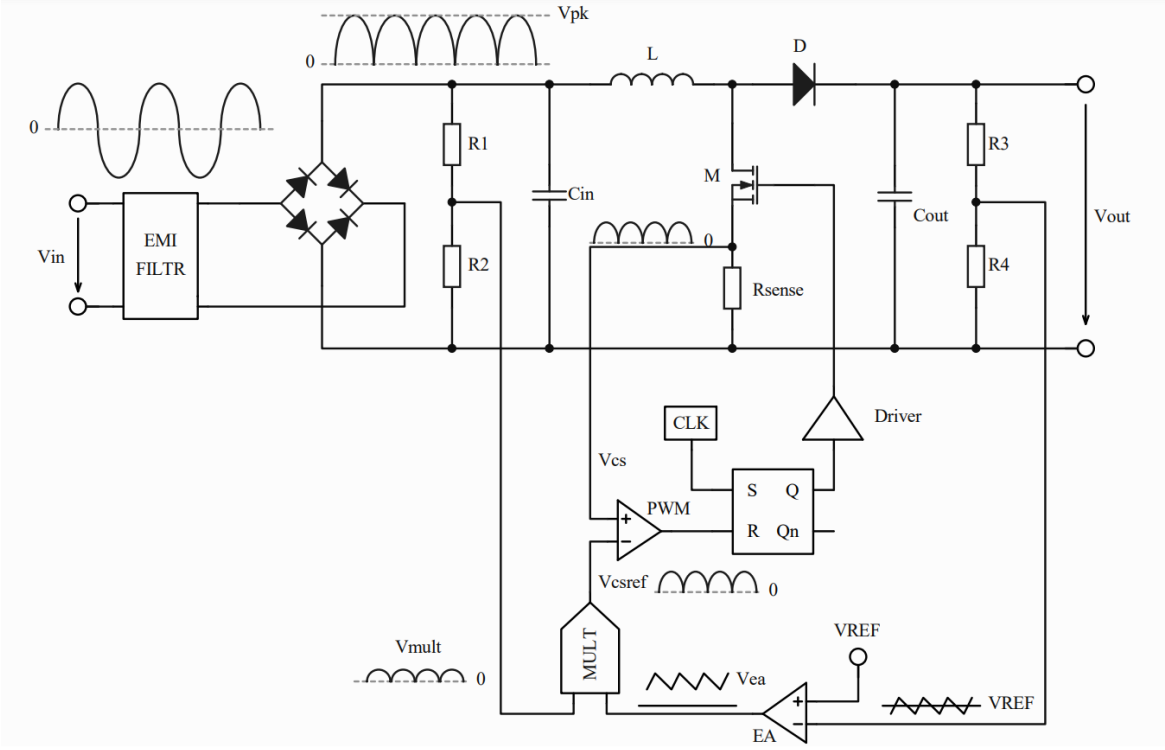
Obvody PFC můžeme dělit na pasivní a aktivní [5]. Podrobný popis jednotlivých typů je mimo rozsah této práce, proto se zaměřím pouze na jednu konkrétní implementaci, a sice PFC v topologii zvyšujícího měniče, pracujícího ve spojitém pracovním režimu.

Výhodou tohoto zapojení je skutečnost, že induktor v sobě uchovává pouze část zpracovávané energie, zbytek je dodáván na výstup přímo ze vstupu [6]. Spojitý pracovní režim navíc umožňuje minimalizovat efektivní hodnotu odebíraného proudu, čímž docílíme nižších vysokofrekvenčních (rušivých) složek proudu. Zvyšující měnič je schopen pracovat s širokým rozsahem vstupních napětí, což je dalším z důvodů, proč je toto zapojení k těmto účelům vhodné.

K řízení PFC zvyšujícího měniče, pracujícího ve spojitém režimu, je možno použít několik přístupů. Popis jednotlivých přístupů je opět mimo rozsah této práce, proto se zaměřím pouze na režim špičkového proudu (v angličtině označovaný Peak current mode).

2.5 Obvod PFC pracující v režimu špičkového proudu

Následující obrázek uvádí základní princip zapojení obvodu PFC v topologii zvyšujícího měniče.



Obr. 14: Schéma zapojení PFC zvyšujícího měniče (režim špičkového proudu)

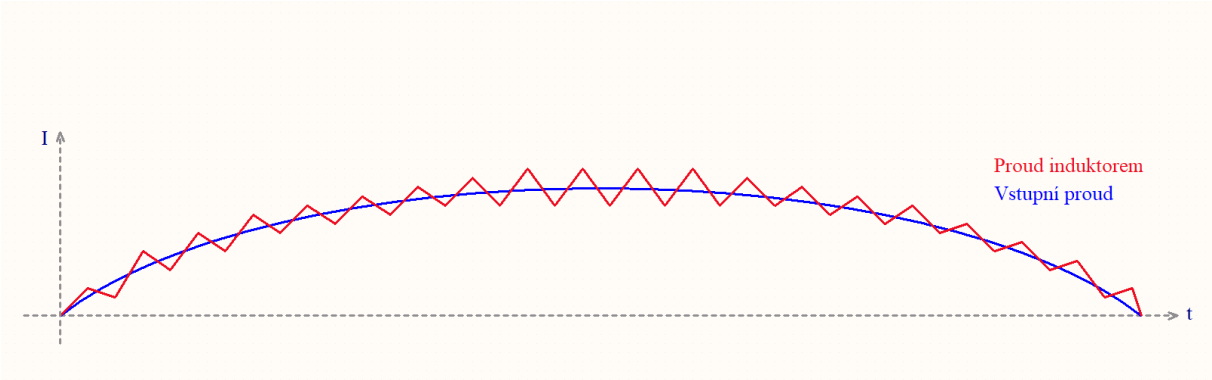
Jedná se o klasické zapojení zvyšujícího měniče, liší se však způsob řízení spínání. Případného zájemce bych chtěl odkázat na svou bakalářskou práci [3], kde jsem princip daného měniče již popsal.

Vstupní napětí je usměrněno a vyfiltrováno. Zde se však objevuje oproti klasickému zvyšujícímu měniči jeden zásadní rozdíl – vstupní kondenzátor Cin má malou hodnotu kapacity. Jeho účelem totiž není vyhlazení vstupního napětí, nýbrž filtrace vysokofrekvenčního rušení. Napětí má na vstupu PFC tvar usměrněného sinu. Toto napětí je snímáno rezistorovým děličem (R1 a R2), a přivedeno na vstup násobičky, kde slouží jako tvarová reference.

Výstupní napětí je snímáno rezistorovým děličem (R3 a R4), a přivedeno na invertující vstup chybového zesilovače (EA). Neinvertující vstup je připojen na zdroj referenčního napětí VREF. Výstupní napětí chybového zesilovače (V_{ea}) tedy udává odchylku okamžité hodnoty výstupního napětí od požadované hodnoty. Napětí V_{ea} je přivedeno na druhý vstup násobičky. Výstupem násobičky je napětí V_{csref}, které má tvar odpovídající tvaru vstupního napětí, a jeho amplituda je přímo úměrná napětí V_{ea}. Napětí V_{csref} je přivedeno na jeden ze vstupů pulzně šířkového modulátoru (PWM). Na druhý vstup je přivedeno napětí V_{cs}. V_{cs} je napětí na rezistoru R_{sense}, který snímá hodnotu proudu tekoucího induktorem L v době, kdy je tranzistor M sepnutý.

Pulzně šířkový modulátor porovnává napětí V_{cs} a V_{csref} a na základě jejich okamžitých hodnot budí nulovací vstup RS klopného obvodu. Nastavovací vstup klopného obvodu je buzen generátorem hodinového signálu. Výstup RS obvodu pomocí budicího obvodu (Driver) spíná tranzistor M.

V rámci jedné spínací periody roste proud tekoucí induktorem lineárně. Protože se ale průběžně mění hodnota reference, vůči které je hodnota V_{cs} porovnávána, tvar proudu se v měřítku periody síťového napětí blíží tvaru usměrněného sinu (viz Obr. 15).



Obr. 15: Průběh proudu induktorem ve spojitém pracovní režimu [3]

Po vyfiltrování EMI filtrem na vstupu obvodu má odebíraný proud (ze strany sítě) téměř čistě sinusový průběh.

[3] Reálný poměr spínací a síťové frekvence je mnohonásobně vyšší, na obrázku je však pro lepší čitelnost vyšší „jen“ 40krát.

3 Návrh funkčních bloků měniče

3.1 Blokující měnič

3.1.1 Vstupní a výstupní parametry

Prvním krokem je shrnutí zadaných hodnot a stanovení doplňujících veličin.

Tab. 2: Shrnutí zadaných veličin

Veličina	hodnota	jednotka	popis
V_{ACmin}	88	V	minimální hodnota vstupního napětí
V_{ACmax}	265	V	maximální hodnota vstupního napětí
f_{L}	50 / 60	Hz	frekvence vstupního napětí
V_{out}	12	V	výstupní napětí
I_{out}	0,25	A	maximální výstupní proud

Tab. 3: Stanovení doplňujících veličin

Veličina	hodnota	jednotka	popis
η	0,8	-	předpokládaná minimální účinnost
V_{rip}	0,24	V	zvlnění výstupního napětí – 2 % V_{out}
V_{spike}	140	V	překmit způsobený rozptyl. indukčností [4]
V_{cc}	15	V	napájecí napětí řídicího čipu
$I_{\mathrm{cc,\,max}}$	0,01	A	max. proud odebíraný z pomocného vinutí [4]
V_{F}	1	V	úbytek napětí na diodách

3.1.2 Výběr řídicího obvodu

Řídicí čipy pro blokující měniče nabízejí všichni hlavní výrobci elektronických prvků. Z nabídky lze vybírat na základě povolených napětí, zpracovávaných výkonů, spínací frekvence, ale také například podle dodatečných funkcí (ochrana proti přepětí/podpětí, řízení dalších částí obvodu). Jak již bylo zmíněno v úvodu práce, vybíral jsem čipy výhradně z nabídky ST Microelectronics. Při výběru jsem upřednostňoval hlavně jednoduchost obvodového zapojení. Měnič pracuje se standardním rozsahem vstupních napětí a minimálním výkonem, není tedy třeba využívat žádné speciální funkce.

Firma ST Microelectronics nabízí velké množství čipů pro řízení výkonových měničů. Já jsem se však s ohledem na malý požadovaný výkon soustředil na tzv. konvertory – integrované obvody, které plní funkci jak řídicího čipu, tak i spínače (výkonový tranzistor je integrovaný spolu s řídicí logikou v jednom pouzdře).

[4] Bude vysvětleno dále v textu

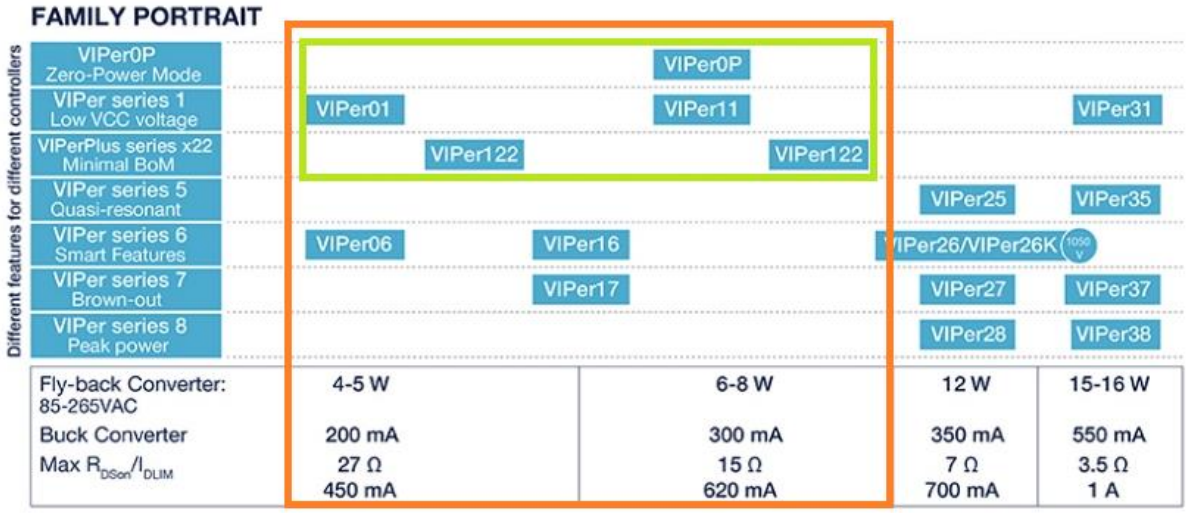
Díky použití čipu s integrovaným spínačem získáme kompaktnější a jednodušší zapojení. Zároveň získáme levnější řešení, neboť cena diskrétního tranzistoru je často srovnatelná s cenou řídicího čipu. Nevýhodou tohoto provedení je výkonové omezení měniče, způsobené horší schopností chlazení menšího pouzdra. Toto omezení se zpravidla pohybuje v řádech jednotek wattů, což však splňuje požadavky zadání.

Při výběru jsem se řídil následujícími parametry:

- jednoduchost zapojení – jak již bylo popsáno dříve, nepožadujeme žádné speciální funkce
- maximální povolené napětí drain-source spínacího tranzistoru
- hodnota odporu kanálu tranzistoru v sepnutém stavu – odpor kanálu způsobuje výkonové ztráty. Čím nižší je odpor kanálu, tím menší ztráty můžeme očekávat.
- spotřeba samotného čipu – měla by být co možná nejnižší
- dostupnost

Pro danou aplikaci se jako optimální jeví využití konvertorů z řady VIPerPlus. Jedná se o konvertory s integrovaným tranzistorem, jehož maximální povolené napětí drain-source je 800 V. Řada VIPerPlus klade důraz na jednoduchost zapojení (a tím zároveň i cenu) a minimální spotřebu řídicího čipu.

Konvertory VIPerPlus jsou dle zamýšleného použití a výkonu rozděleny do několika rodin. Výrobce na svých stránkách uvádí následující tabulku pro snazší orientaci v nabízených produktech:



Obr. 16: Přehled konvertorů VIPerPlus [21]

S ohledem na požadovaný výkon jsem vybíral z levé části tabulky (oranžově zvýrazněná). Dle výše uvedených požadavků jsem výběr omezil na první tři skupiny označené zeleně:

- VIPER0P (minimální spotřeba)
- VIPer series 1 (nízké napájecí napětí)
- VIPer series x22 (minimální počet použitých součástek)

V rámci těchto tří skupin jsem vyřadil konvertory v levé polovině oranžově zvýrazněné části, neboť tyto konvertory mají vyšší odpor kanálu v sepnutém stavu. Ze zbylých možností jsem zvolil čip VIPer115L [16], neboť jeho katalogový list jsem vyhodnotil jako nejpřehlednější a také pro mě nejsrozumitelnější. Zároveň byl tento čip dostupný ve firemních zásobách.

Zvolený řídicí čip má tyto parametry:

- integrovaný spínací tranzistor, nejvyšší povolené napětí drain-source 800 V
- spínací frekvence 60 kHz
- maximální povolený proud drainem omezen na 590 mA
- integrovaný startovací obvod
- funkce soft-start (pomalejší start snižuje namáhání použitých prvků během náběhu měniče)
- požadované napájecí napětí 4,5-30 V a proud zhruba 1,5 mA
- pulse skipping mode (vynechávání pulzů) – řídicí čip snižuje v případě nízkého odebíraného výkonu spínací frekvenci, čímž předchází saturaci transformátoru

3.1.3 Vstupní/výstupní výkon a amplituda vstupního napětí

Ze zadaných a dodatečně stanovených parametrů můžeme vypočítat následující pracovní veličiny obvodu: maximální vstupní a výstupní výkon $P_{\text{in, max}}$, resp. $P_{\text{out, max}}$ a amplitudu maximálního a minimálního vstupního napětí V_{PKmax} resp. V_{PKmin}.

$$P_{\text{out, max}} = V_{\text{out}} \cdot I_{\text{out, max}} + V_{\text{cc}} \cdot I_{\text{cc, max}} = \\ = 12\ \text{V} \cdot 0{,}25\ \text{A} + 15\ \text{V} \cdot 0{,}01\ \text{A} = 3{,}15\ \text{W}. \tag{36}$$

Při výpočtu výstupního výkonu je vhodné pro účely návrhu transformátoru zahrnout i výkon odebíraný z pomocného vinutí. Reálný odběr předpokládáme menší (řídicí obvod vyžaduje dle katalogového listu [16] k napájení 1,5 mA).

Z vypočítané maximální hodnoty výstupního výkonu můžeme s použitím očekávané účinnosti odhadnout maximální vstupní výkon jako

$$P_{\text{in, max}} = \frac{P_{\text{out, max}}}{\eta} = \frac{3\ \text{W}}{0{,}8} = 3{,}75\ \text{W}. \tag{37}$$

V předchozím výpočtu není do výstupního výkonu zahrnut výkon potřebný k napájení řídicího obvodu, neboť ten je právě jednou ze složek ovlivňujících účinnost.

Amplitudy maximálního a minimálního vstupního napětí spočítáme z efektivních hodnot jako

$$V_{\mathrm{PKmax}} = V_{\mathrm{ACmax}} \cdot \sqrt{2} = 265\ \mathrm{V} \cdot \sqrt{2} \doteq 375\ \mathrm{V}, \tag{38}$$

$$V_{\mathrm{PKminx}} = V_{\mathrm{ACmin}} \cdot \sqrt{2} = 88\ \mathrm{V} \cdot \sqrt{2} \doteq 124\ \mathrm{V}. \tag{39}$$

3.1.4 Vstupní kondenzátor

Základní rozvaha nad velikostí vstupní kapacity byla provedena v sekci Analýza možností řešení. Povolené zvlnění vstupního napětí je v tomto případě

$$\Delta V_{\mathrm{in}} = 0{,}25 \cdot V_{\mathrm{PKmin}} = 31\ \mathrm{V}. \tag{40}$$

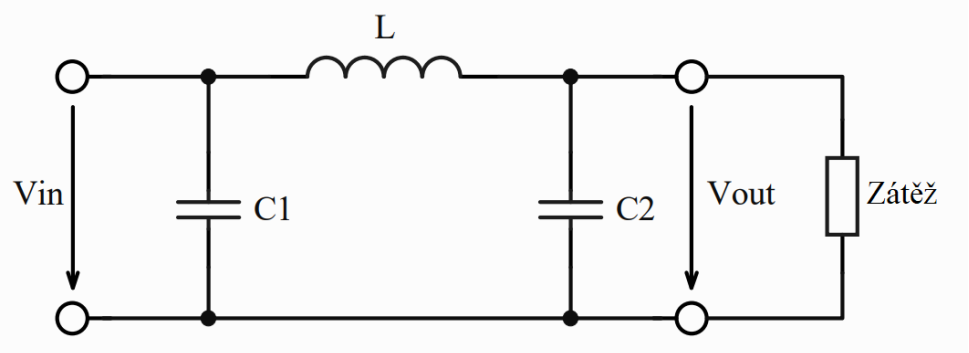
Pro výpočet hodnoty vstupní kapacity jsem použil postup uvedený v [17]. Daným postupem jsem určil, že vstupní kapacita by měla být větší než 4,3 µF. Z důvodu spolehlivosti jsem použil kombinaci dvou kondenzátorů 4,7 µF/400 V zapojených paralelně.

3.1.5 Vstupní filtr

Vstupní kondenzátory jsou součástí vstupního LC filtru. Vstupní filtr je typu dolní propust, má za úkol potlačit vysokofrekvenční rušení. Mezní frekvence použitého filtru můžeme spočítat jako

$$f_{\mathrm{c}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1\ \mathrm{mH} \cdot 4{,}7\ \mu\mathrm{F}}} = 2{,}32\ \mathrm{kHz}, \tag{41}$$

z čehož je zřejmé, že filtr zajistí potlačení vysokofrekvenčního rušení, ale zároveň nebude mít negativní vliv na tvar vstupního napětí (neboť to má frekvenci 100 Hz, tedy řádově nižší). Schéma filtru je uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 17: Vstupní LC filtr

3.1.6 Návrh transformátoru – výpočetní část

Nejkomplexnější částí návrhu blokujícího měniče je návrh transformátoru. Výkon dodávaný měničem je poměrně malý. Z tohoto důvodu je vhodné navrhnout transformátor tak, aby měnič pracoval v nespojitém pracovním režimu (viz Režimy činnosti blokujícího měniče). Nespojitý pracovní režim vede na vyšší špičkové a efektivní hodnoty proudu, vyšší hodnoty proudů s sebou obecně přinášejí vyšší výkonové ztráty, což zvyšuje požadavky na chlazení výkonových prvků. Ale právě vzhledem k velikosti zpracovávaného výkonu je zřejmé, že v našem případě budou hodnoty proudů tekoucích jednotlivými prvky dostatečně malé na to, že úplně postačí pasivní chlazení bez použití chladičů. Zároveň nám v nespojitém režimu postačí menší hodnota primární (potažmo i sekundární) indukčnosti, takže můžeme použít menší transformátor.

Před samostatným návrhem je třeba zvolit následující parametry: maximální střída $D_{\max}$, dead-time t_{d}, napětí na pomocném vinutí, maximální proud odebíraný z pomocného vinutí.

Prvním krokem je volba maximální povolené střídy, resp. hodnota střídy pro minimální vstupní napětí. Vyšší hodnota střídy nám umožní zvýšit poměr závitů, čímž snížíme efektivní hodnotu proudu tekoucího primárním vinutím. Nižší hodnota střídy zase vede na nižší požadovanou hodnotu primární indukčnosti, nižší *D* ale omezuje maximální povolený poměr vinutí, čímž roste napěťové namáhání diody na sekundární straně transformátoru. Iterativním výpočtem jednotlivých parametrů jsem zvolil $D_{\max} = 0{,}45$ a $t_{\mathrm{d}} = 0{,}1$.

Pomocné vinutí slouží k napájení řídicího IO. Řídicí obvod potřebuje dle katalogového listu napětí v rozsahu 4,5-30 V, a proud zhruba 1,5 mA. Při návrhu jsem uvažoval napájecí napětí 15 V a proud odebíraný z pomocného vinutí až 10 mA.

Nyní můžeme s pomocí upraveného[5] tvaru (25) a zvolených hodnot $D_{\max}$ a t_{d} určit poměr počtu závitů vinutí

$$n = \frac{D_{\max} \cdot (V_{\mathrm{DCmin}} - 1)}{(V_{\mathrm{o}} + V_{\mathrm{F}}) \cdot (1 - t_{\mathrm{d}}) - D \cdot (V_{\mathrm{o}} + V_{\mathrm{F}})} = \\ = \frac{0{,}45 \cdot (105\ \mathrm{V} - 1\ \mathrm{V})}{(12\ \mathrm{V} + 1\ \mathrm{V}) \cdot (1 - 0{,}1) - 0{,}45 \cdot (12\ \mathrm{V} + 1\ \mathrm{V})} = 8. \tag{42}$$

Z vypočítaného poměru můžeme určit velikost reflektovaného napětí (18)

$$V_{\mathrm{R}} = n \cdot (V_{\mathrm{out}} + V_{\mathrm{F}}) = 8 \cdot (12\ \mathrm{V} + 1\ \mathrm{V}) = 102\ \mathrm{V}. \tag{43}$$

Pro vstupní výkon platí

$$P_{\mathrm{in}} = \frac{1}{2}\ \frac{L_{\mathrm{p}} \cdot I_{\mathrm{pkp}}^2}{T_{\mathrm{s}}}. \tag{44}$$

[5] Budeme uvažovat i úbytek na spínacím tranzistoru (1 V) a na usměrňovací diodě.

Jak bylo ukázáno v (31), špičkovou hodnotu proudu primárním vinutím můžeme spočítat jako

$$I_{\mathrm{pkp}} = \frac{V_{\mathrm{DCmin}} \cdot t_{\mathrm{on}}}{L_{\mathrm{p}}} = \frac{V_{\mathrm{DCmin}} \cdot D_{\mathrm{max}} \cdot T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{p}}}. \tag{45}$$

Dosazením (45) do (44) získáme

$$P_{\mathrm{in}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{\mathrm{p}} \cdot \left(\frac{V_{\mathrm{DCmin}} \cdot D_{\mathrm{max}} \cdot T_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{p}}}\right)^2}{T_{\mathrm{s}}}, \tag{46}$$

z čehož můžeme odvodit vztah pro výpočet primární indukčnosti:

$$\begin{gathered} L_{\mathrm{p}} = \frac{(V_{\mathrm{DCmin}} \cdot D_{\mathrm{max}} \cdot T_{\mathrm{s}})^2}{2 \cdot T_{\mathrm{s}} \cdot P_{\mathrm{in}}} = \\ = \frac{(105\ \mathrm{V} \cdot 0{,}45 \cdot 16{,}67\ \mu\mathrm{s})^2}{2 \cdot 16{,}67\ \mu\mathrm{s} \cdot 3{,}75\ \mathrm{W}} = 4{,}725\ \mathrm{mH}. \end{gathered} \tag{47}$$

Hodnotu sekundární indukčnosti získáme jako

$$L_{\mathrm{s}} = \frac{L_{\mathrm{p}}}{n^2} = \frac{4{,}725\ \mu\mathrm{H}}{64} = 73{,}8\ \mu\mathrm{H}. \tag{48}$$

Z hodnoty primární indukčnosti můžeme dle (45) spočítat také špičkovou hodnotu primárního proudu. Ta pro L_{p} = 4,725 mH činí 0,167 A. Přepočtem přes poměr vinutí získáme špičkovou hodnotu sekundárního proudu 1,33 A.

Průběhy proudů primárním a sekundárním vinutím mají v nespojitém pracovním režimu trojúhelníkový průběh (viz Obr. 10). S použitím špičkové hodnoty proudu a maximální střídy můžeme dle [4] spočítat efektivní hodnotu primárního a sekundárního proudu,

$$I_{\mathrm{p,\,ef}} = I_{\mathrm{pkp}} \cdot \sqrt{\frac{D_{\mathrm{max}}}{3}} = 0{,}167\ \mathrm{A} \cdot \sqrt{\frac{0{,}45 \cdot 16{,}67\ \mu\mathrm{s}}{3}} = 0{,}065\ \mathrm{A}, \tag{49}$$

$$\begin{gathered} I_{\mathrm{s,\,ef}} = I_{\mathrm{pks}} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{\mathrm{max}} - t_{\mathrm{d}}}{3}} = \\ = 1{,}333\ \mathrm{A} \cdot \sqrt{\frac{1 - (0{,}45 - 0{,}1) \cdot 16{,}67\ \mu\mathrm{s}}{3}} = 0{,}516\ \mathrm{A}. \end{gathered} \tag{50}$$

3.1.7 Fyzický návrh transformátoru

Samotný fyzický návrh transformátoru je zpravidla iterativní proces. Je třeba vybrat některé parametry (např. velikost jádra a vzduchové mezery), spočítat na nich závislé veličiny (např. počet závitů), a následně zkontrolovat, že výsledné hodnoty vyhovují zbytku návrhu (např. zda se spočítaný počet závitů na kostru transformátoru fyzicky vejde). Z tohoto důvodu jsem pro návrh použil Excelový sešit, který na základě zvolených parametrů počítá všechny hodnoty uvedené v následující části textu.

Nejprve provedeme odhad velikosti transformátoru. K tomu se používá tzv. Area product A_p. Jedná se o součin průřezu jádra a dostupné plochy pro vinutí. Dále stanovíme maximální rozkmit magnetické indukčnosti v jádře B_max. Většina běžně používaných feritových jader má saturační indukčnost o něco málo vyšší než 300 mT. Při návrhu budeme tedy uvažovat tuto hodnotu. Minimální hodnotu A_p určíme jako [3]

$$A_{\mathrm{p,\,min}} = 10^3 \cdot \left(\frac{L_\mathrm{p} \cdot I_{\mathrm{p,\,RMS}}}{\sqrt{\Delta T} \cdot K_\mathrm{u} \cdot B_\mathrm{max}} \right)^{1{,}316} \ [\mathrm{cm}^4], \tag{51}$$

kde ΔT je maximální uvažovaný nárůst teploty ve středním sloupku jádra, zpravidla se uvažuje 50 °C. K_u je podíl využití plochy okénka pro vinutí. Budeme uvažovat K_u = 0,8. Dosazením získáme $A_{\mathrm{p,\,min}}$ = 0,04 cm^4.

Při návrhu jsem měl k dispozici kostry a jádra EE13, EE16 a EE20. Z uvedených typů se pro navrhovaný transformátor nejlépe hodí EE16, jehož A_p je 0,042 cm^4. Dále je třeba zvolit velikost vzduchové mezery. Menší mezera nám umožní použít menší počet závitů, neboť indukčnost na závit je nepřímo úměrná velikosti mezery. Je však třeba pamatovat na saturační magnetizaci materiálu, která je zase nepřímo úměrná počtu závitů. Budeme se tedy snažit zvolit mezeru co nejmenší, ale takovou, abychom nepřekročili B_max. Iterativní metodou jsem zvolil vzduchovou mezeru 0,1 mm.

Ze zvolené velikosti vzduchové mezery můžeme spočítat potřebný počet závitů primárního vinutí. Ten se spočítá pomocí tzv. A_L faktoru, který je uveden v katalogovém listu použitého jádra [19]. A_L faktor udává poměr mezi indukčností a kvadrátem počtu závitů,

$$L = A_\mathrm{L} \cdot N^2. \tag{52}$$

Potřebný počet závitů primárního vinutí

$$N_\mathrm{p} = \sqrt{\frac{L_\mathrm{p}}{A_\mathrm{L}}} = \sqrt{\frac{4{,}725\ \mathrm{mH}}{212\ \mathrm{nH/závit}}} = 149. \tag{53}$$

Počet závitů sekundárního vinutí pak přepočítáme pomocí n, získáme N_s = 19.

Pomocné vinutí je ve své podstatě další sekundární vinutí, platí pro něj tedy stejné vztahy. Počet závitů, potřebný na pomocném vinutí, můžeme získat přepočtem ze sekundárního vinutí:

$$\frac{N_\mathrm{aux}}{N_\mathrm{s}} = \frac{V_\mathrm{aux}}{V_\mathrm{s}} \quad \rightarrow \quad N_\mathrm{aux} = N_\mathrm{s} \cdot \frac{(V_\mathrm{out} + V_\mathrm{D})}{V_\mathrm{aux} + V_\mathrm{D}}. \tag{54}$$

Překontrolujeme maximální hodnotu magnetické indukce v jádře:

$$B_\mathrm{max} = \frac{L_\mathrm{p} \cdot I_\mathrm{pkp}}{N_\mathrm{p} \cdot A_\mathrm{e}} = \frac{4{,}725\ \mathrm{mH} \cdot 0{,}167\ \mathrm{A}}{149 \cdot 19{,}4\ \mathrm{mm}^2} = 272\ \mathrm{mT}, \tag{55}$$

kde A_e je efektivní průřez jádra, uvedený v katalogovém listu [19]. Vypočítaná hodnota splňuje stanovený limit 300 mT.

Nyní je třeba určit požadovaný průřez jednotlivých vinutí. Ten můžeme pro první přiblížení volit s ohledem na ohmický odpor použitého vodiče. Pokud by byl průřez příliš malý, odpor vodiče by mohl vzrůst natolik, že by vodivostní ztráty, způsobené protékajícím proudem, mohly vzrůst nad přiměřenou úroveň.

Šířka sloupku transformátoru (bl) je dle katalogového listu [20] 10 mm. Pomocí ní můžeme spočítat počet vrstev vinutí, které je třeba navinout. Je žádoucí, aby počet vrstev byl co nejbližší celému číslu. Tím docílíme vyšší konzistence při navíjení zbylých vinutí a lepší indukční vazby.

Budeme uvažovat vodič o průměru d_p = 0,2 mm, včetně izolačního laku $d_\mathrm{p,\,iz}$ = 0,21 mm. Dále je třeba zohlednit, že vyplnění okna pro vinutí nemůže být nikdy stoprocentní. To je způsobeno kruhovým průřezem vodičů. Podíl mezi využitou a celkovou plochou se označuje jako tzv. fill factor k_u, a udává se v rozmezí <0,1>. V našem případě volíme konzervativní hodnotu k_u = 0,8, tedy maximálně 80% vyplnění plochy okna.

Můžeme spočítat počet vrstev primárního vinutí:

$$k_\mathrm{p} = \frac{N_\mathrm{p} \cdot d_\mathrm{p,\,iz}}{k_\mathrm{u} \cdot bl} = \frac{149 \cdot 0{,}21\ \mathrm{mm}}{0{,}8 \cdot 10\ \mathrm{mm}} = 3{,}92. \tag{56}$$

Střední délka jednoho závitu je dle katalogového listu 24,6 mm. Celkovou délku použitého vodiče můžeme odhadnout jako

$$l_\mathrm{p} = N_\mathrm{p} \cdot 24{,}6\ \mathrm{mm} \cdot 10^{-3} = 3{,}67\ \mathrm{m}. \tag{57}$$

Výpočet neuvažuje, že délka závitu v dalších vrstvách bude vlivem přechozích vrstev nepatrně větší. Vzhledem k poměru mezi počáteční střední délkou závitu a průměrem použitého vodiče bychom mohli rozdíl zanedbat, pokud však chceme konzervativnější odhad, můžeme k vypočtené délce připočíst 10-15 % navíc. S 15% navýšením získáme l_{p} = 4,22 m. Z praktických zkušeností vím, že skutečná délka bývá vždy kratší.

Při výpočtech odhadovaných ztrát na vinutích budeme uvažovat měrný odpor vodiče

$$\rho = 0{,}0171\ \Omega \cdot \mathrm{mm}^2/\mathrm{m}. \tag{58}$$

Celkový odpor vodiče spočítáme jako

$$R_{\mathrm{vin,\,p}} = \frac{\rho \cdot l_{\mathrm{p}}}{\pi\left(\frac{d_{\mathrm{p}}}{2}\right)^2} = \\ = \frac{0{,}0171\ \Omega \cdot \mathrm{mm}^2/\mathrm{m} \cdot 3{,}67\ \mathrm{m}}{\pi\left(\frac{0{,}2\ \mathrm{mm}}{2}\right)^2} = 2{,}36\ \Omega. \tag{59}$$

Z vypočítané hodnoty odporu můžeme odhadnout, že ztrátový výkon na primárním vinutí bude zhruba

$$P_{\mathrm{vin,\,p}} = R_{\mathrm{vin,\,p}} \cdot I_{\mathrm{p,\,RMS}}^2 = 2{,}36\ \Omega \cdot 0{,}167^2\ \mathrm{A} = 10\ \mathrm{mW}, \tag{60}$$

což je přijatelná hodnota.

Obdobný postup použijeme při návrhu sekundárního vinutí. Pro sekundární vinutí použijeme třikrát izolovaný vodič, při výpočtu vrstev budeme tedy k průměru mědi připočítávat navíc 0,2 mm, a počáteční střední délku závitu zvětšíme o velikost primárního vinutí.

Vzhledem k vyšší efektivní hodnotě proudu jsem použil 2 vodiče o průměru 0,2 mm vinuté paralelně. I přesto, že jsem použil dva vodiče, které mají navíc díky izolaci větší průměr, vystačí pro sekundární vinutí dvě vrstvy. Podobně jako u primárního vinutí jsem odhadl přibližnou délku vodičů (0,63 m), a vodivostní ztráty na vinutí (47 mW).

Spotřeba IO je v řádu mA, pomocným vinutím tedy poteče zanedbatelný proud. Pokud pro pomocné vinutí použijeme vodič stejného průřezu jako pro primární vinutí (pomocné vinutí bude mít malý počet závitů, nemusíme tedy minimalizovat průřez tak, aby se vešlo na kostru transformátoru), budou i vodivostní ztráty minimální.

Skin efekt

Jedním z faktorů, které ovlivňují ztráty ve vinutích, je skin efekt. Jedná se o jev způsobený vířivými proudy, které vznikají ve vodičích vlivem proměnlivého magnetického pole. Tyto proudy mají za důsledek to, že proudová hustota ve vodiči není napříč vodičem konstantní, protékající proud se „hromadí“ u povrchu – podle toho se také nazývá skin efekt.

Pro určení míry vlivu skin efektu je třeba spočítat tzv. hloubku vniku. Jedná se o vzdálenost od povrchu vodiče, kde proudová hustota klesne vlivem vířivých proudů na hodnotu 1/e hodnoty na povrchu. Hloubku vniku spočítáme [1] jako

$$\delta = \frac{72{,}0598\ \mathrm{mm}}{\sqrt{f_{\mathrm{sw}}}} = \frac{72{,}0598\ \mathrm{mm}}{\sqrt{60\ \mathrm{kHz}}} = 0{,}294\ \mathrm{mm}. \tag{61}$$

Je zřejmé, že skin efekt nebude v našem případě hrát významnou roli, hloubka vniku je značně větší než poloměry použitých vodičů [1].

Proximity efekt

Druhým faktorem, který může zásadně ovlivnit ztráty na vinutích, je tzv. Proximity efekt (jev blízkosti). Mechanismus tohoto efektu je velmi blízký skin efektu – opět se jedná o vířivé proudy. V tomto případě se však jedná o vířivé proudy, indukované ve vodičích v důsledku měnícího se magnetického pole, indukovaného okolními (blízkými) vodiči. Bližší popis proximity efektu je uveden například v [1].

Vlivem vířivých proudů opět dochází k „vytlačování“ proudu k povrchu, avšak k povrchu vinutí jako celku, nikoliv k povrchu jednotlivých vodičů. Tím roste efektivní hodnota odporu vodičů použitých pro vinutí.

Označme R_{ac} jako odpor vinutí, který uvažuje nejen „stejnosměrnou“ hodnotu odporu (viz (60)), nýbrž i vliv proximity efektu

$$R_{\mathrm{ac}} = R_{\mathrm{dc}} + \Delta R = R_{\mathrm{dc}} \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R_{\mathrm{dc}}}\right). \tag{62}$$

Nyní můžeme definovat podíl $R_{\mathrm{ac}}/R_{\mathrm{dc}}$, který udává, kolikrát vzroste hodnota odporu vlivem proximity efektu:

$$\frac{R_{\mathrm{ac}}}{R_{\mathrm{dc}}} = 1 + \frac{\Delta R}{R_{\mathrm{dc}}}. \tag{63}$$

Vliv proximity efektu závisí na průměru použitého vodiče, spínací frekvenci a geometrii vinutí. Pro stanovaní vlivu se standardně používají Dowellovy křivky [1]. Ty udávají hodnotu $R_{\mathrm{ac}}/R_{\mathrm{dc}}$ v závislosti na počtu vrstev vinutí a faktoru

$$k_{\mathrm{D}} = \frac{0.866 \cdot d_{\mathrm{p}} \cdot \sqrt{(F_{\mathrm{l}})}}{\delta}, \tag{64}$$

Pro výpočet k_{D} potřebujeme znát hodnotu faktoru F_{l}, který je dán geometrií vinutí. Jedná se o součin počtu závitů na vrstvu a průměru použitého vinutí, vydělený šířkou středního sloupku transformátoru.

$$F_{\mathrm{l}} = \frac{N_{\mathrm{vrstva}} \cdot d_{\mathrm{p}}}{bl}. \tag{65}$$

Dosazením příslušných hodnot získáme pro primární vinutí k_{Dp} = 0,52, pro sekundární vinutí k_{Ds} = 0,75. Z těchto hodnot dle křivek uvedených v [1] vyčteme, že $R_{\mathrm{ac}}/R_{\mathrm{dc}}$ primárního vinutí pohybuje okolo jedné, stejně tak pro sekundární vinutí.

Z toho můžeme usoudit, že proximity efekt také nebude mít na výslednou hodnotu ztrát značný vliv.

Poslední kontrolou je fyzický rozměr vinutí – musíme ověřit, že se vinutí fyzicky vejde na kostru transformátoru.

Pro výpočet celkové výšky vinutí h_{vin} použijeme počty vrstev vinutí spočítané dříve (zaokrouhlené nahoru), které vynásobíme průměrem použitých vodičů (samozřejmě včetně izolace). Do výpočtu zahrneme i 2 x 0,1 mm pro izolační pásku.

$$\begin{aligned} h_{\mathrm{vin}} &= 4 \cdot 0{,}21\ \mathrm{mm} + 2 \cdot 0{,}4\ \mathrm{mm} + \\ &+ 1 \cdot 0{,}21\ \mathrm{mm} + 2 \cdot 0{,}1\ \mathrm{mm} = 1{,}94\ \mathrm{mm}. \end{aligned} \tag{66}$$

Podle katalogového listu výrobce je pro vinutí k dispozici okénko o výšce 2 mm. Podle (66) se vinutí na kostru transformátoru vejde.

3.1.8 Výstupní kondenzátor

Z principu činnosti měniče má sekundární proud pulzní charakter, což má za následek zvlnění výstupního napětí. K filtrování a vyhlazení výstupního napětí slouží výstupní kondenzátor. Zvlnění výstupního napětí má dvě hlavní složky – kapacitní a odporovou. Kapacitní složka je dána nabíjením a vybíjením výstupního kondenzátoru, zatímco odporová složka je způsobena úbytkem napětí na ekvivalentním sériovém odporu (*ESR*) použitého kondenzátoru. Při výběru výstupního kondenzátoru je primárním parametrem maximální hodnota *ESR*, neboť odporová složka zvlnění je zpravidla významnější než složka kapacitní [17]. Maximální hodnotu *ESR* můžeme spočítat jako

$$ESR_{\max} = \frac{V_{\text{rip}}}{100} \cdot \frac{V_{\text{out}}}{I_{\text{pks}}} = \frac{2}{100} \cdot \frac{12\ \text{V}}{1{,}33\ \text{A}} = 180\ \text{m}\Omega. \tag{67}$$

Pokud chceme, aby kapacitní složka zvlnění výstupního napětí byla zanedbatelná, měla by být hodnota výstupní kapacity výrazně vyšší než:

$$C_{\text{out}} \gg 100 \cdot \frac{I_{\text{out}} \cdot D_{\max}}{V_{\text{rip}} \cdot V_{\text{out}} \cdot f_{\text{sw}}} = 100 \cdot \frac{0{,}25\ \text{A} \cdot 0{,}45}{4 \cdot 12\ \text{V} \cdot 60\ \text{kHz}} = 3{,}9\ \mu\text{F} \tag{68}$$

Použil jsem kondenzátor 220 µF/50 V, který má dle katalogového listu maximální hodnotu *ESR* 160 mΩ. Podmínka pro hodnotu kapacity je s přehledem splněna, maximální hodnota *ESR* byla dodržena. Lze tedy očekávat zvlnění výstupního napětí nižší než 0,24 V (2 % V_{out}).

3.1.9 Výstupní LC filtr

Výstupní napětí je kromě výstupního kondenzátoru filtrováno i výstupním LC filtrem. Zapojení je stejné jako u vstupního filtru, jedná se tedy také o dolní propust. Mezní frekvence tohoto filtru je 10,71 kHz, spínací frekvence by tedy měla být potlačena zhruba o 30 dB.

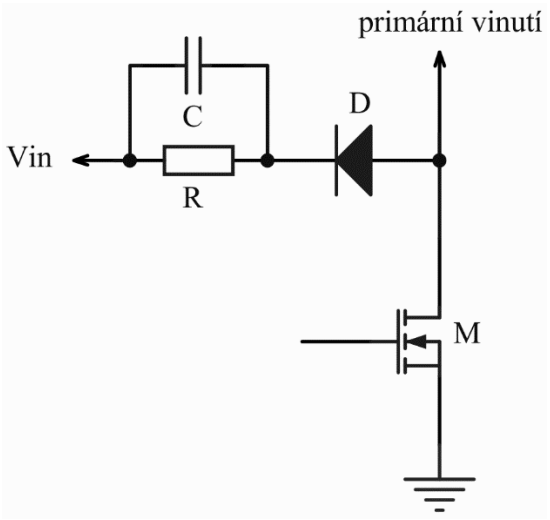
3.1.10 Tlumicí obvod

V praxi nelze dosáhnout dokonalé indukční vazby mezi primárním a sekundárním vinutím. V ideálním případě by se veškerá energie ukládala pouze v jádru transformátoru. Reálně se však část energie ukládá také ve vinutích. Tato energie způsobuje při spínání napěťové překmity na spínači, a zpravidla se modeluje jako tzv. rozptylová indukčnost L_{LK}.

Rozptylovou indukčnost můžeme u navrženého transformátoru změřit tak, že zkratujeme všechna vinutí kromě primárního, a změříme indukčnost primárního vinutí. V mém případě jsem změřil L_{LK} = 60,2 µH.

Překmity způsobené rozptylovou indukčností je třeba omezit, pokud by jejich amplituda vzrostla příliš, mohlo by napětí V_{DS} spínacího tranzistoru překročit maximální povolenou hodnotu, což by způsobilo jeho proražení, a tedy zničení. Na druhou stranu je vhodné povolit dostatečně veliké vybíjecí napětí, neboť vybíjení rozptylové indukčnosti negativně ovlivňuje přenos energie z primární na sekundární stranu [17]. Vybíjecí napětí označíme V_{spike}, zvolil jsem hodnotu 140 V. Při této hodnotě nedojde k překročení maximálního povoleného napětí V_{DS} spínacího tranzistoru.

K omezení překmitů se používá tlumicí obvod, v angličtině nazývaný snubber. Použil jsem RCD tlumicí obvod, tedy obvod implementovaný pomocí diody, kondenzátoru a rezistoru, připojených mezi drain tranzistoru a vstupní napětí. Zapojení je uvedeno na následujícím obrázku.

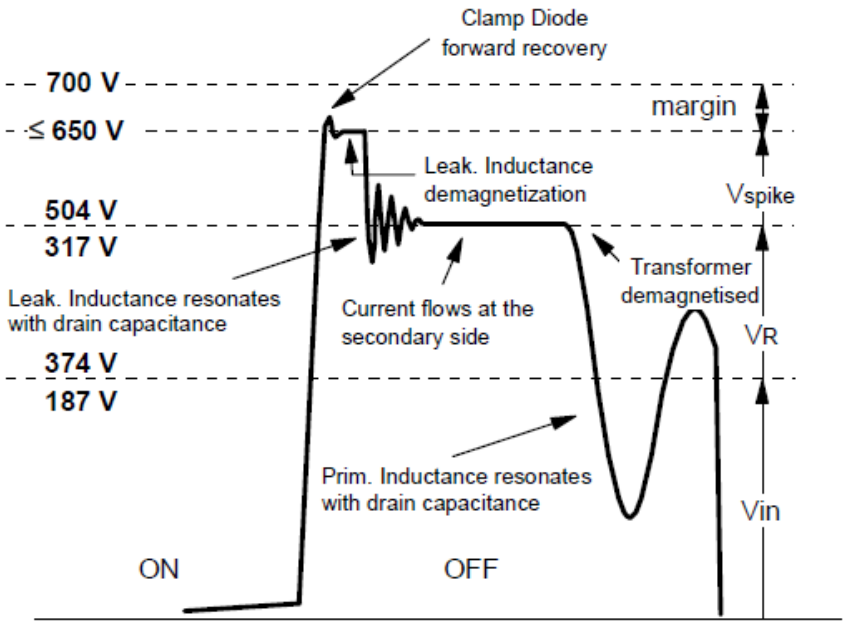


Obr. 18: Zapojení tlumicího obvodu

Průběh napětí na drainu je uveden na Obr. 19. Během t_{off} je spínací tranzistor namáhán napětím až

$$V_{\mathrm{DS}} = V_{\mathrm{PKmax}} + V_{\mathrm{R}} + V_{\mathrm{spike}} = \\ = 375\ \mathrm{V} + 102\ \mathrm{V} + 140\ \mathrm{V} = 617\ \mathrm{V}. \tag{69}$$

Maximální povolené napětí drain-source integrovaného tranzistoru je 800 V [16]. Tudíž i při maximálním vstupním napětí je zde dostatečná rezerva.



Obr. 19: Průběh napětí na drainu tranzistoru při vypnutí [9]

Hodnoty jednotlivých prvků tlumicího obvodu spočítáme podle [17] jako:

$$C_{\min} = \frac{L_{\mathrm{LK}} \cdot I_{\mathrm{pkp}}^2}{\left(V_{\mathrm{R}} + V_{\mathrm{spike}}\right)^2 - {V_{\mathrm{R}}}^2} \tag{70}$$

$$R_{\min} = \frac{1}{f_{\mathrm{sw}} \cdot C_{\min} \cdot \ln\left(1 + \frac{V_{\mathrm{spike}}}{V_{\mathrm{R}}}\right)}. \tag{71}$$

Dosazením získáme hodnoty C = 4,45 pF a R = 34,448 kΩ. Zpravidla se ve výsledném návrhu používá vyšší hodnota odporu (následně i kapacity), z důvodu snížení ztrát [17]. Zvolil jsem R = 200 kΩ a C = 560 pF.

Rezistor musí být dimenzován na ztrátový výkon, který na něm bude vznikat. Ten spočítáme jako

$$P_{\mathrm{R}} = \frac{V_{\mathrm{R}}^2}{R} + \frac{1}{2} \cdot L_{\mathrm{LK}} \cdot I_{\mathrm{p}}^2 \cdot f_{\mathrm{sw}} \tag{72}$$

Dosazením získáme ztrátový výkon 102 mW. Pro tento výkon by teoreticky postačilo použít SMD rezistor velikosti 1206 (typická hodnota maximálního povoleného výkonu na rezistorech této velikosti je 125 mW), z důvodů napěťové pevnosti a spolehlivosti jsem ale použil dva 100kΩ rezistory zapojené v sérii.

Blokovací dioda musí být rychlá, její blokovací napětí musí být vyšší než $V_{\mathrm{PKmax}} + V_{\mathrm{R}}$. Postačí dioda dimenzovaná na proud 1 A [17]. Podle uvedených parametrů jsem vybral diodu STTH1L06A (600 V, 1 A).

3.1.11 Výběr diod

Výběr diod se řídí požadovanými hodnotami závěrného napětí (V_{REV}) a maximální hodnotou proudu v propustném směru ($I_{\mathrm{F,\,av}}$).

Nejnižší požadavky jsou na diodu připojenou na pomocné vinutí – proud je minimální (jednotky mA), minimální závěrné napětí je [17]

$$V_{\mathrm{REV,\,aux}} = V_{\mathrm{cc}} + \frac{V_{\mathrm{PKmax}}}{n}. \tag{73}$$

Při výběru konkrétní diody je vhodné k vypočítané hodnotě napětí připočítat rezervu alespoň 20-25 % z důvodu bezpečnosti a spolehlivosti. Zvolil jsem diodu BAT46 (V_{REV} = 150 V, $I_{\mathrm{F,\,av}}$ = 150 mA).

Závěrné napětí na sekundární diodě spočítáme analogickým způsobem,

$$V_{\mathrm{REV,\,sec}} = V_{\mathrm{out}} + \frac{V_{\mathrm{PKmax}}}{n}. \tag{74}$$

Efektivní hodnota proudu diodou je stejná, jako efektivní hodnota proudu sekundárním vinutím (50). Z těchto důvodů jsem zvolil diodu STPS3150 (V_{REV} = 200 V, $I_{\mathrm{F,\,av}}$ = 1 A).

3.1.12 Napájecí obvod IO

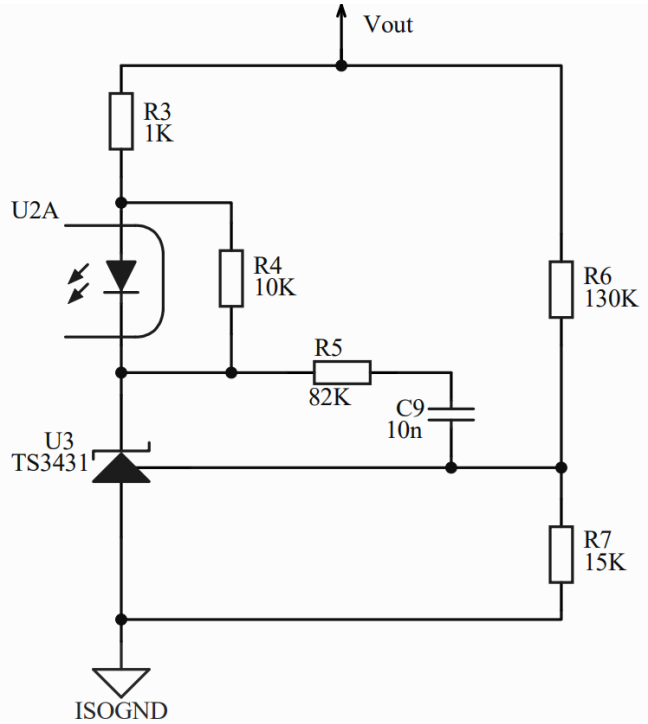
Řídicí obvod je napájen z pomocného vinutí. K usměrnění a vyhlazení napětí slouží D3, C3 a L2. Zenerova dioda D4 slouží k ochraně řídicího obvodu proti přepětí pro případ, že by došlo k poruše v napájecím obvodu, či v regulaci.

Kondenzátor C3 zároveň slouží k napájení řídicího čipu během náběhu měniče. VIPer115L má v sobě implementován startovací obvod. Ten funguje jako zdroj konstantního proudu, a při náběhu nabíjí kondenzátor C3. Jakmile napětí na C3 stoupne nad minimální startovací hodnotu (typicky 16 V [16]), IO se aktivuje a začne spínat. Jakmile však hodnota na pinu Vcc stoupne nad startovací úroveň, je startovací obvod deaktivován. Je tedy třeba zvolit dostatečně velikou hodnotu kapacity na to, aby z ní mohl být řídicí obvod napájen do doby, než se na pomocném vinutí začne indukovat napětí, a C3 se z něj začne opět dobíjet. Vzhledem k tomu, že řídicí čip má minimální odběr, bohatě postačí kondenzátor s kapacitou v řádu jednotek až desítek µF. Z tohoto důvodu jsem použil kondenzátor 47 µF/ 50 V.

Kondenzátor C4 (100 nF) slouží k dodatečnému filtrování napájecího napětí IO. Během návrhu desky plošných spojů je žádoucí, aby byl osazen co nejblíže pinům VCC a GND.

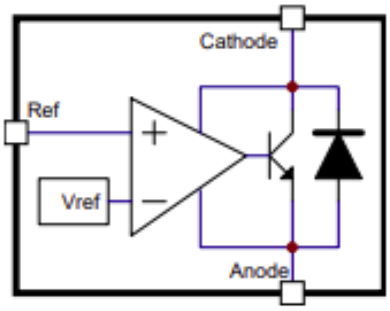
3.1.13 Obvod zpětné vazby

Měnič používá tzv. sekundární regulaci. To znamená, že pro regulaci je snímáno výstupní napětí (na sekundární straně transformátoru), a informace o jeho aktuální hodnotě je přivedena na vstup regulační logiky IO, která na jeho základě řídí spínání. Aby bylo dodrženo galvanické oddělení primární a sekundární strany, je pro přenos zpětné vazby použit optočlen. Zapojení zpětnovazebního obvodu je uvedeno na Obr. 20.



Obr. 20: Zapojení obvodu zpětné vazby

Ve zpětnovazebném obvodu je použit integrovaný obvod TS3431 [18]. Vnitřní zapojení obvodu je uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 21: Vnitřní schéma zapojení obvodu TS3431 [18]

Pro lepší pochopení bude vhodné v rychlosti shrnout základní princip fungování uvedeného obvodu.

Napětí na pinu Ref je přivedeno na neinvertující vstup interního chybového zesilovače, kde je porovnáváno s referenčním napětí Vref (1,24 V). Pokud je napětí na pinu Ref nižší než vnitřní referenční napětí, je bipolární tranzistor zavřený, TS3431 vykazuje mezi katodou a anodou vysokou impedanci. Pokud napětí na pinu Ref vzroste nad interní referenci, tranzistor se otevře, a impedance mezi katodou a anodou prudce klesne. V podstatě se tedy jedná o Zenerovu diodu s nastavitelným Zenerovým napětím.

Výstupní napětí měniče je přes odporový dělič tvořený rezistory R6 a R7 přiváděno na pin Ref. Hodnoty R6 a R7 jsou navrženy tak, aby pro výstupní napětí 12 V bylo napětí na pinu REF rovno 1,24 V, tím pádem je Zenerovo napětí TS3431 rovno 12 V. Pokud je výstupní napětí nižší než 12 V, TS3431 vykazuje vysokou impedanci, diodou optočlenu neteče proud. Pokud výstupní napětí vzroste nad 12 V, impedance TS3431 klesne, tím se uzemní katoda diody optočlenu, a diodou optočlenu začne protékat proud. Hodnota proudu diodou je omezena rezistorem R3. Rezistor R4 zajišťuje minimální napájecí proud pro TS3431.

Tranzistor optočlenu je připojen mezi pin COMP řídicího čipu a zem. Při použití sekundární regulace je nutné uzemnit pin FB [16], čímž se deaktivuje interní chybový zesilovač, regulace je řízena externím chybovým zesilovačem (TS3431).

Prvky R2, R5, C5, C6 a C9 slouží k frekvenční kompenzaci zpětnovazebního obvodu, použil jsem hodnoty ze vzorového zapojení výrobce.

3.1.14 Odrušovací kondenzátor

Kondenzátor C10 je odrušovací kondenzátor, připojený mezi země primární a sekundární strany. Slouží k potlačení rušení, které vzniká v důsledku spínání mezi primární a sekundární stranou transformátoru. Z bezpečnostních důvodů je zde nutné použít kondenzátor třídy Y1. V případě poruchy je nutné zamezit zkratu mezi primární a sekundární stranou měniče. Zvolil jsem standardně používanou hodnotu 2,2 nF.

3.2 PFC předregulátor

3.2.1 Úvod

Návrh PFC předregulátoru je poměrně složitý proces. Detailní rozbor všech funkcí a výpočtů by vydal na samostatnou publikaci, a přesahuje rozsah diplomové práce. Proto se omezím pouze na funkce a výpočty, které jsou klíčové pro návrh a pro praktickou realizaci obvodu. Případného zájemce o podrobnější informace odkazuji na katalogový list L4948D [22] a související aplikační poznámky [23], [25].

Návrh vyžaduje velké množství výpočtů a práci s daty. K tomuto účelu jsem si vytvořil sešit v programu Microsoft Excel. Tento sešit umožňuje zadat vstupní parametry a obsahuje všechny výpočtové vzorce potřebné pro návrh předregulátoru. Díky němu lze zkoumat různé varianty řešení s minimálním rizikem numerické chyby. Ukázka výpočtu v MS Excel je uvedena na následujícím obrázku

PFC regulator L4984D	**27.03.2021**	**V2**		
Pin 2 (COMP)				
Small signal multiplier gain (datasheet)	k_m	0,304		
Second harmonic output voltage ripple	ΔV_{out}	2,75		
Effective control voltage	V_{COMP}-V_{CO}	2,80		
Unity gain factor	G_0	290		
Maximum 3rd harmonic distortion level	D_3	2	%	
Target phase margin	FI_m	60		
Venable K-factor	K	3,732		
E/A gain to keep D3 distorion below desired maximum	H_{2f}	0,081		
Unity gain	H_0	3,46		
Frequency of zero	z	2,61	Hz	
Frequency of pole	p	36,32	Hz	
Feedback parallel capacitor	C_{COMP_P}	28,85	nF	
Zvolená hodnota	C_{COMP_P}	33	nF	C206
Feedback series capacitor	C_{COMP_S}	427	nF	
Zvolená hodnota	C_{COMP_S}	470	nF	C205
Feedback series resistor	R_{COMP_S}	130	kΩ	
Zvolená hodnota	R_{COMP_S}	150	kΩ	R205
Closed-loop transfer function	D3	2		
Pin 3 (MULT)				
Maximální přípustné napětí na pinu MULT (datasheet)	$V_{MULTmax}$	3,0	V	
Voltage divider ratio	K_P	0,024		
Zvolíme velikost proudu tekoucího děličem:	I_{DIV}	60	uA	
Doporučená hodnota:	R_L	50,0	kΩ	
Zvolená hodnota	R_L	56,0	kΩ	R206
Doporučená hodnota:	R_H	2,3	MΩ	
Zvolená hodnota	R_H	2,40	MΩ	R201
Zpětná kontrola napětí na pinu MULT (linearita násobiče):				
Při hodnotě vstupního napětí $V_{AC} = V_{ACmin}$ musí být $V_{MULTmin} > 0,8$	$V_{MULTmin}$	0,97	V	
Při hodnotě vstupního napětí $V_{AC} = V_{ACmax}$ musí být $V_{MULTmax} < 3,0$	$V_{MULTmax}$	2,84	V	
Zpětná kontrola napětí na pinu MULT (ochrana proti podpětí):				
K vypnutí regulátoru dojde, když napětí V_{AC} klesne na hodnotu:	V_{STOP}	24,81	V	
K obnovení činnosti dojde když napětí V_{AC} stoupne na hodnotu:	V_{START}	27,29	V	

Obr. 22: Výpočet předregulátoru v MS Excel

3.2.2 Vstupní specifikace

Výchozím krokem při návrhu je opět specifikace vstupních parametrů.

Tab. 4: Shrnutí vstupních parametrů

Veličina	hodnota	jednotka	popis
V_{ACmin}	30	V	minimální hodnota vstupního napětí
V_{ACmax}	88	V	maximální hodnota vstupního napětí
f_{L}	50 / 60	Hz	frekvence vstupního napětí
T_{amb}	50	°C	maximální teplota okolí

Před samotným návrhem je třeba stanovit doplňující parametry.

Jako první určíme požadovaný výstupní výkon. Dle (37) je maximální příkon blokujícího měniče roven 3,75 W. Výstupní výkon předregulátoru volíme s rezervou 5 W.

Z efektivních hodnot vstupního napětí spočítáme amplitudy minimálního a maximálního vstupního napětí:

$$V_{\mathrm{PKmin}} = V_{\mathrm{inmin}} \cdot \sqrt{2} = 30\ \mathrm{V} \cdot \sqrt{2} \doteq 42\ \mathrm{V}, \tag{75}$$

$$V_{\mathrm{PKmax}} = V_{\mathrm{inmax}} \cdot \sqrt{2} = 30\ \mathrm{V} \cdot \sqrt{2} \doteq 124\ \mathrm{V}. \tag{76}$$

Předregulátor je navržen v topologii zvyšujícího měniče, výstupní napětí bude tedy vyšší než napětí vstupní. Jako úroveň výstupního napětí se doporučuje volit hodnotu minimálně o 6-7 % vyšší, než je maximální amplituda vstupního napětí [23]. Při uvažování 7% rozdílu bychom získali

$$V_{\mathrm{out}} = V_{\mathrm{PKmax}} \cdot 1{,}07 = 133\ \mathrm{V}. \tag{77}$$

Z důvodu spolehlivosti jsem se rozhodl použít rezervu větší, zvolil jsem $V_{\mathrm{out}} = 140\ \mathrm{V}$.

Výstupní napětí obsahuje rušivou střídavou složku, jejíž frekvence odpovídá dvojnásobku frekvence vstupního napětí. Amplituda rušivé složky je úměrná velikosti odebíraného proudu a závisí na velikosti kapacity výstupního vyhlazovacího kondenzátoru. Amplituda rušivé složky rovněž určuje velikost proudu, který protéká výstupním kondenzátorem, respektive jeho sériovým odporem (ESR), čímž způsobuje jeho ohřívání. Maximální velikost amplitudy je třeba zvolit tak, aby co nejméně zatěžovala výstupní kondenzátor. Maximální povolené zvlnění výstupního napětí jsem zvolil $V_{\mathrm{rip}} = 7\ \mathrm{V}$.

Obvod L4984 je vybaven ochranou proti přepětí na výstupu. Účelem ochrany je zabránit poškození připojeného zařízení i samotného předregulátoru. Výstupní napětí se snímá přes rezistorový dělič a přivádí se na pin PFC_OK. Pokud hodnota napětí na výstupu přesáhne

stanovený limit, řídicí obvod přestane generovat řídící impulsy a přejde do klidového stavu. Limitní hranice se odvozuje od požadovaného výstupního napětí + rezervy pro přechodné špičky. Hodnotu limitu jsem stanovil jako V_{ovp} = 150 V.

Nyní zvolíme hodnotu spínací frekvence. Vyšší spínací frekvence nám umožní použít nižší hodnotu indukčnosti. Nicméně, pokud by byla zvolená spínací frekvence příliš vysoká, mohly by spínací ztráty stoupnout nad přijatelnou hodnotu. Z tohoto důvodu jsem zvolil spínací frekvenci f_{sw} = 100 kHz.

Poslední dva parametry je třeba odhadnout – očekávanou účinnost a účiník. Řídil jsem se hodnotami uvedenými v [23], účinnost jsem odhadl η = 0,9 a účiník PF = 0,99.

Tab. 5: Shrnutí dodatečných vstupních parametrů

Veličina	hodnota	jednotka	popis
V_{PKmin}	42	V	minimální amplituda vstupního napětí
V_{PKmax}	124	V	maximální amplituda vstupního napětí
V_{out}	140	V	výstupní napětí
V_{rip}	7	V	zvlnění výstupního napětí
V_{ovp}	150	V	hranice ochrany proti přepětí na výstupu
f_{sw}	100	kHz	spínací frekvence
η	0,9	-	očekávaná účinnost
PF	0,99	-	očekávaná hodnota účiníku

3.2.3 Hlavní provozní parametry

Dalším krokem návrhu je výpočet klíčových provozních parametrů. Při výpočtu budeme vycházet ze vstupních parametrů, které byly specifikovány v přechozím kroku.

Maximální hodnotu výstupního proudu spočítáme z výstupního výkonu a napětí jako

$$I_{\mathrm{out}} = \frac{P_{\mathrm{out}}}{V_{\mathrm{out}}} = \frac{5\ \mathrm{W}}{140\ \mathrm{V}} = 0{,}04\ \mathrm{A}. \tag{78}$$

Z odhadované účinnosti můžeme odhadnout maximální vstupní výkon

$$P_{\mathrm{in}} = \frac{P_{\mathrm{out}}}{\eta} = \frac{5\ \mathrm{W}}{0{,}9} = 6\ \mathrm{W}. \tag{79}$$

Největší vstupní proud je odebírán při nejnižším vstupním napětí. Maximální efektivní hodnota odebíraného proudu je

$$I_{\mathrm{in}} = \frac{P_{\mathrm{in}}}{V_{\mathrm{inmin}} \cdot PF} = \frac{6\ \mathrm{W}}{30\ \mathrm{V} \cdot 0{,}99} = 0{,}19\ \mathrm{A}. \tag{80}$$

Pro další výpočty můžeme stanovit koeficient k_{min}, který vyjadřuje poměr velikosti vstupního a výstupního napětí pro minimální vstupní napětí

$$k_{\min} = \sqrt{2} \cdot \frac{V_{\text{inmin}}}{V_{\text{out}}} = \sqrt{2} \cdot \frac{30\ \text{V}}{140\ \text{V}} = 0{,}30. \tag{81}$$

Pomocí $k_{\min}$ můžeme spočítat maximální hodnotu proudu odebíraného ze sítě,

$$I_{\text{PKmax}} = \frac{2 \cdot P_{\text{in}}}{k_{\min} \cdot V_{\text{out}}} = \frac{2 \cdot 6\ \text{W}}{0{,}30 \cdot 140\ \text{V}} = 0{,}26\ \text{A} \tag{82}$$

Pro výpočet tepelných ztrát ve výkonových prvcích je nutné určit velikost efektivní hodnoty proudu, který spínacími prvky protéká, [23] uvádí následující vztahy:

Maximální efektivní hodnotu proudu tekoucího spínacím tranzistorem můžeme spočítat pomocí vztahu

$$I_{\text{SWrms}} = \frac{P_{\text{in}}}{\sqrt{2} \cdot V_{\text{inmin}} \cdot PF} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot k_{\min}}{3\pi}} = \tag{83}$$

$$= \frac{6\ \text{W}}{\sqrt{2} \cdot 30\ \text{V} \cdot 0{,}99} \cdot \sqrt{2 - \frac{16 \cdot 0{,}30}{3\pi}} = 0{,}16\ \text{A},$$

a proud usměrňovací diodou

$$I_{\text{Drms}} = \frac{P_{\text{in}}}{\sqrt{2} \cdot V_{\text{inmin}} \cdot PF} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot k_{\min}}{3\pi}} = \tag{84}$$

$$= \frac{6\ \text{W}}{\sqrt{2} \cdot 30\ \text{V} \cdot 0{,}99} \cdot \sqrt{\frac{16 \cdot 0{,}30}{3\pi}} = 0{,}09\ \text{A}.$$

Vztahy (83) a (84) jsou aproximace. Jsou poměrně přesné pro hodnoty vstupního napětí blízké dolní hranici. Jejich přesnost se snižuje s rostoucím vstupním napětím a klesajícím odebíraným výkonem. Pro prvotní odhad a následné výpočty je však jejich přesnost dostatečná.

3.2.4 Vstupní kondenzátor

Vstupní kondenzátor slouží k filtraci vstupního napětí. Jak již bylo popsáno v sekci 2.5 (Obvod PFC), vstupní kondenzátor neslouží k vyhlazení vstupního napětí. Pro výpočet požadované kapacity jsem použil vztah uvedený v [23], který stanovuje kapacitu na základě maximálního odebíraného výkonu.

$$C_{\text{in}} = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \cdot P_{\text{out}} = \\ = 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{\mu\text{F}}{\text{W}} \cdot 5\ \text{W} = 13\ \text{nF}. \tag{85}$$

Použitá hodnota kapacity by neměla být o moc vyšší, aby nedošlo ke zkreslení tvaru vstupního napětí. Pokud by se tak stalo, řídicí logika by nedostávala přesné informace o tvaru vstupního napětí, čímž by se snížila výsledná hodnota účiníku. Zvolil jsem hodnotu ze standardní řady 22 nF/275 VAC.

3.2.5 Výstupní kondenzátor

Úkolem výstupního kondenzátoru je stejně jako u blokujícího měniče filtrace a vyhlazení výstupního napětí. Při jeho návrhu je třeba zohlednit velikost výstupního napětí, požadovanou hodnotu zvlnění výstupního napětí, výstupní výkon a efektivní hodnotu protékajícího proudu.

Minimální hodnota kapacity je dána vztahem [23]:

$$C_{\text{out}} \geq \frac{P_{\text{out}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{L}} \cdot V_{\text{out}} \cdot V_{\text{rip}}} = \\ = \frac{5\ \text{W}}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 140\ \text{V} \cdot 7\ \text{V}} = 17{,}3\ \mu\text{F}. \tag{86}$$

Při výpočtu kapacity dle výše uvedeného vztahu zanedbáváme zvlnění způsobené odporovou složkou, neboť kapacitní složka impedance má řádově vyšší hodnotu.

Hodnota sériového odporu je důležitá z hlediska schopnosti kondenzátoru pojmout rušivou složku výstupního proudu. Tato schopnost, anglicky nazývaná „*Ripple current capability*“, je vždy uvedena v katalogovém listu daného kondenzátoru.

Zvolil jsem hodnotu kapacity ze standardní řady $2 \cdot 22\ \mu\text{F}/400\ \text{V}$. Zvolená hodnota kapacity je zhruba dvojnásobná proti vypočtené, což ničemu nevadí, naopak. Vyšší hodnota kapacity má příznivý vliv na kvalitu výstupního napětí. Dva kondenzátory, řazené paralelně, jsou zvoleny kvůli vyšší schopnosti snést protékající proud. Kondenzátory jsou dimenzovány na vyšší napětí, než můžeme na výstupu očekávat, neboť platí, že pro danou kapacitu mají kondenzátory

dimenzované na vyšší napětí nižší ESR. Tím se snižuje jejich tepelné namáhání, a tím pádem se zvyšuje životnost. Konečně, cena těchto prvků je zanedbatelná v porovnání s cenou zbylých komponent.

3.2.6 Induktor – výpočetní část

Před návrhem induktoru je třeba určit hodnotu činitele zvlnění K_r, který udává poměr mezi amplitudou proudového zvlnění a špičkovou hodnotou proudu tekoucího induktorem při minimální hodnotě vstupního napětí a maximální hodnotě zatěžovacího proudu. Pro PFC regulátory pracující ve spojitém pracovním režimu se za přiměřenou hodnotu činitele zvlnění považují hodnoty v rozmezí 20-35 %. Nižší hodnota vede k nižšímu zvlnění proudu v induktoru a nižšímu zkreslení výstupního napětí. Na druhou stranu roste nárok na hodnotu indukčnosti a fyzické rozměry induktoru. Vyšší hodnota činitele má přesně opačný efekt. Zkreslení výstupního napětí je vyšší, ale pro realizaci lze použít induktor s nižší hodnotou indukčnosti a menšími fyzickými rozměry. Je zjevné, že velikost činitele se volí jako kompromis mezi kvalitou výstupního napětí a velikostí induktoru. Zvolil jsem střední hodnotu z doporučeného pásma, tedy $K_\mathrm{r} = 0{,}27$.

Pro zvolenou hodnotu činitele zvlnění určíme dle [23] maximální velikost proudu tekoucího induktorem jako

$$I_{\mathrm{L,\,PKmax}} = \frac{\sqrt{2}\cdot P_\mathrm{in}}{V_\mathrm{inmin}\cdot PF}\cdot\left(1+\frac{K_\mathrm{r}}{2}\right) = \tag{87}$$

$$= \frac{\sqrt{2}\cdot 6\ \mathrm{W}}{30\ \mathrm{V}\cdot 0{,}99}\cdot\left(1+\frac{0{,}27}{2}\right) = 0{,}26\ \mathrm{A},$$

odtud bude zvlnění proudu induktorem rovno

$$\Delta I_{\mathrm{L,\,PKmax}} = K_\mathrm{r}\cdot I_{\mathrm{L,\,PKmax}} = 0{,}27\cdot 0{,}26\ \mathrm{A} = 0{,}08\ \mathrm{A}. \tag{88}$$

Před vlastním výpočtem indukčnosti je nutné zopakovat princip časování řídících impulsů a spočítat několik pomocných parametrů. Ve spojitém pracovním režimu s fixní dobou vypnutí (v němž L4984 pracuje – viz [22]) se doba vypnutí t_off mění úměrně k okamžité hodnotě vstupního napětí, spínací frekvence f_sw zůstává kvazi-konstantní.

Mezi piny řídicího obvodu TIMER a GND je zapojen časovacího kondenzátor. Tento kondenzátor se během t_off nabíjí z interního proudového zdroje proudem I_TIMER = 156 µA. Napětí na kondenzátoru se porovnává s hodnotou napětí na pinu MULT. Napětí na pinu MULT je přes rezistorový dělič snímáno ze vstupního napětí. Jakmile napětí na časovacím kondenzátoru

dosáhne hodnoty napětí na pinu MULT, úsek t_{off} je ukončen, spínací tranzistor je sepnut. Zároveň dojde k resetování časovače a celý cyklus se opakuje od začátku.

Okamžitá hodnota vstupního napětí se na pin MULT přenáší přes pasivní rezistorový dělič. Dělící poměr je dán maximálním povoleným napětí na pin MULT, které je dáno lineárním rozsahem interní násobičky. Dělící poměr spočítáme jako

$$k_{\mathrm{p}} = \frac{V_{\mathrm{MULTmax}}}{\sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmax}}} = \frac{3\ \mathrm{V}}{\sqrt{2} \cdot 88\ \mathrm{V}} = 0{,}024. \tag{89}$$

Kapacita časovacího kondenzátoru je pak určena vztahem:

$$= \frac{156\ \mu\mathrm{A}}{0{,}024 \cdot 140\ \mathrm{V} \cdot 100\ \mathrm{kHz}} = 462\ \mathrm{pF}. \tag{90}$$

Hodnotu kapacity volíme ze standardní řady, $C_{\mathrm{TIMER}} = 470\ \mathrm{pF}$. Nyní můžeme dle [22] spočítat minimální hodnotu t_{off}:

$$t_{\mathrm{off,\,min}} = \frac{C_{\mathrm{TIMER}}}{I_{\mathrm{TIMER}}} \cdot k_{\mathrm{p}} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmin}} =$$

$$= \frac{470\ \mathrm{pF}}{156\ \mu\mathrm{A}} \cdot 0{,}024 \cdot \sqrt{2} \cdot 30\ \mathrm{V} = 3{,}1\ \mu\mathrm{s}. \tag{91}$$

A konečně minimální hodnotu indukčnosti spočítáme dle vztahu

$$L_{\mathrm{min}} = \frac{V_{\mathrm{out}} - \sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmin}}}{\Delta I_{\mathrm{L,\,PKmax}}} \cdot t_{\mathrm{off,\,min}} =$$

$$= \frac{140\ \mathrm{V} - \sqrt{2} \cdot 30\ \mathrm{V}}{0{,}08\ \mathrm{A}} \cdot 3{,}1\ \mu\mathrm{s} = 3{,}7\ \mathrm{mH}. \tag{92}$$

3.2.7 Induktor – fyzický návrh

Postup při fyzickém návrhu je takřka shodný s návrhem transformátoru uvedeným v sekci Fyzický návrh transformátoru. Liší se hlavně tím, že v obvodu předregulátoru je jako akumulační prvek použit induktor, nikoliv transformátor. Stejně jako u blokujícího měniče je i zde použito pomocné vinutí, které slouží k napájení řídicího čipu.

Potřebný počet závitů pomocného vinutí jsem stanovil ve dvou krocích – v prvním kroku jsem učinil odhad na základě očekávaného napětí na primárním vinutí (při minimálním i maximálním vstupním napětí), a výsledky ověřil simulací v programu LTspice. Induktor jsem navinul a osadil, změřil jsem napětí na pomocném vinutí, a na základě změřené hodnoty jsem adekvátně upravil počet závitů (pro bližší popis napájecího obvodu viz „Napájecí obvod“ v sekci Návrh externích prvků k obvodu L4984).

3.2.8 Spínací tranzistor

Při výběru spínacího tranzistoru jsem se řídil následujícími faktory:

- maximálním povoleným napětím drain-source $V_{(\mathrm{BR})\mathrm{DSS}}$
- maximálním povoleným proudem drainu I_{D}
- odporem kanálu v sepnutém stavu $R_{\mathrm{DS(on)}}$
- maximálním ztrátovým výkonem (P_{TOT}).

Maximální napětí drain-source bude výstupní napětí (úbytek napětí na usměrňovací diodě můžeme zanedbat), tedy 140 V. Proud drainu (0,16 A) byl spočítán v (83). Odpor kanálu v sepnutém stavu by měl být co nejnižší, neboť tím se sníží vodivostní ztráty na spínacím tranzistoru.

Použil jsem tranzistor STD2LN60K3 ($V_{(\mathrm{BR})\mathrm{DSS}}$ = 600 V, I_{D} = 2 A, $R_{\mathrm{DS(on)}}$ < 4.5 Ω, P_{TOT} = 45 W), který jsem měl dostupný ze zásob. Použitý tranzistor je pro danou aplikaci předimenzovaný, nicméně požadavkům vyhovuje.

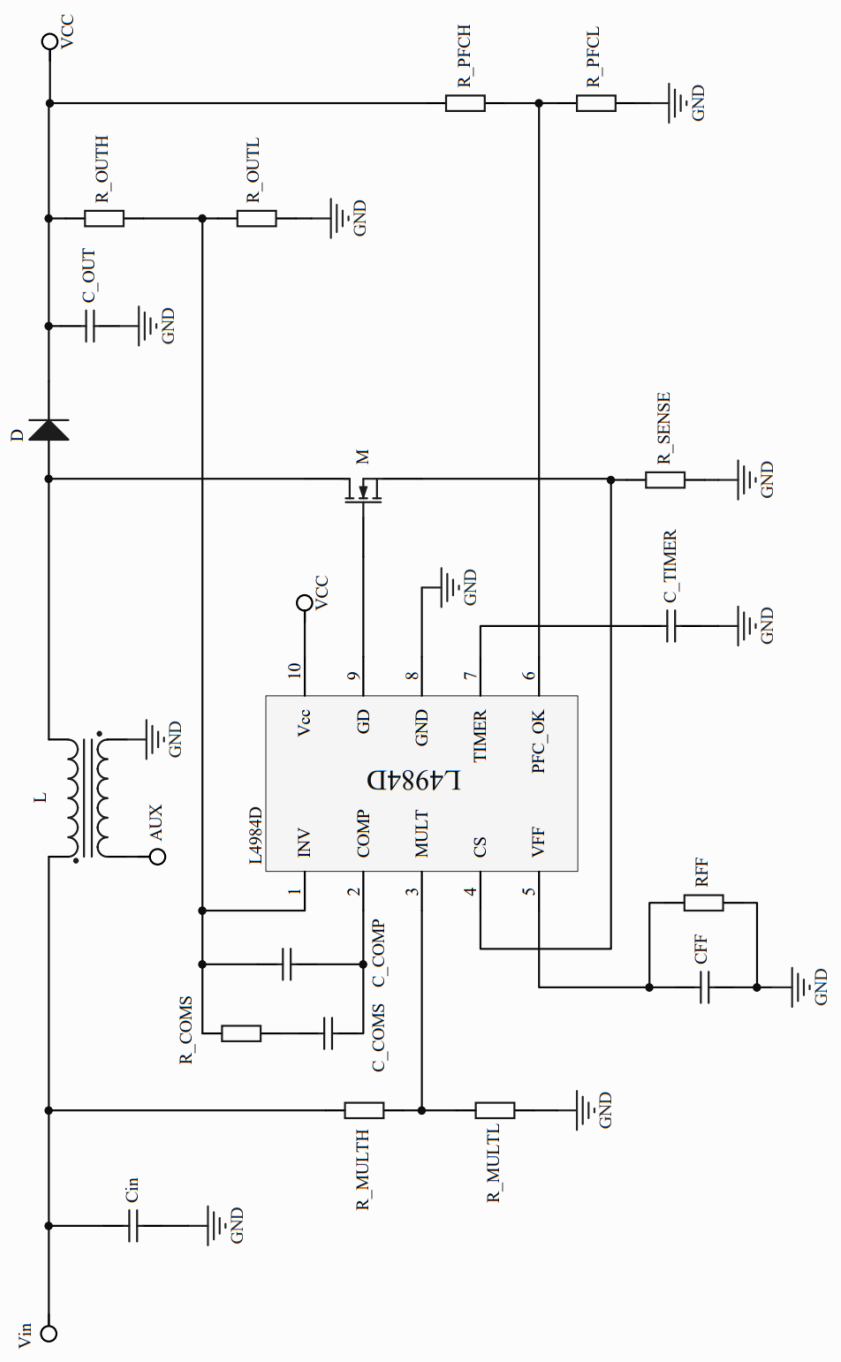
3.2.9 Výběr usměrňovací diody

Nejvyšší závěrné napětí na diodě získáme ve chvíli, kdy se bude okamžitá hodnota vstupního napětí rovnat nule – v tomto okamžiku bude dioda namáhána výstupním napětím. Z toho vyplývá, že usměrňovací dioda by měla mít závěrné napětí vyšší než 140 V.

Efektivní hodnota proudu protékajícího diodou byla spočítána v (84). Je vhodné použít diodu s krátkou zotavovací dobou, neboť tím snížíme zotavovací ztráty na tomto prvku a zvýšíme celkovou účinnost měniče. Použil jsem diodu STTH1L06A (600 V, 1 A), která se značnou rezervou vyhovuje požadavkům.

3.2.10 Návrh externích prvků k obvodu L4984

V následující části je proveden návrh externích prvků, které slouží ke konfiguraci obvodu L4984 a k nastavení požadovaných provozních parametrů. Návrh je rozdělen do několika sekcí, které odpovídají funkčním blokům obvodu L4984, respektive PFC předregulátoru. Pro lepší pochopení textu je na Obr. 23 uvedeno zjednodušené schéma zapojení předregulátoru s klíčovými prvky. Pro lepší pochopení bych také rád čtenáře odkázal na schéma vnitřního zapojení řídicího obvodu (viz Obr. 42 v příloze).



Obr. 23: Zjednodušené schéma zapojení PFC předregulátoru

Regulace výstupního napětí a ochrana proti přepětí

PIN 1 (INV) snímá přes rezistorový dělič výstupní napětí, a přivádí ho na invertující vstup chybového zesilovače, kde je porovnáváno s interní referencí (2,5 V). Tím je v obvodu zavedena zpětná vazba, která zajišťuje regulaci výstupního napětí. Rezistorový dělič se skládá z rezistorů $\mathrm{R_{outH}}$ a $\mathrm{R_{outL}}$. Pokud budeme na $\mathrm{R_{outH}}$ uvažovat ztrátu 25 mW, můžeme jeho hodnotu spočítat jako

$$R_{\mathrm{outH}} = \frac{(V_{\mathrm{out}} - 2{,}5\ \mathrm{V})^2}{25\ \mathrm{mW}} = \frac{(140\ \mathrm{V} - 2{,}5\ \mathrm{V})^2}{25\ \mathrm{mW}} = 0{,}76\ \mathrm{M\Omega}. \tag{93}$$

Pro praktickou realizaci zvolíme hodnotu ze standardní řady. Z důvodu rozložení napěťového namáhání je vhodné místo jednoho rezistoru použít dva rezistory zapojené do série. Dále je vhodné použít rezistory v pouzdru 1206, které v rámci SMD technologie snesou vyšší hodnoty napětí než pouzdra menších velikostí (0805, 0603, atd.). Z tohoto důvodu jsem použil dva 360kΩ rezistory zapojené v sérii.

Hodnotu spodního rezistoru spočítáme dle pravidel pro výpočet napěťového děliče:

$$\frac{R_{\mathrm{outH}}}{R_{\mathrm{outL}}} = \frac{V_{\mathrm{out}}}{2{,}5\ \mathrm{V}} - 1 = \frac{140}{2{,}5\ \mathrm{V}} - 1 = 55, \tag{94}$$

$$R_{\mathrm{outL}} = \frac{R_{\mathrm{outH}}}{55} = \frac{0{,}72\ \mathrm{M\Omega}}{55} = 13\ \mathrm{k\Omega}. \tag{95}$$

PIN 6 (PFC_OK) slouží k ochraně výstupu proti nadměrnému napětí (přepětí). Výstupní napětí je opět snímáno přes rezistorový dělič, ovšem jiný, než je dělič pro regulaci výstupního napětí, a to z důvodu spolehlivosti. Snímaná hodnota se porovnává vůči interní referenci 2,5 V. Pokud napětí na pinu PFC_OK překročí hranici 2,5 V, je ochrana aktivována. Rezistorový dělič je tvořen rezistory $\mathrm{R_{PFCH}}$ a $\mathrm{R_{PFCL}}$. Hodnoty rezistorů určíme dle stejných pravidel jako u výstupního děliče. Výpočtem získáme hodnoty $R_{\mathrm{PFCH}} = 3{,}3\ \mathrm{M\Omega}$ a $R_{\mathrm{PFCL}} = 56\ \mathrm{k\Omega}$. Požadovanou hodnotu horního rezistoru složíme sériovou kombinací rezistorů 1,5 MΩ a 1,8 MΩ.

Snímání proudu tekoucího induktorem

PIN 4 (CS) slouží ke snímání proudu tekoucího spínacím tranzistorem, potažmo induktorem během t_{on}. Interně je připojen na invertující vstup snímacího komparátoru. K převodu proudu na napětí slouží externí rezistor $\mathrm{R_{SENSE}}$. Jakmile hodnota napětí na pinu CS dosáhne nastavené prahové úrovně (viz dále), interní generátor PWM signálu vypne spínací tranzistor, čímž začne fáze t_{off}. Hodnotu rezistoru R_{SENSE} vypočítáme z maximální povolené hodnoty napětí na pinu CS:

$$R_{\mathrm{SENSE}} < \frac{V_{\mathrm{CSmin}}}{I_{\mathrm{L,\,PKmax}}} = \frac{0{,}84\ \mathrm{V}}{0{,}26\ \mathrm{A}} = 2{,}8\ \Omega, \tag{96}$$

kde:

V_{CSmin} je minimální hodnota interního referenčního napětí (viz [22])

$I_{\mathrm{L,\,PKmax}}$ je maximální hodnota proudu protékajícího induktorem (viz (87)).

Vypočtenou hodnotu složíme pomocí paralelní kombinace dvou rezistorů s odporem 5,6 Ω. Výsledná hodnota odpovídá hodnotě spočítané. S ohledem na hodnotu odporu snímacího rezistoru a velikost protékajícího proudu je vhodné zkontrolovat velikost tepelné ztráty:

$$P_{\mathrm{SENSE}} = R_{\mathrm{SENSE}} \cdot I_{\mathrm{SWrms}}^2 = 2{,}8\ \Omega \cdot (0{,}16\ \mathrm{A})^2\ = 70\ \mathrm{mW}. \tag{97}$$

Pro praktickou realizaci budou použity dva SMD rezistory v pouzdře 1206. Povolená tepelná ztráta jednoho rezistoru je 125 mW. Vypočtená ztráta je významně nižší, navíc se rozdělí mezi dva rezistory, chlazení není nutné.

Napěťový násobič a ochrana proti podpětí

PIN3 (MULT) je jedním ze dvou vstupů interního napěťového násobiče. Plní několik funkcí zároveň. Do napěťového násobiče přivádí vzorek okamžité hodnoty vstupního napětí (usměrněné sinusovky). Je součástí obvodu pro časování řídicích impulsů, obvodu pro kompenzaci zisku chybového zesilovače (viz dále), a také obvodu, který zajišťuje ochranu proti poklesu vstupního napětí (podpětí). Okamžitá hodnota vstupního napětí je snímána přes externí rezistorový dělič složený z rezistorů $\mathrm{R_{MULTL}}$ a $\mathrm{R_{MULTH}}$. Při návrhu děliče je nutné postupovat iterativně. Hodnoty rezistorů se navrhují tak, aby vzorek vstupního napětí odpovídal lineárním rozsahům napěťového násobiče a komparátoru pro snímání proudu. Pro zvolené hodnoty rezistorů je nutné zpětně zkontrolovat, že napětí na pinu MULT leží v lineárním rozsahu násobiče. Poté je nutné ověřit, že napětí na pinu MULT v běžném provozu neklesne pod úroveň, kdy se aktivuje ochrana proti podpětí. Pokud některá z kontrol neprojde, je nutné hodnoty rezistorů změnit a celý proces opakovat.

Interní násobič pracuje ve svém lineárním rozsahu, pokud hodnota napětí na pinu MULT leží v rozsahu 0-3 V (viz [22]). Pokud zvolíme maximální proud tekoucí děličem 60 μA, můžeme požadované hodnoty rezistorů spočítat jako

$$R_{\mathrm{MULTL}} = \frac{3\ \mathrm{V}}{60\ \mu\mathrm{A}} = 50\ \mathrm{k\Omega}, \tag{98}$$

použijeme hodnotu ze standardní řady, $R_{\mathrm{MULTL}} = 56\ \mathrm{k\Omega}$.

$$R_{\mathrm{MULTH}} = \frac{1 - k_{\mathrm{p}}}{k_{\mathrm{p}}} \cdot R_{\mathrm{MULTL}} = \frac{1 - 0{,}024}{0{,}024} \cdot 56\ \mathrm{k\Omega} = 2{,}3\ \mathrm{M\Omega}, \tag{99}$$

kde k_{p} je dělící poměr, vypočítaný v (89). Zvolil jsem hodnotu 2,4 MΩ, kterou jsem složil sériovou kombinací dvou rezistorů 1,2 MΩ.

Nyní je nutné zkontrolovat, že pro zvolené hodnoty rezistorů bude napěťový násobič pracovat v lineárním rozsahu, a že hodnota napětí v běžném provozu neklesne pod úroveň, při které se aktivuje ochrana proti podpětí. Kontrolu provedeme tak, že spočítáme hodnoty napětí na pinu MULT pro dolní i horní hranici vstupního napětí.

Pro maximální hodnotu vstupního napětí musí být hodnota napětí na pinu MULT nižší než 3 V:

$$V_{\mathrm{MULTmax}} = \sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmax}} \cdot \frac{R_{\mathrm{MULTL}}}{R_{\mathrm{MULTH}} + R_{\mathrm{MULTL}}} =$$

$$= \sqrt{2} \cdot 88\ \mathrm{V} \cdot \frac{56\ \mathrm{k\Omega}}{2{,}4\ \mathrm{M\Omega} + 56\ \mathrm{k\Omega}} = 2{,}84\ \mathrm{V}. \tag{100}$$

Pro minimální hodnotu vstupního napětí musí být hodnota napětí na pinu MULT vyšší než 0,8 V:

$$V_{\mathrm{MULTmin}} = \sqrt{2} \cdot V_{\mathrm{inmin}} \cdot \frac{R_{\mathrm{MULTL}}}{R_{\mathrm{MULTH}} + R_{\mathrm{MULTL}}} =$$

$$= \sqrt{2} \cdot 30\ \mathrm{V} \cdot \frac{56\ \mathrm{k\Omega}}{2{,}4\ \mathrm{M\Omega} + 56\ \mathrm{k\Omega}} = 0{,}97\ \mathrm{V}. \tag{101}$$

Obě hodnoty leží v požadovaném rozsahu, hodnoty rezistorů vyhovují.

Nakonec ověříme, při jakých hodnotách napětí dojde k zastavení a obnovení funkce předregulátoru kvůli ochraně proti podpětí. K vypnutí předregulátoru dojde tehdy, pokud vstupní napětí klesne na hodnotu:

$$V_{\mathrm{STOP}} = \frac{0{,}80}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_{\mathrm{MULTH}} + R_{\mathrm{MULTL}}}{R_{\mathrm{MULTL}}} =$$

$$= \frac{0{,}80}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2{,}4\ \mathrm{M\Omega} + 56\ \mathrm{k\Omega}}{56\ \mathrm{k\Omega}} = \ 24{,}8\ \mathrm{V}. \tag{102}$$

K obnovení činnosti předregulátoru dojde poté, co vstupní napětí stoupne na hodnotu:

$$V_{\mathrm{START}} = \frac{0{,}88}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R_{\mathrm{MULTH}} + R_{\mathrm{MULTL}}}{R_{\mathrm{MULTL}}} =$$

$$= \frac{0{,}88}{\sqrt{2}} \cdot \frac{2{,}4\ \mathrm{M\Omega} + 56\ \mathrm{k\Omega}}{56\ \mathrm{k\Omega}} = 27{,}3\ \mathrm{V}. \tag{103}$$

Spodní hranice vstupního napětí je 30 V, hranice ochrany proti podpětí tedy leží zhruba o 3 V níže. Během běžného provozního stavu, tj. pokud vstupní napětí leží v předpokládaném rozsahu, by nemělo dojít k nežádoucímu vypnutí předregulátoru z důvodu podpětí.

Napěťová a frekvenční kompenzace zisku chybového zesilovače

PIN 5 (VFF) je funkčně blízký pinu MULT. Napětí na pinu VFF je odvozeno od hodnoty napětí na pinu MULT, jedná se o jeho špičkovou hodnotu. Používá se v rámci interního mechanismu, jehož účelem je kompenzovat změny v zisku interního chybového zesilovače, aby byl co nejvíce nezávislý na velikosti vstupního napětí. Externími prvky pinu VFF jsou rezistor $\mathrm{R_{FF}}$ a kondenzátor $\mathrm{C_{FF}}$. Hodnoty prvků R_{FF} a C_{FF} musí být zvoleny tak, aby součin $R_{\mathrm{FF}} \cdot C_{\mathrm{FF}}$ (časová konstanta) byl vyšší než hodnota daná vztahem [22]:

$$R_{\mathrm{FF}} \cdot C_{\mathrm{FF}} > \frac{\frac{2 \cdot V_{\mathrm{MULTmax}}}{\Delta V_{\mathrm{FFmin}}}}{4 \cdot f_{\mathrm{L}}} = \frac{\frac{2 \cdot 2{,}84\ \mathrm{V}}{0{,}04\ \mathrm{V}}}{4 \cdot 50\ \mathrm{Hz}} = 0{,}7. \tag{104}$$

Hodnota $\Delta V_{\mathrm{FFmin}}$ je uvedena v katalogovém listu L4984 [22].

Zvolíme $C_{\mathrm{FF}} = 1\ \mu\mathrm{F}\ a\ R_{\mathrm{FF}} = 1\ \mathrm{M\Omega}$, čímž získáme $R_{\mathrm{FF}} \cdot C_{\mathrm{FF}} = 1\ > 0{,}7$. Zvolené hodnoty prvků vyhovují.

PIN 2 (COMP) je připojen na výstup chybového zesilovače podílejícího se na regulaci. Mezi pin INV (vstup chybového zesilovače) a pin COMP je připojena frekvenční kompenzace zesilovače. Výpočet konkrétních součástek je značně komplikovaný, použil jsem zapojení doporučené výrobcem (viz [23]).

Napájecí obvod

PIN 10 (VCC) slouží k napájení řídicího obvodu. Obvod L4984D potřebuje ke své činnosti stejnosměrné napájecí napětí. Napájecí obvod musí být navržen tak, aby dokázal zajistit napájení IO v ustáleném provozním stavu, ale také během úvodní přechodové fáze.

Ustálený provozní stav

V ustáleném provozním stavu se předregulátor nachází poté, co proběhla úvodní přechodová fáze (start-up). Řídící čip generuje spínací impulsy, tranzistor spíná proud induktorem, v pomocném vinutí se indukuje střídavé napětí, které po usměrnění a vyhlazení slouží k napájení řídicího IO.

Rozsah požadovaného napájecího napětí obvodu L4984D je 12-22,5 V, průměrný odběr během normálního provozu je 5 mA [22]. K napájení řídicího obvodu je použit jednoduchý lineární stabilizovaný zdroj napětí na bázi bipolárního tranzistoru a Zenerovy diody [24]. Zdrojem napětí je pomocné vinutí na spínacím induktoru. Toto napětí je jednocestně usměrněno, vyhlazeno a stabilizováno na hodnotu 15 V. Takto řešený napájecí zdroj plně pokrývá potřeby napájení řídicího obvodu v ustáleném stavu.

Klíčový problém, který je nutné zde vyřešit, je správný počet závitů na pomocném vinutí. Prvním důvodem je to, že vstupní napětí není konstantní, ale může se měnit v rozsahu 30-88 V. Druhým důvodem je to, že v domácích podmínkách nelze vyrobit induktor přesně podle vypočtené

specifikace. Počet závitů musí být navržen tak, aby indukované napětí nebylo příliš nízké, ani příliš vysoké. Nízké napětí by způsobilo, že obvod nenaběhne nebo nebude pracovat správně, příliš vysoké napětí by znamenalo vyšší výkonové ztráty na stabilizátoru a snižovalo celkovou účinnost předregulátoru. Proto je napájecí obvod navržen tak, aby ho bylo možné vyladit dle konkrétních provozních podmínek. Klíčové uzly obvody jsou osazeny zkratovacími propojkami, které umožňují napájecí obvod izolovat od zbytku předregulátoru. Dále je zde osazen pomocný konektor, který umožňuje IO napájet z externího zdroje napětí během oživování měniče. Postup oživování by měl probíhat takto:

Interní napájecí zdroj se pomocí zkratovacích propojek izoluje od zbytku obvodu. Pro napájení IO se použije externí zdroj napětí 14 V. Provedeme oživení předregulátoru a kontrolu základních funkcí. Změříme napětí na pomocném vinutí pro horní a dolní hranici vstupního napětí. Podle potřeby upravíme počet závitů na pomocném vinutí, popřípadě upravíme zapojení stabilizátoru. Odpojíme externí zdroj a připojíme interní napájecí zdroj. Zkontrolujeme funkci, a dle potřeby postup zopakujeme.

Úvodní přechodová fáze

Výše uvedený mechanismus napájí řídicí obvod v ustáleném provozním stavu, kdy spínací tranzistor spíná proud induktorem a v pomocném vinutí se indukuje potřebný proud. Bezprostředně po zapnutí je ale napětí na pomocném vinutí nulové. I přesto je nutné řídícímu čipu zajistit potřebné napájení. Odběr proudu během úvodní inicializace je 65-120 μA [22]. Napájení IO je v této fázi řešeno následovně: napájecí napětí se odebírá přímo ze vstupní napájecí větve předregulátoru. Napětí na této větvi má tvar usměrněné sinusovky s amplitudou 42-124 V. Vstupní napětí je přivedeno skrz rezistor na zásobní kondenzátor napájení IO. Velikost rezistoru a kapacita kondenzátoru se volí jako kompromis mezi účinností předregulátoru a dobou náběhu. Proud tekoucí omezovacím rezistorem je v podstatě čistá ztráta, která se započítává do celkové účinnosti předregulátoru. Proto je žádoucí zvolit velikost rezistoru co nejvyšší. Na druhou stranu, čím vyšší je hodnota rezistoru, tím déle trvá nabití zásobního kondenzátoru, potažmo doba náběhu IO a celého předregulátoru. Kritická je zejména spodní hranice vstupního napětí, protože čím nižší je vstupní napětí, tím déle trvá, než napájecí napětí řídicího obvodu překoná minimální startovací úroveň (typicky 12 V [22]). Náběh jsem modeloval v programu LTspice, navržené hodnoty součástek vychází z výsledků simulace.

Ostatní funkce

PIN 8 (GND) slouží jako referenční bod, a to jak pro signálovou, tak i výkonovou část předregulátoru. Při návrhu plošného spoje je však vhodné tyto větve vést samostatně z důvodu rušení.

PIN 9 (GD) slouží k buzení spínacího tranzistoru.

3.3 Vstupní díl

Vstupní díl se svou funkcí podobá základní desce v osobním počítači. Propojuje mezi sebou ostatní bloky a poskytuje jim funkce, které potřebují ke své činnosti:

- zajišťuje fyzické připojení ke zdroji vstupního napětí,
- filtruje vysokofrekvenční rušení ze strany měniče do napájecí sítě,
- poskytuje ochranu proti napěťovým špičkám a proudovému přetížení,
- převádí střídavé vstupní napětí na stejnosměrné,
- umožňuje propojit ostatní moduly podle úrovně vstupního napětí,
- chrání modul PFC předregulátoru proti přetížení v důsledku chybného nastavení přepínače rozsahů.

V následujícím textu budou uvedené funkce podrobně popsány a vysvětleny.

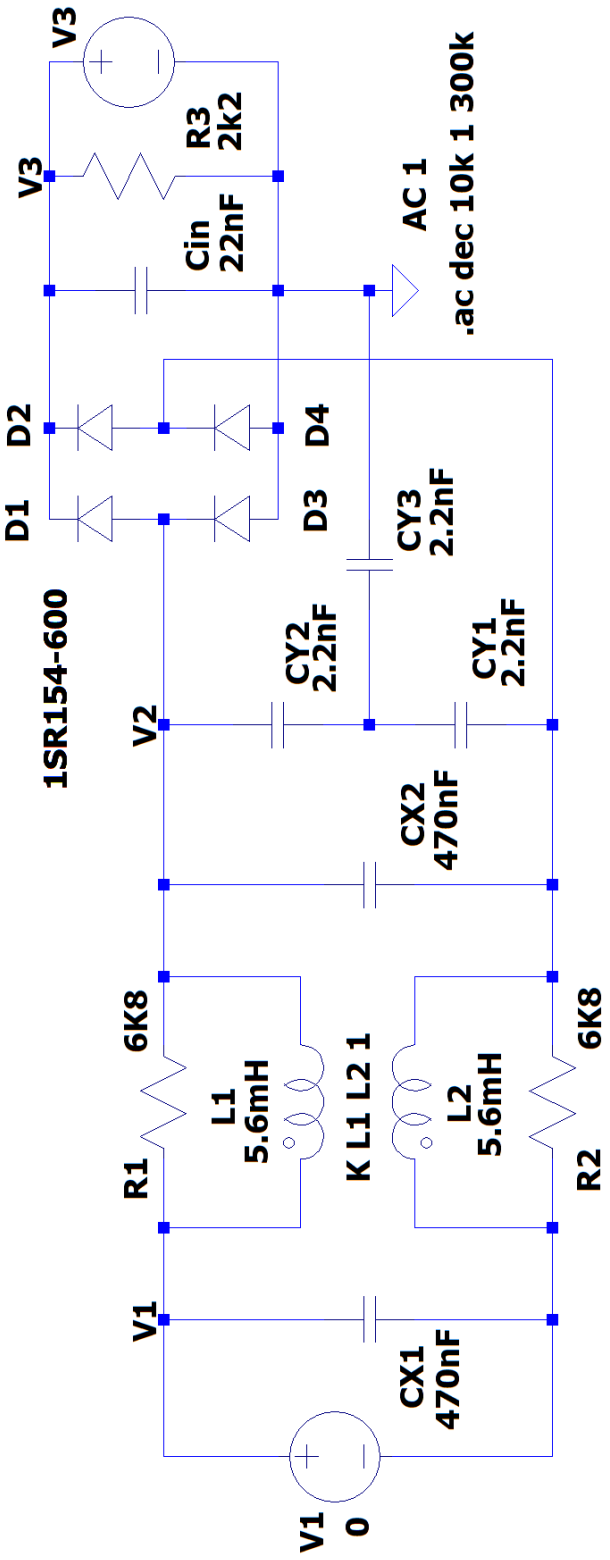
K návrhu vstupního dílu jsem použil simulační program LTspice od firmy Analog devices. Díky němu jsme měl možnost simulovat chování obvodu pro různé provozní stavy, a postupně najít optimální hodnoty použitých prvků. Program LTspice disponuje jen omezenou knihovnou elektronických prvků, proto jsou ve schématech zapojení použity jiné modely prvků, než jaké jsem použil při výrobě. Týká se to zejména aktivních prvků – tranzistorů a diod. Nicméně, pro simulaci chování obvodu není nezbytně nutné, aby byly součástky naprosto identické, úplně postačí, když budou mít porovnatelné parametry.

3.3.1 Usměrňovací můstek

K usměrnění vstupního napětí jsem zvolil monolitický integrovaný diodový můstek. Rychlost diod nehraje roli, pracujeme se síťovým napětím o frekvenci 50 Hz. Důležitá je pouze velikost závěrného napětí, velikost propustného proudu a přípustná tepelná ztráta. Vzhledem k tomu, že vstupní proud se pohybuje v řádu stovek mA, vyhoví v podstatě jakýkoliv komerčně dostupný výrobek. V tomto případě jsem zvolil integrovaný diodový můstek DB107 v pouzdru DIL4. Maximální závěrné napětí diod je 700 VAC, maximální propustný proud je 1 A. Můstek s velkou rezervou vyhovuje požadavkům. S ohledem na proudový odběr a fyzické rozměry můstku lze odhadnout i bez výpočtu, že můstek se obejde bez chladiče.

3.3.2 EMI filtr

Jedná se o standardní zapojení jednofázového odrušovacího filtru 250 V/50 Hz. Schéma zapojení jsem převzal z [24].



Obr. 24: Schéma zapojení EMI filtru v simulačním programu LTspice

L1 a L2 je dvojice tlumivek, které slouží pro potlačení symetrické složky rušení. Jsou zapojeny podélně do proudových vodičů a pracovní proud obvodu jimi protéká ve stejném směru jako rušivý proud [26]. Konstrukčně jsou provedeny jako dvě souhlasně vinuté cívky na uzavřeném feritovém jádru ve tvaru prstence.

CX1 a CX2 jsou odrušovací kondenzátory třídy X, zapojené mezi fázový vodič a střední vodič. Jejich úkolem je odrušení protifázové složky rušivých proudů. CY1-CY3 jsou bezpečnostní kondenzátory třídy Y. Jsou zapojeny mezi fázovými vodiči a ochranným vodičem, respektive kovovou skříní zařízení. Slouží k odrušení soufázových složek rušivého signálu [26].

K ověření funkce EMI filtru jsem použil simulační program LTspice. Schéma zapojení simulačního obvodu je uvedeno níže. Za zmínku stojí, že zdroj signálu V3 je připojen na výstupu obvodu, protože nás zajímá schopnost obvodu filtrovat rušení směrem k napájecí síti. Ukázka výstupu ze simulace je uveden na Obr. 63 v příloze.

3.3.3 Ochranné a pomocné prvky

Varistor VR101 má za úkol absorbovat energii vysokonapěťových rušivých impulsů. V rozsahu provozních napětí má odpor varistoru vysokou hodnotu a protéká jím zanedbatelný proud. Při překročení velikosti ochranného napětí se odpor varistoru prudce sníží na hodnotu jednotek ohmů, může jím protékat proud až desítek A [26].

Termistor NTC101 slouží k omezení proudového rázu při zapnutí přístroje. Pojistka F101 chrání obvod, ale i rozvodnou síť proti proudovému přetížení v případě zkratu. K připojení napájecího napětí slouží standardní síťová zásuvka IEC. Ochranný kolík zásuvky je vodivě propojen s kovovou skříní zařízení.

Přepínání vstupního rozsahu se provádí pomocí posuvného přepínače, který se standardně používá u počítačových zdrojů. Přepínač je umístěn na čelním panelu skříně.

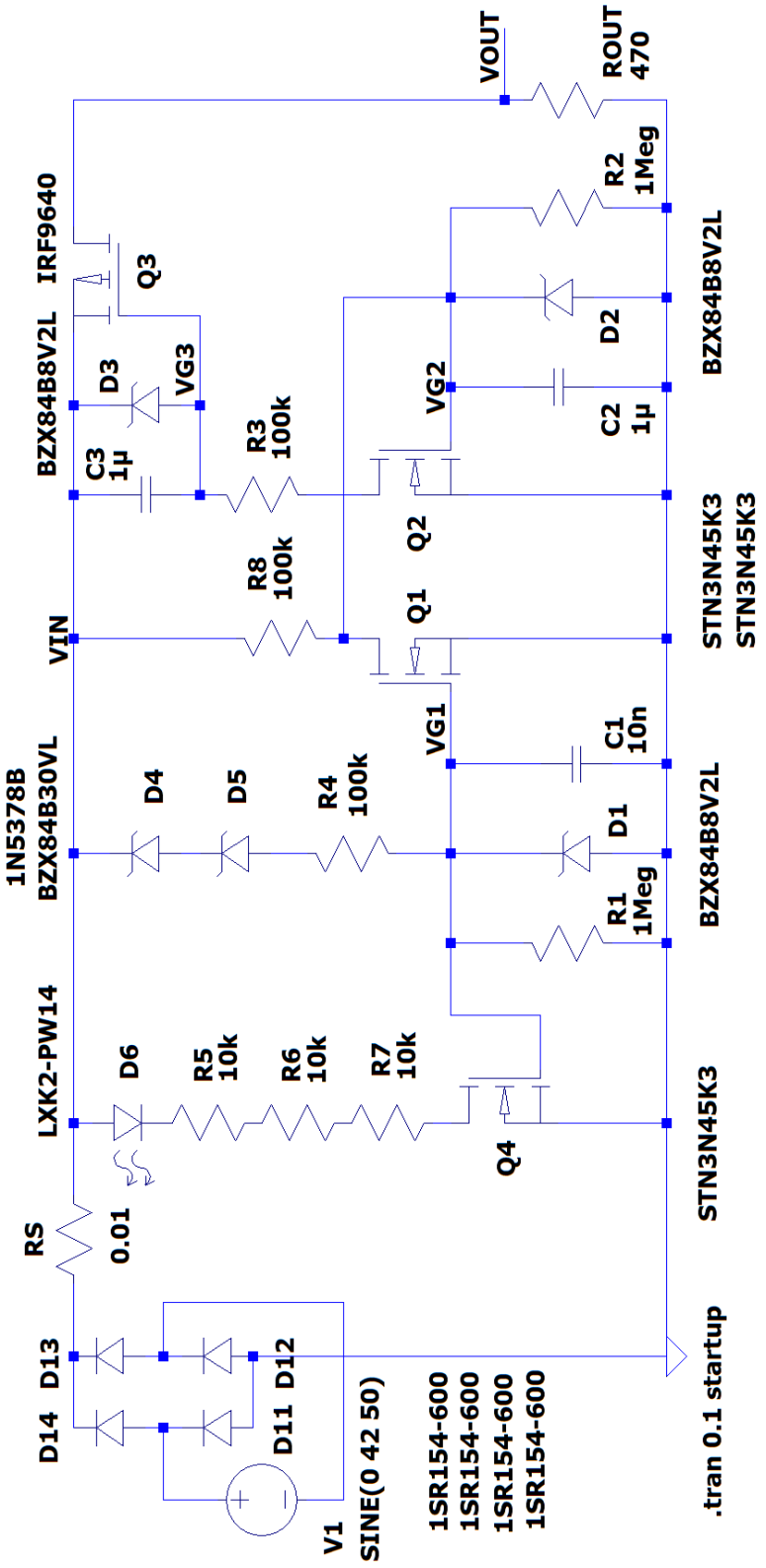
3.3.4 Chránič PFC předregulátoru

Rozsah vstupního napětí se nastavuje ručně pomocí přepínače. Zařízení má však pouze jednu vstupní zásuvku, která je společná pro oba rozsahy. Tím pádem vzniká riziko, že se chybou obsluhy může na vstupu zařízení objevit napětí jiné, než je nastaveno na přepínači rozsahů.

Praktický příklad: uživatel zařízení zvolí vstupní rozsah 30-88 VAC, ale na vstup připojí kabel s napětím 230 VAC. To by samozřejmě způsobilo poškození (případně zničení) předregulátoru a možná i ostatních modulů.

Proto je na vstupu PFC předregulátoru zařazen ochranný obvod, který zabraňuje tomu, aby se na vstup dostalo napětí vyšší než 130 V.

K návrhu ochranného obvodu jsem opět použil simulační program LTspice. Schéma zapojení simulačního obvodu je uvedeno na Obr. 25. Ukázka výstupu ze simulace je uvedena v příloze (viz Obr. 65 a Obr. 66). K vysvětlení funkce obvodu použiji schéma zapojení uvedené na Obr. 25. Cílové schéma je shodné, liší se pouze číslováním prvků.



Obr. 25: Schéma zapojení ochranného obvodu v simulačním programu LTspice

Napěťový zdroj V1 reprezentuje vstupní napájecí napětí. Jedná se o střídavý zdroj napětí o frekvenci 50 Hz s amplitudou 42-124 V, což odpovídá rozsahu 30-88 VAC. Diody D11-D14 tvoří usměrňovací můstek, rezistor RS je pomocný, slouží k měření vstupního proudu. Tranzistory Q1, Q2 a Q4 jsou typu NMOS, tranzistor Q3 je typu PMOS.

Běžný provozní stav

Předpokládejme, že napětí na vstupu leží v rámci povoleného rozsahu, například 30 VAC neboli 42 VDC. Usměrněný proud teče horní vodorovnou větví až k uzlu VIN a odtud přes rezistor R8 do uzlu VG2. Tranzistor Q1 je zavřený, Q4 rovněž. Proud tekoucí do uzlu VG2, začne nabíjet kondenzátor C2. Kondenzátor C2 se nabije, a tranzistor Q2 se otevře.

Otevřeným kanálem tranzistoru Q2 začne protékat proud, který nabije kondenzátor C3. Kondenzátor C3 je připojen paralelně k přechodu gate-source tranzistoru Q3. Tranzistor Q3 je PMOS. Jakmile velikost napětí gate-source přesáhne hodnotu zhruba 4 V, tranzistor Q3 se otevře a pustí proud do zátěže, reprezentované rezistorem ROUT. Na rezistor ROUT je přivedeno napětí VOUT, které je prakticky shodné s napětím zdroje, neboť tranzistor Q3 je v saturaci, úbytek na něm je zanedbatelný.

Tranzistory Q2 a Q3 zůstávají otevřené až do okamžiku vypnutí nebo do začátku poruchového stavu. Napětí na jejich hradlech je udržováno kondenzátory C2 a C3. Velikost kapacity C2 a C3 je zvolena tak, aby napětí gate-source kolísalo maximálně o stovky milivoltů a trvale zůstalo bezpečně vyšší, než je prahové napětí daných tranzistorů. To je důležité proto, že vstupní napájecí napětí nemá konstantní průběh, nýbrž periodicky kolísá od maximální hodnoty k nule (usměrněný sinus).

Klidový proud skrze rezistory R8 a R3 je malý a nemá zásadní vliv na výkonové ztráty. Tento proud slouží jen k tomu, aby se průběžně dobíjely kondenzátory C2 a C3, které drží konstantní napětí na hradlech tranzistorů Q2 a Q3 (viz výše).

Zenerovy diody D1-D3 slouží k omezení napětí na přechodech gate-source tranzistorů Q1-Q4 na hodnotu 8,2V. Toto napětí je dostatečné k tomu, aby se příslušný tranzistor plně otevřel do saturace, a zároveň poskytuje dostatečnou rezervu vůči maximální hodnotě napětí gate-source (typicky 20 V).

Tranzistory Q1 a Q4 jsou v běžném provozním stavu zavřené. Mají-li se otevřít, musí se proud dostat do uzlu VG1. To však v běžném provozním stavu není možné. Průtok proudu do uzlu VG1 je blokován Zenerovými diodami D4 a D5, jejichž Zenerovo napětí je v součtu 130 V. Pokud vstupní napětí leží uvnitř povoleného rozsahu 42-124 V, diody D4 a D5 jsou zavřené, a tím pádem zůstávají zavřené i tranzistory Q1 a Q4. Dvě Zenerovy diody jsou použity z důvodu rozložení zátěže, zároveň můžeme jejich kombinací přesněji určit celkovou hodnotu Zenerova napětí.

Jelikož závěrná charakteristika Zenerových diod není ideálně pravoúhlá, k otevírání diod dochází již při napětí nepatrně nižším než 130 V. Tento problém je v obvodu vyřešen následovně: ke kondenzátoru C1 je paralelně připojen rezistor R1. Rezistor R1 průběžně vybíjí C1, aby se nestihl dobíjet rušivým proudem, který „prosakuje“ skrze D4 a D5. Díky tomu se napětí na hradlech tranzistorů Q1 a Q4 udržuje blízko nuly, resp. příliš nízké na to, aby se tranzistory otevřely.

Poruchový stav

Předpokládejme, že na vstupu zařízení se objeví napětí mimo povolený rozsah, například 315 VDC (usměrněné síťové napětí). Stejně jako v předchozím případě, proud teče horní vodorovnou větví k uzlům VIN a VG2, kde začne nabíjet kondenzátor C2. Dokud není C2 nabitý na napětí min. 4 V, je tranzistor Q2 zavřený. Je-li zavřený Q2, je zavřený i Q3, a zátěž je odpojená od vstupu. Doba nabíjení C2 závisí na amplitudě vstupního napětí. Čím vyšší amplituda, tím rychleji se C2 nabije. Nicméně, i při maximální amplitudě 375VDC je doba nabíjení C2 (a poté C3) dostatečně dlouhá k tomu, aby se stihla uplatnit ochranná část obvodu.

Vstupní napětí je vyšší než 130 V. Zenerovy diody D4 a D5 se otevřou a propustí proud do uzlu VG1. Proud nabíjí kondenzátor C1. Jeho kapacita je záměrně zvolena řádově nižší, aby se stihl nabít mnohem rychleji než dvojice C2-C3. Napětí na hradle Q1 dosáhne prahové hodnoty. Tranzistor Q1 se otevře a stáhne napětí na hradle tranzistoru Q2 k zemi. Tranzistor Q2 se uzavře, následkem čehož se zablokuje možnost otevření tranzistoru Q3. Je-li Q3 uzavřen, proud nemá kudy téct směrem k zátěži, takže zátěž je chráněna. Připomínám, že zátěží je v tomto případě PFC předregulátor. Tranzistor Q1 zůstává otevřený tak dlouho, dokud je vstupní napětí vyšší než Zenerovo napětí diod D4 a D5 (130 V).

Tranzistor Q4 je pomocný a slouží pouze k sepnutí indikační LED. Tato dioda je umístěna na čelním panelu zařízení a informuje uživatele o tom, že došlo k aktivaci ochrany PFC předregulátoru. Proud tekoucí diodou je omezen rezistory R5-R7.

Ochranná funkce obvodu způsobuje prodlevu mezi okamžikem zapnutí a okamžikem, kdy se napájecí napětí dostane na vstup PFC předregulátoru. Velikost zpoždění je nepřímo úměrná velikosti vstupního napětí. Vyšší vstupní napětí znamená rychlejší start, a naopak. Už při hodnotě vstupního napětí 30 VAC je však doba zpoždění zhruba 200 ms, což je prodleva, které si obsluha zařízení ani nevšimne.

Při návrhu obvodu jsem vycházel z předpokladu, že napětí na vstupu bude víceméně konstantní. Nemělo by se stát, že v okamžiku připojení bude na vstupu například 115 V, a poté se napětí změní na 230 V. Ochranný obvod tuto situaci dokáže vyřešit, ale není to jeho účelem. Není navržen tak, aby řešil výrazné změny napětí za provozu.

3.4 Praktická realizace

Z hlediska praktické realizace jsem se rozhodoval mezi řešením typu „vše v jednom“ (vše na jedné desce) a modulární koncepcí neboli rozdělením řešení do několika samostatných modulů. Řešení typu vše v jednom má bezpochyby řadu výhod:

- nižší spotřeba materiálu na zhotovení DPS,
- nižší spotřeba propojovacích kabelů a konektorů,
- nižší riziko nesprávného propojení a zničení desky,
- kratší propojovací cesty a nižší riziko rušení,
- hotový výrobek může mít menší fyzické rozměry.

Také modulární koncepce má určité výhody:

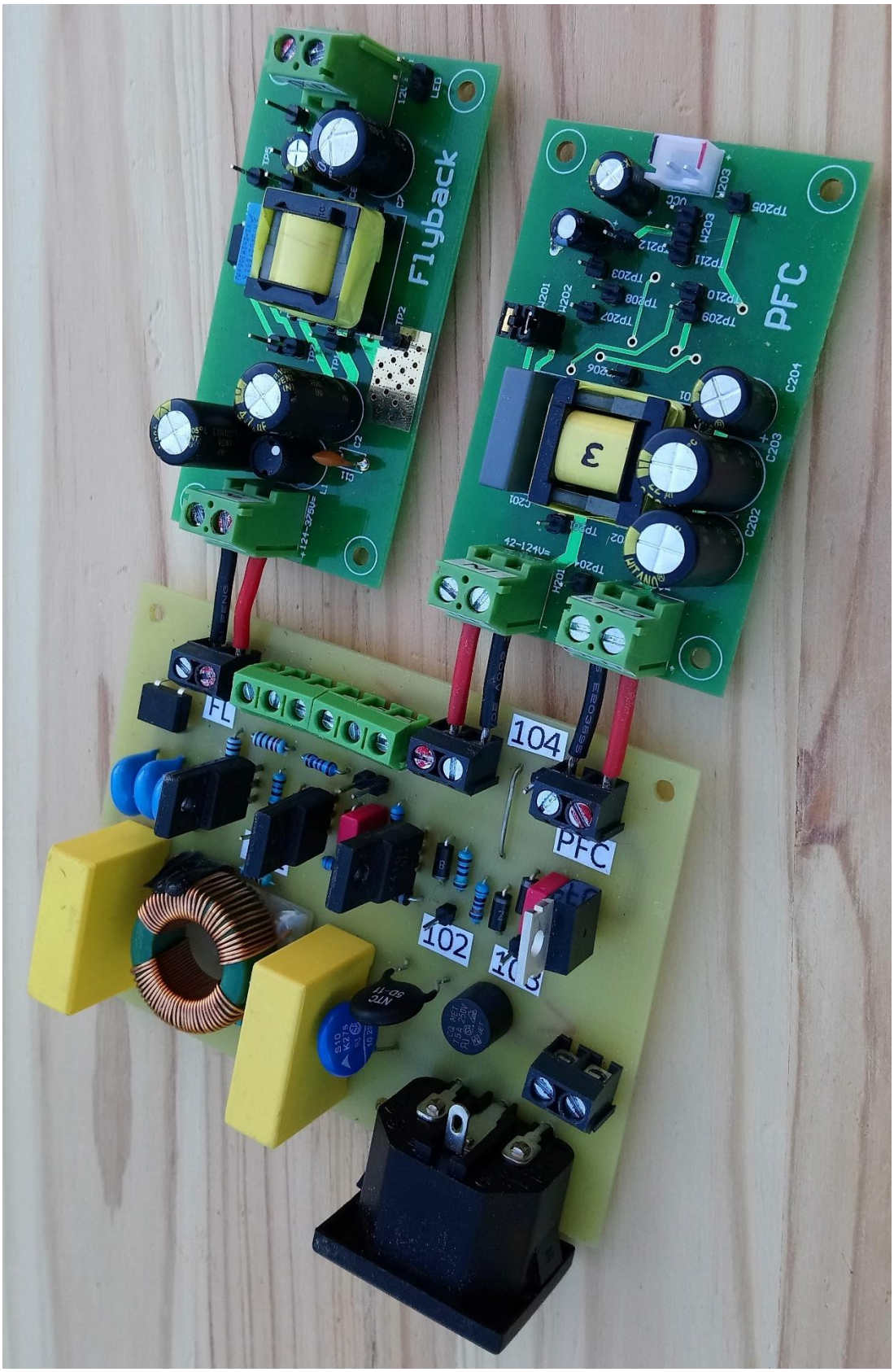
- jednotlivé funkční bloky řešení lze realizovat samostatně, přičemž nedostupnost součástek pro jeden modul neblokuje možnost pracovat na ostatních modulech,
- oživení a testování modulů lze provádět samostatně, a poškození nebo zničení jednoho modulu nebrání práci na ostatních modulech,
- pokud se při oživování nebo testování ukáže, že v návrhu modulu je chyba, je jednodušší opravit a znovu vyrobit jeden dílčí blok než celé řešení.

Po zvážení všech výhod a nevýhod jsem se rozhodl pro modulární koncepci. Tento způsob řešení mi dává větší kontrolu nad realizací. Je možné, že konečný výsledek nebude tak atraktivní jako řešení typu vše v jednom. Nicméně, nic nebrání tomu, aby se v budoucnu (po úspěšném oživení a otestování) provedla další optimalizace, jako například implementace na jedinou desku.

3.4.1 Návrh desek plošných spojů

Pro návrh desek plošných spojů jsem použil program Altium designer. Desky PFC předregulátoru a blokujícího měniče jsou dvouvrstvé, deska vstupního dílu je jednovrstvá. Kvůli složitosti jednotlivých desek jsem se rozhodl si jejich výrobu objednat u profesionální firmy, osazení jsem však již provedl sám. Hlavním důvodem bylo velké množství vrtaných (a u dvoustranných desek prokovených) otvorů. Toto řešení je sice dražší než ruční výroba, nicméně je výrazně snazší a hlavně spolehlivější.

Vyrobené a osazené desky jsou zobrazeny na následujícím obrázku.



Obr. 26: Fotografie zrealizovaného prototypu

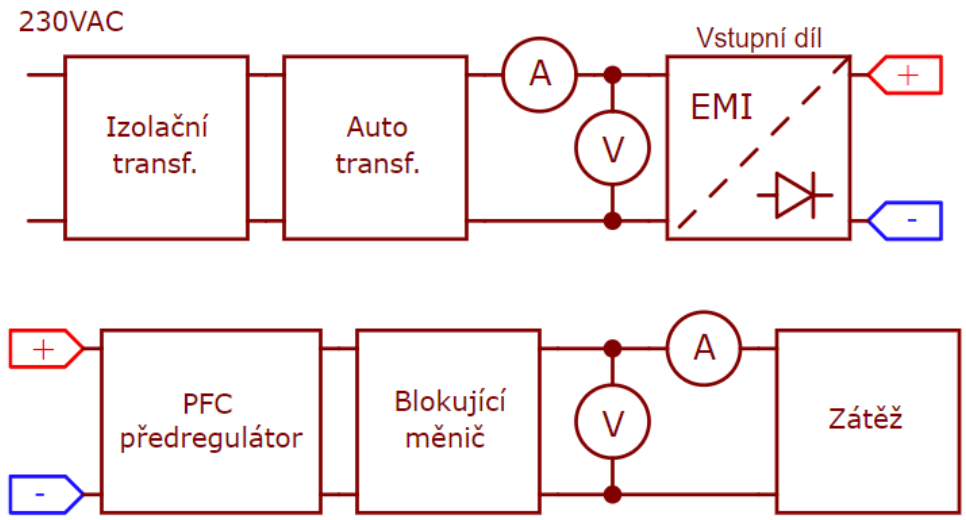
4 Měření

4.1 Úvod

K ověření funkce zařízení a změření jeho parametrů jsem provedl sadu měření. Měření jsem provedl ve školní laboratoři na Katedře teorie obvodů. Měřené charakteristiky jsem rozdělil do dvou skupin: statické a dynamické.

4.2 Statické charakteristiky

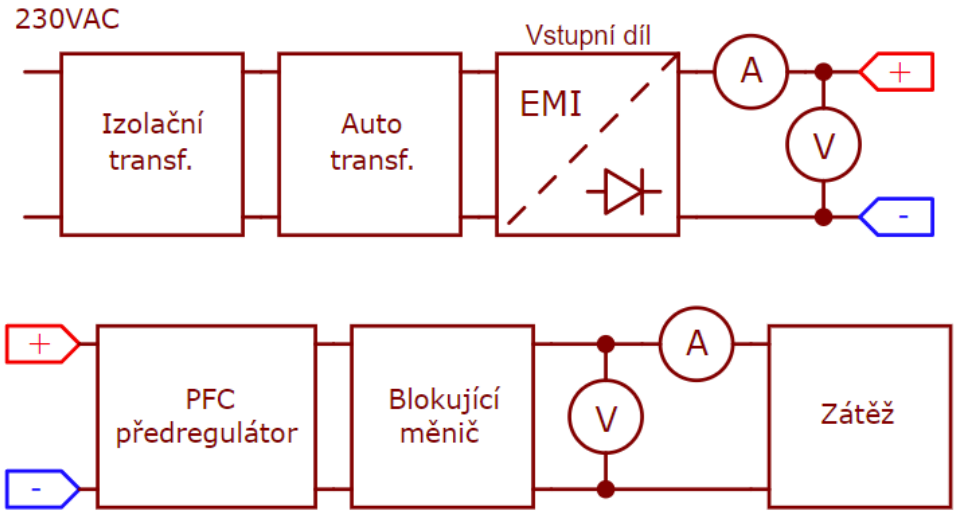
Měřicí obvod jsem zapojil dle následujícího schématu:



Obr. 27: Schéma zapojení měřicího obvodu

Měřený obvod je napájen ze síťového rozvodu 230 V. Z důvodu bezpečnosti je na vstupu zapojen izolační transformátor s poměrem vinutí 1:1. Měření vyžaduje nastavitelný zdroj střídavého napětí. K tomuto účelu je v obvodu zařazen vinutý autotransformátor, jehož výstupní napětí lze spojitě regulovat v rozsahu 0-250 V. Dále následuje vlastní měřené zařízení, představované bloky Vstupní díl, PFC předregulátor a Blokující měnič. Jako zátěž jsem použil nastavitelný drátový rezistor s maximální hodnotou odporu 1 kΩ a maximálním povoleným proudem 0,7 A. Tato zátěž plně odpovídá potřebám měření.

Jak je patrné ze schématu zapojení, vstupní napětí a proud jsem měřil před vstupním dílem, tedy ve střídavé oblasti. Toto měření však poskytovalo nečekané výsledky (například vstupní výkon naprázdno dosahoval hodnoty až 10 W). Bylo zjevné, že výsledky měření jsou významně ovlivněny reaktančními prvky na vstupu, zejména oběma transformátory (izolační transformátor a autotransformátor), resp. reaktančními prvky ve vstupním odrušovacím EMI filtru (viz Obr. 57). Po konzultaci s vedoucím diplomové práce jsem učinil změnu měřicího zapojení. Měřicí obvod jsem zapojil tak, abych měřil vstupní napětí a vstupní proud až za usměrňovacím můstkem, tedy ve stejnosměrné oblasti. Upravené schéma měřicího obvodu je uvedeno na následujícím obrázku.



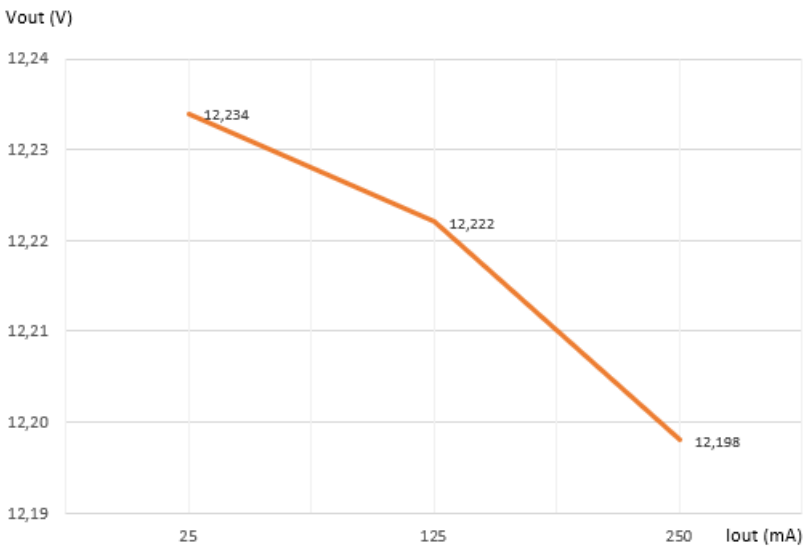
Obr. 28: Upravené schéma zapojení měřicího obvodu

Tato úprava se ukázalo jako správná, neboť naměřené hodnoty začaly odpovídat očekávání a byly vzájemně konzistentní.

V následujících odstavcích jsou shrnuty vybrané hodnoty, průběhy a komentáře. Kompletní výpis naměřených hodnot a průběhů je uveden v přílohách práce.

4.2.1 Zatěžovací charakteristika

Zatěžovací charakteristika vypovídá o schopnosti měniče udržet konstantní výstupní napětí v rámci celého rozsahu výstupního proudu. Na obrázku Obr. 29 je zachycena zatěžovací charakteristika změřená pro vstupní napětí 30 VAC a rozsah výstupního proudu 25-250 mA. Z obrázku je patrné, že měnič se chová jako „velmi tvrdý“ zdroj napětí. Hodnota výstupního napětí se mění jen velice nepatrně, v řádu desítek mV. Zatěžovací charakteristiku jsem změřil též pro vstupní napětí 88 VAC a 254 VAC. Výsledné grafy mají identický průběh, proto zde nejsou uvedeny.



Obr. 29: Zatěžovací charakteristika

4.2.2 Výstupní odpor

Velikost výstupního odporu měniče odhadneme dle vztahu:

$$R_{\mathrm{out}} = \frac{\Delta V_{\mathrm{out}}}{\Delta I_{\mathrm{out}}}, \tag{105}$$

kde ΔV_{out} je pokles výstupního napětí při změně výstupního proudu o ΔI_{out}.

Ze zatěžovací charakteristiky lze odečíst, že při změně I_{out} z hodnoty 25 mA na 250 mA se vstupní napětí změní o 36 mV. Dosazením do (105) získáme hodnotu výstupního odporu

$$R_{\mathrm{out}} = \frac{12{,}234\ \mathrm{V} - 12{,}198\ \mathrm{V}}{250\ \mathrm{mA} - 25\ \mathrm{mA}} = \frac{36\ \mathrm{mV}}{225\ \mathrm{mA}} = 160\ \mathrm{m\Omega}. \tag{106}$$

4.2.3 Činitel stabilizace

Činitel stabilizace udává závislost hodnoty výstupního napětí na úrovni vstupního napětí. Činitel stabilizace můžeme spočítat jako

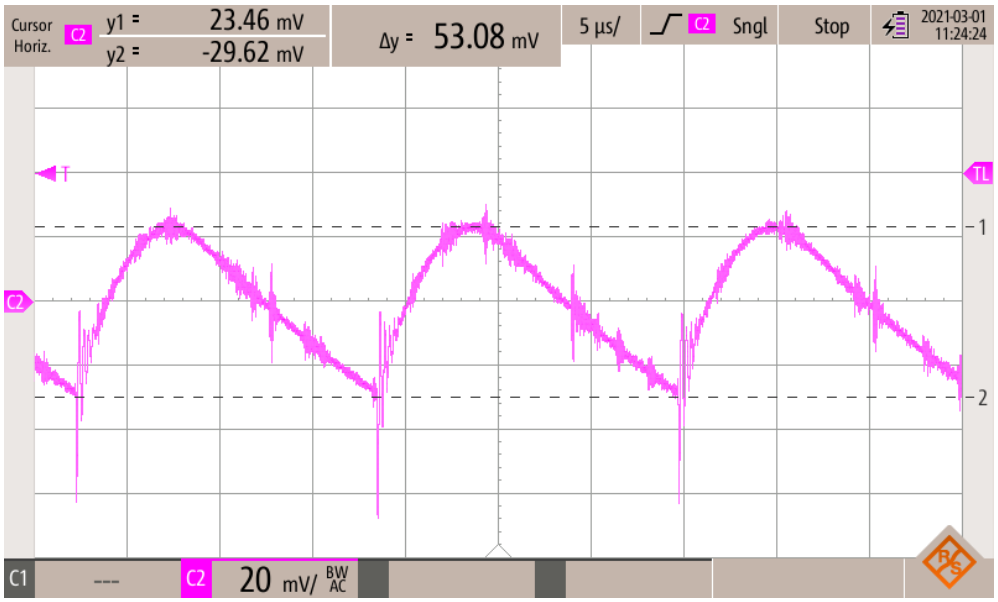
$$S = \frac{\Delta V_{\mathrm{in}}}{\Delta V_{\mathrm{out}}}. \tag{107}$$

Při měření jsem však zjistil, že hodnota výstupního napětí byla pro všechny zkoušené hodnoty vstupního napětí stejná. Z toho soudím, že změna výstupního napětí byla nižší než 0,001 V (rozlišovací schopnost měřicího přístroje). Můžeme tedy určit minimální hodnotu činitele:

$$S > \frac{220\ \mathrm{V}}{0{,}001\ \mathrm{V}} = 220\,000. \tag{108}$$

4.2.4 Zvlnění výstupního napětí

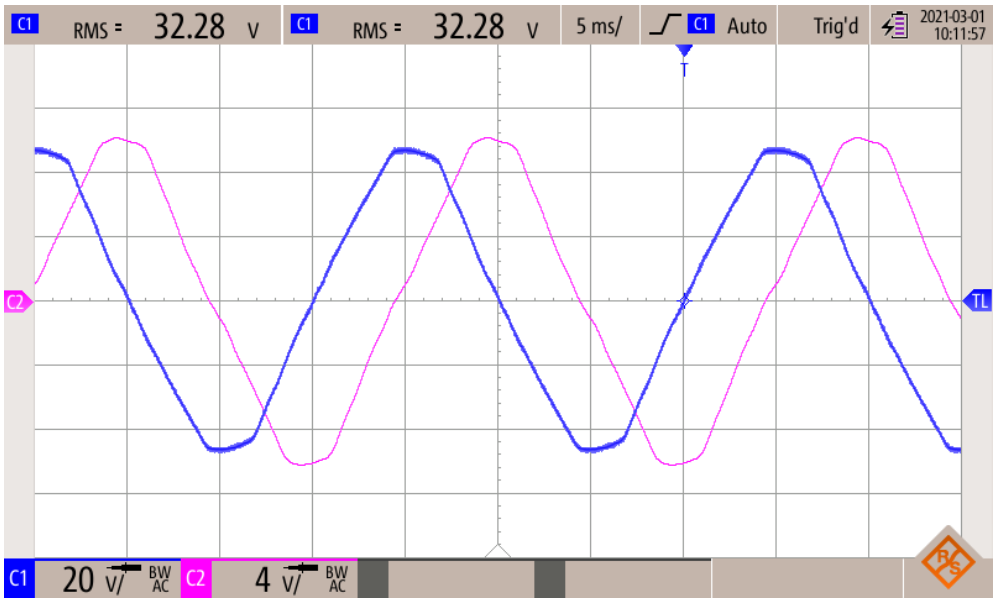
Hlavní složka zvlnění výstupního napětí je způsobena spínací frekvencí blokujícího měniče (f_{sw} = 60 kHz). Amplituda zvlnění je řádově 50 mV, což představuje zhruba 0,4 % hodnoty výstupního napětí. Z průběhu je dále zřejmá přítomnost vysokofrekvenčního rušení. Napěťové špičky (jehly) mají amplitudu řádově 100 mV (0,8 % V_{out}).



Obr. 30: Zvlnění výstupního napětí při V_{in} = 88 VAC, I_{out} = 250 mA

4.2.5 Průběh vstupního proudu

Průběh vstupního proudu jsem měřil pomocí rezistoru zařazeného sériově na vstupu zařízení. Na Obr. 31 je zachycen průběh vstupního proudu (růžový průběh) pro vstupní napětí 30 VAC (modrý průběh) a výstupní proud 250 mA. Průběh vstupního proudu je velice příznivý. Tvar vlny se blíží ideální sinusovce a neobsahuje žádné významné zkreslení. Zcela přesný výsledek bychom mohli dostat měřením spektrálních složek, nicméně toto měření jsem neprováděl. Příznivý průběh vstupního proudu jsem ověřil měřením v celém rozsahu spodního pásma, tedy 30-88 VAC. Za zmínku stojí skutečnost, že fázový posuv odpovídá induktivní zátěži. Je tedy pravděpodobné, že nepřesnost měření zmíněná v úvodu kapitoly je způsobena reaktancí použitých transformátorů.



Obr. 31: Průběh vstupního proudu pro V_{in} = 30 VAC, I_{out} = 250 mA

Na Obr. 32 je zachycen průběh vstupního proudu (růžový průběh) pro vstupní napětí (modrý průběh) z horního pásma, zde konkrétně Vin = 245 V. Výstupní proud je opět maximální, tedy 250 mA. Průběh vstupního proudu je v tomto případě značně vzdálený od ideálního průběhu. I bez harmonické analýzy je zjevné, že signál obsahuje vyšší harmonické složky. Průběh proudu připomíná obdélníkový průběh s překmity na náběžné i sestupné hraně.

Obr. 32: Průběh vstupního proudu pro V_{in} = 250 VAC, I_{out} = 250 mA

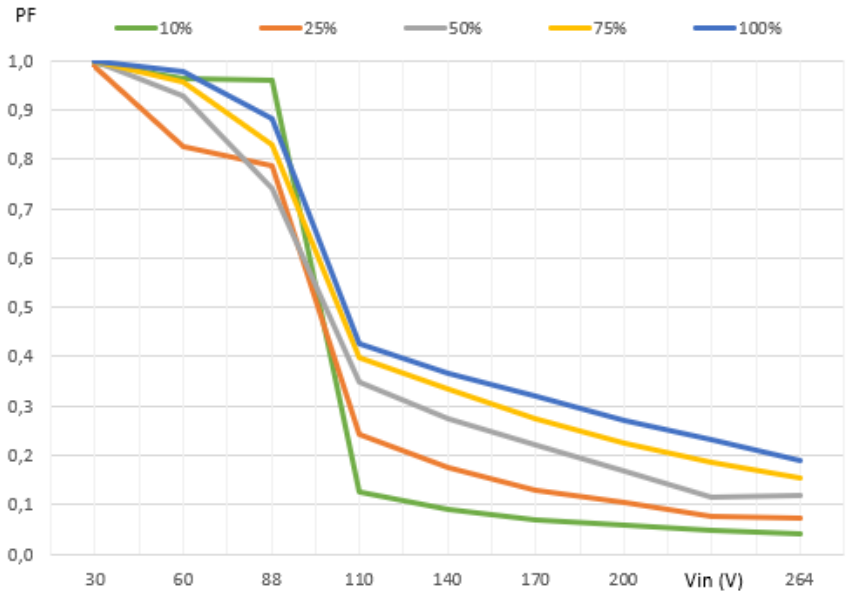
Tento výsledek názorně ukazuje praktický přínos PFC předregulátoru. Je zřejmé, že modul skutečně významným způsobem zlepšuje průběh vstupního proudu.

4.2.6 Účiník

Měření účiníku jsem provedl v prostředí firmy ST Microelectronics za použití měřicího přístroje Tektronix PA1000 Single phase Power Analyzer.

Výsledky měření účiníku odpovídají výsledkům předchozího měření, které zkoumalo průběh vstupního proudu. Ve spodním pásmu je hodnota účiníku vysoká, pohybuje se v rozmezí 0,8-1,0. V horním pásmu je hodnota významně nižší, dosahuje hodnoty 0,1-0,4. Příčina je stejná jako v předchozím případě. Ve spodním pásmu je průběh vstupního proudu optimalizován PFC předregulátorem. V horním pásmu je průběh vstupního proudu zkreslený, hodnota účiníku je nízká.

Na následujícím obrázku je uveden graf závislosti účiníku na hodnotě vstupního napětí pro různé hodnoty odebíraného proudu. Hodnoty proudu jsou vyjádřeny jako podíl maximálního uvažovaného výstupního proudu, tedy 250 mA.



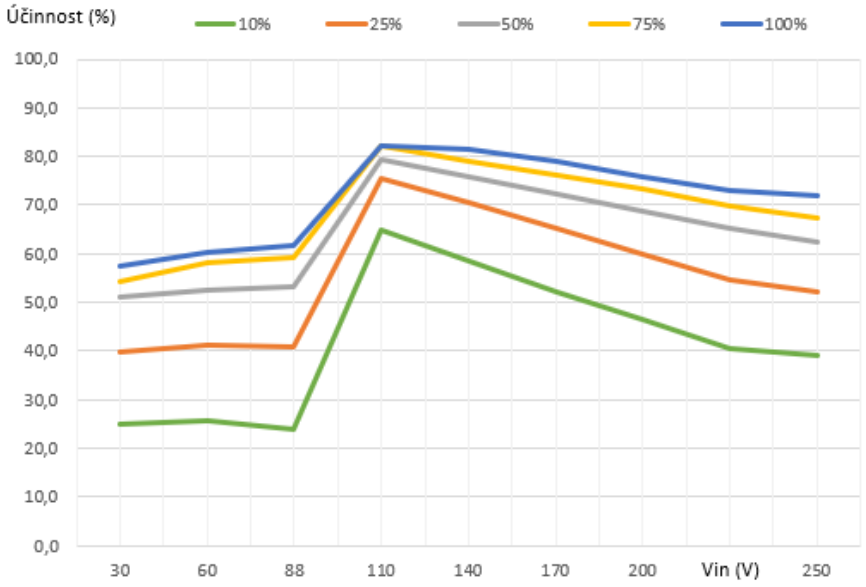
Obr. 33: Závislost účiníku (PF) na vstupním napětí a zatěžovacím proudu

Z grafu je dále patrné, že hodnota účiníku je obecně vyšší pro vyšší hodnoty výstupního proudu, a naopak klesá při provozu naprázdno. Například pro vstupní napětí 110 V je hodnota účiníku při plném zatížení 0,4, zatímco při zatížení 10 % je jeho hodnota zhruba čtvrtinová.

4.2.7 Účinnost

Z předchozích dvou měření jednoznačně vyplývá pozitivní přínos PFC předregulátoru na průběh vstupního proudu a hodnotu účiníku. Nicméně, tento přínos má také svou cenu. Ta je patrná z následujících dvou grafů. První graf zobrazuje hodnoty účinnosti, druhý pak velikost odběru naprázdno, tedy při nulovém výstupním proudu.

V horním pásmu vstupních napětí je účinnost dána téměř výhradně účinností blokujícího měniče. Ztráty ve vstupním EMI filtru jsou minimální a PFC předregulátor je neaktivní (odpojený). Hodnoty účinnosti se pohybují v rozsahu 80-40 procent, v závislosti na hodnotě vstupního napětí a výstupního proudu. Vyšší výstupní proud vede k vyšší účinnosti, což je v souladu s obecně známým pravidlem, že spínaným měničům svědčí určité minimální zatížení. Naopak, při chodu naprázdno jsou jejich provozní parametry obvykle horší.



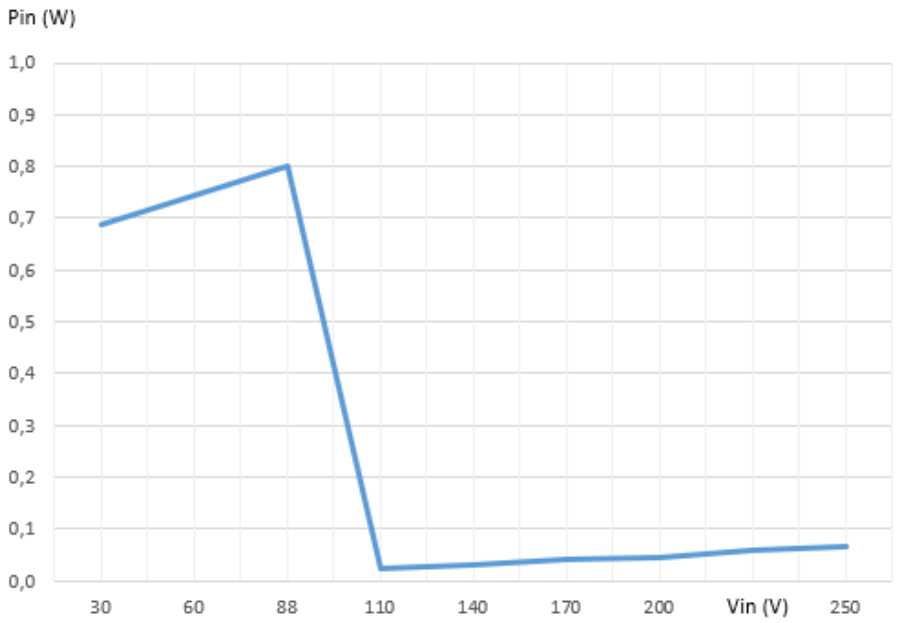
Obr. 34: Účinnost v závislosti na vstupním napětí a zatěžovacím proudu

Ve spodním pásmu vstupních napětí je účinnost podstatně nižší. Dominantní vliv na pokles účinnosti zde má PFC předregulátor. Vlastní klidový odběr naprázdno u tohoto modulu je zhruba 0,7 W (viz následující graf). Takový odběr by nevadil, pokud by modul byl například součástí zdroje s výstupním výkonem 350 W (typický výkon PC zdroje). Vlastní ztráta 0,7 W by pak byla zcela zanedbatelná. V našem případě je ale modul součástí zdroje s výstupním výkonem 3 W, čili klidový odběr 0,7 W významným způsobem ovlivní celkovou účinnost. Je zřejmé, že dalším krokem při návrhu tohoto modulu by mělo být snížení klidového odběru, čímž by celková účinnost vzrostla.

Jinými slovy, v tomto konkrétním případě platí, že PFC předregulátor významným způsobem zlepšuje průběh vstupního proudu, ale tento přínos má svoji cenu, a tou je podstatně nižší energetická účinnost zařízení.

4.2.8 Odběr naprázdno

Na následujícím obrázku je uveden odběr naprázdno pro různé hodnoty vstupního napětí. Je zde patrný značný vliv PFC předregulátoru.



Obr. 35: Odběr naprázdno v závislosti na vstupním napětí

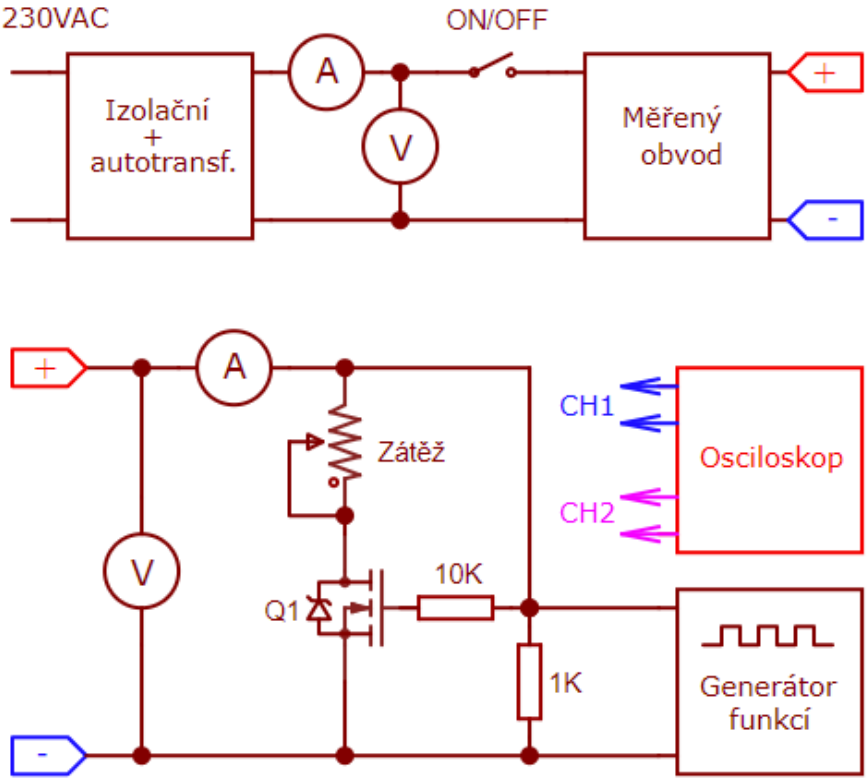
4.3 Dynamické charakteristiky

Cílem měření dynamických charakteristik bylo prozkoumat chování měniče při skokové změně vstupního napětí a skokové změně zátěže. Kvalitní zdroj napájecího napětí by měl být vůči těmto změnám odolný. Prakticky to znamená například to, že při skokové změně zátěže by výstupní napětí nemělo kolísat, zároveň by nemělo vykazovat žádné nežádoucí jevy, tedy napěťové špičky, zákmity, oscilace, výpadky a podobně. Jinými slovy, napájecí zdroj by se měl za všech okolností chovat tak, aby nepoškodil připojený spotřebič, vstupní zdroj a, konečně, ani sám sebe.

Měření jsem provedl pro velké množství kombinací vstupního napětí a výstupního proudu. Nicméně, na tomto místě uvádím jen několik vybraných průběhů, protože velká část průběhů měla identický nebo velmi podobný průběh, a proto nepovažuji za nutné je zde všechny uvádět. Některé dodatečné průběhy jsou uvedeny v přílohách.

Pro praktickou realizaci měření jsem použil jednoúčelový přípravek, který umožňuje spínat zátěž pomocí generátoru funkcí. Toto řešení je výhodné v tom, že redukuje riziko chyby v zapojení nebo při obsluze, a umožnuje provést velké množství měření v relativně krátkém čase. Základem měřicího přípravku je unipolární tranzistor typu NMOS, který je zapojen ve funkci spínače, tranzistor je zapojen sériově se zátěží. Úbytek napětí na samotném tranzistoru je zanedbatelný a nemá na kvalitu měření významný vliv. Na gate tranzistoru je připojen programovatelný generátor spínacích impulzů. Posloupnost spínacích impulzů řídí připojení nebo odpojení zátěže. Pro spínání vstupního napětí jsem použil běžný, ručně ovládaný spínač. Fotografie měřicího obvodu včetně přípravku je uvedena v příloze.

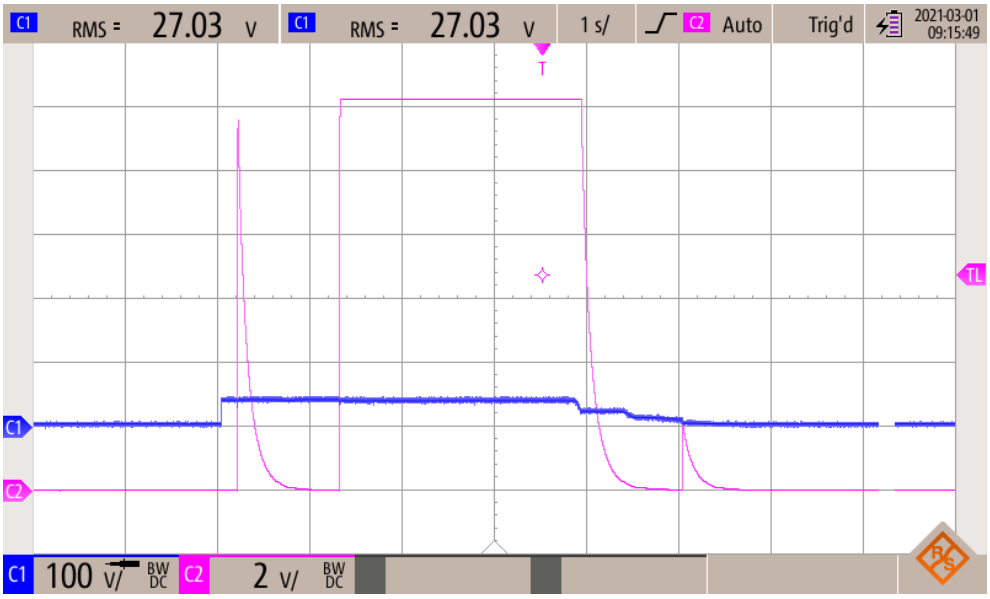
Schéma zapojení měřicího obvodu je uvedeno na následujícím obrázku.



Obr. 36: Schéma zapojení obvodu pro měření dynamických charakteristik

4.3.1 Odezva na skokovou změnu vstupního napětí pro vstupní rozsah napětí 30-88 V

Obr. 37 zobrazuje průběh výstupního napětí při skokové změně (připojení) vstupního napětí. Růžovou barvou je vykreslen průběh výstupního napětí, modrou průběh řídícího signálu. Úroveň 1 znamená, že vstupní napětí je připojeno, úroveň 0 znamená, že vstupní napětí je odpojeno.



Obr. 37: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, V_{in} = 30 VAC, I_{out} = 25 mA

Odezva měniče na připojení (respektive odpojení) napájecího napětí je bezproblémová. Výstupní napětí nevykazuje žádné nežádoucí jevy.

Za povšimnutí stojí dva zajímavé detaily:

1. Výstupní napětí má proti vstupnímu napětí časové zpoždění v řádu stovek milisekund. Toto zpoždění je způsobeno dobou náběhu PFC předregulátoru, potažmo náběhem blokujícího měniče.
2. Napěťová špička před hlavním lalokem fialové křivky je první startovací pokus blokujícího měniče. Výstupní napětí stoupne na nominální hodnotu, ale vzápětí okamžitě spadne zpět na nulu, protože PFC předregulátor ještě nestihl nastartovat, a není připraven dodávat potřebnou energii. Analogicky je vidět na konci hlavního laloku i poslední „škytnutí“ blokujícího měniče, kdy modul dočerpává energii uloženou v akumulačních prvcích.

4.3.2 Odezva na skokovou změnu vstupního napětí pro vstupní rozsah napětí 88-265 V

V horním rozsahu vstupních napětí je aktivní pouze blokující měnič, PFC předregulátor je neaktivní (odpojený). Vyšší vstupní napětí zaručuje rychlé nabití vstupní kapacity. Narozdíl od předchozího scénáře zde odpadá prodleva spojená se startovacím intervalem PFC předregulátoru, start systému je hladký a rychlý.

Výstupní napětí má čistě obdélníkový průběh bez startovacích nebo doběhových špiček. Odezva na sepnutí i rozepnutí je bezproblémová, výstupní napětí nevykazuje žádné nežádoucí jevy.

Obr. 38: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, V_{in} = 245 VAC, I_{out} = 250 mA

4.3.3 Odezva na skokovou změnu zátěže

Odezvu systému na skokovou změnu zátěže jsem měřil vždy pro krajní hodnoty vstupního napětí a pro tyto změny výstupního proudu:

- 0 mA -> 125 mA
- 0 mA -> 250 mA
- 250 mA -> 0 mA
- 125 mA -> 250 mA

Jelikož odezva systému byla ve většině případů stejná nebo podobná, uvádím zde jen několik vybraných průběhů.

Na následujícím obrázku je uveden průběh výstupního napětí při skokové změně (připojení/ odpojení) zátěže. Opět platí, že růžovou barvou je vykreslen průběh výstupního napětí, modrou průběh řídícího signálu. Úroveň 1 znamená, že zátěž je připojena, úroveň 0 znamená, že zátěž je odpojena.

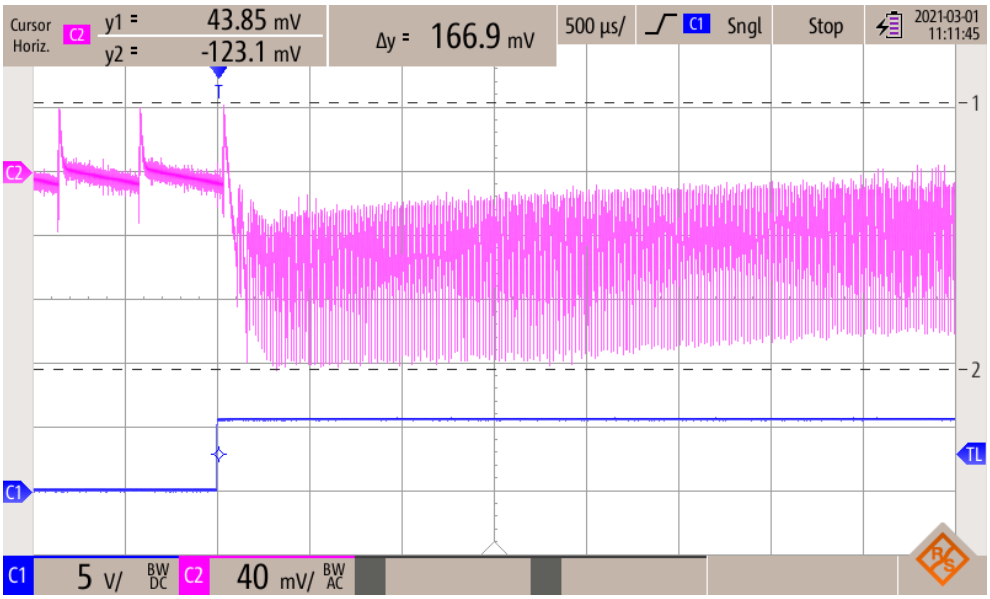
Obr. 39: Odezva na skokovou změnu zátěže V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA

Připojení zátěže (náběžná hrana modrého průběhu) vyvolá zápornou napěťovou špičku na výstupním napětí. Analogicky, odpojení zátěže (sestupná hrana modrého průběhu) vyvolá kladnou napěťovou špičku na výstupním napětí. Amplituda obou špiček je zhruba 60 mV. Obě špičky jsou však rychle zatlumeny, průběh výstupního napětí nevykazuje oscilace ani jiné nežádoucí jevy.

Na základě doporučení od vedoucího diplomové práce jsem provedl dodatečná měření, během kterých jsem zkoumal detailní průběh výstupního napětí v blízkosti náběžných a sestupných hran řídícího signálu. Pro tato měření jsem zkrátil časovou základnu a deaktivoval veškeré vstupní filtry osciloskopu tak, aby byly zachyceny veškeré (tj. zejména vysokofrekvenční) složky výstupního napětí.

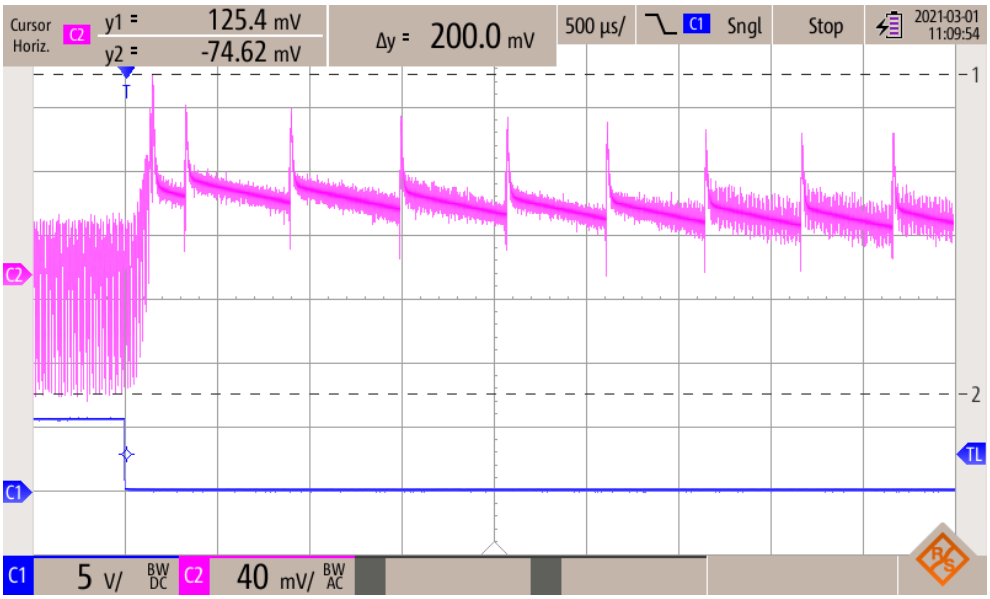
Naměřené průběhy výstupního napětí vykazují vysokofrekvenční špičky o amplitudě cca 80 mV, které jsou rychle zatlumeny a nemají zásadní vliv na kvalitu výstupního napětí. Jinými slovy, i tato dodatečná měření potvrdila, že odezva systému na skokovou změnu napětí nevykazuje žádné zásadní vady.

Detailní snímky výstupního napětí v okolí náběžných a sestupných hran jsou uvedeny na následujících obrázcích.



Obr. 40: Detail průběhu výstupního napětí v odezvě na připojení zátěže

V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA



Obr. 41: Detail průběhu výstupního napětí v odezvě na odpojení zátěže

V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA

5 Závěr

Cílem této práce byl návrh měniče, který by byl schopen pracovat s velmi širokým rozsahem vstupních napětí, a to za současné minimalizace požadavků na vstupní kapacitu. Zadání též obsahovalo požadavek na realizaci měniče, včetně návrhu a osazení desky plošných spojů. Součástí zadání byl také požadavek na měření a zhodnocení dosažených parametrů měniče, včetně komentáře možností zvýšení odebíraného výkonu.

V rámci práce jsem provedl rozbor možných řešení, návrh jednotlivých funkčních bloků, jejich realizaci a měření. Nad rámec zadání jsem navíc snížil minimální hodnotu vstupního napětí na úroveň 30 VAC. Nároky na vstupní kapacitu jsem snížil použitím PFC předregulátoru, díky němuž jsem dosáhl vstupní kapacity 22 nF pro rozsah vstupních napětí 30-88 VAC, resp. 9,4 µF pro rozsah 88-265 VAC. Sérií měření jsem ověřil funkčnost řešení, a na základě získaných hodnot stanovil důležité statické i dynamické parametry navrženého měniče.

Měření jsem prováděl v rozsahu vstupních napětí 30-250 VAC, což bylo způsobeno omezenými prostředky k měření. Dle výsledků měření je měnič schopen v tomto rozsahu dodat požadovaný výkon nezávisle na hodnotě vstupního napětí. Z naměřených hodnot předpokládám, že by měnič vyhověl i při maximálním zadaném napětí 265 VAC. Lze konstatovat, že se jedná o velmi tvrdý zdroj napětí – výstupní napětí se mění v závislosti na odebíraném proudu jen minimálně.

Na základě výsledků měření jsem odhadl, že výstupní odpor měniče činí 0,16 Ω, což je jistě přijatelná hodnota. Z výsledků měření vyplývá, že činitel stabilizace je vyšší než 220 000, přesnou hodnotu se mi však nepodařilo s použitou přesností měření určit. Zvlnění výstupního napětí s pohybuje v řádu desítek mV i při maximální hodnotě odebíraného proudu.

Účinnost navrženého měniče značně závisí na hodnotě vstupního napětí. Pro vstupní napětí v rozsahu 88-250 V je účinnost vyšší, než pro rozsah 30-88 VAC. Tento rozdíl je způsoben použitím předregulátoru, jehož účinnost ovlivňuje výslednou hodnotu účinnosti celého zařízení v tomto rozsahu. Jednou z úprav, která by jistě vedla k vyšší účinnosti, by byla implementace startovacího obvodu předregulátoru. Na druhou stranu by s sebou tato úprava také přinášela vyšší cenu a rozměr výsledného řešení. Použití předregulátoru mělo však pozitivní vliv na podíl jalové složky výkonu odebíraného ze sítě pro rozsah vstupních napětí 30-88 VAC. Hodnota účiníku se v tomto pásmu pohybovala nad hranicí 0,74 pro všechny měřené hodnoty odebíraného proudu.

V rámci dynamických parametrů měniče jsem změřil odezvu na skokovou změnu odebíraného proudu a skokovou změnu vstupního napětí. Z výsledků měření je patrné, že měnič reaguje na změny velice dobře – výstupní napětí nevykazuje významné napěťové špičky, nedochází k zákmitům atd. Časy ustálení výstupního napětí se pohybují v řádu desítek ms.

Pokud pomineme skutečnost, že by bylo třeba adekvátním způsobem upravit hodnoty použitých prvků (případně zajistit jejich chlazení), můžeme konstatovat, že zvolená koncepce je téměř připravena pro dodávání vyšších výkonů. V případě blokujícího měniče by bylo při návrhu pro vyšší výkony vhodné použití externího spínacího tranzistoru. V případě předregulátoru však není žádná významnější změna zapojení nutná.

Dalším krokem návrhu by mohla být například implementace celého měniče na jedinou desku, čímž by bylo možné zmenšit fyzické rozměry zařízení.

6 Zdroje

[1] PRESSMAN, Abraham I., Keith H. BILLINGS a Taylor MOREY. *Switching power supply design*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, c2009. ISBN 978-0-07-148272-1.

[2] MOHAN, Ned, Tore M. UNDELAND a William P. ROBBINS. *Power electronics: converters, applications, and design*. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, c2003. ISBN 0471226939.

[3] CIMORADSKÝ, Jan. *Regulovatelný spínaný zdroj napájený z baterie*. Praha, 2019. Bakalářská práce. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra teorie obvodů. Vedoucí práce doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka.

[4] NASTASE, Adrian S. *How to derive the RMS Value of a Triangle Waveform*. [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://masteringelectronicsdesign.com/how-to-derive-the-rms-value-of-a-triangle-waveform/

[5] POPELKA, Stanislav. Power factor correction [přednáška]. Praha: Fakulta elektrotechnická ČVUT. 2020 [cit. 27. 4. 2021] Dostupné online z: https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/238770/mod_resource/content/3/Power%20Facto r%20Correction_ver2.pdf

[6] BOURGEOIS, J. M. [online application note] *Circuits for power factor correction with regards to mains filtering*. ©1999 [cit. 27. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00003915-circuits-for-power-factor-correction-with-regards-to-mains-filtering-stmicroelectronics.pdf

[7] BETTEN, John. *Power Tips #98: Designing a DCM flyback converter*. In: EDN.com [online]. 8. 5. 2020 [cit. 28. 4 .2021]. Dostupné online z: https://www.edn.com/power-tips-98-designing-a-dcm-flyback-converter/

[8] ABDEL-RAHMAN, Sam, STÜCKLER, Franz a SIU, Ken [online application note]. *PFC boost converter design guide*. ©2016 [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.infineon.com/dgdl/InfineonApplicationNote_PFCCCMBoostConverterDesignGuide-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05

[9] ADRAGNA, Claudio [online application note]. *DESIGN EQUATIONS OF HIGH-POWER-FACTOR FLYBACK CONVERTERS BASED ON THE L6561*. ©2003. [cit. 27. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00004040-design-equations-of-highpowerfactor-flyback-converters-based-on-the-l6561-stmicroelectronics.pdf

[10] BABA, David. *Isolated Supply Overview and Design Trade-offs*. ©2011. [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.ti.com/lit/an/snva603/snva603.pdf?ts=1620155267224&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

[11] Würth Elektronik. *Switch Mode Power Supply Topologies Compared* [online]. Dostupné online z: https://www.we-online.com/web/en/electronic_components/news_pbs/blog_pbcm/blog_detail-worldofelectronics_45887.php

[12] ZEMÁNEK, Miroslav. *Užití výkonových měničů ve zdrojích vysokého napětí*. Brno, 2009. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

[13] STMicroelectronics N. V. [online katalogový list]. *L6564 – 10-pin transition mode PFC controller*. ©2013 [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6564.pdf

[14] STMicroelectronics N. V. [online katalogový list]. *L6564H – High voltage transition – mode PFC*. ©2012 [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6564h.pdf

[15] STMicroelectronics N. V. [online katalogový list]. *L6564T – 10-pin transition-mode PFC controller*. ©2012 [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6564t.pdf

[16] STMicroelectronics N. V. [online katalogový list]. *VIPer11 – Energy saving offline high voltage converter*. ©2020 [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/datasheet/viper11.pdf

[17] ADRAGNA, Claudio [online application note]. *Offline flyback converters design methodology with the L6590 family*. ©2001. [cit. 27. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/09/94/ed/b6/59/57/43/9b/CD00004190.pdf/files/CD00004190.pdf/jcr:content/translations/en.CD00004190.pdf

[18] STMicroelectronics N. V. [online katalogový list]. *TS3431 – 1.24 V adjustable shunt voltage reference*. ©2020 [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/datasheet/ts3431.pdf

[19] Cosmo Ferrites Ltd. [online katalogový list]. *Core-EE1605N*. 2017 [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://semic.cz/!old/files/pdf_www/Lj_139E1605N_CF.pdf

[20] Semic trade s.r.o. [online katalogový list]. *Lj E 1605h 8p 1s/a yx&SD*. [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://semic.cz/!old/files/pdf_www/Lj_139E1605N_CF.pdf

[21] STMicroelectronics N. V. *Family portrait* [obrázek]. In: *VIPerPlus* [online]. [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/en/power-management/viperplus.html

[22] STMicroelectronics N. V. [online katalogový list]. *L4984 – CCM PFC controller*. ©2013 [cit 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/resource/en/datasheet/l4984d.pdf

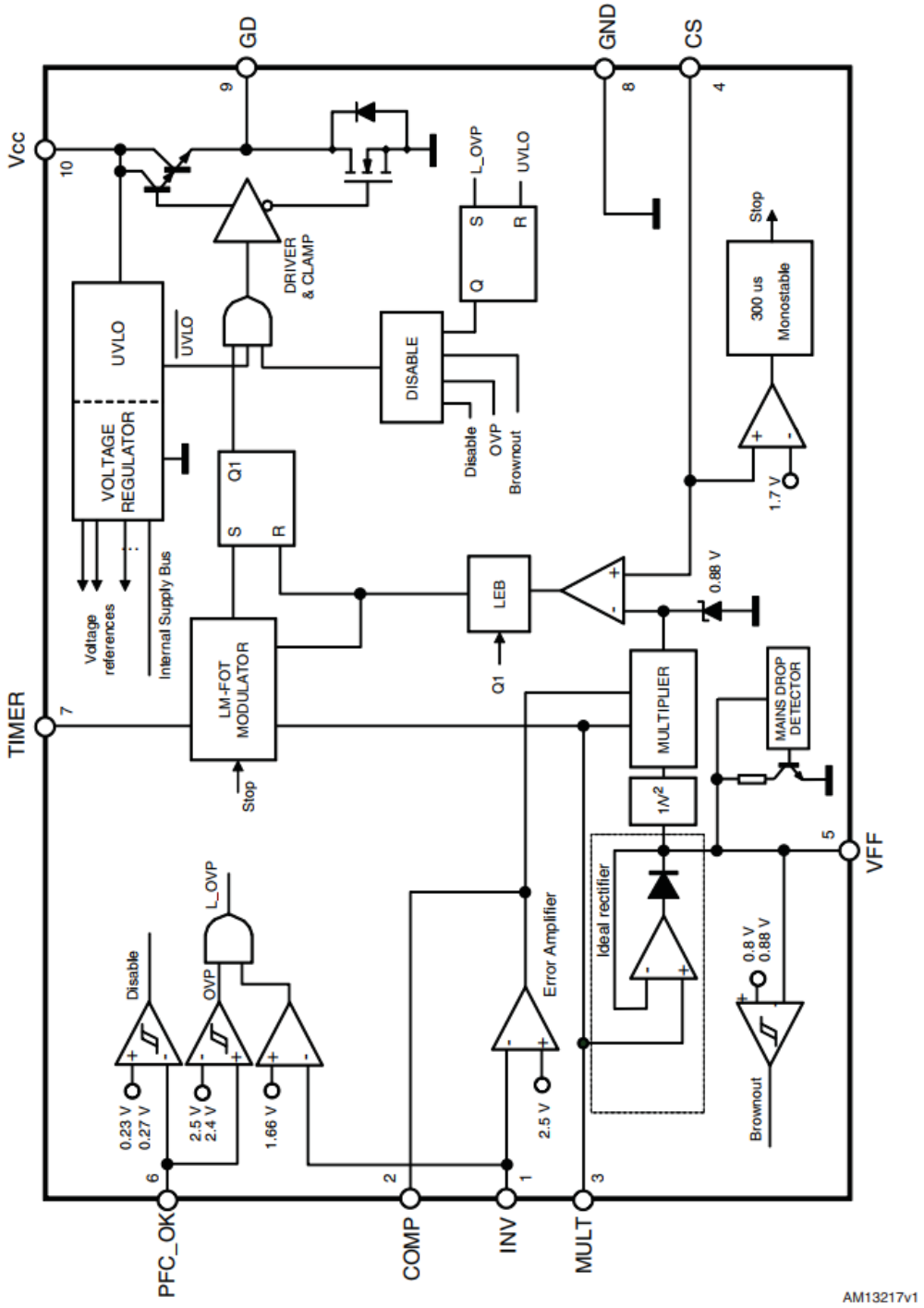
[23] FUSILLO, Hiroshi Andrea [online application note]. *Designing a CCM PFC pre-regulator based on the L4984D*. ©2013. [cit. 27. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/f4/5b/37/06/b6/54/46/64/DM00061859.pdf/files/DM00061859.pdf/jcr:content/translations/en.DM00061859.pdf

[24] Infineon Technologies AG. *90 W PFC evaluation board for the IRS2505L* [online application note]. Vyd. 2015 [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-aneval_201511_pl16_012-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462533600a40153559ff7761263

[25] FUSILLO, Hiroshi Andrea [online application note]. *EVL4984-350W: 350 W CCM PFC pre-regulator with the L4984D*. ©2013. [cit. 27. 4. 2021]. Dostupné online z: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/46/55/97/5d/a0/21/43/62/DM00064513.pdf/files/DM00064513.pdf/jcr:content/translations/en.DM00064513.pdf

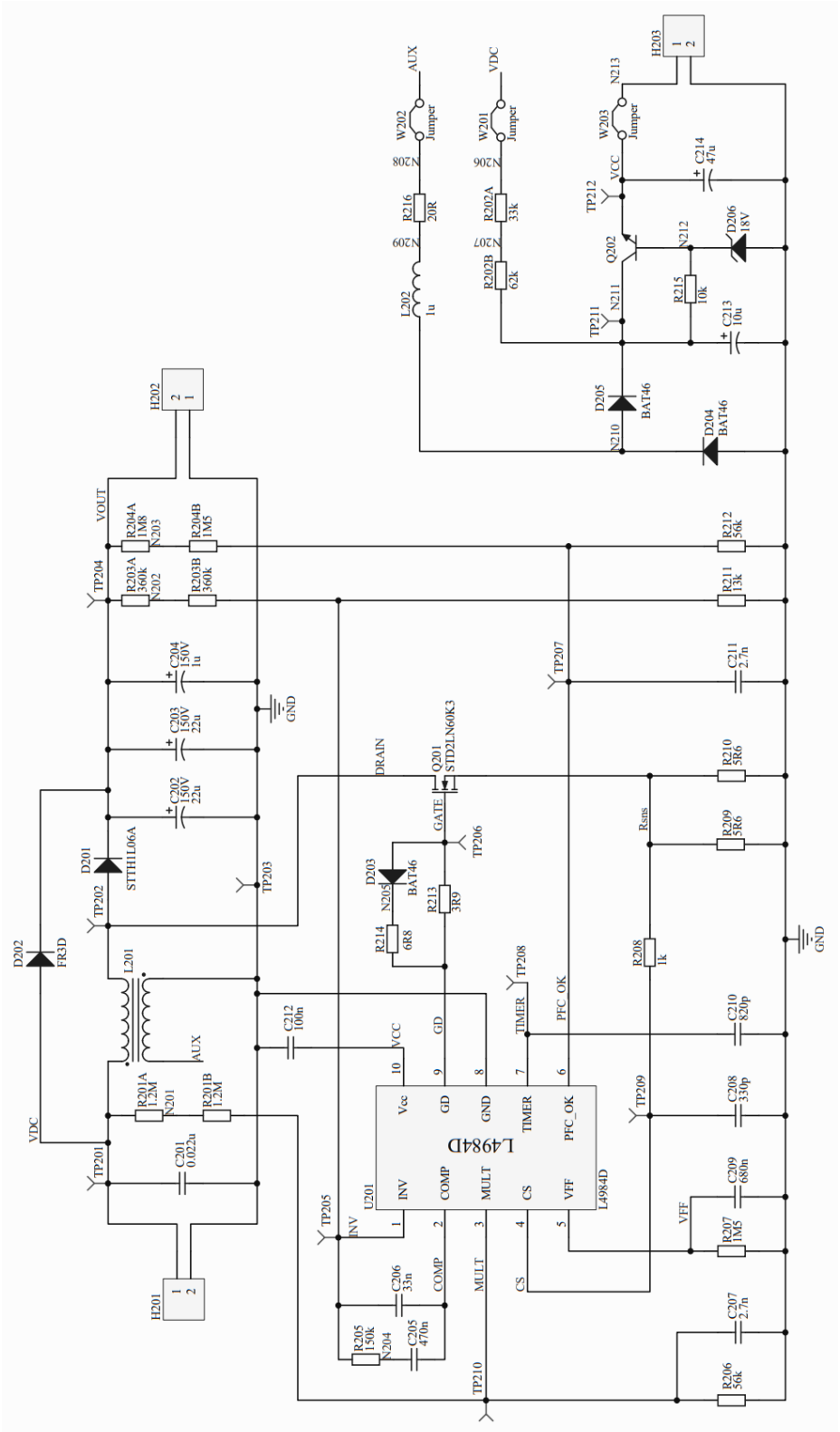
[26] SVAČINA, Jiří. Část 3: Způsoby omezování ručení – odrušovací prostředky a elektromagnetické stínění. *Základy elektromagnetické kompatibility (EMC)* [online]. 2000 [cit. 28. 4. 2021]. Dostupné online z: http://www.elektrorevue.cz/clanky/00041/index.html

7 Přílohy



Obr. 42: Interní blokové schéma obvodu L4984 [22]

7.1 Výrobní dokumentace PFC předregulátoru

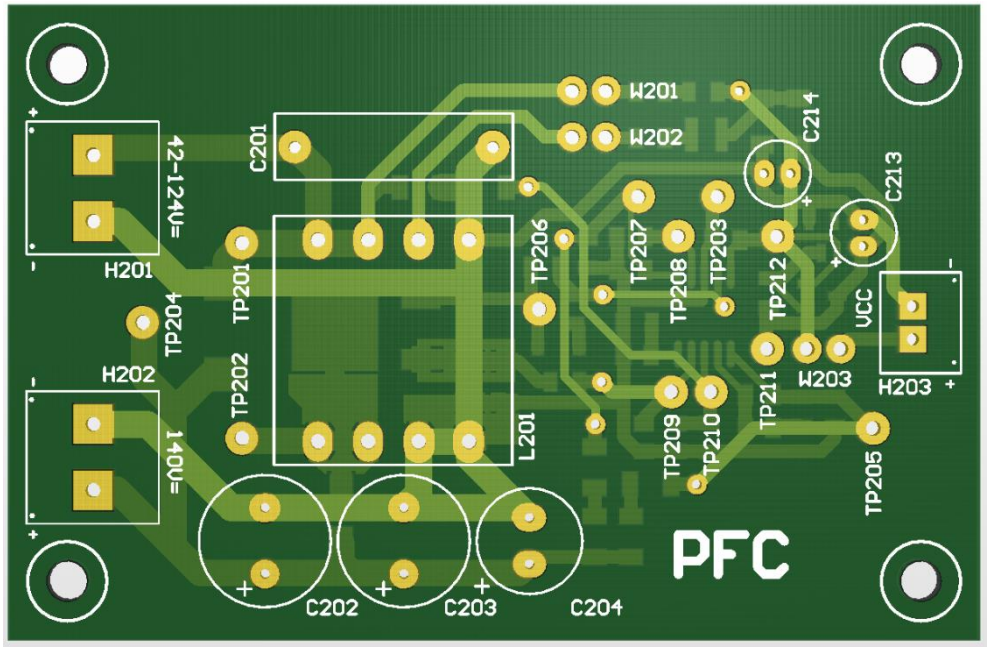


Obr. 43: Předregulátor – schéma zapojení

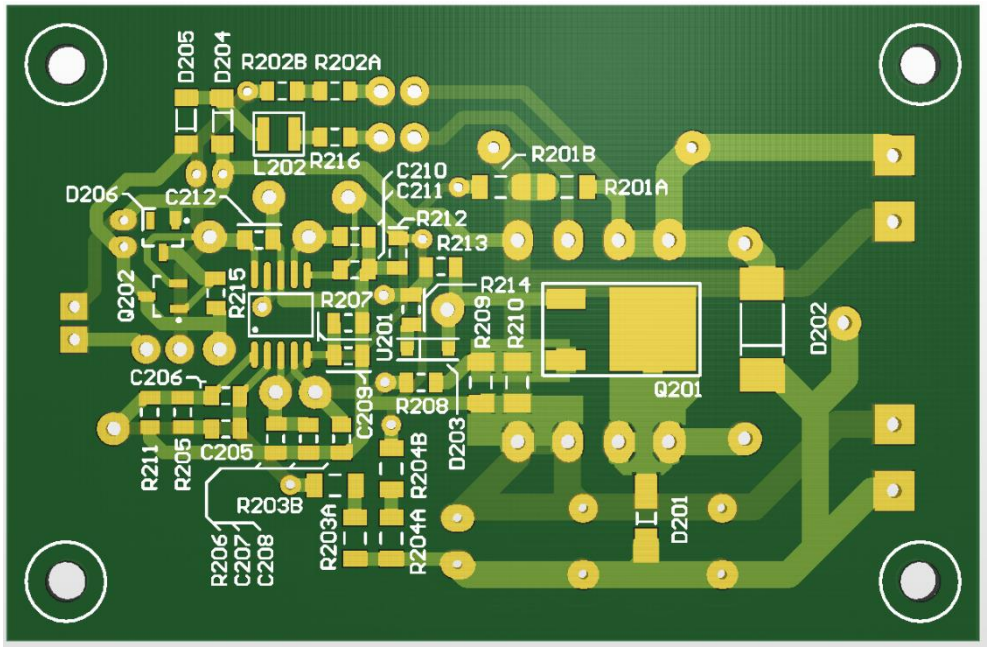
Tab. 6: Předregulátor – soupis použitých součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	# ks	Popis	Tech.
R201	1M2	1206	2	Rezistor	SMD
R202	47K	1206	2	Rezistor	SMD
R203	360K	1206	2	Rezistor	SMD
R204	1M5	1206	2	Rezistor	SMD
R205	150K	0805	1	Rezistor	SMD
R206	56K	0805	1	Rezistor	SMD
R207	1M5	0805	1	Rezistor	SMD
R208	1K	0805	1	Rezistor	SMD
R209-210	5R6	1206	2	Rezistor	SMD
R211	13K	0805	1	Rezistor	SMD
R212	51K	0805	1	Rezistor	SMD
R213	3R9	0805	1	Rezistor	SMD
R214	6R8	0805	1	Rezistor	SMD
R215	10K	0805	1	Rezistor	SMD
R216	20R	0805	1	Rezistor	SMD
L201	3,7mH	20x20	1	Tlumivka	THT
L202	1uH	1210	1	Tlumivka	SMD
C201	22nF/275V	18x10, RM15	1	Foliový kondenzátor	THT
C202-203	22u/250V	10x21, RM5	2	Elektrolytický kondenzátor	THT
C204	1u/400V	8x12 RM3,5	1	Elektrolytický kondenzátor	THT
C205	470n	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C206	33n	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C207	2,7n	0805	2	Keramický kondenzátor	SMD
C208	330pF	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C209	680n	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C210	470p	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C211	2,7n	0805	2	Keramický kondenzátor	SMD
C212	100n	1206	1	Keramický kondenzátor	SMD
C213	10u/50V	5x11, RM2	1	Foliový kondenzátor	THT
C214	47u/50V	5x11, RM2	1	Keramický kondenzátor	SMD
D201	STTH1L06A	SMA	1	Ultrarychlá spínací dioda	SMD
D202	FR3D	SMC	1	Rychlá usměrňovací dioda	SMD
D203-205	BAT46ZFILM	SOD-123	3	Univerzální dioda	SMD
D206	BZX84C15	SOT23-3	1	Zenerova dioda 15V	SMD
Q201	STD2LN60K3	DPAK	1	Unipolární tranzistor	SMD
Q202	BC847B	SOT23	1	Univerzální bipolární tr.	SMD
U201	L4984D	SOP10	1	Power factor corrector	SMD
H203	JST-XH/2P	RM2,5x2	1	Napájecí konektor do DPS	THT
H201-202	AK500/2	RM5	2	Svorkovnice do DPS	THT
W201-203	Header 2x1P	RM2,5x2	3	Pinová řada	THT
TP201-212	Header 1x1P	RM2,5x1	14	Pinová řada	THT

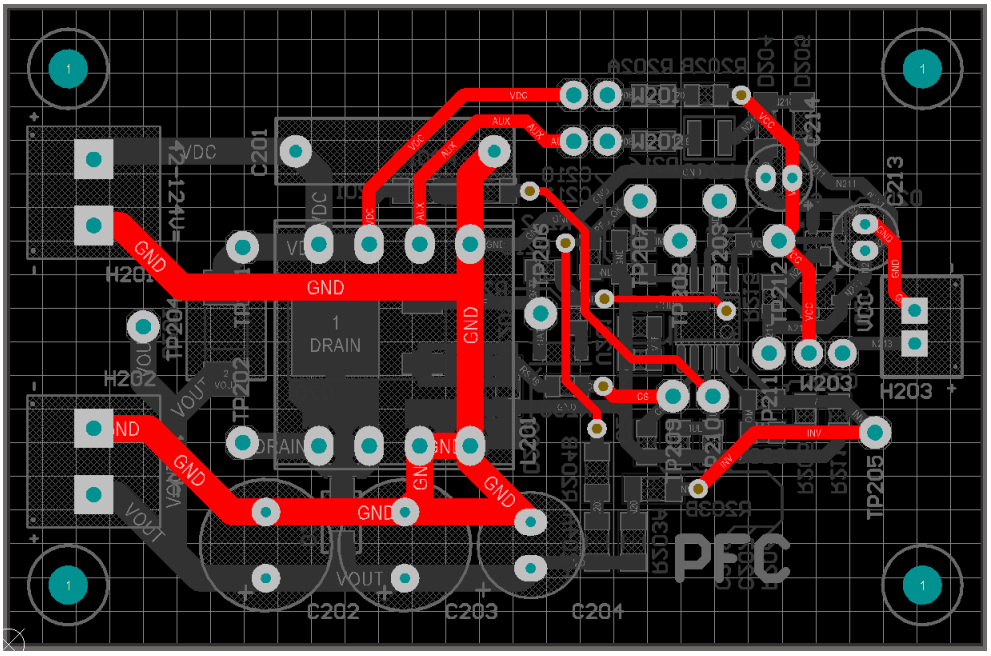
7.1.1 Předlohy pro výrobu DPS předregulátoru



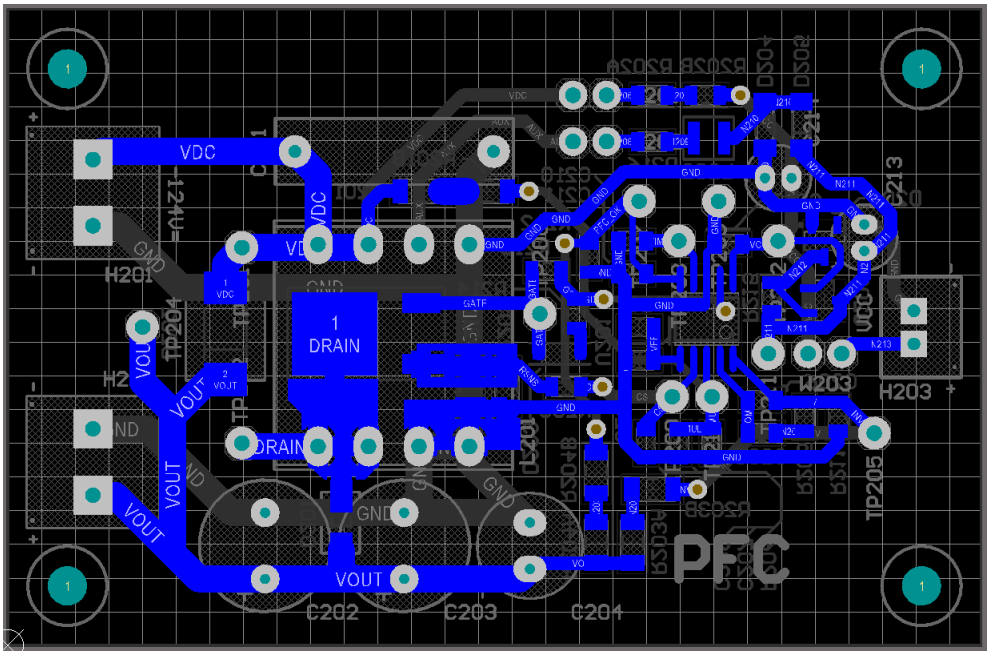
Obr. 44: Předregulátor – model DPS, vrchní strana



Obr. 45: Předregulátor – model DPS, spodní strana

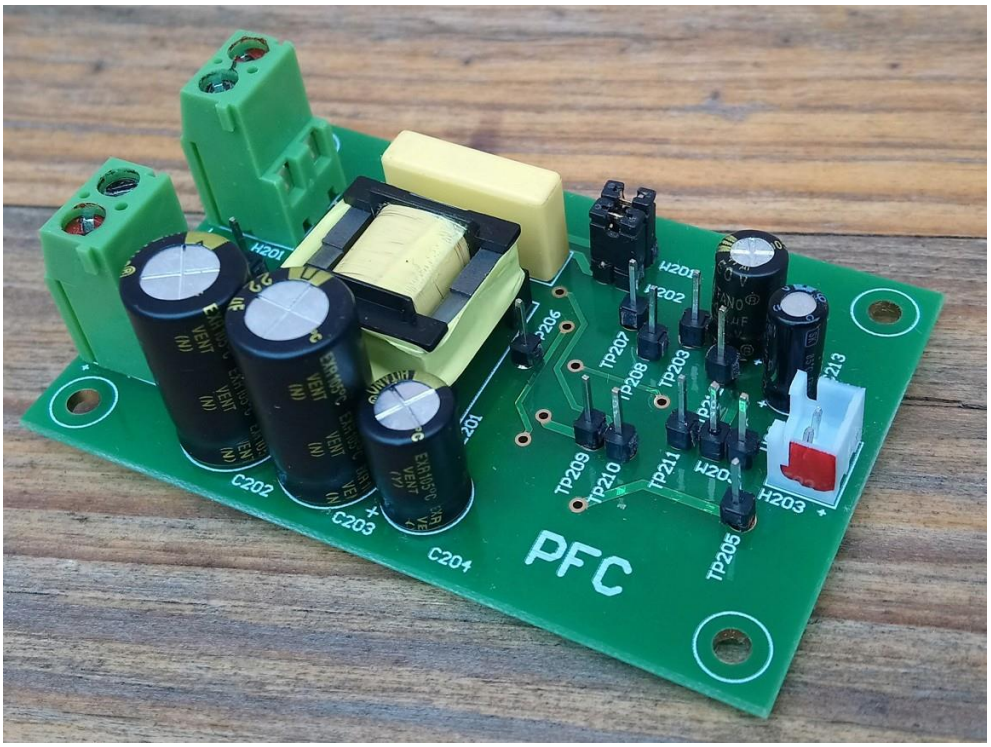


Obr. 46: Předregulátor – DPS, měď, vrchní strana

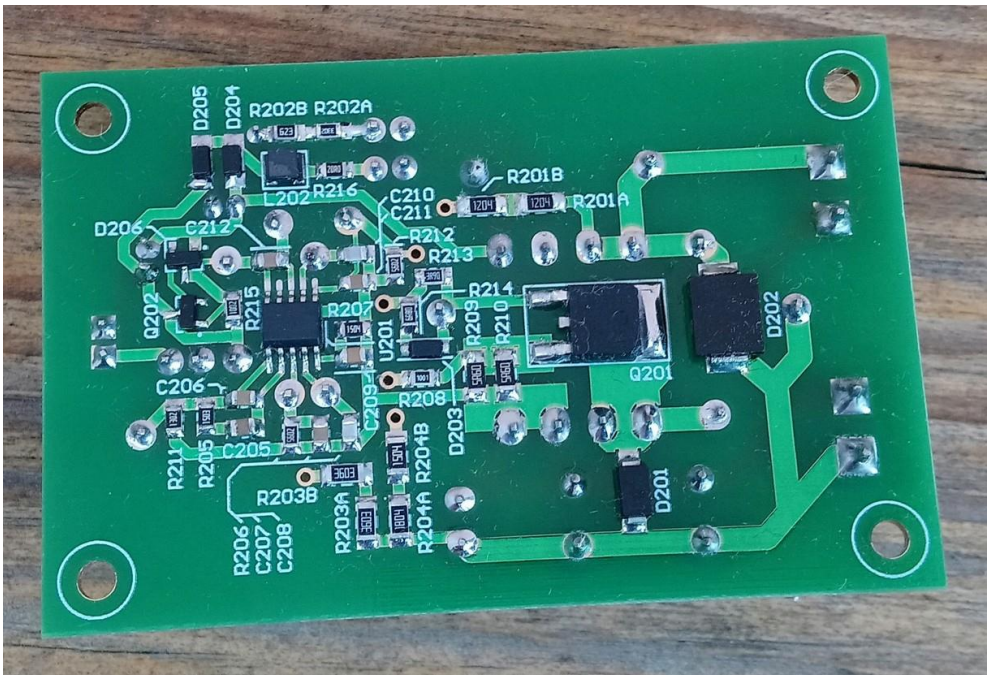


Obr. 47: Předregulátor – DPS, měď, spodní strana

7.1.2 Hotový modul předregulátor

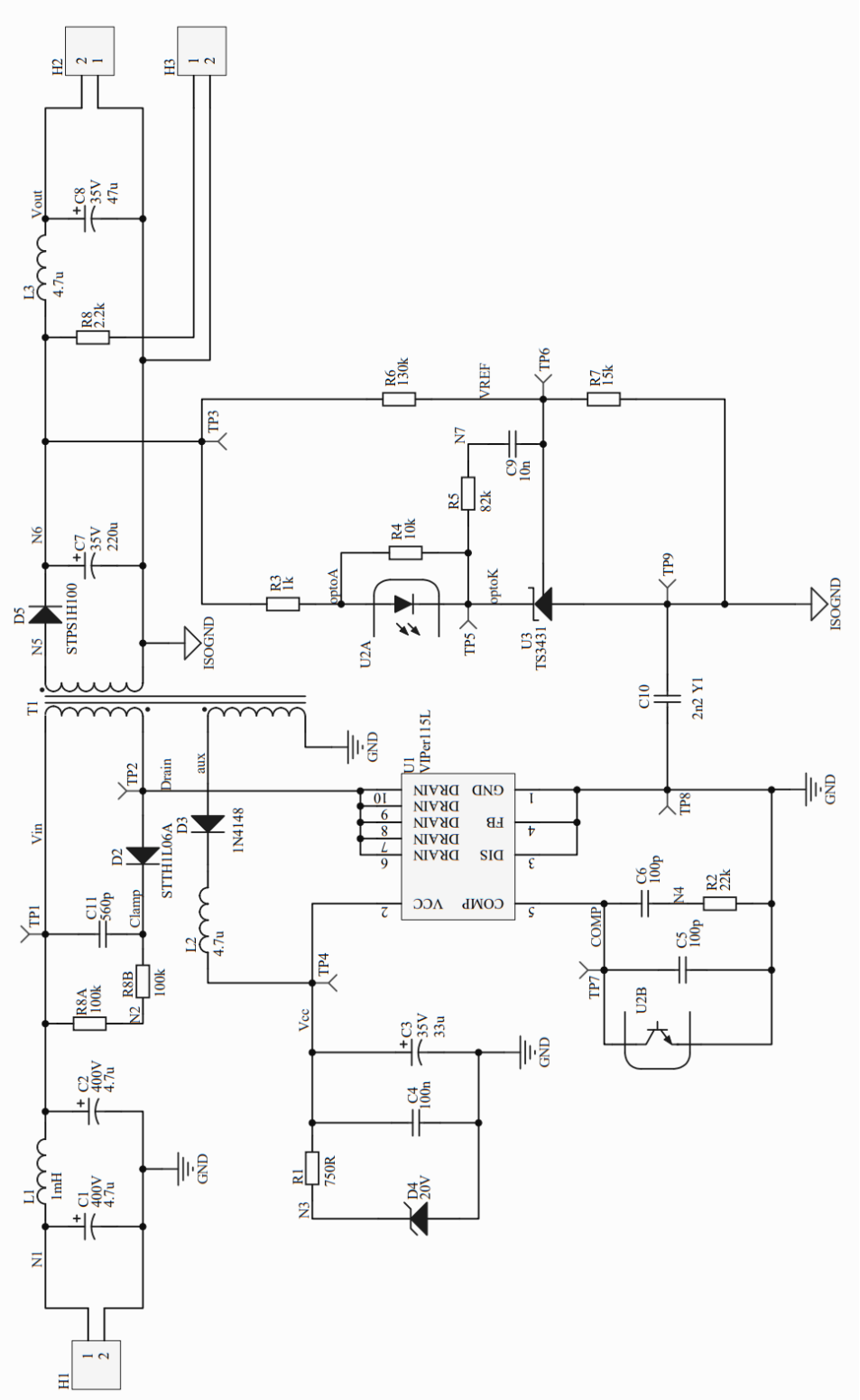


Obr. 48: Předregulátor – hotový modul, vrchní strana



Obr. 49: Předregulátor – hotový modul, spodní strana

7.2 Výrobní dokumentace blokujícího měniče

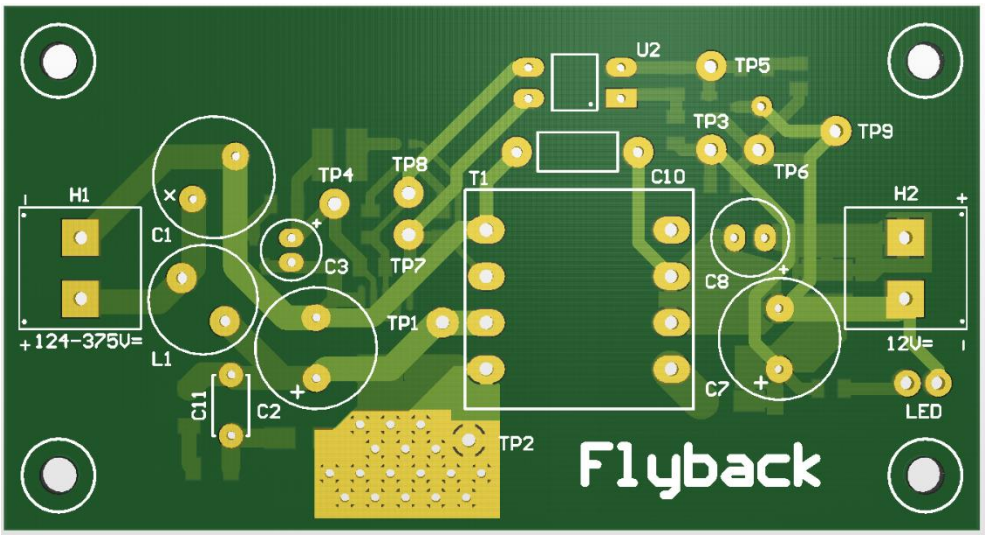


Obr. 50: Blokující měnič – schéma zapojení

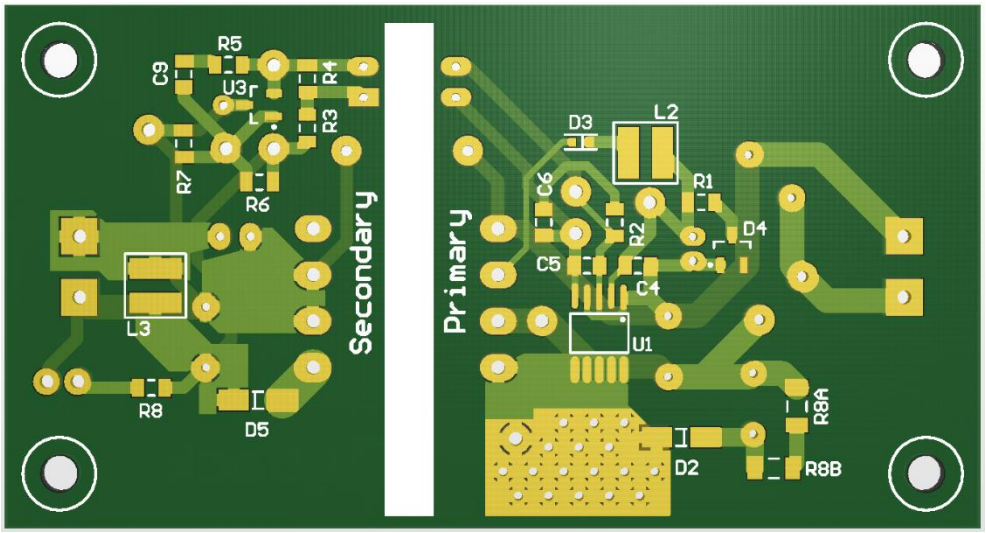
Tab. 7: Blokující měnič – soupis použitých součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	# ks	Popis	Tech.
R1	750R	0805	1	Rezistor	SMD
R2	22K	0805	1	Rezistor	SMD
R3	1K	0805	1	Rezistor	SMD
R4	10K	0805	1	Rezistor	SMD
R5	82K	0805	1	Rezistor	SMD
R6	130k	0805	1	Rezistor	SMD
R7	15K	0805	1	Rezistor	SMD
R8A, R8B	100K	1206	2	Rezistor	SMD
C1, C2	4,7u/450V	RM5	2	Elektrolytický kondenzátor	THT
C3	33u/35V	RM2	1	Elektrolytický kondenzátor	THT
C4	100n/35V	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C5, C6	100p	0805	2	Keramický kondenzátor	SMD
C7	220u/35V	RM5	1	Elektrolytický kondenzátor	THT
C8	47u/35V	RM2,5	1	Elektrolytický kondenzátor	THT
C9	10n	0805	1	Keramický kondenzátor	SMD
C10	2n2/Y1	RM7,5	1	Keramický kondenzátor	THT
C11	560p/400V	1206	1	Keramický kondenzátor	SMD
L1	1mH/0,28A	RM5	1	Tlumivka	THT
L2	4,7u	1206	1	Tlumivka	SMD
L3	4,7u/1,65A	SMT43	1	Tlumivka	SMD
D2	STTH1L06A	SMA	1	Ultrarychlá spínací dioda	SMD
D3	1N4148	SOD-523	1	Univerzální dioda	SMD
D4	BZX84C20	miniMELF	1	Zenerova dioda 20V	SMD
D5	STPS1H100A	SMA	1	Schottkyho dioda	SMD
D6	BL-B4634	N/A	1	LED zelená	THT
T1		EF16	1	Transformátor	THT
H1, H2	AK500/2P	RM5	2	Svorkovnice do DPS	THT
TP1-9	Header 1P	RM2,54	9	Pinová řada	THT
U1	VIPer115L	SSOP10	1	PWM controller	SMD
U2	LTV-817-L	DIP4	1	Optočlen	SMD
U3	TS3431	SOT23-3	1	Napěťová reference	SMD

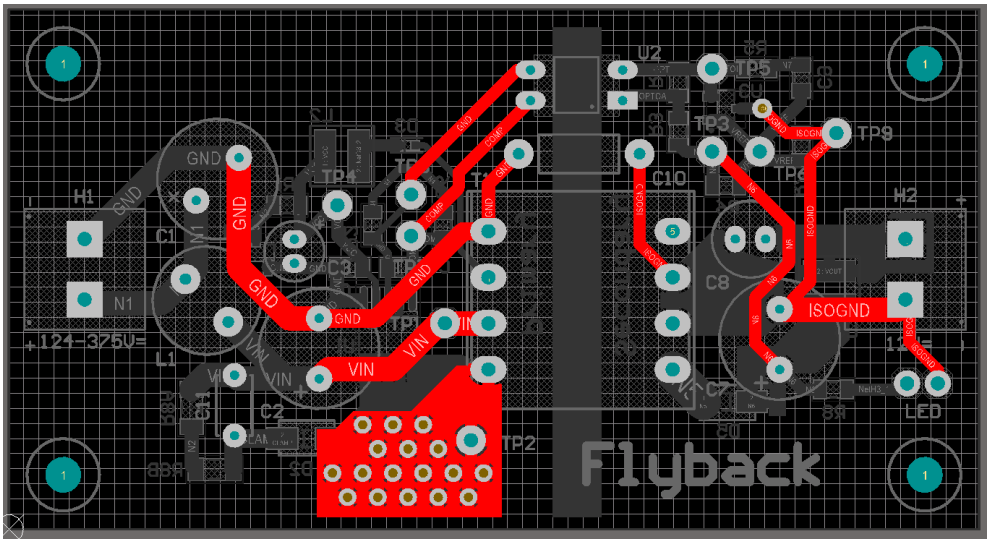
7.2.1 Předlohy pro výrobu DPS blokujícího měniče



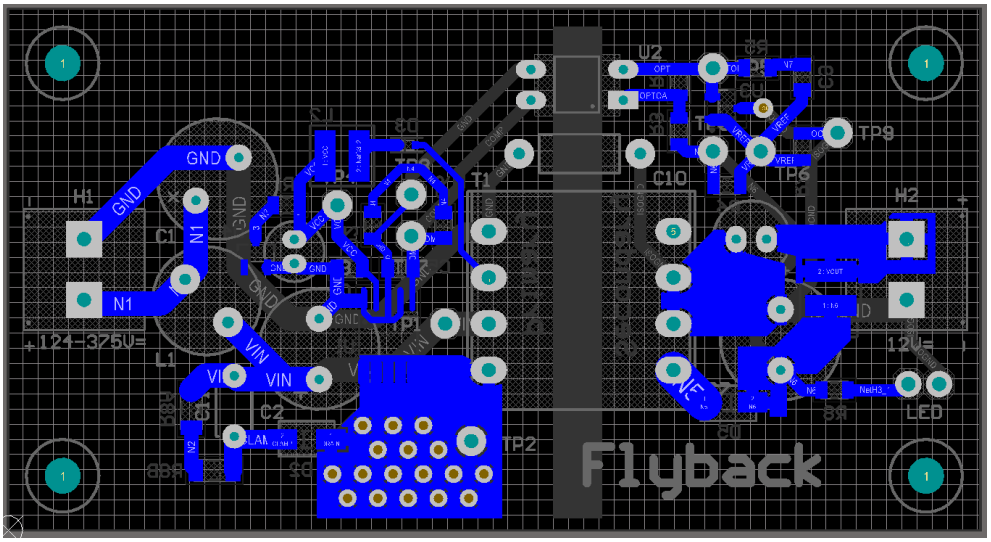
Obr. 51: Blokující měnič – model DPS, vrchní strana



Obr. 52: Blokující měnič – model DPS, spodní strana

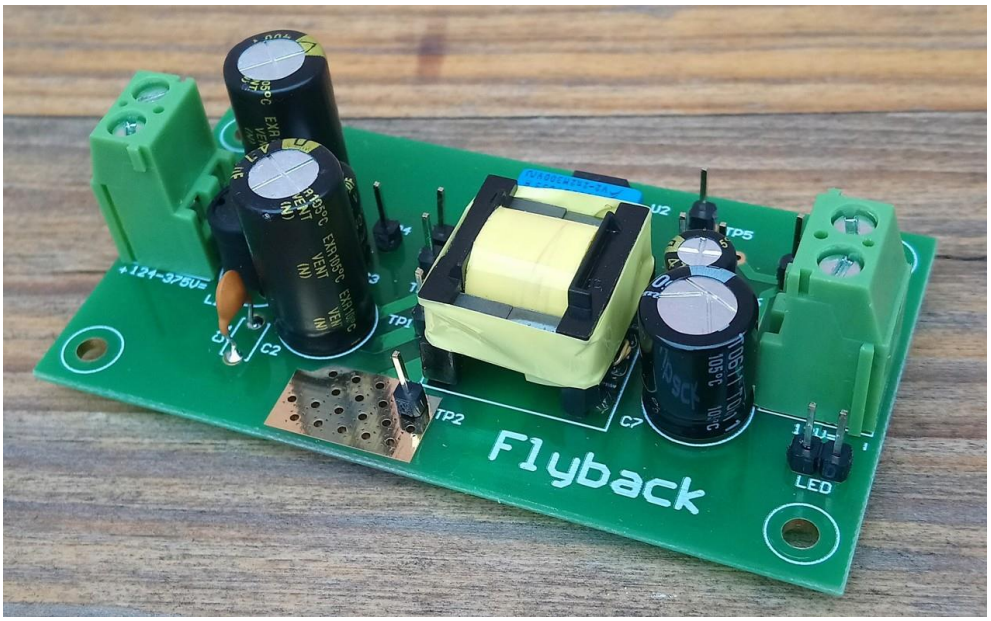


Obr. 53: Blokující měnič – DPS, měď, vrchní strana

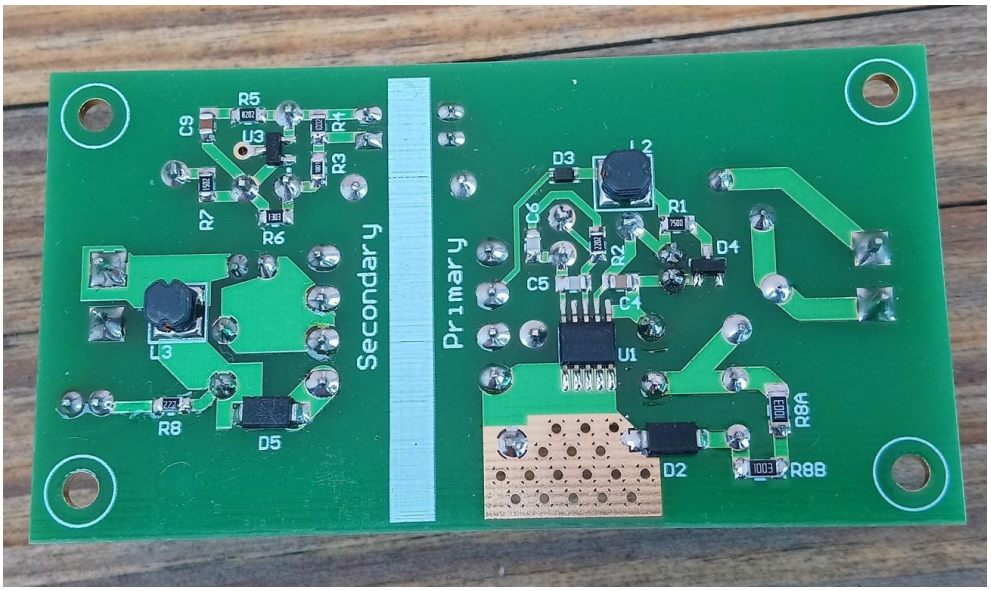


Obr. 54: Blokující měnič – DPS, měď, spodní strana

7.2.2 Hotový blokující měnič

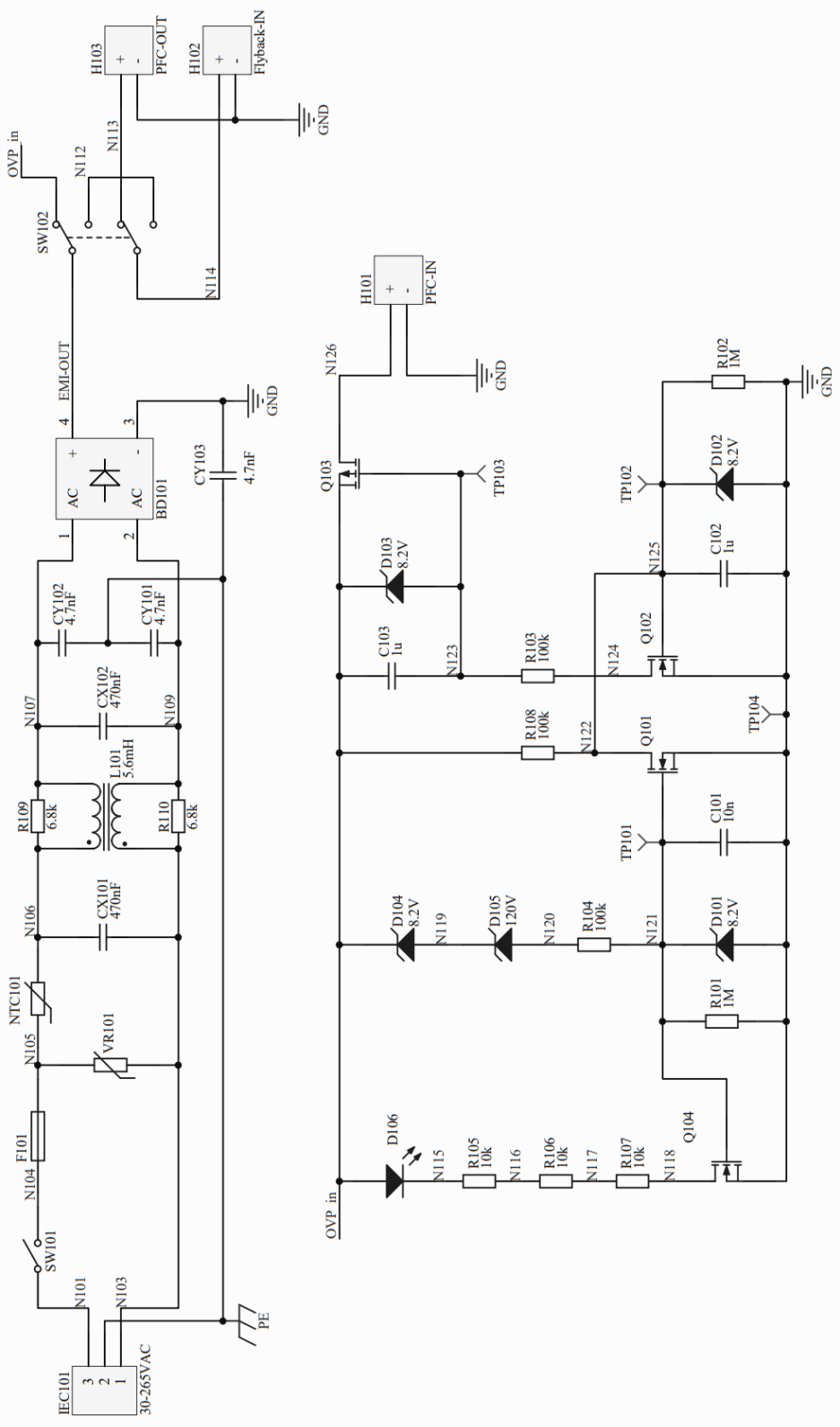


Obr. 55: Blokující měnič – hotový modul, vrchní strana



Obr. 56: Blokující měnič – hotový modul, spodní strana

7.3 Výrobní dokumentace Vstupního dílu

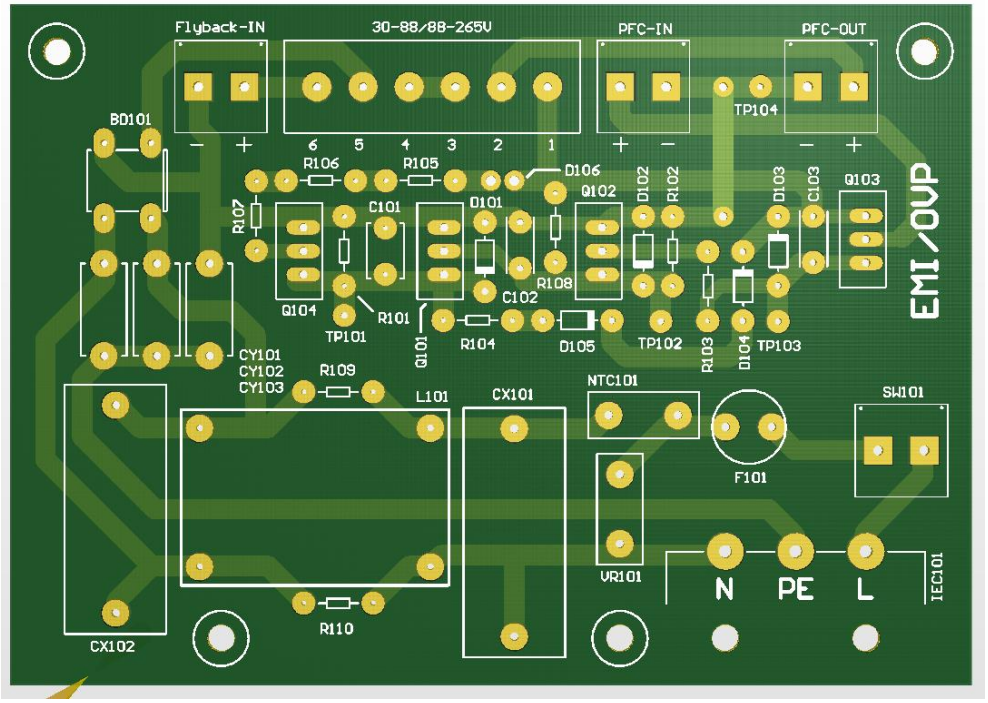


Obr. 57: Vstupní díl – schéma zapojení

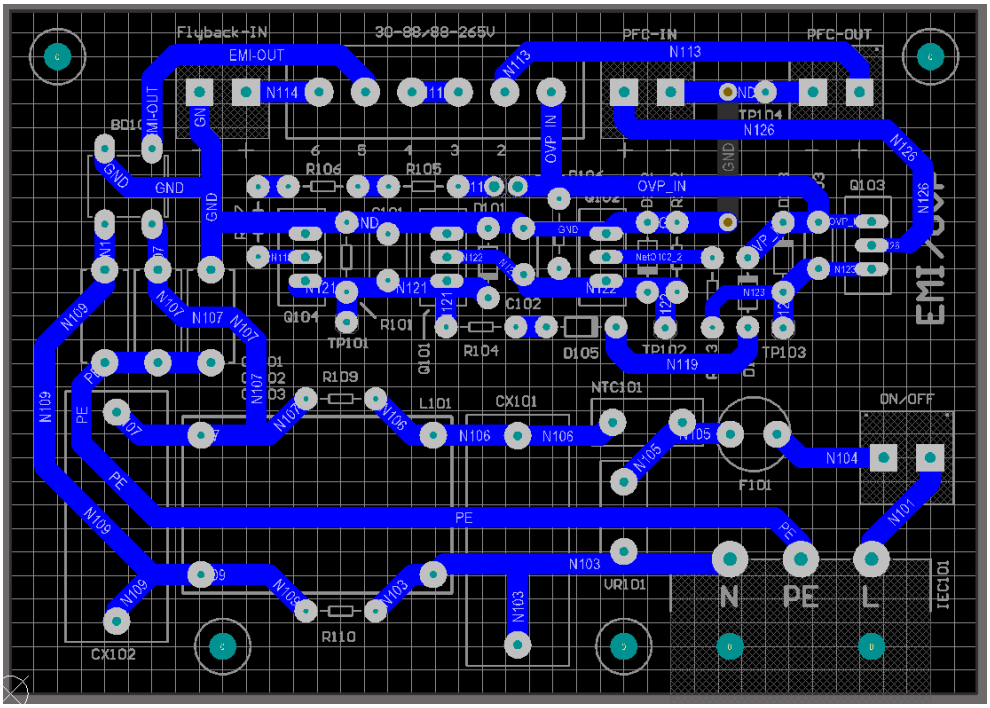
Tab. 8: Vstupní díl – soupis použitých součástek

Označení	Hodnota	Pouzdro	# ks	Popis	Tech.
R101-102	1M	0207/RM7,5	3	Rezistor	THT
R103, R104, R108	100K	0207/RM7,5	2	Rezistor	THT
R105-107	10K	0207/RM7,5	2	Rezistor	THT
R109, R110	6K8	0207/RM7,5	2	Rezistor	THT
VR101	S10K275	RM7,5	1	Varistor	THT
NTC101	5D11	RM7,5	1	Termistor	THT
L101	5,6mH	30x20/RM25x15	1	Tlumivka	THT
CX101-2	470nF/275V	22x10/RM22,5	2	Foliový kondenzátor X2	THT
CY101-3	4n7/400V	10x5/RM10	2	Ker. kondenzátor Y2	THT
C101	10n/10V	RM5	1	Keramický kondenzátor	THT
C102-103	1u/10V	7,5x6/RM5	2	Foliový kondenzátor	THT
BD1	DB107	DIL4	1	Usměrňovací můstek	THT
D101-104	BZY008.2	DO41/RM7,5	4	Zenerova dioda 8,2V	THT
D105	BZY120	DO41/RM7,5	1	Zenerova dioda 120V	THT
D106	BL-B4634	N/A	1	LED červená	THT
D106x	Header/2P	RM2,54x2P	3	Pinová řada	THT
Q101-102	2SK4101	TO220	3	Unipolární N-MOS	THT
Q103	FQP4P40	TO220	1	Unipolární P-MOS	THT
F101	Pojistka 250/1A	RM5	1	Pojistka 250/1A	THT
SW101	Spínač 220V/16A	N/A	1	Spínač 220V/16A	THT
SW101x	AK500/2P	13x8/RM5	1	Svorkovnice do DPS	THT
SW102	T22208EBR	N/A	1	Přepínač 110/220V	THT
SW102x	AK500/6P	RM5x3x2	1	Svorkovnice do DPS	THT
J101-103	AK500/2P	13x8/RM5	3	Svorkovnice do DPS	THT
TP101-104	Header/1P	RM2,54x1P	4	Pinová řada	THT
IEC101	IEC zásuvka/ DPS	viz nákres	1	Zásuvka 230V do DPS	THT

7.3.1 Předlohy pro výrobu DPS Vstupního dílu

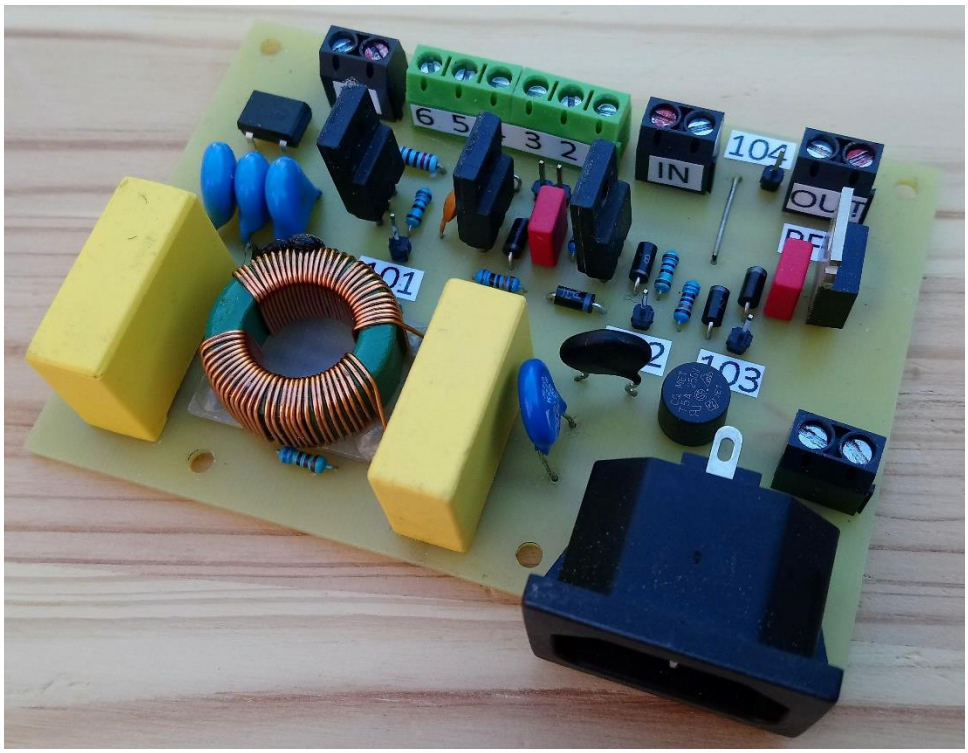


Obr. 58: Vstupní díl – model DPS, vrchní strana

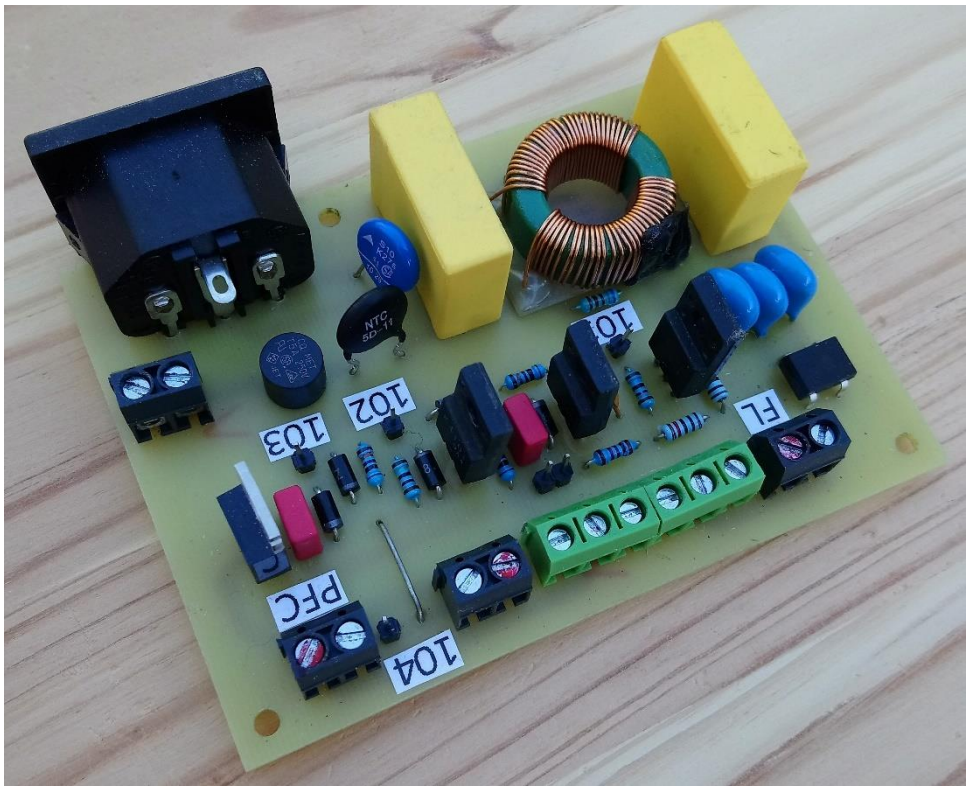


Obr. 59: Vstupní díl – DPS, měď, spodní strana

7.3.2 Hotový modul Vstupní díl



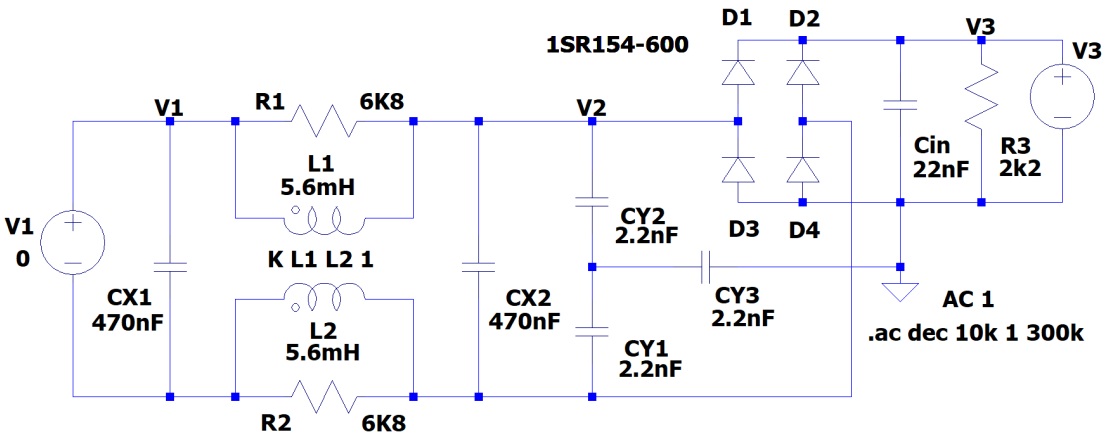
Obr. 60: Vstupní díl – hotový modul, přední pohled



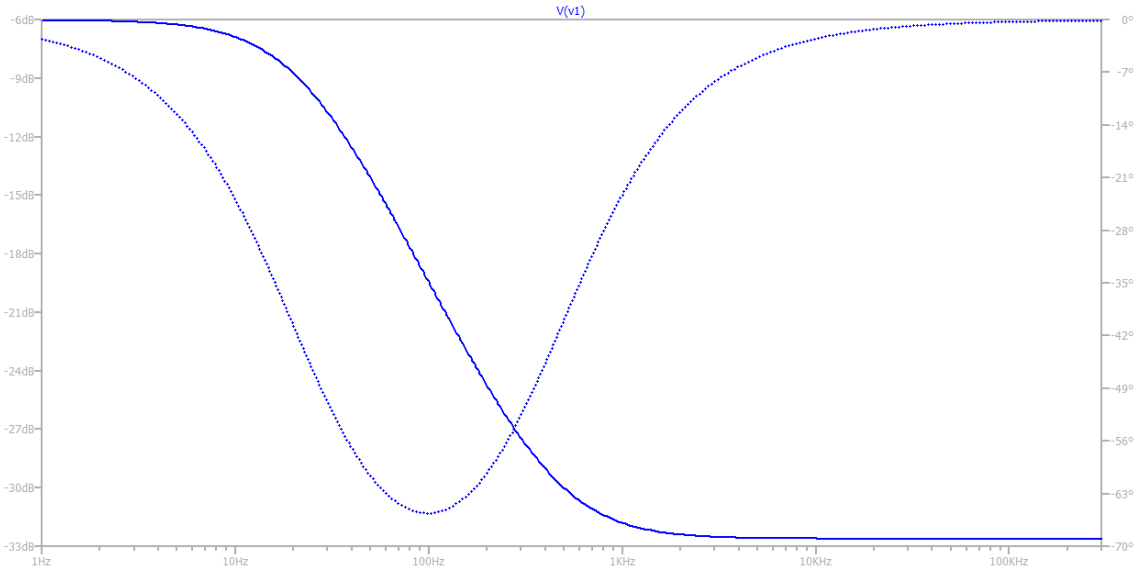
Obr. 61: Vstupní díl – hotový modul, zadní pohled

7.4 Simulace v programu LTspice

7.4.1 Simulace EMI filtru

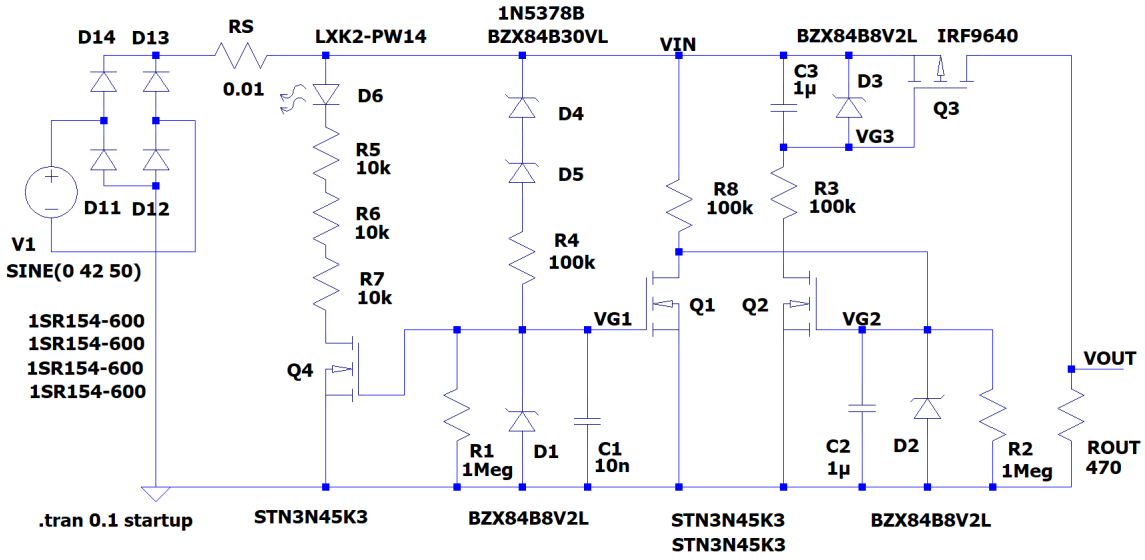


Obr. 62: EMI filtr – schéma

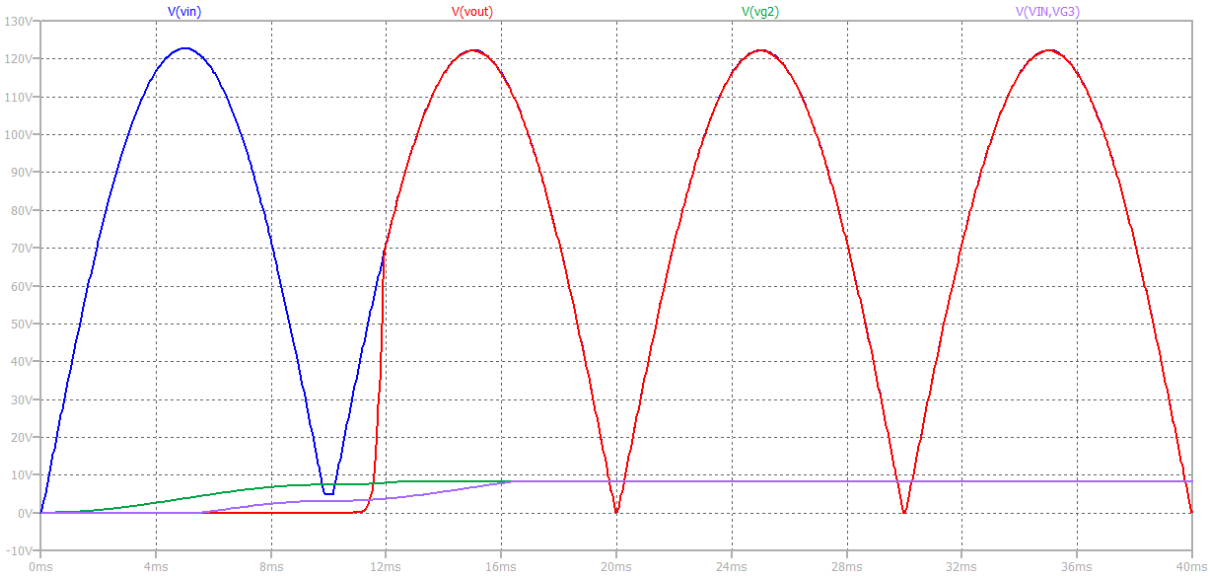


Obr. 63: Přenos z uzlu V3 do uzlu V1

7.4.2 Simulace přepěťové ochrany



Obr. 64: Přepěťová ochrana – schéma zapojení



Obr. 65: Výstup simulace přepěťové ochrany pro V_{in} = 88 VAC (amplituda napětí je 124 V)

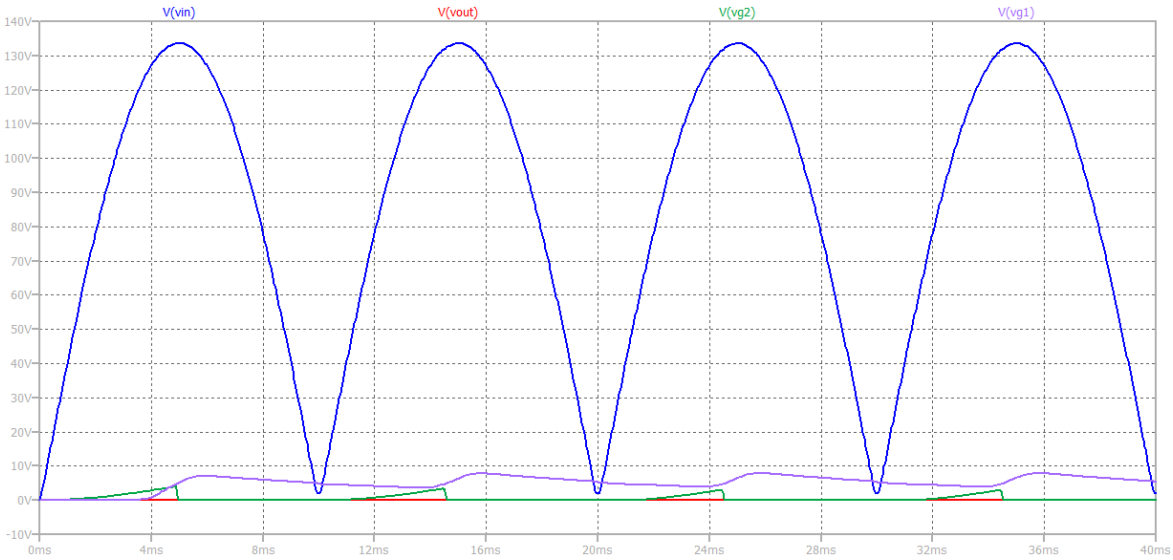
Poznámky k Obr. 65:

modrý průběh = *vstupní napětí*

červený průběh = *výstupní napětí (odpovídá vstupnímu napětí předregulátoru)*

zelený průběh = *napětí gate-source tranzistoru Q2*

fialový průběh = *napětí source-gate tranzistoru Q3*



Obr. 66: Výstup simulace přepěťové ochrany pro V_{in} = 95 VAC (amplituda napětí je 135 V)

Poznámky k Obr. 65:

modrý průběh	*= vstupní napětí*
červený průběh	*= výstupní napětí (odpovídá vstupnímu napětí předregulátoru)*
zelený průběh	*= napětí gate-source tranzistoru Q2*
fialový průběh	*= napětí gate-source tranzistoru Q1*

7.5 Výsledky měření

7.5.1 Měřicí přístroje a pomůcky

Tab. 9: Měřicí přístroje a pomůcky

Typ přístroje	Měřená veličina	Přístroj
voltmetr	vstupní napětí	Keithley 2000 Multimeter
voltmetr	výstupní napětí	Keithley 2000 Multimeter
ampérmetr	vstupní proud	Tektronix TX1 True RMS Multimeter
ampérmetr	výstupní proud	Fluke 189 True RMS Multimeter
osciloskop	různá napětí	Rohde&Schwarz RTH1002 Isolated Digital Oscilloscope
měřič účiníku	účiník	Tektronix PA1000 Single phase Power Analyzer
zátěž	-	Drátový posuvný rezistor
transformátor	-	Izolační transformátor (1:1)
transformátor	-	Autotransformátor, výstupní napětí 0-250 V

Statické parametry

V následujících tabulkách je z důvodů úspory místa použito následující značení:

„PCB+FB“ znamená, že byl připojen PFC předregulátor i blokující měnič. „Flyback“ značí měření, kde byl připojen pouze blokující měnič. Použitá konfigurace se řídí hodnotou vstupního napětí resp., zda leží v rozsahu 30-88 VAC, či 88-250 VAC.

Tab. 10: Měření zatěžovací charakteristiky

Konfigurace	V_{in} [V]	I_{out} [mA]	V_{out} [V]
PFC+FB	30	25	12,234
PFC+FB	30	125	12,222
PFC+FB	30	250	12,198
PFC+FB	88	25	12,234
PFC+FB	88	125	12,222
PFC+FB	88	250	12,198
Flyback	88	25	12,234
Flyback	88	125	12,222
Flyback	88	250	12,198
Flyback	250	25	12,234
Flyback	250	125	12,222
Flyback	250	250	12,198

Tab. 11: Měření odběru naprázdno

Konfigurace	$V_{in,\,AC}$ [V]	$V_{in,\,DC}$ [V]	I_{in} [mA]	P_{in} [W]
PFC+FB	30	39	17,5	0,69
PFC+FB	60	80	9,3	0,75
PFC+FB	88	119	6,7	0,80
Flyback	110	157	0,2	0,02
Flyback	140	200	0,2	0,03
Flyback	170	246	0,2	0,04
Flyback	200	288	0,2	0,05
Flyback	230	332	0,2	0,06
Flyback	250	359	0,2	0,06

Tab. 12: Měření účinnosti

Konfigurace	$V_{in,\,AC}$ [V]	$V_{in,\,DC}$ [V]	I_{in} [mA]	V_{out} [V]	I_{out} [mA]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	účinnost [%]
PFC+FB	30	39	31,3	12,2	25	1,23	0,31	25
PFC+FB	60	80	15,0	12,2	25	1,20	0,31	25
PFC+FB	88	119	10,8	12,2	25	1,29	0,31	24
Flyback	110	157	3,0	12,2	25	0,47	0,31	65
Flyback	140	201	2,6	12,2	25	0,52	0,31	59
Flyback	170	244	2,4	12,2	25	0,59	0,31	52
Flyback	200	287	2,3	12,2	25	0,66	0,31	46
Flyback	230	330	2,3	12,2	25	0,76	0,31	40
Flyback	250	357	2,2	12,2	25	0,79	0,31	39
PFC+FB	30	39	48,4	12,2	62	1,90	0,76	40
PFC+FB	60	80	22,9	12,2	62	1,83	0,76	41
PFC+FB	88	119	15,6	12,2	62	1,86	0,76	41
Flyback	110	157	6,4	12,2	62	1,00	0,76	76
Flyback	140	199	5,4	12,2	62	1,07	0,76	71
Flyback	170	243	4,8	12,2	62	1,17	0,76	65
Flyback	200	287	4,4	12,2	62	1,26	0,76	60
Flyback	230	330	4,2	12,2	62	1,39	0,76	55
Flyback	250	356	4,1	12,2	62	1,46	0,76	52
PFC+FB	30	38	79,4	12,2	125	2,99	1,53	51
PFC+FB	60	80	36,3	12,2	125	2,91	1,53	52
PFC+FB	88	119	24,0	12,2	125	2,87	1,53	53
Flyback	110	155	12,4	12,2	125	1,92	1,53	79
Flyback	140	199	10,1	12,2	125	2,01	1,53	76
Flyback	170	243	8,7	12,2	125	2,11	1,53	72
Flyback	200	285	7,8	12,2	125	2,22	1,53	69
Flyback	230	330	7,1	12,2	125	2,34	1,53	65
Flyback	250	355	6,9	12,2	125	2,45	1,53	62

Tab. 13: Měření účinnosti – pokračování

Konfigurace	$V_{in,\,AC}$ [V]	$V_{in,\,DC}$ [V]	I_{in} [mA]	V_{out} [V]	I_{out} [mA]	P_{in} [W]	P_{out} [W]	účinnost [%]
PFC+FB	30	38	111,5	12,2	187	4,20	2,28	54
PFC+FB	60	80	48,8	12,2	187	3,91	2,28	58
PFC+FB	88	119	32,3	12,2	187	3,86	2,28	59
Flyback	110	154	18,0	12,2	187	2,77	2,28	82
Flyback	140	199	14,5	12,2	187	2,89	2,28	79
Flyback	170	241	12,4	12,2	187	2,99	2,28	76
Flyback	200	285	10,9	12,2	187	3,11	2,28	73
Flyback	230	329	9,9	12,2	187	3,26	2,28	70
Flyback	250	356	9,5	12,2	187	3,38	2,28	67
PFC+FB	30	38	140,5	12,2	250	5,30	3,05	58
PFC+FB	60	80	63,2	12,2	250	5,06	3,05	60
PFC+FB	88	119	41,5	12,2	250	4,95	3,05	62
Flyback	110	153	24,3	12,2	250	3,72	3,05	82
Flyback	140	197	19,0	12,2	250	3,74	3,05	81
Flyback	170	241	16,0	12,2	250	3,86	3,05	79
Flyback	200	285	14,1	12,2	250	4,02	3,05	76
Flyback	230	329	12,7	12,2	250	4,18	3,05	73
Flyback	250	354	12,0	12,2	250	4,25	3,05	72

Tab. 14: Měření účiníku

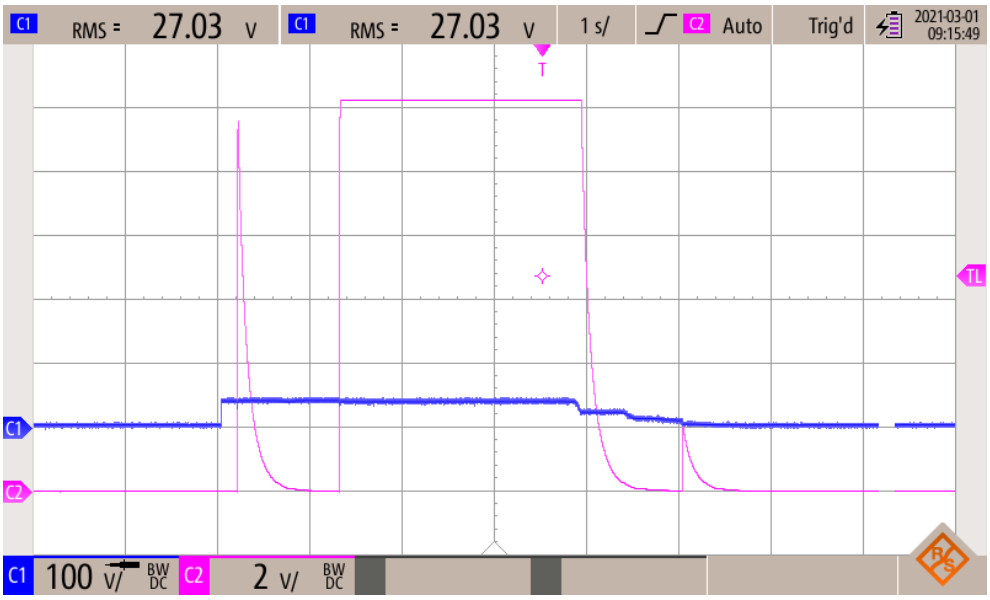
Konfigurace	$V_{in,\,AC}$ [V]	I_{out} [mA]	účiník [-]
PFC+FB	30	25	0,99
PFC+FB	60	25	0,96
PFC+FB	88	25	0,96
Flyback	110	25	0,13
Flyback	140	25	0,09
Flyback	170	25	0,07
Flyback	200	25	0,06
Flyback	230	25	0,05
Flyback	264	25	0,04
PFC+FB	30	62	0,99
PFC+FB	60	62	0,83
PFC+FB	88	62	0,79
Flyback	110	62	0,24
Flyback	140	62	0,17
Flyback	170	62	0,13
Flyback	200	62	0,10
Flyback	230	62	0,08
Flyback	264	62	0,07

Tab. 15: Měření účiníku – pokračování

Konfigurace	$V_{in,\,AC}$ [V]	I_{out} [mA]	účiník [-]
PFC+FB	30	125	1,00
PFC+FB	60	125	0,93
PFC+FB	88	125	0,74
Flyback	110	125	0,35
Flyback	140	125	0,27
Flyback	170	125	0,22
Flyback	200	125	0,17
Flyback	230	125	0,11
Flyback	264	125	0,12
PFC+FB	30	187	1,00
PFC+FB	60	187	0,96
PFC+FB	88	187	0,83
Flyback	110	187	0,40
Flyback	140	187	0,34
Flyback	170	187	0,28
Flyback	200	187	0,23
Flyback	230	187	0,19
Flyback	264	187	0,16
PFC+FB	30	250	1,00
PFC+FB	60	250	0,98
PFC+FB	88	250	0,88
Flyback	110	250	0,43
Flyback	140	250	0,37
Flyback	170	250	0,32
Flyback	200	250	0,27
Flyback	230	250	0,23
Flyback	264	250	0,19

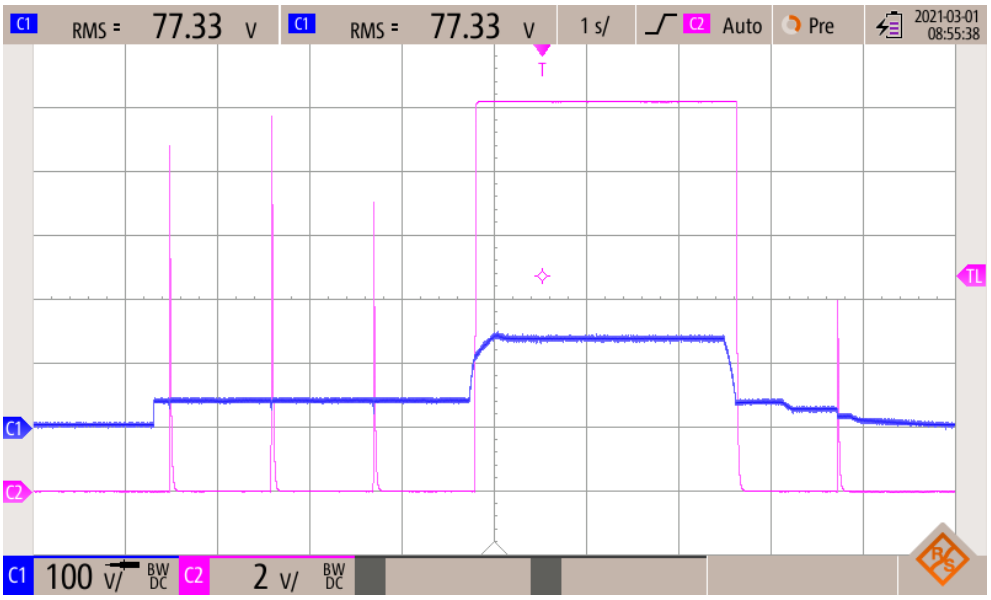
7.5.2 Odezva na skokovou změnu vstupního napětí

Na následujících obrázcích jsou uvedeny odezvy výstupního napětí (růžová čára) na skokovou změnu vstupního napětí. Modrá čára zobrazuje průběh řídícího signálu (připojení/odpojení vstupního napětí). Úroveň 1 znamená, že vstupní napětí je připojeno, úroveň 0 znamená, že vstupní napětí je odpojeno.

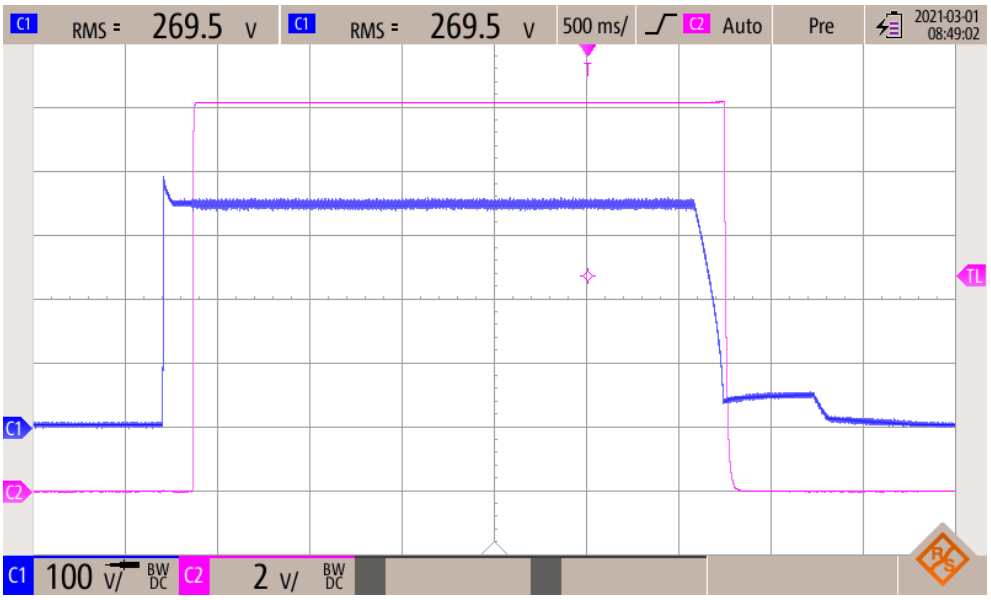


Obr. 67: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, V_{in} = 30 VAC, I_{out} = 25 mA

Obr. 68: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, V_{in} = 245 VAC, I_{out} = 25 mA



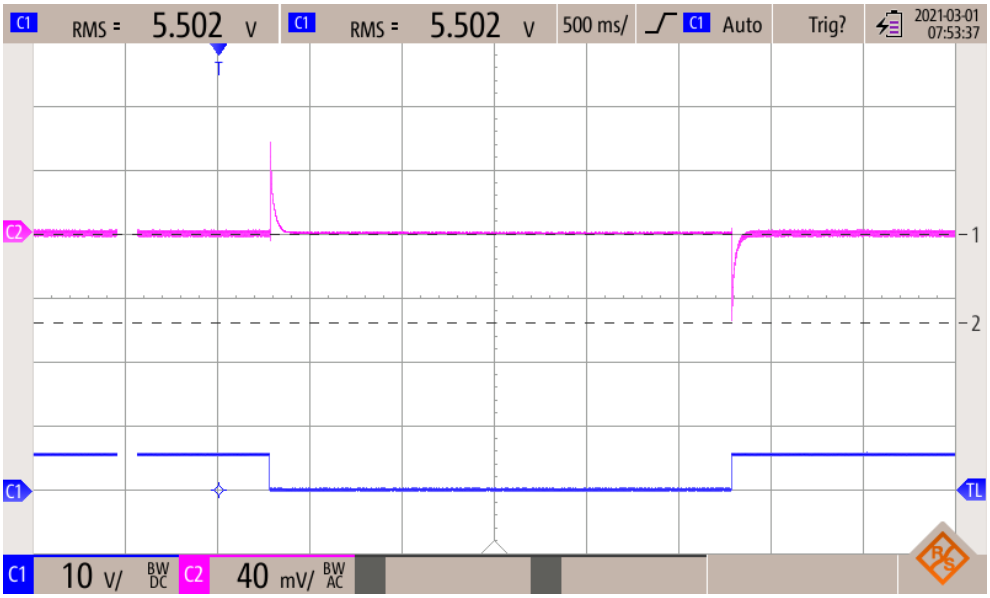
Obr. 69: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, V_{in} = 30 VAC, I_{out} = 250 mA



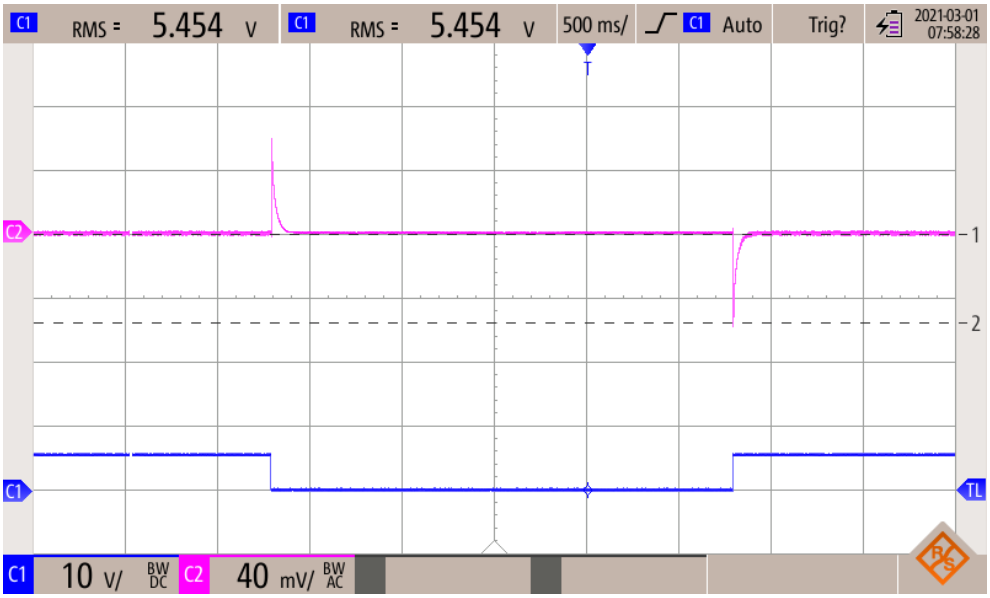
Obr. 70: Odezva na skokovou změnu vstupního napětí, V_{in} = 245 VAC, I_{out} = 250 mA

7.5.3 Odezva na skokovou změnu zátěže

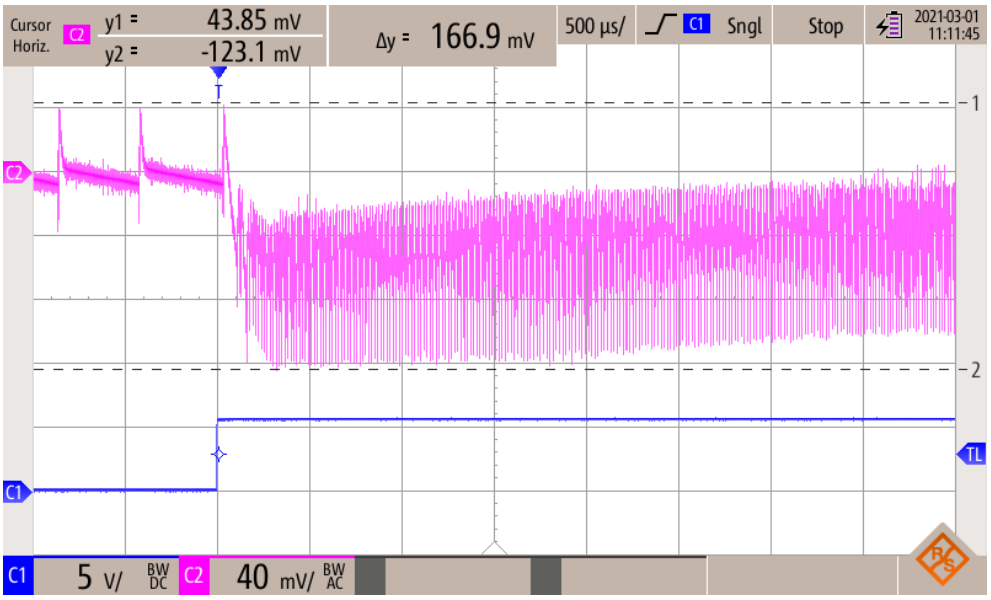
Na následujících obrázcích jsou uvedeny odezvy výstupního napětí (růžová čára) na skokovou změnu zátěže. Modrá čára zobrazuje průběh řídícího signálu (připojení/odpojení zátěže). Úroveň 1 znamená, že zátěž připojena, úroveň 0 znamená, že je zátěž odpojena.



Obr. 71: Odezva na skokovou změnu zátěže, V_{in} = 30 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA

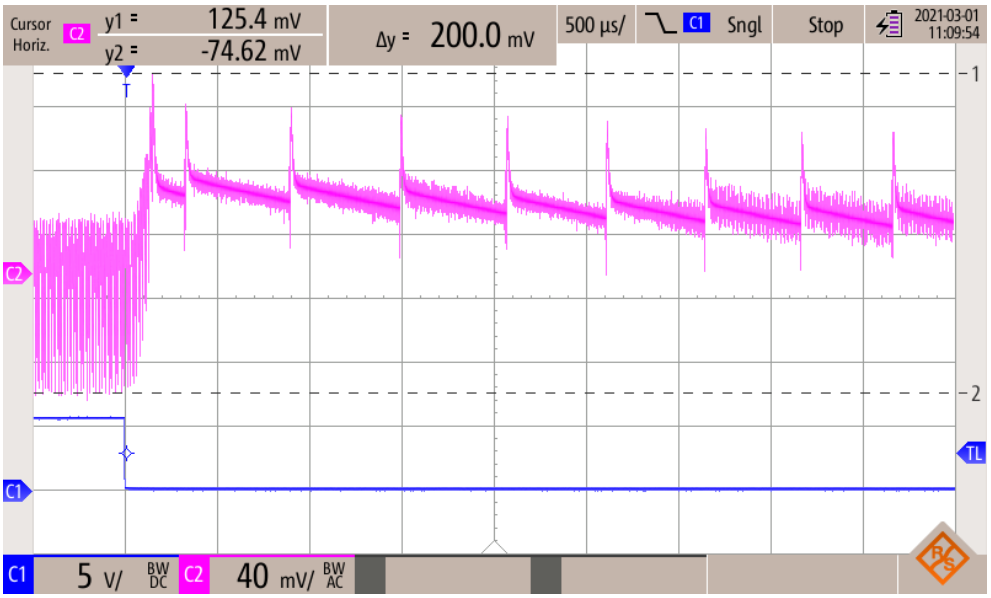


Obr. 72: Odezva na skokovou změnu zátěže, V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA



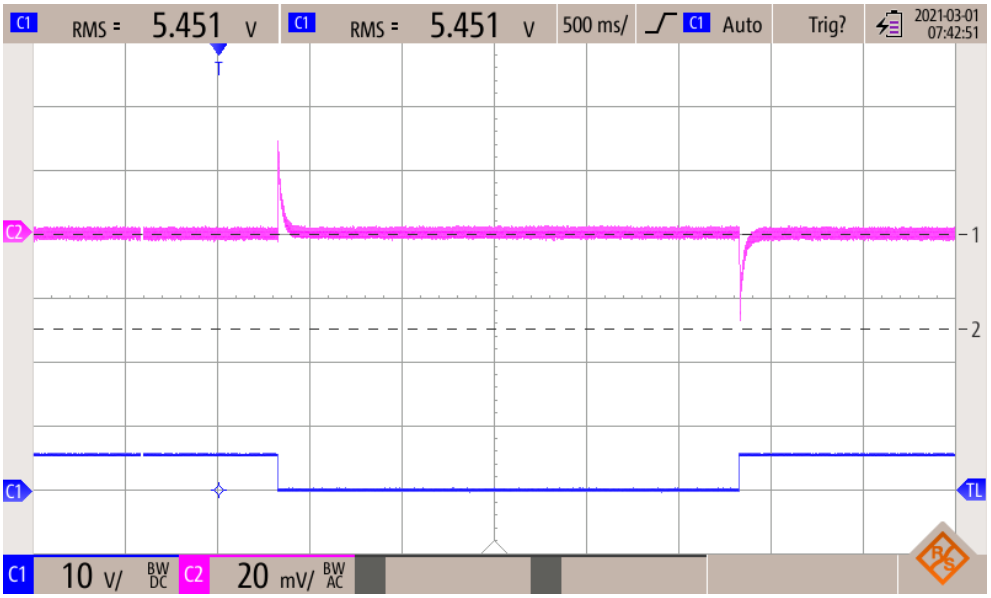
Obr. 73: Odezva na skokovou změnu zátěže (detail) – náběžná hrana řídicího signálu,

V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA

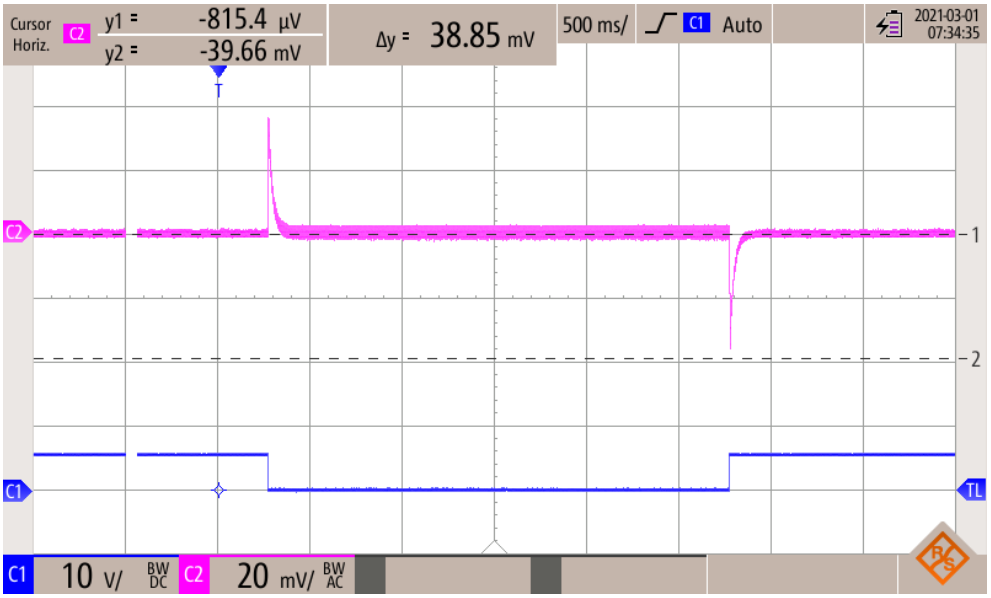


Obr. 74: Odezva na skokovou změnu zátěže (detail) – sestupná hrana řídicího signálu,

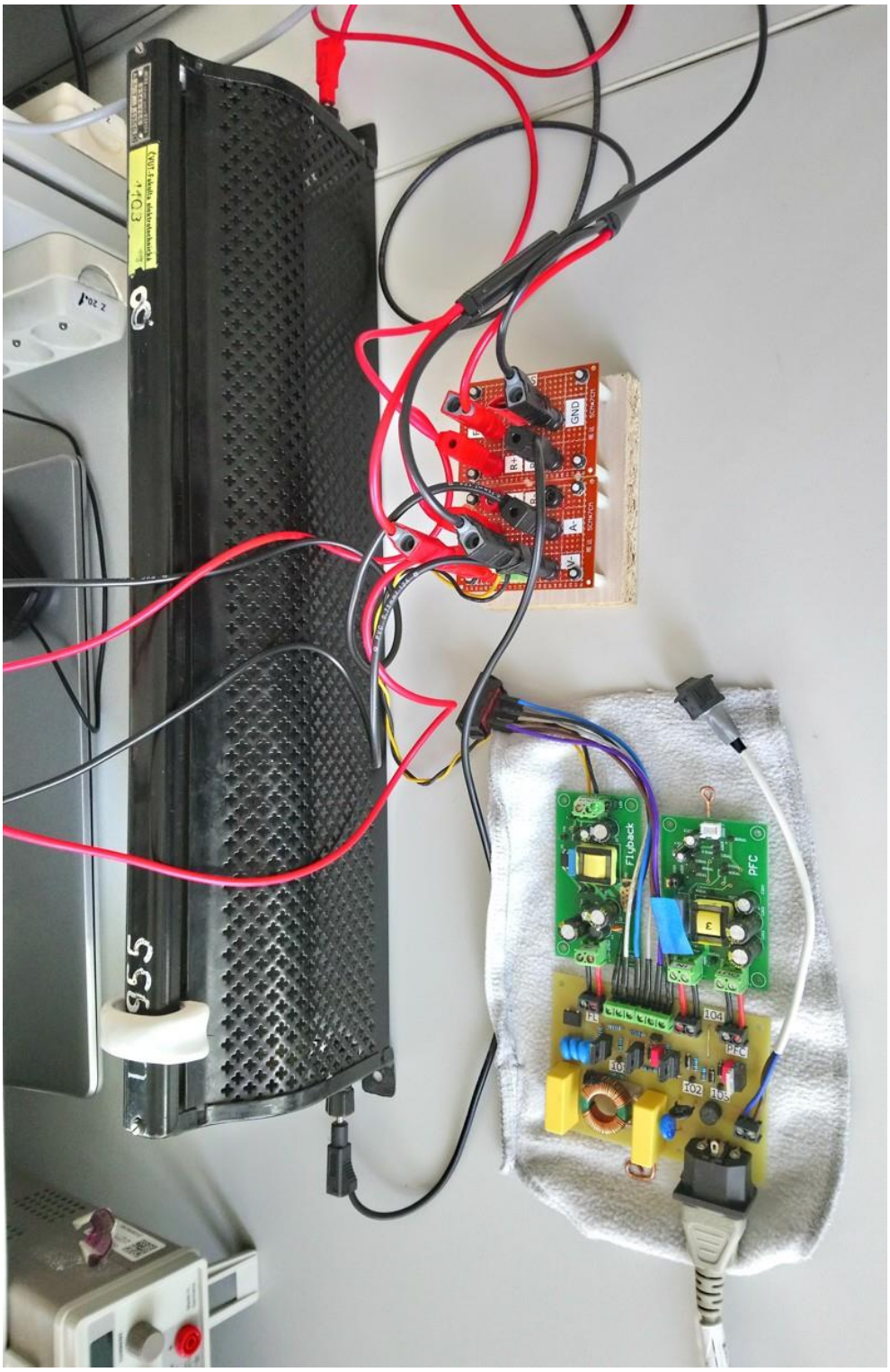
V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\,min}$ = 0 mA, $I_{out,\,max}$ = 250 mA



Obr. 75: Odezva na skokovou změnu zátěže, V_{in} = 30 VAC, $I_{out,\ min}$ = 125 mA, $I_{out,\ max}$ = 250 mA



Obr. 76: Odezva na skokovou změnu zátěže, V_{in} = 245 VAC, $I_{out,\ min}$ = 125 mA, $I_{out,\ max}$ = 250 mA



Obr. 77: Přípravek pro měření dynamických charakteristik