Západočeská univerzita v Plzni

Fakulta elektrotechnická Katedra výkonové elektroniky a strojů

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Počítačový zdroj s monitorovací funkcí

Autor práce: Vedoucí práce: Bc. Lukáš Chlad Ing. Martin Jára, Ph.D

Zadání

- 1. Proveď te rešerši topologických řešení počítačových napájecích zdrojů.
- 2. Uveď te přehled ATX standardů pro počítačové napájecí zdroje včetně používaných hodnocení účinnosti.
- 3. Navrhněte výkonové obvody počítačového napájecího zdroje.
- 4. Realizujte vybrané výkonové obvody a proveď te jejich základní oživení a testování.
- 5. Navrhněte a realizujte měřící a komunikační obvody pro monitoring výstupů napájecího zdroje.
- 6. Vytvořte aplikaci pro monitoring parametrů počítačového napájecího zdroje (OS Windows).

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI Fakulta elektrotechnická Akademický rok: 2023/2024

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení:	Bc. Lukáš CHLAD
Osobní číslo:	E22N0044P
Studijní program:	N0714A060013 Elektronika a informační technologie
Specializace:	Elektronika
Téma práce:	Počítačový zdroj s monitorovací funkcí
Zadávající katedra:	Katedra výkonové elektroniky a strojů

Zásady pro vypracování

- 1. Proveďte rešerši topologických řešení počítačových napájecích zdrojů.
- Uveďte přehled ATX standardů pro počítačové napájecí zdroje včetně používaných hodnocení účinnosti.
- 3. Navrhněte výkonové obvody počítačového napájecího zdroje.
- 4. Realizujte vybrané výkonové obvody a proveďte jejich základní oživení a testování.
- 5. Navrhněte a realizujte měřící a komunikační obvody pro monitoring výstupů napájecího zdroje.
- 6. Vytvořte aplikaci pro monitoring parametrů počítačového napájecího zdroje (OS Windows).

Rozsah diplomové práce:**40-60**Rozsah grafických prací:**2**Forma zpracování diplomové práce:**elektronická**

Seznam doporučené literatury:

- 1. firemní literatura výrobců IC
- 2. M.K. Kazimierczuk: High frequency magnetic component

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Martin Jára, Ph.D. Research and Innovation Centre for Electrical Engineering

Datum zadání diplomové práce:6. října 2023Termín odevzdání diplomové práce:24. května 2024

aku trotee L.S. Prof. Ing. Václav Kůs, CSc. Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D. vedoucí katedry děkan V Plzni dne 6. října 2023

Abstrakt

Práce se zaměřuje na vývoj ATX počítačových zdrojů a jejich výkonových topologií. Zahrnuje analýzu různých verzí ATX a jejich účinnosti. Hlavním cílem práce je návrh a realizace výkonové části ATX zdroje s důrazem na vysokou účinnost. Té je dosaženo použitím topologií, jako jsou bridgeless PFC, LLC rezonanční měnič se synchronním usměrňovačem, synchronní snižující měnič apod. Zdroj je vybaven mikrokontrolérem pro řízení spouštěcí sekvence a monitorování parametrů výstupních napájecích linek. Součástí práce je také implementace monitorovacího programu pro PC, který umožňuje měření napětí a proudů jednotlivých linek zdroje a monitorování teploty. Všechny tyto hodnoty jsou zobrazovány v grafu, který se mění v čase, což uživatelům umožňuje efektivně sledovat provoz zdroje.

Klíčová slova

Počítačové zdroje ATX, vysoká účinnost, napájecí zdroje, rezonanční měniče, synchronní měniče, mikrokontroléry, měřicí obvody, zobrazení dat v PC.

Abstract

The thesis focuses on the development of ATX computer power supplies and their power topologies, encompassing analysis of various versions of ATX and their efficiencies. The main objective of the work is the design and implementation of the power section of an ATX power supply with an emphasis on high efficiency. This is achieved through the use of topologies such as bridgeless PFC, LLC resonant converter with synchronous rectifier, synchronous buck converter, etc. The power supply is equipped with a microcontroller for controlling the startup sequence and monitoring the parameters of the output power lines. Additionally, the thesis includes the development of monitoring software for the PC, enabling the measurement of voltages, currents of individual supply lines, and temperature monitoring. These values are presented graphically, allowing users to effectively monitor the power supply's operation over time.

Keywords

ATX computer power supplies, high efficiency, power supplies, resonant converters, synchronous converters, microcontrollers, measuring circuits, data display on PC.

Poděkování

Rád bych poděkoval mému vedoucímu diplomové práce Ing. Martinu Járovi, Ph.D., za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

Se	eznar	n použitých symbolů a zkratek	vi
Se	eznar	n obrázků	vii
Se	eznar	n tabulek	x
Ú	vod		1
1	Teo	retický úvod	2
	1.1	ATX standard	2
	1.2	Požadavky na zdroje ATX	2
	1.3	Vývoj standardu ATX	6
	1.4	Třídy účinnosti ATX zdrojů	7
2	Top	oologie používané v ATX zdrojích	9
	2.1	Flyback pro "stand-by" funkci	10
	2.2	Polomůstkový měnič (Half-bridge)	12
	2.3	Jednočinný propustný měnič s dvěma spínači	13
	2.4	Rezonančí LLC měnič	14
	2.5	PFC obvody	17
		2.5.1 Aktivní PFC	19
		2.5.2 Critical Conduction Mode (CrM)	19
		2.5.3 Continuous Conduction Mode (CCM)	20
		2.5.4 Shrnutí	21
	2.6	Synchronní snižující měnič	21
3	Spe	cifikace navrhovaného zdroje	22
	3.1	Definice parametrů	22
	3.2	Blokové schéma zdroje	23
4	Náv	rh obvodů ATX zdroje	26
	4.1	Návrh měniče pro funkci standby (5 V 2 A) \ldots	26
	4.2	Návrh PFC části (400 V 350 W) \hdots	29
	4.3	Návrh LLC měniče (12 V 30 A)	35
	4.4	Návrh snižujících měničů (3,3 V 14 A) a (5 V 12 A) \hdots	46
		4.4.1 Frekvenční kompenzace	50
	4.5	Návrh měřících a řídicích obvodů	53

		4.5.1	Obvody pro měření proudu	54		
		4.5.2	Obvody pro měření napětí	57		
		4.5.3	Obvody pro měření teploty a řízení otáček ventilátor u $\ \ldots\ \ldots\ \ldots\ \ldots$	57		
		4.5.4	Obvod pro komunikaci přes USB	58		
		4.5.5	Regulátor na napětí 3,3 V pro mikrokontrolér	59		
		4.5.6	Zbylé obvody na monitorovací desce	59		
	4.6	Návrh	y desek plošných spojů (DPS)	60		
5	Náv	rh soft	tware	63		
	5.1	Řídicí	software pro mikrokontrolér STM32F103C8T6	63		
	5.2	Návrh	Monitorovací aplikace pro systém Windows	68		
6	Měi	ŕení		72		
	6.1	Měřen	í na testovacích modulech	72		
	6.2	Měřen	í na konečném návrhu	74		
7	Záv	ěr		78		
\mathbf{Se}	znan	n použ	ité literatury	81		
Př	filohy A					

Seznam použitých symbolů a zkratek

Značka	Popis	Jednotka
U	Napětí	V
Ι	Proud	А
C	Kapacita kondenzátoru	\mathbf{F}
L	Indukčnost cívek	Н
f	Frekvence	Hz
R	Odpor rezistoru	Ω
n	Převod transformátoru	_
D	Střída PWM signálu	_
Q	Elektrický náboj	\mathbf{C}
PF	Celkový účiník	_
P	Činný výkon	W
S	Zdánlivý výkon	VA
THD	Celkové harmonické zkreslení	%
D	Dioda	
Q	Tranzistor	
U	Integrovaný obvod	
PFC	Obvody zlepšující účiník	
ATX	Standard počítačových zdrojů	
PWM	Pulzně šířková modulace	
PFM	Řízení změnou frekvence	
LLC	Rezonanční měnič	
Flyback	Topologie zdroje	
ESR	Sériový odpor kondenzátoru	
COM	Sériová linka	
USB	Komunikační rozhraní	
DPS	Deska plošného spoje	
CCM	Řízení s nenulovou hodnotou proudu	
DCM	Řízení s dosažením nulové hodnoty proudu	
CrM	Řízení na hranici nulové hodnoty proudu	

Seznam obrázků

1	Navrhovaný zdroj mimo konstrukční šasi.	1
2	Zobrazení časového diagramu při startu zdroje a v případě výpadku napájení [1].	5
3	Používané konektory ve specifikaci ATX12V 2.2 [1]	6
4	Minimální účinnost zdrojů dle specifikace 80 PLUS [15].	8
5	Základní zapojení flyback zdroje [16]	10
6	Napětí na spínacím tranzistoru v době vypnutí [18].	10
7	Flyback měnič s tranzistory.	11
8	Polomůstková topologie používaná v ATX zdrojích	12
9	Průběh napětí na primárním vinutí při CCM řízení [16]	12
10	Průběh proudu na jedné polovině sekundárního vinutí [16]	13
11	Zapojení propustného měniče	14
12	Průběh napětí na primární straně [16]	14
13	Zapojení LLC měniče s polomůstkem.	15
14	Závislost zisku na frekvenci [19]	16
15	Závislost zisku na zátěži pro různé poměry indukčností [19]	17
16	Základní průběhy LLC měniče [19]	17
17	Průběh proudu a napětí sítě při vypnutém PFC obvodu společně s napětím na	
	kondenzátoru	18
18	Vyšší harmonické proudu pro 3 PC zdroje společně s limitem [20]	19
19	Základní zapojení PFC předregulátoru [20].	19
20	Průběhy CrM řízení [20]	20
21	Řídicí schéma pro CCM [20].	20
22	Základní zapojení synchronního snižujícího měniče	21
23	Rozložení výkonu 3,3 V a 5 V linky vzhledem k 12 V lince u 250 W zdroje [1]	23
24	Blokové scchéma ATX zdroje	24
25	Typické zapojení pro standby aplikace [2]	26
26	Typické průběhy pro vyšší zatížení [2]	27
27	Schéma zapojení navrhovaného měniče	27
28	Zobrazení napětí na spínacím tranzistoru společně s výstupním zvlněním a proudem.	28
29	Zobrazení regulátoru a elektronického spínače pro PFC.	29
30	Rozložení vývodů NCP1654 [3]	30
31	Závislost zvlnění proudu na indukčnosti.	31
32	Zapojení řídicí části PFC.	33

33	Zapojení výkonové části PFC	34
34	Zobrazení napětí a proudu sítě společně s výstupním zvlněním v případě špatně	
	fungující zpětné vazby proudu.	35
35	Zobrazení napětí a proudu sítě společně s výstupním zvlněním v případě fungující	
	zpětné vazby proudu	35
36	Rozložení vývodů obvodu NCP4390 [4].	36
37	Typická konfigurace snímání proudu [4].	36
38	Jednotlivé funkce související s napětím na vstupu ICS [4]	37
39	Nastavení "dead-time" u obvodu <i>NCP4390</i>	38
40	Zobrazení maximálního zisku a Q faktoru pro různé hodnoty m [19]	40
41	Závislost zisku na frekvenci pro různé zátěže [19]	40
42	Závislost rezistoru na kompenzačním napětí pro vstup do PWM módu [19]. $\ .$.	43
43	Schéma zapojení kontrolní části LLC měniče.	44
44	Schéma zapojení výkonové části LLC měniče.	45
45	Schéma zapojení zvyšujícího měniče na napětí 12 V. \ldots	45
46	Rozložení vývodů obvodu NCP1579 [5]	46
47	Schéma zapojení 5 V měniče s <i>NCP1579</i>	47
48	Funkce snižovacího měniče s napěťovým řízením [22]	51
49	Frekvenční charakteristika výkonové části měniče	51
50	Frekvenční charakteristika zpětné vazby.	52
51	Frekvenční charakteristika uzavřené smyčky	53
52	Základní zapojení měřícího obvodu s $ACS712$ [23]	55
53	Převodní charakteristika snímače $ACS712$ [23]	55
54	Zapojení rozdílového zesilovače na přizpůsobení úrovní	56
55	Snímací dělič pro 12 V linku.	57
56	Obvody pro připojení termistoru a ventilátoru.	57
57	Zapojení převodníku <i>CH340G</i>	58
58	Zapojení regulátoru napětí s obvodem AMS1117	59
59	Návrh hlavní DPS	60
60	Návrh DPS pro PFC	61
61	Návrh DPS pro řídicí a monitorovací funkci.	61
62	Návrh DPS snižujícího měniče a DPS pro řízení LLC měniče.	62
63	Neosazené DPS v konečné podobě	62
64	Konfigurace vývodů u STM32F103C8T6	63
65	Konfigurace rozvodu hodinových kmitočtů.	64
66	Grafické prostředí monitorovací aplikace	68
67	Zobrazení napětí na spínacím tranzistoru společně s výstupním proudem a zvlně-	
	ním napětí	72
68	Zobrazení síťového napětí společně s proudem a výstupním napětím pro skok $0,5~\mathrm{A}.$	73
69	Zobrazení síťového napětí společně s proudem a výstupním napětím pro náběh	
	PFC	73

70	Zobrazení poklesu napětí na výstupu společně s výstupním proudem a napětím	
	na výstupu PFC pro skok 0 až 20 A	74
71	Zobrazení napětí a proudu na horním tranzistoru v LLC polomůstku	74
72	Zobrazení signálu ${\bf PS}$ ON a ${\bf PG}$ společně s náběhem linek s napětím 3,3 a 5 V $% ({\bf PG})$.	75
73	Zobrazení zvlnění napětí na výstupu 5 V měniče	75
74	Zobrazení síťového napětí a proudu pro typické zatížení	76
75	Teplotní měření na zdroji mimo mechanickou konstrukci	76

Seznam tabulek

1	Tabulka pro měření účinnosti u 250 W zdroje [1]	3
2	Tabulka výstupních napětí ATX zdroje [1]	3
3	Tabulka dovoleného zvlnění výstupu ATX zdroje [1]	4
4	Tabulka hodnot ochrany proti překročení napětí [1]. \ldots	5
5	Typické proudové zatížení na jednotlivých linkách pro 250 W zdroj [1] $\ldots 250$	2
6	Tabulka měření účinnosti a účiníku	6
7	Tabulka přesnosti měření proudu na 12 V lince	7
8	Tabulka přesnosti měření proudu na 5 V lince	7
9	Tabulka přesnosti měření proudu na 3,3 V lince	7

Úvod

V první části se práce zaměřuje na vysvětlení, co je ATX standard a jaké jsou požadavky na zdroje. Následuje uvedení a vysvětlení běžných topologií měničů, které jsou ve zdrojích obsaženy. Jednotlivé části jsou řazeny podle relevantnosti topologií, od klasických nerezonančních měničů s diodovými usměrňovači, až po LLC rezonanční měniče se synchronními usměrňovači.

V další části jsou probírány jednotlivé verze ATX standardu a jejich vývoj. Součástí jsou učinnostní třídy zdrojů včetně požadavků na ně.

Dále následuje samotný návrh a realizace ATX zdroje s výkonem 250 W ve standardu ATX12V 2.2 [1]. První část je zaměřena na návrh nejjednoduššího měniče, který je ve zdroji použit a to standby zdroje s výstupním napětím 5 V a proudem 2 A v topologii flyback s obvodem TNY278 [2]. Po realizaci flyback zdroje následuje volba topologie pro PFC (power factor correction). Je vybrána topologie bridgeless PFC s řízením CCM (continuous conduction mode) realizovaná obvodem NCP1654 [3] ve verzi se spínací frekvencí 200 kHz. Požadovaný výkon PFC je 350 W s výstupním napětím 400 V. Práce pokračuje návrhem hlavního měniče s výstupním napětím 12 V a proudem 30 A. Pro výkonovou topologii je vybrán rezonanční měnič (LLC) postavený okolo integrovaného obvodu NCP4390 [4] umístěného na sekundární straně. Poslední část návrhu výkonové části zdroje se zaměřuje na synchronní snižující měniče pro napětí 3,3 a 5 V, postavené okolo obvodu NCP1579 [5]. Návrh pokračuje u monitorovací a řídicí části. Ta je netradičně postavena okolo mikrokontroléru STM32F103C8T6 [6]. Hlavním důvodem je požadavek na monitorovací funkce, které standard ATX nevyžaduje. Po návrhu zapojení všech částí následuje popis desek plošných spojů, které jsou ve zdroji použity. Další kapitola se zaměřuje na nedílnou součást zdroje, kterou je software pro řízení a monitorování společně s aplikací pro systém Windows.

Poslední kapitola je zaměřena na měření a zhodnocení funkcí navrhovaného zdroje.



Obrázek 1: Navrhovaný zdroj mimo konstrukční šasi.

1 Teoretický úvod

1.1 ATX standard

Standard ATX (Advenced Technology Extended) vychází ze staršího AT (Advanced Technology), který byl uveden v roce 1984 firmou IBM jako následovník původních formátů jako jsou PC a XT. Tento starší standard zaváděl požadavky na základní desky jako jsou: velikost, použité napájecí konektory a případně jaké má deska obsahovat rozšiřovací sloty. Zdroje v tomto standardu se vyznačovaly maximálním výkonem 250 W s typickými šesti vývodovými konektory, které byly vždy dva a staraly se o napájení základní desky. Mezi další vlastnosti patřil síťový vypínač, kterým se vypínal přívod 230 V do zdroje, neexistoval tedy "stand-by" zdroj ani možnost softwarového vypínání zdroje [7] [8] [9].

V roce 1995 byl firmou Intel uveden standard ATX jako vylepšení staršího AT. Opět obsahuje rozměry základní desky, zásadní změnou je oblast připojování externích periferií, která má přesně definovanou velikost. V této oblasti se nacházejí konektory pro výstup zvuku, sériový a paralelní port, ps2 konektory pro myš a klávesnici a jiné. V AT základní desce byl součástí pouze konektor pro připojení klávesnice. Další změnou je požadavek na přesný počet rozšířujících slotů. Základní desky se vyrábějí i v jiných variantách jako MicroATX případně mini-ITX. Zásadní změny jsou ve velikosti a v počtu rozšiřovacích slotů [7] [8] [9].

Nejzásadnější rozdíl ATX zdrojů oproti AT je možnost zapnutí pomocí signálu ze základní desky. Tato vlastnost není používána jen pro zapínání tlačítkem na skříni, ale také na možnost uspání počítače případně zapnutí pomocí LAN. Napájení základní desky je realizováno hlavním 20 nebo 24 vývodovým konektorem, který obsahuje mimo spouštěcí signál, také napájecí napětí 3,3 V, které není pro AT typické. Výstupní výkon ATX zdrojů může být větší než 250 W. Pro výkonné sestavy se používají zdroje s výkonem nad 1000 W. ATX standard prošel mnoha úpravami, které přidávají další konektory a funkce. Nejnovější verze ATX desky je 2.2 a zdroje je ATX12V 3.0 z února roku 2022 [7] [8] [9] [10].

1.2 Požadavky na zdroje ATX

Výčet požadavků a vlastností je založen na verzi ATX12V 2.2 [1]. Tyto požadavky se mohou více či méně lišit v závislosti na konkrétní verzi, základ však zůstává pořád stejný. Bližší informace o rozdílu verzí v příslušné části.

Účinnost zdroje je udávána v procentech společně s příslušnou zátěží, jelikož účinnost není konstantní a zásadně se mění v závislosti na vytížení zdroje. Testování účinnosti probíhá vždy pro nominální vstupní napětí, které je 230 VAC nebo 115 VAC. Při dodržení teplotních a provozních

Zátěž	+12V1 (A)	+12V2 (A)	+5V (A)	+3,3V (A)	-12V (A)	+5VSB (A)
Plná	5,3	9,1	12	14	$0,\!3$	1
Středí	2,6	4,5	7,8	1,8	0,1	1
Lehká	1	1,8	1,6	1,8	0	1

podmínek. Účinnost se měří pro tři stavy, které jsou plné (100 %), střední (50 %) a lehké (20 %) zatížení. V tabulce 1 jsou zobrazeny výstupní proudy pro jednotlivé linky u 250 W zdroje [1].

Tabulka 1: Tabulka pro měření účinnosti u 250 W zdroje [1].

Mezi další požadavky patří rozsah vstupního napětí, zdroj musí být schopný dodat plný výkon pro dvě vstupní napětí v rozsahu 100-127 VAC a 200-240 VAC. Volba napětí musí být automatická nebo pomocí přepínače. V případě ztráty napájení je požadována funkce automatického obnovení. Pro oba rozsahy jsou udávány hodnoty minimálního a maximálního napětí včetně nominálního. Pro případy překročení vstupního proudu je nutné zdroj vybavit pomalou pojistkou. V návrhu je nutné zohlednit spouštěcí proud, aby nedošlo k poškození přívodního vodiče, přepínače, EMI filtru apod. a to i v případě opakovaného zapínání a vypínání. V případě poškození zdroje je nutné zajistit, aby nevycházely plameny, kouř, roztavený materiál, případně nepříjemné zvuky a jiné [1].

Výstup ATX zdroje je vybaven několika výstupními linkami o napětích +12, -12, +5 a +3,3 V společně se "stand-by" linkou o napětí 5 V. Tyto výstupy je nutné udržovat stabilní v daném rozsahu vstupních napětí a okolních parametrů. V tabulce 2 jsou zobrazeny dané požadavky [1].

Výstup	Rozsah (%)	Min (V)	Nominál (V)	Max(V)
+12V1	$\pm 5 \%$	11,4	12	12,6
+12V2	\pm 5 %	11,4	12	12,6
+5V	\pm 5 %	4,75	5	5,25
3,3V	$\pm 5 \%$	3,14	3,3	3,47
-12V	\pm 10 %	-10,8	-12	-13,2
+5VSB	\pm 5 %	4,75	5	5,25

Tabulka 2: Tabulka výstupních napětí ATX zdroje [1].

V souvislosti s hodnotami výstupních napětí je také udáváno maximální zvlnění a šum na výstupu. Toto rušení je definováno na frekvenčním pásmu od 10 Hz do 20 MHz. Ve specifikaci je přesně určeno jak má vypadat měřící obvod včetně zapojení osciloskopu. V tabule 3 jsou zobrazeny hodnoty zvlnění a šumu pro jednotlivé linky. Hodnota se udává v napětí špička-špička [1].

Výstup	Zvlnění (Upp)
+12V1	0,12
+12V2	0,12
+5V	0,05
+3,3V	0,05
-12V	0,120
+5VSB	0,05

Tabulka 3: Tabulka dovoleného zvlnění výstupu ATX zdroje [1].

Mezi další požadavky na výstupní napětí patří odezva na skok s parametrem slew rate o hodnotě 1 A/ µs. Součástí specifikace je tabulka ve které jsou udávány hodnoty skokové změny proudu v procentech, vztažené k nominálnímu proudu dané linky. Během těchto testů je nutné, aby výstupní napětí bylo stabilní a v limitech dle tabulky 2. Pokud je zdroj připojen k základní desce a dalším periferiím je na jeho výstupu připojená značná kapacita. Hodnoty těchto kapacit jsou udávány v tabulce. Zdroj musí být schopen bez problému naběhnout s daným kapacitním zatížením. Tyto testy se provádějí pro ověření stability, nejsou však používány při měření zvlnění výstupního napětí. Zdroj by měl být stabilní pro všechny vstupní napětí a výstupní zátěže společně se skoky. Pro stabilitu je určena minimální bezpečnost ve fázi na 45 ° a amplitudová rezerva na 10 dB [1].

Výstupní proudy jednotlivých linek se mohou lišit v závislosti na použitých komponentech počítače, proto je nutné vhodně volit rozložení zatížení. Ve specifikaci jsou uvedeny tabulky proudů pro jednotlivé linky, společně s grafem rozložení výkonu. Tyto data jsou dále rozdělena podle jednotlivých výkonových variant zdrojů. V tabulce 5 jsou zobrazeny proudy pro 250 W zdroj a na obrázku 23 je zobrazeno rozložení výkonů [1].

Zdroj obsahuje signál **PG** (power good), pokud je jeho hodnota v logické jedničce, jsou výstupní linky s napětím 12, 5 a 3,3 V ve správném rozsahu a je garantován chod i v případě krátkodobého výpadku napájení. V případě, že jedna ze zmíněných napěťových linek spadne pod minimální hodnotu, je daný signál přepnut do logické nuly a setrvá tam tak dlouho, dokud nebude obnovena správná funkce zdroje. Signál **PG** je TTL kompatibilní s přesně definovanými úrovněmi logické 1 a 0, společně s časovými parametry [1].

Mezi další TTL kompatibilní signál patří **PS ON**, který slouží pro sepnutí zdroje. Pokud je signál připojen k logické 0 je vyslán požadavek na náběh všech čtyř napájecích linek. V opačném stavu by neměl být dodáván žádný proud z hlavních linek a hodnota napětí by se měla držet země. Návrh zdroje musí zajistit, že tento signál je připojen přes daný rezistor k napětí 5 V. Musí také zajistit ochranu, aby nedošlo k oscilacím a rychlému zapínání a vypínání [1].



Obrázek 2: Zobrazení časového diagramu při startu zdroje a v případě výpadku napájení [1].

Náběh zdroje je zobrazen na obrázku 2, po připojení síťového napětí musí být na výstupu "standby" zdroje 5 V maximálně za dvě sekundy. Po aktivaci signálem **PS ON** musí být všechny linky ve správném napěťovém rozsahu za dobu kratší než 500 ms (T1) [1]. Výstupní napětí se musí dostat do regulovaného stavu v času od 0,1 ms do 20 ms (T2). Náběh je kladný bez zvlnění a poklesů napětí. Při náběhu může výstupní napětí překmitnout nad 10 % z nominální hodnoty. Při vypnutí a zapnutí se nesmí na žádné lince dostat napětí do opačné polarity než je nominální. Ve specifikaci jsou také popsány časové reakce při vypnutí, případně při výpadku napájení [1].

Mezi další požadavky na zdroje je ochrana proti překročení výstupního napětí. Tato ochrana musí být nezávislá na regulátoru a referenci měničů. V tabulce 4 jsou zobrazeny hodnoty napětí pro ochranu [1].

Výstup	Min(V)	Nominál (V)	Max(V)
+12V	13,4	15	$15,\!6$
+5V	5,74	6,3	7
+3,3V	3,76	4,2	4,3

Tabulka 4: Tabulka hodnot ochrany proti překročení napětí [1].

Další funkcí je ochrana proti zkratu, která způsobí automatické vypnutí zdroje v případě zkratu na hlavních linkách. Zkrat mezi hlavními linkami a výstupem "stand-by" zdroje nesmí být zničující. Výstup tohoto zdroje musí zvládnout trvalý zkrat. V případě, že zkratová situace odezní, musí zdroj při požadavku na náběh fungovat bez poruch. Ve spojení s touto ochranou je také nutné implementovat nadproudové ochrany. Další ochrana zdroje je teplotní, které musí v případě přehřátí komponent zdroj odstavit [1].

V dalších částech specifikace je řeč o mechanických vlastnostech zdroje včetně uložení ventilátoru. Dále jsou definovány používané konektory, které jsou zobrazeny na obrázku 3. Ke každému konektoru je popis funkcí jednotlivých vodičů včetně jejich barev [1].



Obrázek 3: Používané konektory ve specifikaci ATX12V 2.2 [1].

Mezi poslední části specifikace patří seznam vlivů okolního prostředí. Všechny následující parametry jsou rozděleny na provozní a neprovozní stav. Mezi parametry patří teplota, termální šok, vlhkost, nadmořská výška, mechanické šoky, vibrace a akustické jevy [1].

Poslední část je zaměřena na bezpečnost a elektromagnetickou kompatibilitu jejíchž požadavky se mohou lišit v závislost na místě provozu zdroje [1].

1.3 Vývoj standardu ATX

Jak bylo již zmíněno první verze *ATX originál*, byla vydána v roce 1995. Pro napájení základní desky byl použit 20 vývodový konektor a přídavný 6 vývodový pomocný konektor. Pro napájení ostatních periferií byly použity konektory molex, případně jeho zmenšená varianta pro napájení disketové mechaniky. Tyto zdroje neměly 12 V napájení procesoru, proto byl většinový výkon koncentrován na linky 3,3 a 5 V [1] [11] [12] [13] [10] [14].

S vývojem nových procesorů jako byl Pentium 4, bylo nutné dodat větší výkon. Procesor byl napájen napětím okolo 1 V s proudem až 100 A. Toto napětí bylo vytvořeno pomocí snižujících měničů přímo na základní desce. Pro jejich napájení se použil 4 vývodový konektor s napětím 12 V. V návaznosti na tento požadavek vznikla nová verze ATX12V 1.0. Zásadní změnou bylo přidání zmíněného konektoru společně se zvýšením proudové zatížitelnosti 12 V linky. Následující verze ATX12V 1.1 přinesla drobné změny. Veliký zásah do koncepce zdroje přišel s verzí ATX12V 1.2, kde byla odstraněna podmínka na výstupní napětí -5 V (pouze volitelné). Standard se dočkal další změny s verzí ATX12V 1.3, kromě změny požadavků na výstupní proudy a účinnost přibyl volitelný konektor SATA pro napájení nových disků a mechanik [1] [11] [12] [13] [10] [14].

S vývojem nových základních desek s konektorem PCI Express pro připojení grafických karet, který nahradil starší AGP, bylo nutné ještě více zvětšit proudové zatížení 12 V linky. S tímto požadavkem přišla nová verze ATX12V 2.0. Zásadní změnou bylo rozdělení 12 V linky na dvě s odděleným proudovým snímáním. Pro linku 3,3 V byl na hlavním konektoru přidán vodič pro

snímání napětí. Konektor pro napájení základní desky byl rozšířen o 4 vývody, které obsahovaly přídavné napájení pro všechny tři hlavní linky (20+4 vývody). V této návaznosti byl zrušen přídavný konektor s 6 vývody, který zastával podobnou funkci. V následujících verzích, bylo již zcela odstraněno napájecí napětí -5 V a byly upraveny požadavky na účinnost. Verze ATX12V2.3 přinesla doporučení na účinnost okolo 80 % (minimum 70 %) v souladu s Energy Star 4.0. Požadavek na maximální výkon jedné linky (240 W) byl odstraněn a dovoloval větší zatížení na 12 V. Drobné úpravy proběhly s verzí ATX12V 2.3.1, kde byl přidán požadavek na maximální rušení u signálu **PS ON** a **PG**. Pro tento signál byl přidán požadavek, že výstupní napětí musí být udrženo po dobu 1 ms po jeho přechodu do logické nuly. S příchodem dalších verzí byl přidán přídavný konektor pro napájení grafické karty s příkonem větším než 75 W (výkon dodaný přes PCI Express konektor). Konektor má 6+2 vývodů, které dodávají napětí 12 V. Zásadní změna přišla s verzí ATX12V 2.51 vydanou v roce 2021. Tato verze implementuje novou alternativní funkci sleep módu (ASM), která nahrazuje standardní S3 power state. Starší funkce S se číselně dělí od 0 do 5. Pro zdroje jsou důležité stavy od 3 do 5. V S3 se data uloží do paměti RAM, stav S4 funguje obdobně, avšak data se ukládají na disk. V S5 jsou k probuzení ze sleep módu v provozu pouze některé periferie (LAN magic packet, RTC). Pro všechny zmíněné stavy platí, že zdroj je vypnut pomocí signálu **PS ON**. Pokud zdroj nabízí funkci ASM musí umožňovat rychlejší probuzení než pro stavy S. Poslední verze ve druhé sérii je ATX12V 2.53, která primárně upravuje požadavky na účinnost podle Energy Star 8.0 [1] [11] [12] [13] [10] [14].

Zdroje vyrobené dle ATX12V 2.x jsou si hodně podobné, díky tomu je možné použít starší zdroj pro napájení nového počítače a naopak. Problematický může být faktor rozložení výkonu, který byl několikrát upravován (výkon 12 V linky se zvětšil a 3,3 a 5 V linek se zmenšil) [1] [11] [12] [13] [10] [14].

Úplně nová verze ATX standardu (3.0) vyšla v roce 2022. Nejdůležitější změny se dají rozdělit následovně. Zdroje by měly být schopny dodávat vyšší výkon než je uvedeno v jejich specifikaci po určitý čas. Po dobu 10 ms je možné dodávat 160 %, v případě intervalu dlouhého 100 µs až 200 % nominálního výkonu. Další změny se dočkaly tolerance výstupního napětí, kde u 12 V linky je nyní minimální napětí 11,2 V místo dřívější hodnoty 11,4 V. Ve spojení se dříve zmíněným ASM se zkrátili časy pro náběh zdroje z původních 0,5 s na 0,2 s (doporučené 0,15 s). Požadavky na účinnost se zvýšily hlavně při malé zátěži, kde je doporučeno 70 %. Nejzásadnější změnou je nový 16 vývodový konektor (12VHPWR) pro napájení grafických karet, který může dodávat výkony až 675 W. Mimo výkonové linky jsou obsaženy další vodiče se signály, **CARD_CBL_PRES**, který signalizuje přítomnost připojené karty, **CARD_CBL_STABLE** tímto signálem oznamuje GPU, že výstupní napětí je v pořádku. Mezi další signální vodiče patří **Sense0** a **Sense1** pomocí nichž se oznamuje grafické kartě jaký výkon je možné kabelem dodat [10] [14].

1.4 Třídy účinnosti ATX zdrojů

Jak bylo již dříve zmíněno, účinnost ATX zdroje se hodnotí při lehkém, středním a plném zatížení. V této souvislosti existuje certifikace 80 PLUS, která stanovuje minimální hodnoty účinnosti pro tato tři zatížení. Základní úroveň této certifikace je 80 PLUS, kde je minimální požadovaná

účinnost 80 % pro všechna zatížení. Zdroje s vyšší účinností jsou dále označovány jako 80 PLUS Bronze, až po Titanium s účinností nad 90 %. Na obrázku 4 jsou zobrazeny minimální účinnosti zdrojů pro dané třídy a zatížení [15].

			80 PLUS BRONZE	80 PLUS ^s SILVER	80 PLUS GOLD	80 PLUS PLATINUM	80 PLUS [®] TITANIUM
	Loading	80 Plus	Bronze	Silver	Gold	Platinum	Titanium
Efficiency	20%	80%	82%	85%	87%	90%	90%
	50%	80%	85%	88%	90%	92%	92%
	100%	80%	82%	85%	87%	89%	94%

Obrázek 4: Minimální účinnost zdrojů dle specifikace 80 PLUS [15].

2 Topologie používané v ATX zdrojích

Během let se topologie a celková koncepce napájecích zdrojů výrazně změnily. Tyto koncepce lze rozdělit do tří skupin.

První, starší skupina, využívala jako hlavní měnič polomůstek s dvěma tranzistory, které spínaly polovinu usměrněného napětí. Ta byla vytvořena zapojením hlavních filtračních kondenzátorů do série. Zapojení bylo také výhodné, protože stačilo přidat přepínač k obvodu usměrňovače, který v pozici pro 110 VAC přepnul usměrňovač do konfigurace napěťového zdvojovače. Na výstupu tohoto měniče byla standardně tlumivka společná pro napájecí linky o napětí 12 a 5 V, která zajišťovala vzájemnou regulaci. Z těchto linek byly také vyvedeny vodiče pro zpětnou vazbu. Linka s napětím 3,3 V se vytvářela pomocí saturovatelné tlumivky, která byla připojena mezi výstup transformátoru pro 5 V. Regulační obvod pak reguloval stejnosměrné napětí na tlumivce, čímž dosáhl na její reaktanci správný úbytek napětí. Pokud bylo požadováno zlepšení účiníku, vložila se do série se síťovým napětím tlumivka (pasivní PFC).

Druhá, modernější skupina obvykle na vstupu zahrnuje aktivní PFC, které umožňuje velký rozsah vstupních napětí s účiníkem blížící se k jedničce. Za PFC je třeba zvolit vhodnou topologii hlavního měniče. Nejčastěji se jedná o polomůstek s vyvedeným středem nebo o jednočinný propustný měnič s dvěma tranzistory. Výstupy z tohoto měniče mohou být realizovány tradičním způsobem, jako ve starší variantě, nebo na výstupu hlavního měniče je napětí pouze 12 V a zbylé dvě napájecí linky jsou generovány pomocí synchronních snižovacích měničů.

V nejmodernějších koncepcích, kde je kladen velký důraz na účinnost, je na straně hlavního měniče realizován rezonanční polomůstek. Díky měkkému spínání zajistí výrazně vyšší účinnost. Pro ještě větší zvýšení účinnosti se pro 12 V výstup používají synchronní usměrňovače. Zbytek tvoří obvody podobné těm v předchozí variantě.

Všechny zmíněné varianty mají pro vytváření "stand-by" napětí o hodnotě 5 V zdroj v topologii flyback. Ten byl v nejstarších variantách realizován diskrétními tranzistory. Postupem času se přešlo k verzím s řídícím obvodem a externím tranzistorem až k variantám obvodů, které integrují i výkonový spínač.

V následující části budou rozebrány jednotlivé koncepce a topologie zdrojů.

2.1 Flyback pro "stand-by" funkci

Flyback topologie je pro její jednoduchost a nenáročnost na počet součástek nejrozšířenější. Používá se ve zdrojích s maximálním výkonem pod 150 W. Zdroje v této topologii se výhradně používají pro snižování napětí z usměrněné sítě. Pro převod výkonu se používá tlumivka (zásobárna energie) s dvěma vinutími, která je vždy konstruována se vzduchovou mezerou v jádře. Tato mezera způsobí naklonění hysterezní křivky a zabraňuje nasycení. Možnosti řízení těchto měničů jsou dvě: CCM (Continuous Conduction Mode) a DCM (Discontinuous Conduction Mode). V CCM řízení není na konci cyklu magnetická energie uložená v jádře zcela vyčerpána, což vede na nižší špičkový proud, induktivní ztráty a zvlnění na výstupu. Nevýhodou je složitější řízení a problémy se stabilitou. Druhá častější varianta je DCM, kde je na konci cyklu všechna energie z jádra spotřebována a do výstupu není dodávaný proud. [16] [17] [18] [2].



Obrázek 5: Základní zapojení flyback zdroje [16].

Schéma zapojení je zobrazeno na obrázku 5. V době sepnutí tranzistoru se akumuluje energie a proud primárním vinutím lineárně roste. Po vypnutí tranzistoru se na výstupu změní polarita a proud lineárně klesá a nabíjí kondenzátor na výstupu. Tento cyklus se následně opakuje. U flyback měniče je typický vznik přepětí na primární straně, který je způsobený rozptylovou indukčností. Tato napěťová špička může ohrozit tranzistor. Průběh napětí je zobrazen na obrázku 6. Blokovací napětí se skládá z usměrněné sítě, transformovaného napětí (způsobené tekoucím proudem sekundárního vinutí) a induktivní špičky. Velikost překmitnutí je nutné limitovat pomocí tlumícího článku (snubber network) připojeného paralelně k primárnímu vinutí tak, aby byla dosažena vhodná rezerva mezi maximálním napětím spínacího tranzistoru [16] [17] [18] [2].



Obrázek 6: Napětí na spínacím tranzistoru v době vypnutí [18].

Jak bylo zmíněno, nejstarší "stand-by" zdroje byly řešeny diskrétními tranzistory. Na obrázku 7 je zobrazeno základní zapojení takového měniče. Start zdroje je realizován pomocí rezistoru R1, který má typicky velikou hodnotu řádově M Ω . Přes tento rezistor je dodán malý proud do báze tranzistoru Q1, který částečně sepne primární vinutí. Tudíž se na pomocném vinutí objeví napětí, které přes kombinaci R2 a C1 (nastavuje pracovní frekvenci) plně otevře Q1. Proud primárním vinutím roste, až do doby vypnutí tranzistoru, k tomu dojde, až se kondenzátor C1 vybije. Následně se celý cyklus opakuje.

Zapojení integruje nadproudovou ochranu a regulaci výstupního napětí. Pokud proud primárního vinutí překročí mez nastavenou rezistorem R3, dojde k otevření tranzistoru Q2, který odebere proud z báze Q1, tudíž je zavřen dříve (snížení střídy). Napěťová regulace funguje obdobně, pokud výstupní napětí překročí mez, která je daná úbytkem na diodě v optočlenu a zenerovým napětím diody D3, dojde k sepnutí optočlenu. Střída je opět snížena odebráním proudu z Q1.



Obrázek 7: Flyback měnič s tranzistory.

V moderních zdrojích se používají zmíněné flyback řídicí obvody jako On-Bright OB2365T, Power Integrations TNY287PG, TNY278 a jiné. Nejčastěji však ty, které integrují i výkonový spínač. Funkce a popis takového obvodu je v kapitole s návrhem "stand-by" zdroje [16] [2].



2.2 Polomůstkový měnič (Half-bridge)

Obrázek 8: Polomůstková topologie používaná v ATX zdrojích.

Jak bylo zmíněno výše, doménou starších zdrojů je polomůstková topologie, která je znázorněna na obrázku 8. Na primární straně je vytvořena polovina napájecího napětí sériovou kombinací kondenzátorů C1 a C2. Tranzistory Q1 a Q2 jsou vždy buzeny tak, aby nedošlo k sepnutí obou zároveň. S tím souvisí vhodné nastavení mrtvého času "dead-time". Při sepnutí horního tranzistoru Q1 se proudová smyčka uzavírá přes transformátor a kondenzátory C3 a C2. V opačném případě, při sepnutí Q2, se smyčka uzavírá také přes transformátor a kondenzátory C3 a C1. Tento spínací cyklus vytvoří na primární straně transformátoru střídavé napětí s amplitudami rovnými polovině napájecího napětí. Kondenzátor C3 není nezbytný pro funkci, ale je často používán. Jeho hlavní funkcí je odstranění stejnosměrné složky napětí, která může vznikat při nedokonalém vyvážení napětí na C1 a C2. Průběh napětí na primárním vinutí při CCM řízení je zobrazen na obrázku 9. Buzení horního tranzistoru Q1 musí být plovoucí, toho může být docíleno pomocí "bootstrap" kondenzátoru v případě umístění řídicího obvodu na primární straně. Častější varianta využívá budícího transformátoru a to i v případě řízení na primární straně měniče v opačném případě není jiná možnost [16].



Obrázek 9: Průběh napětí na primárním vinutí při CCM řízení [16].

Toto napětí je přímo transformováno na výstupní stranu, kde je usměrněno. Výkon se tedy přenáší při sepnutí tranzistorů, což je zásadní rozdíl oproti flyback měniči. Funkce usměrňovače je následující: pokud je sepnut tranzistor Q2, na straně označené tečkou je kladné napětí, což

způsobí, že se otevře dioda D2. Proud začne růst na cívce L1 a uzavírá se přes kondenzátor a zátěž. Jakmile se vypne primární tranzistor Q2, začne se proud tekoucí cívkou L1 uzavírat přes diody D2 a D3, v této době dochází k demagnetizaci transformátoru. V druhém cyklu, kdy je otevřen tranzistor Q1, je sepnuta dioda D2 a proud cívkou opět začíná růst a celý děj se opakuje jako v případě prvním. Na obrázku 10 je zobrazen proud jednou půlkou sekundárního vinutí. Proud výstupní cívkou se tedy pohybuje od minimální a maximální hodnoty a při provozu nedosahuje 0 A (CCM řízení).



Obrázek 10: Průběh proudu na jedné polovině sekundárního vinutí [16].

Vzhledem k funkci měniče je sekundární strana transformátoru realizována s vyvedeným středem. Uspořádání diod je vhodné, jelikož daná dvojice je často integrována do pouzdra TO220, které je jednoduše připojitelné k chladiči [16].

Od ATX zdroje je vždy očekáváno, že zatížení nebude pouze na jedné napěťové lince, proto je vzájemná regulace realizována použitím společné cívky L1 pro více vinutí. Signál zpětné vazby je pak odvozen z linek o napětí 5 a 12 V. Zdroje založené na této topologii velice často využívají obvod *Texas Instruments TL494* a jeho upravené varianty, které integrují i řídicí funkce zdroje jako např. *Fairchild SG6105, Fairchild KA3511* nebo *B2003*.

2.3 Jednočinný propustný měnič s dvěma spínači

Další možností realizace hlavního měniče v počítačovém zdroji je jednočinná varianta. Tato topologie zjednodušuje řízení a počet součástek na primární straně oproti polomůstkovému měniči. Počet součástek na sekundární straně je stejný, ale jsou jinak uspořádány. Jednočinných měničů existuje více variant. Mezi základní patří verze s jedním tranzistorem a separovaným externím demagnetizačním vinutím. Další možností vyřešení demagnetizace je použití dalšího tranzistoru (aktivní "clamp"). Zmíněné varianty nejsou vhodné pro vyšší výkony a proto se v počítačových zdrojích nevyužívají tak často. Mezi nejpoužívanější varianty patří jednočinná s dvěma spínači, na obrázku 11 je zobrazena základní koncepce zdroje. Princip řízení je následovný, oba tranzistory jsou sepnuty ve stejném okamžiku, což je zásadní rozdíl oproti polomůstkovému měniči. Nutnost plovoucího buzení je opět třeba řešit zmíněnými postupy. Jakmile se sepnou tranzistory je plné napětí z kondenzátoru připojeno na primární vinutí a proud začíná lineárně narůstat. Na sekundární straně se indukuje napětí a proud se uzavírá přes diodu D3 a cívku L1. Jakmile



Obrázek 11: Zapojení propustného měniče.

se tranzistory vypnou dochází k demagnetizaci jádra. Polarita na primárním vinutí se otočí a magnetizační proud se uzavírá přes diody D1 a D2. Když proud dojde do 0 A je na primárním vinutí napětí 0 V. Na sekundární straně dojde při vypnutí k otočení polarity, tudíž se dioda D3 zavře a proud tekoucí cívkou L1 se uzavírá přes diodu D5. Následně se celý cyklus opakuje. U této topologie je nutné dodržet maximální střídu PWM signálu pod 50 % jinak by nedocházelo k úplné demagnetizaci a hrozilo by poškození zdroje. Průběh napětí na primární straně je zobrazen na obrázku 12 [16].



Obrázek 12: Průběh napětí na primární straně [16].

Zpětné vazby a vzájemná regulace jsou řešeny stejně jako u polomůstkového měniče. Zdroje v této topologii mají řídící obvody často situované na primární straně. Jedná se např. o *Onsemi UC3842, Onsemi UC3843* nebo *Fairchild FA480X*, který integruje i řízení pro PFC část. Ve zmíněných případech je nutné na sekundární straně implementovat obvody pro řízení zdroje.

2.4 Rezonančí LLC měnič

Tento typ měniče je založen na polomůstku nebo na plném můstku, který slouží ke generování obdélníkového napětí. Toto napětí je přes rezonanční obvod připojeno na primární stranu transformátoru. Tyto měniče jsou typické měkkým spínáním tranzistorů ve velkém pracovním rozsahu výstupních výkonů. Proudy mají částečně harmonický charakter, což zjednodušuje návrh EMC filtru. Na výstupu sekundární strany nemusí být tlumivka, což je další zásadní výhoda. Nevýhodou je složitější návrh a PFM (regulace s proměnnou frekvencí).[19].



Obrázek 13: Zapojení LLC měniče s polomůstkem.

Na obrázku 13 je zobrazeno základní zapojení LLC měniče. První část je zdrojem obdélníkového napětí, které je zavedeno do rezonančního obvodu. Transformátor izoluje primární stranu a realizuje převod napětí s daným poměrem. Na výstupu je pak usměrňovač a filtr [19].

Pro bližší pochopení rezonančního obvodu je použita analýza první harmonické, ze které vycházejí následující vztahy.

$$R_{ac} = \frac{8 \cdot n^2 U_o}{\pi^2 \cdot I_o} \ Q = \frac{\sqrt{L_r \cdot C_r}}{R_{ac}} \ F_n = \frac{f_s}{f_r} \ m = \frac{L_p}{L_r}$$
(1)

$$M_g(Q, m, F_n) = \frac{F_n^2 \cdot (m-1)}{\left(F_n^2 - 1\right)^2 + F_n^2 \cdot \left(F_n^2 - 1\right) \cdot (m-1)^2 \cdot Q^2}$$
(2)

Zisk rezonančního obvodu M_g závisí na několika faktorech. Prvním je jakostní faktor Q, který reprezentuje zátěž. Dále pak poměrná frekvence F_n , která vyjadřuje poměr mezi spínací a rezonanční frekvencí, a poslední je parametr m, který určuje poměr mezi primární a rozptylovou indukčností. Závislost zisku na frekvenci pro různé hodnoty Q je zobrazena na obrázku 14 [19].



Obrázek 14: Závislost zisku na frekvenci [19].

Celkový zisk je určen ziskem rezonančního obvodu (proměnný podle zmíněných parametrů) a transformátoru (fixní, daný převodem). Vstupní napětí měniče je nekonstantní a tudíž, aby bylo výstupní napětí konstantní, musí rezonanční obvod měnit zisk, proto se definuje minimální a maximální zisk. Dalším parametrem je zátěž vyjádřená Q faktorem. Pro jednotlivé zátěže se zisk snižuje směrem dolů. Cílem návrhu je, aby i pro přetížení byly splněny podmínky minimálního zisku dle obrázku 14. Změna zisku při provozu je docílena pomocí změny spínací frekvence. Pokud se frekvence snižuje, zvětšuje se zisk, až do bodu, kde se přechází z induktivní oblasti do kapacitní. Pracovní oblast musí být pro všechny zátěže induktivní, aby docházelo ke spínání s nulovým napětím (ZVS). Z této podmínky a ze znalosti maximální zátěže je určena minimální frekvence. Při volbě vhodných indukčností cívek je nutné zvážit několik možností. Na obrázku 15 je zobrazena závislost zisku na zátěži pro jednotlivé poměry indukčností v textu označené m. Pokud je poměr malý, přináší to větší zisk pro širší pracovní rozsah, nevýhodou je zvýšení magnetizačního proudu. Dále je nutné zohlednit maximální zatížení vyjádřené pomocí Q, dále pak maximální požadovaný zisk. Následně je možné určit z grafu použitelné poměry indukčností. Při běžné realizaci jsou obě indukčnosti zahrnuty v návrhu transformátoru, tudíž externí je pouze rezonanční kondenzátor [19].

Při popisu funkce je nutné zohlednit dva proudy, které protékají primární stranou (magnetizační a primární). V době, kdy má dojít k sepnutí tranzistorů se tyto proudy uzavírají přes diodu obsaženou v mosfetu. To má za následek snížení napětí tranzistoru na hodnotu úbytku zmíněné diody. Spínání tedy probíhá téměř při nulovém napětí, což vede k výraznému zvýšení účinnosti ve srovnání s klasickým polomůstkový měničem. Bližší informace o funkci jsou v manuálu AND90061/D. Základní průběhy LLC měniče jsou na obrázku 16 [19].



Obrázek 15: Závislost zisku na zátěži pro různé poměry indukčností [19].



Obrázek 16: Základní průběhy LLC měniče [19].

Mezi používané obvody v počítačových zdrojích je možné zařadit *Texas Instruments UCD3138A*, *Champion CU6901VAC* nebo *Champion CM6901T6X*

2.5 PFC obvody

Obvody PFC (power factor correction) se používají za účelem maximalizování odběru činného výkonu ze sítě. Ideální stav je, že se spotřebič chová jako čistý rezistor, tudíž odebíraný jalový výkon je nulový. Této vlastnosti je docíleno odebíráním harmonického proudu, který je ve fázi s napětím sítě a obsahuje minimální množství vyšší harmonických. To má za následek minimalizo-

vání ztrát na vedení, společně se snížením rušení do okolních zařízení. Účiník je možné vypočítat z rovnice 3 [20].

$$PF = \frac{P}{S} \tag{3}$$

Kde P (W) je činný výkon a S (VA) je zdánlivý výkon. Pokud je PF roven 1 jsou splněny zmíněné požadavky.

Hlavní problém s účiníkem u napájecích zdrojů spočívá v realizaci usměrňovače, který je nejčastěji ve verzi dvoucestné nebo můstkové. Odebíraný proud má pulzní charakter, což je způsobeno tím, že na výstupu usměrňovače je kondenzátor, který je v závislosti na zátěži dobíjen diodou pouze v blízkosti amplitudy síťového napětí. Průběh proudu a napětí je zobrazen na obrázku 17 [20].



Obrázek 17: Průběh proudu a napětí sítě při vypnutém PFC obvodu společně s napětím na kondenzátoru.

Odebíraný proud má sice účiník první harmonické hodnotu 1, to však není možné říci pro další harmonické, které proud obsahuje. Celkový účiník PF je tedy mnohem nižší než 1. Při měření je vhodné postupovat z celkového zkreslení proudu dle rovnice 4 [20].

$$TDH = 100 \cdot \sqrt{\sum_{p=2}^{\infty} \frac{I_p^2}{I_1^2}} (\%)$$
(4)

Kde I_p (A) je hodnota proudu dané harmonické a I_1 (A) je hodnota proudu první harmonické. PFC obvody se dají rozdělit na dvě kategorie pasivní a aktivní. Mezi pasivní patří cívka s železným jádrem, která je vložena do série mezi EMC filtr a usměrňovač. To způsobí snížení amplitudy a roztažení pulzního proudu z usměrňovače a tím se také zvýší celkový účiník. Tato metoda je používána pro zařízení menšího výkonu pod 250 W. U starších počítačových zdrojů byla velmi typická, avšak se zvyšujícími se požadavky na výkon se přechází na aktivní varianty. Ceny za potřebné součástky jsou již menší a proto není problém realizovat aktivní verzi oproti veliké pasivní cívce. Na obrázku jsou zobrazeny velikosti harmonických proudů u počítačových zdrojů s jednotlivými druhy PFC. Z obrázku 18 je vidět, že pasivní PFC byly navrženy tak, aby zdroje těsně splnily limity hlavně u třetí harmonické. [20].



Obrázek 18: Vyšší harmonické proudu pro 3 PC zdroje společně s limitem [20].

2.5.1 Aktivní PFC

Tato varianta používá aktivní součástky k dosažení jedničkového PF. Existuje mnoho variant, ta základní je zobrazena na obrázku 19. Mezi usměrňovač a filtrační kondenzátor je vložen PFC předregulátor v topologii zvyšujícího měniče. Jeho účel je vytvarovat odebíraný proud co nejblíže harmonickému s nulový fázovým posuvem. K dosažení tohoto cíle se používají následně zmíněné regulační metody.



Obrázek 19: Základní zapojení PFC předregulátoru [20].

2.5.2 Critical Conduction Mode (CrM)

Je metoda pro výkonově nenáročné a osvětlovací aplikace. Obvody pro řízení jsou jednoduché a levné. Základem řízení je rozdílový zesilovač, který porovnává výstupní napětí z děliče s referencí jako u klasického zdroje. Výstup tohoto zesilovače je přiveden do násobičky, kde je vynásoben se sníženým napětím z usměrněné sítě. Tento signál (Vref) je pak použit pro řízení tranzistoru. Funkce je zobrazena na obrázku 20 [20].



Obrázek 20: Průběhy CrM řízení [20].

Tranzistor je sepnut a proud cívkou začne růst, až do doby, kdy napětí na snímacím rezistoru proudu dosáhne hodnoty Vref. Tranzistor se zavře a proud začne klesat až do nuly (je třeba řešit snímání nulového proudu), poté se celý cyklus opakuje. Pro tuto metodu existuje i napěťové řízení nebo verze s omezením frekvence [20].

2.5.3 Continuous Conduction Mode (CCM)

Tato metoda řízení je častěji používána pro své výhody nejen u aplikací s vyššími výkonovými nároky. Špičkové proudy jsou menší, což vede k nižším ztrátám na spínačích a dalších komponentech. Vstupní zvlnění je menší a má konstantní frekvenci, což zjednodušuje návrh EMC filtru. Princip řízení je zobrazen na obrázku 21. Základ je podobný řízení CrM, výstup z násobiče řídí PWM u tranzistoru. PWM modulátor pracuje se střední hodnotou proudu a tvaruje proud cívky do podoby Vi. Výstupní napětí z rozdílového zesilovače není přímo zavedeno do násobiče, ale je vyděleno druhou mocninou vstupního napětí vyfiltrovaného kondenzátorem Cf. Cílem je dosažení nezávislosti odezvy na změny pro různá vstupní napětí [20].



Obrázek 21: Řídicí schéma pro CCM [20].

2.5.4 Shrnutí

Mezi tři základní metody řízení patří i DCM (Discontinuous Conduction Mode), kde je proud cívkou podobný CrM, ale po dosažení nulového proudu nenásleduje ihned jeho růst. Tato verze řízení má nejvyšší efektivní hodnoty proudu a stabilitu společně s nejnižší hodnotou indukčnosti cívky. U CCM je vždy aplikováno tvrdé spínání, velikost indukčnosti cívky je nejvyšší, výhodou je minimalizovaná efektivní hodnota proudu. U poslední varianty a to CrM je významná vlastnost variabilní spínací frekvence. Mimo základní topologii existují také varianty s vyšší účinností jako Interleaved PFC nebo Bridgeless PFC. Jako příklady obvodů pro počítačové zdroje je možné uvést *Onsemi NCP1564, Champion CM6500UNX*, *Champion CM6800TX* [20].

2.6 Synchronní snižující měnič

Mezi poslední topologii, která je často používána v moderních počítačových zdrojích, patří snižující měnič. Ten vytváří z napětí 12 V nižší napájecí linky o napětích 3,3 a 5 V. Vzhledem k tomu, že se výstupní proudy pohybují v řádu desítek ampér, je využívána synchronní varianta, která nahrazuje typickou diodu tranzistorem. Tím se snižují ztráty, jelikož tranzistor má v sepnutém stavu minimální úbytek napětí v porovnání s diodou. Příslušné zapojení měniče je na obrázku 22. Často se paralelně k tranzistoru Q2 přidává Schottkyho dioda, která vede pouze v době, kdy jsou oba tranzistory zavřeny, tzv. "dead-time". Jelikož má tato dioda téměř nulovou dobu zotavení je zabráněno vzniku napěťových špiček [21].



Obrázek 22: Základní zapojení synchronního snižujícího měniče.

Funkce měniče je následující: při sepnutí tranzistoru Q1 začne proud téct přes cívku L1 a zátěž. Následně dochází k akumulaci energie v cívce. Po rozpojení Q1 je sepnut Q2, přes který se následně začne uzavírat proud cívkou. Proud cívkou osciluje mezi maximální a minimální hodnotou, což je typické pro CCM řízení. Tranzistory jsou řízeny PWM signálem a podle střídy je určeno výstupní napětí. Pokud by byl tranzistor Q1 neustále otevřen, výstupní napětí by bylo rovno vstupnímu, v opačném případě by na výstupu byla nula. Rozsah výstupních napětí je dán maximální a minimální střídou PWM signálu u použitého řídicího obvodu [21].

3 Specifikace navrhovaného zdroje

Tato kapitola bude zaměřena na specifikace požadavků na ATX zdroj, který bude v dalších kapitolách navrhován.

3.1 Definice parametrů

Pro ATX zdroj jsou stanoveny parametry, které bude nutné v průběhu návrhu zohlednit. Jako první se určí použitá specifikace ATX. Ta nám určí, jak má být zdroj navržen a jaké výstupní parametry mají mít jednotlivé napájecí linky na výstupu zdroje. Pro návrh byla vybrána specifikace $ATX12 \ v2.2 \ [1]$ výstupní výkon zdroje bude 250 W. Dle specifikace dostáváme tabulku napětí a proudů pro jednotlivé výstupní linky zobrazené v tabulce 5 [1].

U_{out} (V)	I_{outMin} (A)	I_{outMax} (A)	I_{outPk} (A)
+12 V 1	1	8	9
+12 V 2	1	13	16,5
+5 V	0,3	12	
+3,3 V	$0,\!5$	14	
-12 V	0	0,3	
+5 V SB	0	2	2,5

Tabulka 5: Typické proudové zatížení na jednotlivých linkách pro 250 W zdroj [1]

Specikace ATX12 požaduje dvě separované 12 V linky, separací se myslí pouze oddělené proudové snímání pro obvod řídící ATX zdroj, na straně měniče pro 12 V linku není třeba dělat žádné změny. Vzhledem k tomu, že návrh je zaměřen na PC zdroj s monitorovací funkcí, které je docíleno pomocí mikrokontroléru *STM32F103*, který se stará o obsluhu jednotlivých měničů, sjednotíme 12 V linky na jednu o parametrech 12 V a 21 A. Dle tabulky 5 je vidět, že celkový výkon na všech linkách je větší než 250 W, ve specifikaci je však poznamenáno, že výkon linky 3,3 V a 5 V je maximálně 115 W. Na obrázku 23 je zobrazen zatěžovací graf pro jednotlivé linky a jejich výstupní výkony pro 250 W zdroj. Dalším důležitým parametrem je rozsah vstupních napětí a jejich frekvence. Standardní rozsah je 90-265 VAC o frekvenci 47-63 Hz. Pro návrh bude využit rozsah pouze od 100-240 VAC. Další velice podstatným parametrem zdroje je jeho účinnost v dané specifikaci je doporučená účinnost pro typické zatížení 80 %, návrh se bude zaměřovat na dosažení účinnosti okolo 90 % a více.


Obrázek 23: Rozložení výkonu 3,3 V a 5 V linky vzhledem k 12 V lince u 250 W zdroje [1].

3.2 Blokové schéma zdroje

Když jsou základní parametry určené je možné přejít k blokovému schématu navrhovaného zdroje. Zdroj je realizován moderní koncepcí, kde hlavní měnič vytváří pouze 12 V a linky 5 V a 3,3 V jsou vytvořeny za použití synchronních snižovacích měničů. Celkový návrh je pak rozdělen na několik DPS, které jsou na konektorech zapojeny do hlavní desky, jinak by nebylo možné všechny obvody dostat do malého šasi ATX zdroje.

Na obrázku 24 je zjednodušené blokové schéma celého zdroje. Na vstupu zdroje je umístěn EMI filtr za ním následuje PFC část, která je postavena okolo obvodu *NCP1654*, jedná se o CCM řídicí obvod pro klasické můstkové PFC. V případě našeho návrhu je použita varianta *bridgeless*, což není problém, jelikož tato topologie nevyžaduje žádné speciální obvody je však nutné vhodně realizovat snímání proudu, které je značně komplikovanější než v klasické můstkové variantě PFC.

Napětí z EMI filtru je také rozvedeno na *stndby* zdroj 5 V 2 A postavený okolo obvodu *TNY278*. Tento zdroj tedy není napájen z výstupu PFC, ale pouze z usměrněné sítě. Hlavním důvodem tohoto zjednodušení je výstupní napětí z PFC, které by bylo moc veliké pro použitý integrovaný obvod. Napájení pro PFC část je realizováno s použitím pomocného vinutí transformátoru *standby* zdroje. Napětí ze zmíněného vinutí je usměrněno a zavedeno do regulátoru 12 V, který je možný aktivovat ze sekundární strany, který pak napájí PFC. Obvod *NCP1654* obsahuje ochranu proti podpětí s hysterezí u napájecího napětí. To umožňuje jeho aktivaci pomocí připojení a odpojení napájecího napětí.

Napětí z PFC se pohybuje okolo 380 V. Toto napětí je přivedeno na rezonanční měnič LLC v topologii *halfbridge*. Rezonanční a magnetizační indukčnost je zahrnuta v návrhu transformátoru, tudíž v dané topologii je externě připojen pouze kondenzátor. Jako řídící obvod je NCP4390, který je navržen pro umístění na sekundární straně měniče. Buzení výkonových tranzistorů je tedy realizováno pomocí transformátoru. Hlavním důvodem pro volbu zmíněného obvodu je možnost umístění na sekundární straně a tudíž jeho jednoduché napájení z výstupu *standby* zdroje. Další výhodou obvodu je, že obsahuje i řízení pro synchronní usměrňovač. Napájení zdroje a budičů pro signálový transformátor a synchronní usměrňovač je realizováno pomocí zvyšujícího měniče s obvodem AP3012, který je možné aktivovat pomocí EN vstupu. Zapínání LLC měniče je také řešeno pomocí odstranění napájecího napětí řídícímu obvodu, v případě NCP4390 je možné



Obrázek 24: Blokové scchéma ATX zdroje.

obvod vypnout a zapnout pomocí připojení příslušného vstupu k zemi, tato varianta však není použita, jelikož by nedošlo k vypnutí budících obvodů a zvyšovala by se tak spotřeba v případě, kdy je zdroj vypnutý (standby režim).

Pro napájecí linky 3,3 V a 5 V jsou použity synchronní snižující měniče postavené okolo řídícího obvodu NCP1579, který umožňuje jednoduše nastavit proudový limit, výstupní napětí a aktivaci pomocí externího signálu. Obvod obsahuje budiče pro mosfety a také implementuje funkci *bootstrap* pro buzení horního tranzistoru.

Poslední důležitá část zdroje je monitorovací a řídící část, která je realizována pomocí mikrokontroléru *STM32F103*. V programu je implementována funkce spuštění zdroje pomocí příslušného vodiče PS ON a následné oznámení správné funkce zdroje na vodiči PG (power good). V mikrokontroléru jsou také snímána všechna důležitá napětí na linkách 12 V, 5 V, 3,3 V a jejich příslušné proudy. Do monitorovací části jsou zavedeny vodiče s připojenými termistory a na základě vypočítané hodnoty teplot jsou řízeny otáčky ventilátoru. Tyto hodnoty jsou použity pro řízení zdroje, ale také pro monitorovací funkci v PC. Zdroj je pomocí USB kabelu připojen k napájenému počítači a v aplikaci se zobrazují aktuální napětí a proudy, případně teploty a jiné parametry.

4 Návrh obvodů ATX zdroje

Tato kapitola bude zaměřena na samotný návrh zapojení všech částí použitých ve zdroji. Návrh se bude držet specifikace a požadavků určených v předchozí kapitole.

4.1 Návrh měniče pro funkci standby (5 V 2 A)

V předchozích kapitolách bylo zmíněno, že pro realizaci *standby* zdroje se téměř výhradně používá topologie *flyback*. V našem případě bude zdroj realizován pomocí obvodu řady *TinySwitch-III* a to varianta *TNY278*[2]. Tato řada obvodů obsahuje velmi kompaktní realizaci flyback měniče bez nutnosti přidání velikého množství okolních součástek, přesto je možné zapojení vybavit funkcemi jako je ochrana proti nízkému napětí v síti, případně na výstupu a nastavitelný proudový limit. Obvod umožňuje funkci bez přídavného vinutí a integruje ochranu proti přehřátí a hlavní spínací mosfet na napětí 700 V.



Obrázek 25: Typické zapojení pro standby aplikace [2].

Dle obrázku 25 je vidět, že obvod pro základní funkci nepotřebuje skoro žádné externí součástky. Obvod obsahuje interní mosfet, který má svoje vývody zapojené na D a S. Vývod BP/M slouží k připojení externího kondenzátoru, který má funkci filtrační pro interní zdroj o napětí 5,85 V a hodnotou kapacity je možné nastavit proudový limit zdroje. Při připojení běžné hodnoty 0,1 μ F je limit nastaven na standardní hodnoty odpovídající verzi integrovaného obvodu např. *TNY278.* Při použití hodnoty 1 μ F je limit snížen a odpovídá nižší verzi obvodu *TNY277* a při hodnotě 10 μ F je tomu naopak. Další funkce zmíněného vývodu je ochrana proti zvýšenému napětí, pokud proud do tohoto vývodu překročí určitou mez dojde k vypnutí. V kombinaci se snímacím vinutím a zenerovou diodou je možné dosáhnou zmíněné funkce. Poslední vývod obvodu je EN/UV a slouží k připojení optočlenu pro realizaci zpětné vazby. Další funkce je připojení vývodu přes rezistory k usměrněnému napětí měniče a dosažení funkce ochrany proti malému vstupnímu napětí. Pokud nejsou rezistory osazeny je tato funkce vypnuta. Další součást obvodu je interní oscilátor s frekvencí 132 kHz a s frekvenčním rozmítáním o 8 kHz pro snížení elektromagnetického rušení [2].

Pro realizaci zpětné vazby je nutné znát parametry na EN/UV. Vývod obsahuje nízkoimpedanční výstup o napětí 1,2 V s maximálním výstupním proudem 115 µA, pokud proud překročí tuto hranici je zaznamenána podmínka pro vypnutí (disable). Tento vývod je vzorkován vždy na začátku cyklu a pokud je požadavek na vypnutí nedojde v daném cyklu k sepnutí mosfetu. Jakékoliv změny napětí na tomto vývodu během cyklu jsou ignorovány, až do začátku dalšího cyklu viz obr 26 [2].



Obrázek 26: Typické průběhy pro vyšší zatížení [2].



Obrázek 27: Schéma zapojení navrhovaného měniče.

Pro samotný návrh měniče je vybrána varianta *TNY278*, jelikož vyhovuje maximálnímu výkonu, který je 16 W. Zapojení je zobrazeno na obrázku 27. Na vstupu měniče je přivedené síťové napětí, které je usměrněno plným můstkem a vyhlazeno pomocí kondenzátoru C13. Obvod je zapojen s minimem součástek a s pomocí kondenzátoru C20 je nastaven proudový limit na standardní pro daný obvod. Zásadní částí návrhu je tlumící článek (snubber network) pro omezení přepětí

27



Obrázek 28: Zobrazení napětí na spínacím tranzistoru společně s výstupním zvlněním a proudem.

na tranzistoru v době jeho rozepnutí. V době rozepnutí je blokovací napětí na mosfetu dáno součtem napětí na usměrňovači, dále napětím zpětně transformovaném a překmitem způsobeným rozptylovou indukčností transformátoru. Tento součet napětí nesmí překročit maximální napětí na mosfetu. Ideálně by se k této hodnotě ani nemělo přiblížit. K omezení překmitu se používá již zmíněný tlumící článek, který je možné realizovat rychlou diodou a transilem nebo místo transilu vložit kombinaci rezistoru a kondenzátoru. V návrhu je použita kombinace s transilem o napětí 250 V D5 a rychlou diodou BY500-1000 D7. Pokud je hodnota napětí transilu menší, nedochází k tak velikému přepětí, ale zvyšuje se na něm ztráta a snižuje se účinnost měniče. Na obrázku 28 je vidět, že napětí na tranzistoru s použitím daného tlumícího článku dosahuje při výstupním proudu 1 A a vstupním napětím 230 VAC hodnoty 632 V. Při zatížení 2 A bylo napětí okolo 652 V. Vzhledem k změřeným hodnotám je lepší více omezit překmit volbou transilu na napětí 200 V. Tím by se předešlo možnosti zničení zdroje v případě zvýšení vstupního napětí na 250 V AC a více.

Zpětná vazba je realizována pomocí optočlenu EL814. Na sekundární straně je použita napěťová reference TL431 pro přesnější regulaci. TL431 reguluje s referenčním napětím 2,5 V. Jelikož požadované napětí je 5 V obsahuje dělič rezistory stejné hodnoty a to 2,2 k Ω . Na obrázku 27 jsou to R15 a R18. Součástí zpětné vazby jsou i rezistory R14 a R17, které nastavují proud optočlenu. Jejich hodnoty jsou kritické a v případě špatného zvolení těchto rezistorů dojde k špatné regulaci výstupního napětí nebo bude zdroj kmitat. Hodnoty byly zvoleny experimentální formou. Místo rezistoru R17 se vložil odporový trimr a nastavila se hodnota při které byl výstup stabilní pro všechna vstupní napětí a výstupní proudy. Vhodnější by bylo tyto hodnoty vypočítat ze znalosti minimálního proudu TL431 a CTR u optočlenu.

Součástí primární strany transformátoru je pomocné 12 V vinutí, které není použito pro napájení měniče samotného, ale jeho usměrněný výstup je zaveden do dalšího regulátoru pro napájení PFC

části. Napětí na daném vinutí není regulováno a při zatížení může dojít k jeho veliké změně. Pro využití vinutí je potřeba uvažovat zátěž na výstupu 5 V linky okolo 200 mA.



Obrázek 29: Zobrazení regulátoru a elektronického spínače pro PFC.

Pomocné vinutí je připojeno do regulátoru pro PFC viz obrázek 29. Napětí je stabilizováno pomocí kondenzátoru C16, následuje jednoduchý sériový stabilizátor se zenerovou diodou, jelikož napětí před regulátorem dosahuje až 18 V a bez použití regulátoru by mohlo poškodit obvod pro PFC *NCP1654*. Na výstupu regulátoru se napětí pohybuje okolo 12,3 V, pokud není z výstupu flyback měniče odebírán značný proud může napětí klesnou i pod tuto hodnotu. To však není problém, PFC měnič dokáže fungovat i s nižším napětím. Na výstupu regulátoru následuje elektronický spínač s tranzistorem Q5 a Q6, který v případě sepnutí optočlenu dodá na výstup napětí, které je zavedeno do PFC části.

4.2 Návrh PFC části (400 V 350 W)

Pro realizaci PFC části je vybrán obvod *NCP1564* [3], jedná se o robustní řešení s CCM řízením. Obvod je v pouzdře SO8 a je navržen tak, aby byl minimalizován počet okolních součástek. Na obrázku 30 je zobrazen integrovaný obvod se všemi vývody, jejich funkce bude následně popsána.



Obrázek 30: Rozložení vývodů NCP1654 [3].

Základní vstupy jsou GND a VCC, kde je připojeno napájecí napětí, které se pohybuje v rozsahu od 9 do 20 V. Pro nastartování obvodu je nutné, aby napájecí napětí překročilo hranici 10,5 V. Na výstup **DRV** je připojen interní mosfet driver s proudem $\pm 1,5$ A. Pro realizaci napěťové zpětné vazby je použit vývod FEEDBACK, referenční napětí je 2,5 V. Součástí je také ochrana proti překročení výstupního napětí a je definována na 105 % z referenčního napětí. Další funkce umožňuje přechod do nízko odběrového vypnutí v případě, když je napětí na zpětné vazbě 8 % z reference. To se uplatní hlavně v případě malého vstupního napětí, jelikož na výstupu vypnuté PFC části je usměrněné síťové napětí. Vstup **BROWN-OUT** je využít pro několik funkcí. Na daný vstup se přivádí přes dělič hodnota usměrněného vstupního napětí. Tato hodnota je využita pro PWM modulátor a obvod omezení výkonu. Další funkce je ochrana proti malému vstupnímu napětí, hodnota musí překročit určitou mez pro náběh obvodu a během provozu se musí pohybovat v daném hysterezním pásmu. Další vývod VCONTROL umožňuje připojení externího kompenzačního obvodu. Standardně se připojuje kompenzační článek druhého typu pro omezení šířky pásma na 20 Hz a realizace funkce "soft-start". Mezi poslední nezmíněné vývody patří CS, jedná se o vývod ze kterého je dodáván proud, který odpovídá proudu cívky. Ve spojení s příslušnými snímacími obvody je realizována funkce nadproudové ochrany a samotná PWM modulace. Pokud proud ze zmíněného vývodu překročí hodnotu 200 µA je deaktivováno spínání tranzistorů. Poslední je vývod Vm na kterém je dostupný signál pro PWM modulátor. Externí rezistor, který je připojen k vývodu je úměrný výstupní impedanci PFC. Pokud je k rezistoru připojen kondenzátor pracuje obvod v módu střední hodnoty proudu a v případě opačném v módu špičkové hodnoty proudu [20] [3].

Nyní k samotnému návrhu, postup je založen na PFC manuálu [20]. Jako první se definují požadavky na návrh, napěťový rozsah bude od 100 do 240 VAC. Hlavním důvodem je realizace proudové zpětné vazby, která bude dále vysvětlena. Pokračuje se zvolením napětí na výstupu PFC, to musí být vždy větší než maximální napětí, které je možné získat usměrněním sítě. Obvyklé hodnoty se volí okolo 385 do 400 V. Zvolíme hodnotu 400 V. Maximální výstupní výkon bude 350 W. Doba udržení po výpadku napájení (hold up time) bude 16 ms a předpokládaná účinnost okolo 93 %. Jelikož zvolená varianta obvodu je ve verzi se spínací frekvencí 200 kHz, bude tato frekvence uvažována při výpočtech. Základní výpočet se pro použitou variantu *bridgeless* neliší, ale je vhodné uvažovat menší proudové zatížení součástek, jelikož příslušná větev vede proud pouze jednu půl periodu. Návrh se zahájí výpočtem špičkového proudu cívkou dle rovnice 5.

$$I_{coil,pk} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{\eta \cdot U_{ac,low}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 350}{0,93 \cdot 100} = 5,32 \,\mathrm{A}$$
(5)

Kde $I_{coil,pk}$ (A) špičkový proud cívkou , P_{out} (W) maximální výstupní proud, η (-) předpokládaná účinnost měniče a $U_{ac,low}$ (V) minimální vstupní síťově napětí. Z další rovnice získáme jednoduše efektivní hodnotu proudu cívkou.

$$I_{coil,rms} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot U_{ac,low}} = \frac{350}{0,93 \cdot 100} = 3,76 \,\mathrm{A}$$
(6)

Efektivní hodnota proudu cívkou je 3,76 A, vzhledem k topologii *bridgeless* je možné cívku dimenzovat na poloviční proud. Výběr indukčnosti cívky není pro CCM řízení specifický a je nutné použít iterační metodu s ohledem na velikost a zvlnění proudu cívkou. Hodnota zvlnění se běžně volí mezi 25-45 %. Závislost zvlnění na indukčnosti je zobrazeno v rovnici 7.

$$L = \frac{U_{ac,low}^2}{I\% \cdot f_{sw} \cdot P_{out} \cdot \eta} \cdot \left[1 - \left(\frac{\sqrt{2} \cdot U_{ac,low}}{U_{out}} \right) \right]$$
(7)

Kde I% (-) zvlnění proudu, f_{sw} (Hz) spínací frekvence, U_{out} (V) výstupní napětí.

Výsledkem je graf na obrázku 31, ze kterého je možné odečíst hodnotu. Hodnota je určena na 248 μ H, v zapojení je použita cívka s indukčností 220 μ H.



Obrázek 31: Závislost zvlnění proudu na indukčnosti.

Dále návrh pokračuje výpočtem proudu a ztrát na tranzistoru dle rovnic 8, 9 a 10. Vzhledem k topologii můžeme vypočítané hodnoty vydělit dvěma.

$$I_{M(RMS)} = \frac{P_{out}}{\eta \cdot U_{ac,low}} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{ac,low}}{3 \cdot \pi \cdot U_{out}}} = \frac{350}{0,93 \cdot 100} \cdot \sqrt{1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot 100}{3 \cdot \pi \cdot 400}} = 3,14 \,\mathrm{A}$$
(8)

Kde $I_{M(RMS)}(A)$ je efektivní hodnota proudu tranzistorem. V zapojení je použit mosfet AOTF25S65

s odporem v sepnutém stavu $0,19~\Omega.$

$$P_{cond} = I_{M(RMS)}^2 \cdot R_{ds,on} = 3,14^2 \cdot 0,19 = 1,873 \,\mathrm{W}$$
(9)

Kde P_{cond} (W) jsou vodivostní ztráty na tranzistoru.

$$P_{sw,cap} = \frac{2}{3} \cdot C_{oss} \cdot \sqrt{25} \cdot U_{out}^{1,5} \cdot f_{sw} = \frac{2}{3} \cdot 87 \cdot 10^{-12} \cdot \sqrt{25} \cdot 400^{1,5} \cdot 200 \cdot 10^3 = 0,464 \,\mathrm{W}$$
(10)

Kde $P_{sw,cap}$ (W) jsou ztráty kapacitní při spínání tranzistoru, C_{oss} (pF) je výstupní kapacita tranzistoru. U CCM řízení nejsou ztráty na tranzistoru vysoké, největší jsou na diodě při zpětném zotavení. Proud diodou při vypnutí není nulový a proto se velmi projevuje zpětné zotavení. Je vhodné využít diodu s malým časem zotavení. V návrhu je použita dioda SiC B1D08065K.

Následuje volba výstupního kondenzátoru. Při volbě je důležité zvážit zvlnění napětí a proudu, případně "hold up time". Pro návrh je zvolena hodnota 220 µF.

$$U_{ripple(p-p)} = \frac{P_{out}}{2 \cdot \pi \cdot f_{line} \cdot C_{out} \cdot U_{out}} = \frac{350}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 220 \cdot 10^{-6} \cdot 400} = 12,66 \,\mathrm{V}$$
(11)

Kde $U_{ripple(p-p)}$ (V) je zvlnění napětí na kondenzátoru, f_{line} (Hz) je frekvence sítě a C_{out} (µF) je kapacita výstupního kondenzátoru

$$I_{Cout(RMS)} = \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{out}^2}{9 \cdot \pi \cdot U_{ac,low} \cdot U_{out} \cdot \eta^2} - \left(\frac{P_{out}}{U_{out}}\right)^2} = \sqrt{\frac{32 \cdot \sqrt{2} \cdot 350^2}{9 \cdot \pi \cdot 100 \cdot 400 \cdot 0, 93^2} - \left(\frac{350}{400}\right)^2} = 2,21 \,\mathrm{A}$$
(12)

Kde $I_{Cout(RMS)}$ (A) je efektivní hodnota proudu kondenzátorem na výstupu.

$$t_{hold,up} = \frac{C_{out} \cdot \left(U_{out}^2 - U_{min}^2\right)}{2 \cdot P_{out}} = \frac{220 \cdot 10^{-6} \cdot \left(400^2 - 300^2\right)}{2 \cdot 350} = 0,022 \,\mathrm{s} \tag{13}$$

Kde $t_{hold,up}$ (s) je doba udržení při minimálním napětí 300 V.

Pro nastavení zpětné vazby uvažujeme referenční napětí 2,5 V a spodní rezistor děliče je zvolen na hodnotu 24,9 k Ω .

$$R_{fbU} = \frac{U_{out} - U_{ref}}{U_{ref}} \cdot R_{fbL} = \frac{400 - 25}{25} \cdot 24, 9 \cdot 10^3 = 3,9591 \,\mathrm{M\Omega}$$
(14)

Kde $R_{fbU}(\Omega)$ je horní rezistor v děliči a jeho hodnota je zvolena na 3,9 M Ω . Hodnoty součástek pro snímání vstupního napětí se určí následovně. Hodnota spodního rezistoru je zvolena na 82 k Ω .

$$R_{boU} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{ac,on} - U_{boH}}{U_{boH}} \cdot R_{boL} = \frac{\sqrt{2} \cdot 100 - 1, 3}{1, 3} \cdot 82 \cdot 10^3 = 6,2256 \,\mathrm{M\Omega}$$
(15)

Kde R_{boU} (Ω) je hodnota odporu horního rezistoru v děliči a U_{boH} je hodnota napětí, při které začne měnič pracovat. Výsledná hodnota odporu horního děliče je zvolena na 7,8 M Ω , tudíž lze předpokládat funkci měniče až při vyšším vstupním napětí, což není pro danou aplikaci problém. Ke spodnímu rezistoru děliče se přidává kondenzátor, který s příslušným rezistorem tvoří časovou konstantu, přibližně 5 krát větší než je perioda sítě.

$$C_{bo} = \frac{5 \cdot T_{uin}}{R_{boL}} = frac 5 \cdot 10 \cdot 10^{-3} 82 \cdot 10^{3} = 0,6097 \,\mu\text{F}$$
(16)

Kde C_{bo} (µF) je hodnota kondenzátoru paralelně se spodním rezistorem. V návrhu je zvolena hodnota 0,47 µF.

Tímto je základní návrh součástek pro PFC kompletní. Zbývá ještě určit R a C článek na vstupu VM a také frekvenční kompenzaci zpětné vazby. Tyto hodnoty jsou získány pomocí nástroje dodaného výrobcem. Zapojení obvodu *NCP1564* bez výkonové části se všemi součástkami je na obrázku 32.



Obrázek 32: Zapojení řídicí části PFC.

Zásadní rozdíl návrhu oproti klasickému PFC s můstkem nastává v okamžiku realizace zpětné vazby proudu. Princip byl popsán již dříve, proto se nyní zaměříme na výpočet reálných hodnot. Na obrázku 33 je zobrazen výkonový stupeň *bridgeless* měniče. V závislosti na aktuální polaritě vstupního síťového napětí je v provozu buď horní nebo spodní větev. Pro snímání proudu tranzistorem jsou použity proudové transformátory TR1 a TR2. Převod transformátoru je 100. Rezistory R3 a R10 jsou použity pro snímání proudu. Vzhledem k tomu, že je v provozu vždy jen jeden ze dvou transformátorů, lze bez problému uvažovat, že tyto rezistory jsou zapojeny paralelně. Reálná hodnota snímacích rezistorů je tedy 10 Ω . Ekvivalentní odpor snímacího obvodu lze jednoduše určit úvahou, pokud na primární straně poteče proud 1 A, na sekundární straně proudového transformátorů poteče proud 10 mA přes odpor 10 Ω , který na něm vytvoří úbytek 0,1 V. Ze znalosti proudu a napětí máme ekvivalentní odpor snímací větvě 0,1 Ω . Orientace vinutí obou transformátorů a diod je taková, aby napětí na snímacích rezistorech bylo záporné proti společné zemi. V době, když jsou tranzistory zavřeny a proud teče přes diodu do kondenzátoru jsou uplatněny měřící rezistory R16 a R17, které paralelně tvoří hodnotu 0,11 Ω . Je vhodné volit hodnotu podobnou nebo stejnou s ekvivalentním odporem větve s transformátorem. Nyní



je nutné zjistit hodnoty rezistorů R13, R15 a R8 na obrázku 32. Postupuje se dle rovnice 17.

Obrázek 33: Zapojení výkonové části PFC.

$$R_{cs} = \frac{I_{coil,pk} \cdot R_{sense}}{I_{pin3(min)}} = \frac{5,32 \cdot 0,05}{200 \cdot 10^{-6}} = 1330\,\Omega\tag{17}$$

Kde $R_{cs}(\Omega)$ je hodnota rezistorů v sérii se vstupem CS tzn. R8 a R13 nebo R15 a $I_{pin3(min)}$ (A) je hodnota proudu z daného vývodu pro aktivaci nadproudové ochrany. Rezistory R13 a R15 tvoří napěťový dělič, jelikož je jejich hodnota stejná bude zpětnovazební signál poloviční. Při této úvaze dostáváme ekvivalentní snímací odpor soustavy 0,05 Ω , který je dosazena do výpočtu. Po reálném nastavení při provozu je sériová hodnota rezistorů R8 a R16 nebo R18 zvolena na 1750 Ω . Jelikož proudový limit se nastavuje zmíněnými rezistory, hodnota samotných snímacích rezistorů nemá vliv. Hodnota má však zásadní vliv na úrovně napětí, které jsou ze proudové zpětné vazby generovány. V případě velmi malých hodnot v kombinaci s horším návrhem DPS, může dojít ke značnému zdeformování proudu odebíraného ze sítě, jak je vidět na obrázku 34. Správná funkce PFC je pak zobrazena na obrázku 35



Obrázek 34: Zobrazení napětí a proudu sítě společně s výstupním zvlněním v případě špatně fungující zpětné vazby proudu.



Obrázek 35: Zobrazení napětí a proudu sítě společně s výstupním zvlněním v případě fungující zpětné vazby proudu.

4.3 Návrh LLC měniče (12 V 30 A)

Pro návrh LLC měniče je vybrán obvod *NCP4390* [4], který je situován na sekundární straně. Řízení je založeno na proudovém módu, ve kterém je pilový signál z oscilátoru zkombinován s integrálem proudu spínačů pro řízení frekvence. V klasickém napěťovém módu je výstup z rozdílového zesilovače přímo použit pro řízení spínací frekvence, což vede na komplikovaný návrh kompenzačního obvodu, jelikož poloha pólů se mění s vstupním napětím a výstupním výkonem. Obvod mimo jiné obsahuje mnoho ochran spojených s proudovým snímáním, více pak v části zaměřené na tuto problematiku.



Obrázek 36: Rozložení vývodů obvodu NCP4390 [4].

Na obrázku 36 je vidět, že obvod obsahuje vývody pro napájení, které je v rozmezí od 9 do 20 V. Výstup 5 V se používá jako referenční pro nastavení "dead-time" společně s vývodem **RDT**. Další vývody obsahují výstupy pro všechny 4 mosfety, které jsou umístěny jak na primární, tak na sekundární straně. Dalších funkce jako je nastavení minimální frekvence, soft-start ,přechod na PWM mód a snímání pro synchronní usměrňovač se nastavují pomocí vstupů **PWMS**, **FMIN**, **SS**, **SR1DS**. Zbytek vývodů pak zajišťuje napěťovou a proudovou zpětnou vazbu s frekvenční kompenzací [4] [19].



Obrázek 37: Typická konfigurace snímání proudu [4].

Na obrázku 37 je zobrazena typická konfigurace snímání proudu. Pokud je výstup **PROUT1** v logické jedničce (sepnutý horní tranzistor v polomůstku) je kondenzátor C_{ics} nabíjen a vybíjen podle rozdílu napětí na výstupu snímacího transformátoru a na vývodu **ICS**. V opačném případě, když je **PROUT1** v logické nule je kondenzátor C_{ics} vybit přes interní tranzistor a nedochází k integraci. Špičková hodnota napětí na kondenzátoru C_{ics} je úměrná střední hodnotě vstupního proudu měniče. Tato hodnota je použita pro následující funkce [4].

 Když měnič pracuje s malým výstupním výkonem, tzn. napětí na kondenzátoru je pod 0,2 V dochází ke zvýšení "dead-time" u synchronního usměrňovače [4].

- 2. Když měnič pracuje s **velmi** malým výstupním výkonem a hodnota napětí na daném kondenzátoru je pod 0,075 V je funkce synchronního usměrňovače vyřazena [4].
- 3. Další funkce je samotný nadproudový limit, ten je rozdělen na dva módy: rychlý a pomalý. Pokud hodnota napětí na kondenzátoru překročí 1,2 V je aktivován pomalý nadproudový limit a výstup z rozdílového zesilovače je limitován pro snížení výkonu. Rychlý nadproudový limit funguje obdobně a je aktivován překročením napětí 1,45 V na kondenzátoru [4].
- 4. Nadproudová ochrana se aktivuje při napětí 1,9 V [4] .

Všechny zmíněné hodnoty jsou ohraničeny hysterezním pásmem a přechody mezi stavy jsou zobrazeny na obrázku 38



Obrázek 38: Jednotlivé funkce související s napětím na vstupu ICS [4].

Další část snímání proudu je realizována pomocí vstupu \mathbf{CS} , který je připojen přes dělič k proudovému transformátoru. Na tomto vstupu se měří okamžitá hodnota proudu. Napětí na tomto vstupu má typicky harmonický charakter a dle amplitudy má dvě funkce [4].

- Ochrana v případě, když by nedocházelo ke spínání s nulovým napětím (ZVS). Pokud je kompenzační napětí větší než 3 V a špičková hodnota harmonického napětí na zmíněném vstupu nepřesahuje 0,3 V dochází ke snížení kompenzačního signálu, tím pádem i k zvýšení spínací frekvence [4].
- Pokud amplituda harmonického napětí překročí 3,5 V dochází k aktivaci nadproudové ochrany [4].

Další funkce obvodu je "soft-start", který je realizován připojením kondenzátoru na daný vývod. V době náběhu měniče je kondenzátor připojen na neinvertující vstup rozdílového zesilovače. Kondenzátor je nabíjen zdrojem konstantního proudu a napětí na něm roste lineárně, toto napětí je také referenčním. To má za následek pomalý nárůst výstupního napětí. Další funkcí kondenzátoru je načasování vypnutého stavu při přetížení [4].

Obvod umožňuje nastavení "dead-time" jak pro primární, tak pro sekundární stranu (synchronní usměrňovač). Vstup **RDT** je připojen ke kondenzátoru, který je nabíjen přes rezistor z 5 V reference. Součástí vývodu **RDT** je odpínatelný proudový zdroj, který slouží k vybíjení kondenzátoru. Nastavení "dead-time" je následující. Po zapnutí obvodu se na referenčním vývodu objeví napětí 5 V a začne se nabíjet kondenzátor, až hodnota napětí vystoupá na 1,4 V je kondenzátor vybit na 1 V pomocí interního zdroje proudu. Následuje nabití kondenzátoru přes rezistor z 1 V na 3 V. Doba za kterou dojde k nabití je vydělena 64 a odpovídá "dead-time" na straně synchronního usměrňovače. V další fázi je kondenzátor opět vybit na 1 V a opakuje se nabíjení na 3 V, hodnota času je vydělena 32 a odpovídá "dead-time" na primární straně. Poté jsou časy nastaveny a napětí na kondenzátoru vzroste na 5 V. Na obrázku 39 je zobrazeno reálné měření na vstupu **RDT** [4] .



Obrázek 39: Nastavení "dead-time" u obvodu NCP4390.

Tímto jsou shrnuty základní funkce LLC kontroléru *NCP4390*. Nyní se zaměříme na samotný návrh měniče. Postup je založen na referenčním návrhu AND90061/D [19]. Po otestování PFC části se ukázalo, že při zvolených součástkách se napětí stabilizuje na 380 V, toto napětí bude také použito pro návrh LLC měniče. Hlavní součástí návrhu je samotný transformátor, pro zjednodušení bude použit již hotový. Po změření sekundární strany naprázdno a nakrátko jsou zjištěny hodnoty. Primární indukčnost Lp je 625 µH a rozptylová indukčnost Lr je 82,2 µH. Poměr mezi indukčnostmi je 7,6. Pro výpočet bude použita hodnota 8. Napěťový převod je 17,51. Nyní se definují parametry, výstupní napětí bude 12 V a proud 30 A. Vstupní kondenzátor pro výkonovou část měniče je společný s kondenzátorem v PFC části, jehož hodnota je 220 µF. Maximální vstupní napětí bude 380 V a minimální 330 V. Hodnota "hold up time" bude 10 ms a předpokládaná účinnost měniče 96 %. Výpočet se zahájí rovnicí 18.

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{E_{ff}} = \frac{350}{0,96} = 364 \,\mathrm{W} \tag{18}$$

Kde P_{in} (W) je vstupní výkon měniče, P_{out} (W) je výstupní výkon měniče a E_{ff} je jeho účinnost.

Minimální výkon je určen na hodnotu 364 W, což je více než může dodat PFC, ale když uvážíme výstupní výkon celého ATX zdroje, který je 250 W, k této hodnotě se v praxi nepřiblížíme.

$$U_{in}^{max} = U_{out(PFC)} = 380 \,\mathrm{V} \tag{19}$$

Kde U_{in}^{max} (V) je maximální vstupní napětí pro LLC měnič v našem případě je to stabilizovaný výstup z PFC. Minimální hodnota napětí je dána pomocí "hold up time". Výpočet dle rovnice 20.

$$U_{in}^{min} = \sqrt{U_{out(PFC)}^2 - \frac{2 \cdot P_{in} \cdot T_{hold}}{C_{PFC}}} = \sqrt{380^2 - \frac{2 \cdot 350 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{220 \cdot 10^{-6}}} = 335 \,\mathrm{V}$$
(20)

Kde T_{hold} (s) je čas udržení po odpojení napájení a C_{PFC} (µF) kapacita kondenzátoru u PFC. Minimální napětí vychází 335 V, pro následující výpočet je zvolena hodnota 330 V. Nyní je možné přistoupit k výpočtu zisku rezonančního obvodu. Jako první se určí zisk na rezonanční frekvenci dle rovnice 21.

$$M_{@fo} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{8}{8-1}} = 1,069$$
(21)

Kde $M_{@fo}(-)$ je zisk na rezonanční frekvenci, m (-) je poměr mezi Lp a Ls. Minimální zisk se volí přímo na rezonanční frekvenci nebo trochu výše, hodnota je zvolena na 1,1.

$$M_{max} = \frac{U_{in}^{max}}{U_{in}^{min}} \cdot M_{min} = \frac{380}{330} \cdot 1, 1 = 1,27$$
(22)

Kde M_{max} (-) je maximální zisk rezonančního obvodu. Nyní je možné vypočítat převod transformátoru.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_{in}^{max}}{2 \cdot (U_o + U_f)} \cdot M_{min} = \frac{380}{2 \cdot (12 + 0)} \cdot 1, 1 = 17,41$$
(23)

Kde n (-) převod transformátoru, U_o (V) je výstupní napětí 12 V, U_f (V) je úbytek na výstupním usměrňovači a v případě synchronního je možné uvažovat nulu. Výsledkem výpočtu je hodnota 17,41, která se velmi blíží použitému transformátoru s převodem 17,51, což je žádaný výsledek. Pokračuje se výpočtem ekvivalentního zatěžovacího odporu dle rovnice 24

$$R_{ac} = \frac{8 \cdot n^2 \cdot U_o^2}{\pi^2 \cdot P_o \cdot M_{@fo}^2} = \frac{8 \cdot 17, 51^2 \cdot 12^2}{\pi^2 \cdot 350 \cdot 1, 069^2} = 89\,\Omega\tag{24}$$

Kde $R_{ac} \Omega$ je ekvivalentní odpor. Jelikož máme již navržený transformátor, tak na základě maximálního zisku a hodnoty *m* určíme *Q* faktor z grafu na obrázku 40. Pro další výpočet vybereme Q = 0.5.



Obrázek 40: Zobrazení maximálního zisku a Q faktoru pro různé hodnoty m [19].

Výpočet pokračuje volbou rezonančního kondenzátoru. Rezonanční frekvenci zvolíme na 81 kHz.

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Q \cdot f_o \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0, 5 \cdot 81 \cdot 10^3 \cdot 89} = 44 \,\mathrm{nF}$$
(25)

Vypočítaná kapacita kondenzátoru je 44 nF. Do návrhu je zvolena kapacita 47 nF. Z následujícího grafu získáme minimální a maximální pracovní frekvenci měniče.



Obrázek 41: Závislost zisku na frekvenci pro různé zátěže [19].

Na obrázku 41 je vidět, jak se mění zisk rezonančního obvodu v závislosti na frekvenci. Minimální frekvence se určí tak, aby se pracovní bod nacházel pro všechny zátěže v induktivní oblasti. V našem případě je to 46,6 kHz. Jelikož se měnič za běžného provozu nepřiblíží maximálnímu zatížení, je tento předpoklad při dané frekvenci vždy splněn. V případě přetížení nehrozí přechod do kapacitní oblasti, protože zareaguje nadproudová ochrana. Maximální frekvence nemusí být omezena, ale často se omezuje podle minimálního zisku. Z grafu určíme maximální frekvenci na 76 kHz.

Pro volbu rezonančního kondenzátoru je nutné znát nejen jeho kapacitu, ale i efektivní proud, který přes něj poteče a také jeho napěťové zatížení. Primární proud se spočítá dle rovnice 26.

$$I_{pr(RMS)} = \sqrt{\left[\frac{\pi \cdot I_o}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot n}\right]^2 + \left[\frac{n \cdot (U_0 + U_f)}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot f_o \cdot M_{@fo} \cdot (L_p - L_r)}\right]^2}$$
$$= \sqrt{\left[\frac{\pi \cdot 30}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot 17, 51}\right]^2 + \left[\frac{17, 51 \cdot (12 + 0)}{4 \cdot \sqrt{2} \cdot 81 \cdot 10^3 \cdot 1, 069 \cdot (625 \cdot 10^{-6} - 82, 2 \cdot 10^{-6})}\right]^2} \quad (26)$$
$$= 2,08 \text{ A}$$

Proud primárním vinutím je 2,08 A, což je také proud, na který je třeba dimenzovat rezonanční kondenzátor. Dále je potřeba určit napěťové zatížení pro normální provoz a také pro provoz při překročení výstupního proudu a při minimálním vstupním napětí.

$$U_{cr(nom)}^{max} = \frac{U_{in}^{max}}{2} + \frac{I_o}{4 \cdot f_{sw} \cdot n \cdot C_r} = \frac{380}{2} + \frac{30}{4 \cdot 76 \cdot 10^3 \cdot 17,51 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 309,9 \,\mathrm{V}$$
(27)

$$U_{cr(ocp)}^{max} = \frac{U_{in}^{max}}{2} + \frac{I_{o(ocp)}}{4 \cdot f_{sw} \cdot n \cdot C_r} = \frac{380}{2} + \frac{35}{4 \cdot 76 \cdot 10^3 \cdot 17, 51 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 329,9 \,\mathrm{V}$$
(28)

$$U_{cr(U_{in(min)})}^{max} = \frac{U_{in}^{min}}{2} + \left[\frac{I_o}{4 \cdot f_{sw} \cdot n} + n \frac{(U_o - U_f)}{4 \cdot M_{@fo} \cdot L_m \cdot f_o} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{sw}} - \frac{1}{2 \cdot f_o}\right)\right] \cdot \frac{1}{C_r}$$
(29)
= 501 V

Kde U_{cr} (V) představuje maximální napětí na kondenzátoru v daných případech, f_{sw} (Hz) je maximální spínací frekvence a L_m (H) je magnetizační indukčnost. Po výpočtech je zřejmé, že vybraný kondenzátor musí být dimenzován na efektivní hodnotu proudu 2,08 A a maximální napětí větší než 501 V. Další část návrhu je zaměřena na výpočty usměrňovače na sekundární straně. Napěťové zatížení tranzistoru v synchronním usměrňovači se spočítá dle rovnice 30.

$$U_d = 2 \cdot (U_o + U_f) = 2 \cdot (12 + 0) = 24 \,\mathrm{V} \tag{30}$$

Napětí na tranzistoru je 24 V a proud je určen další rovnicí 31.

$$I_{d(RMS)} = \frac{\pi}{4} \cdot I_o = \frac{\pi}{4} \cdot 30 = 23,56 \,\mathrm{A} \tag{31}$$

Když jsou určeny tyto hodnoty pokračuje se na návrhu výstupního filtru. "Ripple current" výstupního kondenzátoru je spočítán dle rovnice 32

$$I_{Co(RMS)} = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} \cdot I_o = \sqrt{\frac{\pi^2 - 8}{8}} \cdot 30 = 14,5 \,\mathrm{A}$$
(32)

Z výsledku je patrné, že výstupní kondenzátory je nutné dimenzovat na proud 14,5 A. V návrhu jsou použity 4 kondenzátory s kapacitou 1000 µF s výsledným ESR 3,25 m Ω

$$\Delta U_o = \frac{\pi}{2} \cdot I_o \cdot R_{ESR} + \frac{\frac{\pi}{2} \cdot I_o}{f_{sw} \cdot C_o} \cdot 0,067$$

= $\frac{\pi}{2} \cdot 30 \cdot 3,25 \cdot 10^{-3} + \frac{\frac{\pi}{2} \cdot 30}{76 \cdot 10^3 \cdot 4000 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,06$ (33)
= 0,162 V

Kde ΔU_o (V) je zvlnění na výstupu zdroje. Zvlnění je sice větší než udává ATX standard pro 12 V větev, ale v reálném případě se proud na dané větvi nepřiblíží k maximální hodnotě a zároveň na výstupu 12 V je další filtr s indukčností a další kapacitou. Další část bude zaměřena na výpočty hodnot součástek okolo řídicího obvodu, jejich princip byl popsán výše. Jako první se nastaví snímání proudu a nadproudová ochrana. Proudový transformátor má převod 100. Výpočet bude vycházet z obrázku 37. Nejdříve se určí špičková hodnota proudu primárním vinutím dle rovnice 34.

$$I_{pr}^{pk} = \sqrt{2} \cdot I_{pr(RMS)} = \sqrt{2} \cdot 2, 08 = 2,94 \,\mathrm{A}$$
(34)

Spičková hodnota proudu vychází na 2,94 A, nyní je nutné určit nadproudovou ochranu. Během návrhu byla použita hodnota 3,5 A, to však vedlo k problémům při náběhu zdroje a docházelo k restartu. Proto bude hodnota nadproudové ochrany zvolena na 5 A. Z následující rovnice určíme v jakém rozmezí se mají pohybovat hodnoty příslušných rezistorů.

$$R_{cs1} + R_{cs2} > \frac{2, 4 \cdot M_{@fo} \cdot (L_p - L_r) \cdot 4 \cdot f_o \cdot n_{ct}}{n \cdot (U_o + U_f)} > \frac{2, 4 \cdot 1,069 \cdot (625 \cdot 10^{-6} - 82, 2 \cdot 10^{-6}) \cdot 4 \cdot 81 \cdot 10^3 \cdot 100}{17,51 \cdot (12 + 0)}$$

$$> 214 \Omega$$

$$(35)$$

Kde $R_{cs}(\Omega)$ jsou hodnoty rezistorů ve zpětné vazbě, n_{ct} (-) je převod proudového transformátoru. Z výpočtu získáme minimální hodnotu sériového zapojení rezistorů, pro návrh bude uvažována hodnota 300 Ω .

$$R_{cs1} = 3, 5 \cdot \frac{n_{ct}}{I_{pr(OCP)}} = 3, 5 \cdot \frac{100}{5} = 70\,\Omega\tag{36}$$

Hodnota rezistoru R_{cs1} je 70 Ω a z rovnice 35 získáme hodnotu R_{cs2} . Hodnota bude tedy 230 Ω . Kapacita kondenzátoru C_{ics} je zvolena na 1 nF. Pak hodnota příslušného rezistoru je určena dle rovnice 37

$$R_{ics} = \frac{U_o \cdot I_{o(ocp)} \cdot (R_{cs1} + R_{cs2})}{E_{ff} \cdot U_{in} \cdot f_{sw} \cdot n_{nt} \cdot C_{ics} \cdot 1, 2}$$

= $\frac{12 \cdot 35 \cdot (70 + 230)}{0,96 \cdot 380 \cdot 76 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 1, 2}$ (37)
= 37,87 kΩ

Hodnota příslušného rezistoru vychází 37,87 Ω . V návrhu je použita nejbližší standardní hodnota a to 39 k Ω . Tímto krokem jsou všechny hodnoty součástek pro proudové snímání získány a pokračuje se nastavením soft-start funkce dle rovnice 38.

$$T_{ss} > \frac{4000 \cdot 10^{-6} \cdot 12}{35 - 30} = 9,6 \,\mathrm{ms} \tag{38}$$

Minimální hodnota náběhu je 9,6 ms. Zvolíme hodnotu 60 ms a z následující rovnice zjistíme hodnotu příslušného kondenzátoru.

$$C_{ss} = \frac{T_{ss} \cdot I_{ss}}{2,4} = \frac{0,06 \cdot 40 \cdot 10^{-6}}{2,4} = 1\,\mu\text{F}$$
(39)

Kde C_{ss} (µF) je kapacita "soft start" kondenzátoru a I_{ss} (µA) je proud pro nastavení dané funkcionality. Další výpočet je zaměřen na hodnotu rezistoru nastavující minimální frekvenci. Jeho výpočet je dle rovnice 40.

$$R_{fmin} = 100 \cdot 10^3 \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{f_{sw(min)}} = 100 \cdot 10^3 \cdot \frac{10 \cdot 10^3}{44, 6 \cdot 10^3} = 21,5 \,\mathrm{k\Omega}$$
(40)

Do zapojení zvolíme hodnotu 22 k Ω . Z následujícího obrázku je vybrána hodnota rezistoru pro přechod z PWM módu do PFM na 100 k Ω .



Obrázek 42: Závislost rezistoru na kompenzačním napětí pro vstup do PWM módu [19].

Frekvence při provozu v PWM módu je vypočítána následovně.

$$f_{sw(PWM)} = \frac{2}{U_{comp} - 1} \cdot f_{min} = \frac{2}{1,48 - 1} \cdot 46, 6 \cdot 10^3 = 194 \,\text{kHz}$$
(41)

Pro nastavení dead time je nutné vypočítat jeho minimální hodnotu. Jako první je třeba určit maximální magnetizační proud při PFM a PWM módu.

$$I_{CM} = n \cdot \frac{U_o - U_f}{(L_p - L_r) \cdot 4 \cdot f_{sw}} = 17,51 \cdot \frac{12 - 0}{625 \cdot 10^{-6} - 82,2 \cdot 10^{-6}) \cdot 4 \cdot 76 \cdot 10^3} = 1,27 \,\mathrm{A}$$
(42)

$$T_{D(primary)} > \frac{U_{in}^{max} \cdot 2 \cdot C_{oss}}{I_{CM}} > \frac{380 \cdot 2 \cdot 174 \cdot 10^{-12}}{1,27}$$
(43)
> 104 ns

Po výpočtu máme minimální dead time pro PFM mód, obdobně se spočítá jeho hodnota i pro PWM a dostáváme 292 ns. Z tabulky v datovém listu se určí patřičné hodnoty. Poslední výpočet se týká signálu pro aktivaci synchronního usměrňovače, signál z transformátoru je k obvodu přiveden pomocí děliče, pro výpočet určíme hodnotu spodního rezistoru na 2,5 k Ω , minimální hodnotu horního rezistoru určíme z rovnice 44.

$$R_{ds2} > \left(\frac{2 \cdot 12}{4} - 1\right) \cdot 2500 = 12,5 \,\mathrm{k\Omega} \tag{44}$$

Hodnota horního rezistoru je vybrána dle podmínky na 15 k Ω a kondenzátor paralelně se spodním rezistorem je zvolen na hodnotu 33 pF dle rovnice 45.

$$C_{ds} < \frac{100 \cdot 10^{-9}}{\frac{R_{ds1} \cdot R_{ds2}}{R_{ds1} + R_{ds2}}} < \frac{100 \cdot 10^{-9}}{\frac{2500 \cdot 15000}{2500 + 15000}}$$
(45)
< 46.6 pF



Obrázek 43: Schéma zapojení kontrolní části LLC měniče.

Na obrázku 43 je zobrazeno schéma zapojení řídící části LLC měniče. Zpětná vazba byla určena ze znalostí referenčního a výstupního napětí. Hodnoty součástek v kompenzačním článku II druhu byly odhadnuty a odezvy měniče byly otestovány při provozu.



Obrázek 44: Schéma zapojení výkonové části LLC měniče.

Na obrázku 44 je zobrazena výkonová část měniče se všemi použitými součástkami. Primární část je od sekundární oddělena transformátory. Výkonový stupeň je v topologii polomůstku s LLC rezonančním obvodem. Budící transformátor je na sekundární straně připojen k budiči *IXDD604*, jedná se o dvoukanálový neinvertující budič s polomůstkovým výstupem. Ten umožní vytvořit na transformátoru střídavé napětí a dle polarity se otevře příslušný výkonový tranzistor. Pokud je na straně označené tečkou kladné napětí, otevře se tranzistor Q1 přes diodu D2 a tranzistor Q5 je zavřen přes tranzistor Q6. V případě otočení polarity je otevřen tranzistor Q5 přes diodu D3 a Q1 je zavřen přes tranzistor Q3. Tranzistory Q3 a Q6 slouží jako aktivní "clamp", tudíž celý vybíjecí proud hradla se nemusí uzavírat přes transformátor, přes ten se uzavírá pouze malý bázový proud. Sekundární strana je tvořena dvěma paralelními vinutími s vyvedeným středem. Konce vinutí jsou připojeny na mosfety, které tvoří synchronní usměrňovač. Báze těchto mosfetů jsou připojeny na stejný budič jako v případě primární strany a to *IXDD604*. Na výstupu jsou již dříve zmíněné 4 kondenzátory o hodnotě 1000 µF. Napájení budičů a obvodu *NCP4390* je zajištěno ze standby 5 V zdroje pomocí zvyšujícího měniče s obvodem *AP3012*, jehož realizace je na obrázku 45.



Obrázek 45: Schéma zapojení zvyšujícího měniče na napětí 12 V.

Tento obvod zajišťuje napájení hlavního měniče a umožňuje vypnutí pomocí vstupu SHDN.

Pokud je tento vstup připojen na nulový potenciál, tak zvyšující měnič není v provozu a na výstupu je 5 V. Toto napětí nestačí na provoz *NCP4390*. Obvod je tedy ve vypnutém režimu. Měnič *AP3012* je malý kompaktní obvod v pouzdře **SOT-25-5** se spínací frekvencí 1,5 MHz a integrovaným tranzistorem. Externě je připojena pouze cívka a patřičná dioda. Zpětná vazba je realizována se znalostí výstupního napětí a reference, která je 1,25 V. Použitý dělič dává na výstup napětí 12,7 V, což není vzhledem k napájeným obvodům žádný problém.

4.4 Návrh snižujících měničů (3,3 V 14 A) a (5 V 12 A)

Pro realizaci obou měničů je použit integrovaný obvod *NCP1579*, jedná se o kontrolér pro synchronní snižující měnič v kompaktním pouzdře **SOIC-8**.Obsahuje interní oscilátor s pevnou frekvencí 275 kHz, budič mosfetů s výstupním proudem až 1 A. Mezi další funkce patří ochrana proti malému vstupnímu napětí, nastavitelný nadproudový limit a soft start [5].



Obrázek 46: Rozložení vývodů obvodu NCP1579 [5].

Na obrázku 46 je vidět rozložení vývodů zmíněného obvodu. Napájení samotného obvodu se pohybuje od 5 od 13,2 V a je připojené na vývody **GND** a Vcc. V případě, když je realizováno separované napájení pro obvod a výkonovou část, je možné využít vyšší napájecí napětí této části. Mezi další vývody patří **TG**, kam se připojuje horní spínací tranzistor a **BG**, kde je připojen spodní tranzistor pracující jako synchronní usměrňovač. Pro buzení horního tranzistoru je použita funkce *bootstrap*, která je realizována připojením kondenzátoru mezi vstupy **BST** a **PHASE**, kam se připojuje střed mezi tranzistory. Na vstup **FB** je připojen dělič nastavující výstupní napětí a na poslední vývod **COMP** je vyvedeno kompenzační napětí z rozdílového zesilovače pro připojení kompenzačního článku. Pokud je tento vývod připojen k zemi přes tranzistor, je možné využít funkci vzdáleného zapnutí a vypnutí [5].

Náběh obvodu je rozdělen na několik částí. Jako první se nastavuje proudový limit. Mezi hradlo spodního tranzistoru a zem je možné umístit rezistor nastavující maximální proud. Při náběhu je k vývodu **BG** připojen proudový zdroj o hodnotě 10 μA. Tento proud proteče přes zmíněný rezistor a vytvoří úbytek napětí, který se použije pro nastavení limitu. Proudový limit je určen dle rovnice 46 [5].

$$I_{oct} = \frac{I_{ocset} \cdot R_{ocset}}{R_{dsON}} \tag{46}$$

Kde I_{oct} (A) je proud při kterém se aktivuje nadproudová ochrana, I_{ocset} (μ A) je proud te-

koucí z obvodu přes nastavující rezistor, R_{ocset} (Ω) je hodnota odporu rezistoru pro nastavení nadproudové ochrany a R_{dsON} (Ω) je odpor dolního mosfetu v sepnutém stavu [5].

Hodnota rezistoru pro nastavení se může pohybovat v rozmezí od 5 do 55 $k\Omega$. Pokud není rezistor osazen, je hodnota napětí pro nadproudový limit nastavena na 375 mV. Jako snímací rezistor je použit odpor sepnutého kanálu spodního tranzistoru. Napětí na tomto rezistoru je porovnáno s referencí nastavenou dříve a pokud napětí na sepnutém kanálu překročí dříve nastavené napětí, dojde k aktivaci nadproudové ochrany. Měření proudu je realizováno vždy na konci cyklu, kdy je sepnutý spodní tranzistor [5].

Po nastavení nadproudového limitu začíná náběh obvodu, v první fázi je uplatněna *soft start* funkce, ta spočívá v připojení interního proudového zdroje o hodnotě 10 µA na výstup rozdílového zesilovače (EOTA), který nabíjí externí kondenzátor. Napětí na **COMP** vývodu postupně roste a když dovrší hodnoty 400 mV je povoleno spínání tranzistorů a při dovršení 800 mV dochází k přechodu do normálního provozu. EOTA se přepne do regulačního módu s proudem 120 µA [5].

Nyní jsou vysvětleny všechny důležité funkce obvodu a je možné přejít k samotnému návrhu měničů. V ATX zdroji se budou nacházet dva totožné měniče na napětí 5 a 3,3 V. Návrh bude zaměřen na variantu 5 V. Na obrázku 47 je zapojení měniče v této variantě [5].



Obrázek 47: Schéma zapojení 5 V měniče s NCP1579.

Postup návrhu je založen na obecných rovnicích a datovém listu pro *NCP1579* [5]. Jako první se určí maximální střída dle rovnice 47.

$$D = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{5}{12} = 0.42 \tag{47}$$

Kde D (-) je maximální střída, U_{out} (V) je výstupní napětí měniče a U_{in} (V) je vstupní napětí měniče. Když je určena hodnota střídy, může se přistoupit k určení indukčnosti cívky. Indukčnost se určuje na základě zvlnění proudu. Pokud má cívka větší indukčnost, je její mechanický rozměr větší a nemusí vyhovovat návrhu. Větší indukčnost vede na pomalejší reakce při skokové změně a na nutnost použití vyšších hodnot kapacit výstupních kondenzátorů, výhodou je nižší zvlnění proudu. Zvlnění proudu cívkou se typicky volí mezi 0,2 až 0,4 z maximálního výstupního proudu. Při zvolení hodnoty 0,1 se určí indukčnost podle rovnice 48.

$$L = \frac{U_{out} \cdot (U_{in} - U_{out})}{\Delta I_L \cdot f_{sw} \cdot U_{in}} \frac{5 \cdot (12 - 5)}{1, 2 \cdot 275 \cdot 10^3 \cdot 12} = 8.8 \,\mu\text{H}$$
(48)

Kde ΔI_L (A) je požadované zvlnění proudu a f_{sw} (Hz) je spínací frekvence měniče. Z rovnice získáme hodnotu 8 µH. Po otestování zapojení je hodnota cívky v návrhu zvolena na 20 µH. Reálnou hodnotu zvlnění proudu získáme z rovnice 49.

$$\Delta I_L = \frac{U_{out} \cdot (1-D)}{L_{out} \cdot 275 \cdot 10^3} = \frac{5 \cdot (1-D)}{20 \cdot 10^{-6} \cdot 275 \cdot 10^3} = 0,527 \,\mathrm{A}$$
(49)

Vypočítaná hodnota zvlnění je 0,527 A. Z další rovnice se získá hodnota SlewRate proudu cívkou.

$$SlewRate_{Lout} = \frac{U_{in} - U_{out}}{L_{out}} = \frac{12 - 5}{20 \cdot 10^{-6}} = 3.5 \,\mathrm{A}\,\mathrm{\mu s}^{-1}$$
(50)

Když je určení cívky u konce, je nutné vhodně zvolit výstupní kondenzátor, aby bylo splněno maximální zvlnění napětí dle specifikace (50 mV). Výstupní filtr se skládá z dvou kondenzátorů a cívky. Pro následující výpočty bude uvažován pouze první kondenzátor před filtrační cívkou, od něhož je realizována zpětná vazba. Pokud není vzorec pro výpočet kapacity výstupního kondenzátoru určen v datovém listu, je možné postupovat dle obecné rovnice 51.

$$C_{out(min)} = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta U_{out}} = \frac{0,527}{8 \cdot 275 \cdot 10^3 \cdot 0,05} = 4.7\,\mu\text{F}$$
(51)

Vypočítaná hodnota je 4,7 µF. Tato hodnota je naprosto nerealistická. Pokud se vezme v úvahu i zvlnění na sériovém odporu kondenzátoru (ESR), případně i na indukčnosti (ESL) bude reálná hodnota mnohem vyšší. V návrhu je zvolena kapacita prvního kondenzátoru na 2200 µF s ESR o hodnotě 35 m Ω .

$$\Delta U_{out} = \Delta I_L \cdot \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f_{sw} \cdot C_{out}} \right)$$

= 0,527 \cdot \left(0,035 + \frac{1}{8 \cdot 275 \cdot 10^3 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} \right) = 18,5 mV (52)

Kde C_{out} (µF) je kapacita prvního výstupního kondenzátoru a ESR (Ω) je sériový odpor kondenzátoru. Získaná hodnota zvlnění je 18,5 mV, což je pro návrh vhodné i s uvážením přídavného LC filtru před výstupem.

Vstupní kondenzátor musí zvládnout zvlnění proudu na vstupu během spínání horního tranzistoru. Efektivní hodnoty zvlnění se určí dle rovnice 53.

$$Iin(RMS) = I_{out} \cdot \sqrt{D \cdot (1-D)} = 12 \cdot \sqrt{0, 42 \cdot (1-0, 42)} = 5,92 \,\mathrm{A}$$
(53)

Efektivní hodnota proudu je 5,92 A, společně se znalostí ESR vstupního kondenzátoru lze určit

ztrátový výkon dle rovnice 54.

$$P_{Cin} = ESR_{Cin} \cdot Iin(RMS)^2 = 0,046 \cdot 5,92^2 = 1,61 \,\mathrm{W}$$
(54)

Výkon vychází na 1,62 W, což je veliká hodnota, avšak na vstupu není jen zmíněný kondenzátor, ale i další kondenzátory, které jsou na vstupu dalších měničů a také na výstupu LLC měniče.

Další část se zaměřuje na výpočet pomalého náběhu. Doba je určena dle rovnice 55.

$$t_{ss} = \frac{(C_p + C_c) \cdot \Delta U}{I_{ss}} = \frac{(47 \cdot 10^{-12} + 100 \cdot 10^{-9}) \cdot 0.88}{10 \cdot 10^{-6}} = 8.8 \,\mathrm{ms}$$
(55)

Kde $C_p \ a \ C_c$ (F) jsou kapacity kondenzátorů v kompenzačním obvodu, ΔU (V) je rozdíl napětí mezi 0 V a hodnotou, kdy se začíná regulovat, což je 880 mV a I_{ss} (µA) je hodnota soft start proudu, která je zmíněna výše v textu. Ze znalosti kapacity výstupního kondenzátoru a doby náběhu je možné určit proud při startu dle rovnice 56.

$$I_{inruh} = \frac{C_{out} \cdot U_{out}}{t_{ss}} = \frac{2200 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{0,0088} = 1,249 \,\mathrm{A}$$
(56)

Následující rovnice se zaměřují na výpočty poklesu výstupního napětí při skokové změně proudu. Pro výpočty je uvažována hodnota 5 A.

$$\Delta U_{out-ESR} = \Delta I_{out} \cdot ESR_{Cout} = \Delta 5 \cdot 0,035 = 0,175 \,\mathrm{V}$$
(57)

$$\Delta U_{out_disch} = \frac{\Delta I_{out}^2 \cdot L_{out}}{C_{out} \cdot (U_{in} - U_{out})} = \frac{5^2 \cdot 20 \cdot 10^{-6}}{2200 \cdot 10^{-6} \cdot (12 - 5)} = 0.032 \,\mathrm{V}$$
(58)

Z rovnic získáme propady napětí při daném proudovém skoku. Zásadní je, že ESR má hlavní vliv na pokles napětí.

Mezi poslední výpočty patří určení hodnot napěťového děliče ve zpětné vazbě. Ze znalosti referenčního napětí a výstupního napětí dostáváme výpočet rezistorů dle rovnice 59. Horní rezistor v děliči je zvolen na 10 k Ω .

$$R_2 = R_1 \cdot \left(\frac{U_{ref}}{U_{out} - U_{ref}}\right) = 10^3 \cdot \left(\frac{0, 8}{5 - 0, 8}\right) = 1904\,\Omega\tag{59}$$

Z rovnice vychází hodnota spodního rezistoru děliče na 1904 Ω . V zapojení je použita paralelní kombinace rezistorů o hodnotách 2 k Ω . a 22 k Ω .

Při volbě tranzistorů je důležité brát v úvahu jejich odpor v sepnutém stavu a dynamické parametry, které nejvíce ovlivňují ztráty jak na tranzistorech, tak na budícím obvodu. Hlavní částí ztrát na řídícím obvodu je proud hradel obou tranzistorů. Při změření napájecího proudu obvodu, lze určit jeho celkové ztráty, ty jsou velmi důležité, protože obvod nemá žádnou plošku pro odvedení tepla a při vyšší zátěži by mohlo docházet k přehřívání. Ztráty na budící části obvodu jsou dány následujícími rovnicemi.

$$P_{TG} = Q_{TG} \cdot f_{sw} \cdot U_{bst} = 22 \cdot 10^{-9} \cdot 275 \cdot 10^3 \cdot 12 = 0,0726 \,\mathrm{W} \tag{60}$$

$$P_{BG} = Q_{BG} \cdot f_{sw} \cdot U_{cc} = 22 \cdot 10^{-9} \cdot 275 \cdot 10^3 \cdot 12 = 0,0726 \,\mathrm{W} \tag{61}$$

Kde Q (nC) je celkový náboj hradla. Celková hodnota ztrát na budící části obvodu je 0,1452 W. Celková ztráta na obvodu bude ještě o něco vyšší.

Další důležitou součástí obvodu je *bootstrap* kondenzátor, ten se umísťuje co nejblíže obvodu. Jeho kapacita se volí pro daný obvod okolo 100 nF. Kondenzátor musí být rychle nabíjen přes diodu. Výběr diody je tedy založen hlavně na její rychlosti.

4.4.1 Frekvenční kompenzace

Frekvenční kompenzace u měničů je velmi složitá a v mnoha případech jediná možnost vhodného nastavení kompenzačního článku je pomocí měření. Možnosti měření jsou dvě. První spočívá v změření samotného přenosu a určení bezpečnosti ve fázi a amplitudě. Druhou možností je měřit reakci výstupu na skokovou změnu zátěže. Z měření je pak možné odladit hodnoty součástek kompenzačního článku.

Pro jednodušší topologie jako snižující měnič s napěťovým řízením je možné použít matematický model [22]. Kapacita výstupního kondenzátoru společně s indukčností cívky vytvoří komplexně sdružený pól na frekvenci dané rovnicí 62.

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{out} \cdot C_{out}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{20 \cdot 10^{-6} \cdot 2200 \cdot 10^{-6}}} = 758 \,\mathrm{Hz}$$
(62)

ESR výstupního kondenzátoru vytvoří nulu na frekvenci dle rovnice 63.

$$f_{ESR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot ESR \cdot C_{out}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,035 \cdot 2200 \cdot 10^{-6}} = 2066 \,\mathrm{Hz}$$
(63)

Přenosová funkce výkonové části snižujícího měniče s napěťovým řízením je následující.

$$P(s) = A_{vc} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{Q_0 \cdot \omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$
(64)



Obrázek 48: Funkce snižovacího měniče s napěťovým řízením [22].

Prví část rovnice 64 zahrnuje zisk PWM modulátoru. Výstupem modulátoru je PWM signál, který je zprůměrovaný výstupním filtrem. Kontrolní napětí je omezeno rampou a výstupní napětí je omezeno napájecím napětím. Rovnice 65 určuje zisk modulátoru pro CCM řízení. Další část rovnice obsahuje komplexně sdružený pól a jednu nulu. Q faktor společně s komplexně sdruženým pólem komplikuje návrh, protože při zvýšení Q se i zvětší sklon fáze. Tudíž na malém frekvenčním úseku dochází k větší změně fáze než v případě obyčejného dvojitého pólu. Z rovnice 66 se určí Q faktor. Ve výpočtu není zahrnut ESR výstupního kondenzátoru ani stejnosměrný odpor cívky. R_{out} je zatěžovací odpor měniče pro výpočty uvažujeme 0,625 Ω , což odpovídá výstupnímu proudu 8 A [22].

$$A_{vc} = \frac{U_{in}}{U_{ramp}} = \frac{12}{1,1} = 10,9 \tag{65}$$

$$Q_0 = \frac{R_{out}}{\sqrt{\frac{L}{C_{out}}}} = \frac{0,625}{\sqrt{\frac{20\cdot10^{-6}}{2200\cdot10^{-6}}}} = 6,55$$
(66)

Pokud se všechny dříve zjištěné hodnoty dosadí do rovnice 64 dostáváme přenos, jehož frekvenční charakteristika je zobrazena na obrázku 49



Obrázek 49: Frekvenční charakteristika výkonové části měniče.

Další částí pro výpočet kompenzace, je znát přenos zpětné vazby s daným zesilovačem. Kompenzace druhého druhu u rozdílového zesilovače s proudovým výstupem je realizována dle přenosové funkce 67 [22].

$$A(s) = -\frac{-A_{vm} \cdot \omega_{zea}}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zea}}}{1 + \frac{s}{\omega_{HF}}}$$
(67)

Pro výpočet je třeba znát konstantu zpětné vazby, která se určí dle následující rovnice.

$$K_{fb} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} = \frac{1904}{1904 + 10000} = 0,16 \tag{68}$$

Pro výpočet konstanty A_{vm} je třeba znát parametr gm (mmho) udávaný v datovém listu v sekci o rozdílovém zesilovači.

$$A_{vm} = K_{fb} \cdot g_m \cdot R_{comp} = 0,16 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 33 \cdot 10^3 = 18,48$$
(69)

Kompenzační obvod druhého typu s proudovým zesilovačem má pól na začátku, následuje nula a pak vysokofrekvenční pól. Jejich frekvenční poloha je určena dle následujících rovnic.

$$\omega_{zea} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{comp} \cdot C_{comp}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 48,22 \,\mathrm{Hz}$$
(70)

$$\omega_{HF} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{comp} \cdot C_{HF}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 100^{-12}} = 48.2 \,\mathrm{kHz}$$
(71)

Opětovné dosazení vypočítaných hodnot do přenosové funkce z rovnice 67 dostáváme frekvenční charakteristiku na obrázku 50.



Obrázek 50: Frekvenční charakteristika zpětné vazby.

Pro získání přenosu uzavřené smyčky stačí vynásobit rovnice 64 a 67. Frekvenční charakteristika tohoto přenosu je na obrázku 51.



Obrázek 51: Frekvenční charakteristika uzavřené smyčky.

Z přenosu uzavřené smyčky je možné graficky zjistit bezpečnost ve fázi, což je hodnota fázového posunu na frekvenci, kdy amplituda prochází bodem 0 dB. Pokud je hodnota fázového posunu v tomto bode větší než 45 stupňů, je zpětná vazba považována za stabilní. Z přenosu lze také určit bezpečnost v amplitudě, což je hodnota zisku v dB na frekvenci, kdy fázový posun prochází bodem 0 stupňů. Hodnota by měla být minimálně -6 dB nebo nižší. Cílem návrhu součástek pro kompenzační článek je dosažení zmíněných pravidel. Zlomová frekvence se volí na 1/5 nebo 1/10 spínací frekvence. Tím je návrh kompenzačního článku u konce. Pro ověření stability je vhodné otestovat reakce měniče na skokové změny zatížení a sledovat odezvu výstupního napětí.

4.5 Návrh měřících a řídicích obvodů

Každý ATX zdroj potřebuje obvod, který monitoruje výstupní napětí a proud, zajišťuje spínací sekvenci a obsluhuje logický vývod **PG**(power good), který dává počítačové desce informace o správném běhu zdroje. Standardně jsou zdroje vybaveny integrovaným obvodem přesně vytvo-řeným pro tyto účely. Vzhledem k tomu, že se návrh zaměřuje na zdroj s monitorovací funkcí, je třeba změřené hodnoty používat nejen k řízení zdroje, ale také k jejich zobrazení v aplikaci na počítači. Vzhledem k zmíněným požadavkům bude řídicí obvod realizován mikrokontrolérem **STM32F103C8T6** [6].

Daný mikrokontrolér obsahuje 32 bitové jádro Cortex M3 s maximální frekvencí až 72 MHz. Vybraná varianta má 64 Kb flash paměti a 20 Kb SRAM. Obvod obsahuje mnoho dalších periferií. Nejdůležitější z nich jsou dva analogově digitální převodníky s rozlišením 12 bitů a vzorkovacím intervalem až 1 µs. Každý z převodníků má k dispozici až 16 kanálů. V návrhu bude použito 8 kanálu u jednoho z převodníku. Všech 8 kanálů bude obsluhováno jedním převodníkem, jehož vstup se bude periodicky přepínat mezi kanály. Data z převodníku budou přenášeny do paměti s pomocí funkce DMA (direct memory access) [6].

Funkce pro obsluhu spouštěcích signálů jednotlivých měničů (EN) a také signály pro základní

desku jsou zajištěny logickými výstupy na GPIO (general-purpose input/output) bránách. Většina těchto vývodů jsou tolerantní k 5 V napájení, což je důležité hlavně u vývodu **PS ON**, který je přes rezistor připojen k 5 V napájecí větvi. Pokud je tato linku připojena k zemi dává tím základní deska informaci o požadavku na start zdroje.

Dva kanály analogově digitálního převodníku jsou použity na připojení NTC termistoru, který je použit pro snímání teploty. Hodnota je vypočítána na základě Steinhart-Hartovy rovnice s použitím koeficientů pro daný termistor. Teplota je posílána do počítače a je také použita pro řízení otáček ventilátoru. Ventilátor je řízen pomocí tranzistoru s PWM. Ke generování PWM signálu je použit šestnácti bitový čítač. Na základě teploty je upravována hodnota v registru, která udává jakou střídu bude mít výstupní signál.

Pro komunikaci s počítačem je použita USB sběrnice. Mikrokontrolér obsahuje plně rychlostní USB verze 2.0. V návrhu je pro komunikaci po USB použit převodník USB na USART (CH340) pro jednoduchost obsluhy periferie sériové linky. Při prvním testování nebyla funkce interního USB zprovozněna, což bylo pravděpodobně způsobeno použitím neoriginálního mikrokontroléru. Na základě tohoto zjištění byl použit zmíněný převodník i ve finální variantě. V případě použití interního USB by pro běžnou komunikaci byl použit softwarový virtuální COM port. Výsledné chování by bylo podobné jako s převodníkem, avšak daná implementace by zabrala hodně paměti v mikrokontroléru v porovnání s periferií USART.

4.5.1 Obvody pro měření proudu

Pro měření proudu napájecích větví není možné použít snímací rezistor připojený proti společné zemi, jelikož tuto zem sdílejí všechny větve. Změřená hodnota proudu by pak odpovídala součtu proudu všech větví. Měření je nutné realizovat mezi výstupem zdroje a napájeným zařízením. Jedna z variant je využití snímacího rezistoru v kombinaci s rozdílovým zesilovačem. Výhoda této možnosti je v tom, že zátěž je přímo připojena za zem. Značná nevýhoda je veliké souhlasné napětí, které je třeba dále odstranit v navazujících obvodech. Vzhledem k velikosti proudu, který je třeba měřit by bylo nutné zvolit rezistor s velmi malou hodnotou, aby na něm nevznikal značný napěťový úbytek a také výkonová ztráta. Zvolením velmi malé hodnoty odporu rezistoru by se snížilo snímané napětí, což by vedlo k větší náchylnosti k rušení.

Na základě předchozích úvah jsou pro snímání proudu použity snímače na principu hallových senzorů. Jedná se o řadu ACS712, která obsahuje nejen proudovou smyčku s halovým senzorem, ale také přidružené snímací obvody s možností změny šířky pásma. ACS712 [23] umožňuje měřit stejnosměrné i střídavé proudy až do frekvence 50 kHz. Proudová smyčka má odpor 1,2 m Ω , což je ve srovnání s použití snímacího rezistoru velmi málo. Obvod se vyrábí ve třech variantách pro měření proudu ±5 A ,±20 A a ±30 A. Pro dané typy přísluší citlivost 185 mV/A , 100 mV/A a 66 mV/A. Pro 12 V linku je použita varianta s maximálním proudem 30 A a pro 5 V a 3,3 V je použita varianta s maximálním proudem 20 A. Na obrázku 52 je zobrazeno základní zapojení obvodu [23].



Obrázek 52: Základní zapojení měřícího obvodu s ACS712 [23].

Mezi vývody **IP**+ a **IP**- se připojí napájecí větev, přes kterou protéká měřený proud. Napájecí napětí je přiloženo na **VCC** a **GND**, typická hodnota je 5 V při proudu 8 mA. Na vývod **FILTR** se připojí kondenzátor pro omezení šířky pásma, tento kondenzátor má také vliv na dobu náběhu. Výstupní napětí je dostupné na vývodu **VIOUT**. Ve stavu naprázdno je v tomto bodě polovina napájecího napětí tzn. 2,5 V. Podle polarity proudu se bude měnit napětí pod a nad tuto úroveň s danou citlivostí. V případě střídavého proudu se bude na výstupu nacházet střídavé napětí s posunutím právě 2,5 V. U měření stejnosměrného proudu bude výstup nabývat hodnot v rozsahu od 2,5 V do 5 V [23].



Obrázek 53: Převodní charakteristika snímače ACS712 [23].

Na obrázku 53 je zobrazena převodní charakteristika snímače a jsou zobrazeny odchylky při změně teploty.

Jelikož v návrhu se měří pouze stejnosměrné napětí je vhodné omezit šířku pásma. Kondenzátor, který se externě připojí k danému vývodu tvoří společně s interním rezistorem o hodnotě 1700 Ω RC filtr prvního řádu se zlomovou frekvencí dle rovnice 72. Pro výpočet se zvolí kapacita

externího kondenzátoru na 220 nF.

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1700 \cdot 220 \cdot 10^{-9}} = 425 \ Hz \tag{72}$$

Z výpočtu dostáváme šířku pásma na 425 Hz. Snižování šířky pásma bude mít za následek přesnější měření v ustálených stavech, ale při rychlých změnách může dojít k nepřesnému měření.

Pro snímání hodnoty proudu je použit analogově digitální převodník s maximálním vstupním napětí 3,3 V. Jelikož napětí na výstupu se pohybuje v jiném rozsahu je třeba přidat další obvody, které přizpůsobí výstup ze snímače. Hlavní myšlenka spočívá ve změně rozsahu z 2,5-5 V na 0-2,5 V. Pro tento účel je použit obvod s operačním zesilovačem na obrázku 54.



Obrázek 54: Zapojení rozdílového zesilovače na přizpůsobení úrovní.

Rezistory R1, R2, R4 a R5 jsou součástí samotného rozdílového zesilovače. Rezistor R3 a dioda D1 tvoří ochranu, aby výstupní napětí nikdy nepřesáhlo hodnotu 3,3 V. V normálním provozu bude maximální napětí na výstupu 2,5 V a vzhledem k charakteru použitého snímače není ochranná funkce na výstupu vyžadována. Pro ověření funkčnosti je dosazeno do rovnice 73 a jsou vybrány následující hodnoty. Na výstupu ze snímače bude napětí 3 V. Hodnoty odporu rezistorů v rovnici jsou dosazovány v k Ω . Očekávaná hodnota na výstupu je 0,5 V.

$$U_{out} = -U_1 \cdot \frac{R_1}{R_2} + U_2 \cdot \left(\frac{R_5}{R_4 + R_5}\right) \cdot \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2}\right)$$

= $-5 \cdot \frac{5}{10} + 3 \cdot \left(\frac{10}{5 + 10}\right) \cdot \left(\frac{5 + 10}{10}\right) = 0, 5 V.$ (73)

Z výsledku rovnice je patrné, že výstup se chová dle očekávání. Od výstupního napětí ze snímače je vždy odečtena hodnota 2,5 V. V zapojení rozdílového zesilovače jsou velmi důležité hodnoty rezistorů a jejich přesnost, která je v daném návrhu ± 1 %. Výstupní hodnota se nepohybuje v celém rozsahu, který převádí převodník na digitální hodnotu, tudíž je nutné očekávat snížení přesnosti. Vzhledem k použité aplikaci a typu převodníku není tato vlastnost zásadním problémem.

4.5.2 Obvody pro měření napětí

Výstupní napětí je měřeno přímo na 24 vývodovém konektoru pro napájení desky, kde jsou na příslušných vývodech připojeny společně napájecí a měřící vodiče. Celkově jsou přivedeny 4 vodiče a 3 z nich obsahují napětí hlavních linek a poslední je zem. Měření je prováděno pomocí stejného dvanácti bitového převodníku jako v případě proudového snímání. Na obrázku 55 je zobrazen napěťový dělič, který je pro každou linku zvlášť.



Obrázek 55: Snímací dělič pro 12 V linku.

Dělící poměr je nastaven tak, aby napětí na výstupu bylo okolo 3 V, jelikož se předpokládá snížení napětí v důsledku úbytku na vodičích.

4.5.3 Obvody pro měření teploty a řízení otáček ventilátoru

Snímání teploty a řízení otáček ventilátoru je uděláno velmi jednoduše. Na obrázku 56 je zobrazeno schéma této části. Napětí na NTC termistoru je přímo měřeno AD převodníkem. Ze znalosti odporu horního rezistoru společně s napájecím napětím je možné vypočítat aktuální odpor termistoru.



Obrázek 56: Obvody pro připojení termistoru a ventilátoru.

Upravením rovnice pro napěťový dělič a dosazením známých hodnot dostáváme rovnici 74. Pro otestování stačí zvolit napětí na termistoru 1,65 V. Výsledný odpor by měl být stejný jako

hodnota horního rezistoru.

$$R_{ntc} = \frac{-U_{ntc} \cdot 10 \cdot 10^3}{(U_{ntc} - 3, 3)} = \frac{-1,65 \cdot 10 \cdot 10^3}{(1,65 - 3,3)} = 10 \ k\Omega \tag{74}$$

Z rovnice dostáváme očekávány výsledek. V tuto chvíli je možné zjistit aktuální odpor termistoru. Vzhledem k použitému dvanácti bitovému převodníku je hodnota velmi přesná. V návrhu je třeba použít přesný horní rezistor, jelikož má zásadní vliv na přesnost měření. Po zjištění odporu je třeba vypočítat samotnou teplotu na základě Steinhart-Hartovy rovnice, upřesňující informace v části o softwarové implementaci.

Otáčky ventilátoru jsou regulovány změnou napětí, které se docílí pomocí tranzistoru, přes který je ventilátor připojen k zemi. Tranzistor je na základě teploty řízen PWM modulací generovanou pomocí čítače. Při volbě tranzistoru je vhodné volit takový, aby při napětí mezi hradlem a zemí, které je 3,3 V, byl odpor kanálu velmi malý a nedocházelo ke zbytečným výkonovým ztrátám.

4.5.4 Obvod pro komunikaci přes USB

Jak bylo dříve zmíněno pro komunikaci se používá převodník z USARTu na USB. Konkrétně typ CH340G, jedná se o běžně používaný převodník hlavně u levných 3D tiskáren a dalších zařízení. Podpora ovladačů na systému Windows není problém, je však nutné je stáhnou manuálně. Po připojení zařízení není automaticky nainstalován ovladač. Dražší alternativou jsou obvody od FTDI jako například FT232RL. U těchto obvodů může nastat problém v případě, že se nejedná o originální kus. Vzhledem k dřívějším zkušenostem s obvodem CH340G, je tato varianta použita v komunikaci. Na obrázku 57 je zobrazeno použité zapojení převodníku .



Obrázek 57: Zapojení převodníku *CH340G*.

Zapojení je velmi minimalistické a nepotřebuje téměř žádné okolní součástky. USB konektor má připojenou pouze zem a datové linky. Napájení je řešeno přímo na desce s monitorovacími funkcemi. Na diferenciálním páru jsou připojeny ESD ochrany. Někdy se mezi USB konektor a vstup obvodu dávají rezistory o hodnotách několik desítek ohmů, pokud by se tak učinilo u zvoleného obvodu komunikace by nefungovala. Ve variantě CH340G je nutné osadit externí
krystal o hodnotě 12 MHz, existuje i verze, která se bez něho obejde a to *Ch340C*. K napájení obvodu je připojen blokovací kondenzátor o hodnotě 100 nF, který není zobrazen na schématu a další kondenzátor o stejné hodnotě je připojen na výstup o napětí 3,3 V, které je použito pro interní funkce obvodu. Signály TX a RX jsou přímo připojeny k mikrokontroléru. Výstupní úroveň z obvodu na vývodu TX je 5 V, mikrokontrolér sice pracuje na 3,3 V, ale vývody pro USART jsou tolerantní na napětí 5 V. Stejně tak v opačném směru úroveň 3,3 V, která je na výstupu mikrokontroléru, pracuje bez problému na vstupu RX daného obvodu. Připojení je tedy přímé bez jakékoliv úpravy úrovní signálů.

4.5.5 Regulátor na napětí 3,3 V pro mikrokontrolér

Mikrokontrolér musí být napájen i při režimu standby, aby mohl při požadavku na sepnutí zdroje aktivovat příslušné měniče. Vzhledem k tomu, že se hojně využívá analogově digitální převodník je napájení řešeno pomocí lineárního regulátoru AMS1117 pro snížení rušení na výstupu. Vstupem regulátoru je napájení 5 V z flyback měniče a výstupem je 3,3 V. Rozdíl napětí je malý a odebíraný proud se bude pohybovat v desítkách mA, tudíž výkonová ztráta na regulátoru je zanedbatelná. Na obrázku 58 je zobrazeno zapojení daného regulátoru, přímý výstup z regulátoru napájí digitální část a napájení pro AD převodník je odděleno cívkou s indukčností 5,6 µH.



Obrázek 58: Zapojení regulátoru napětí s obvodem AMS1117.

4.5.6 Zbylé obvody na monitorovací desce

V předchozích částech byly popsány všechny důležité obvody, které jsou použity pro monitorovací a řídící funkce zdroje. Nezmíněné části obsahují převodník úrovní z 3,3 V na 5 V pro signál **PG** (jedná se o klasický elektronický spínač, stejný jako je na obrázku 29) a také rezistor pro přívod 5 V na signál **PS ON**. Pro napájení operačních zesilovačů stejně tak pro mikrokontrolér jsou na všech vývodech umístěny blokovací kondenzátory. Celé schéma dané části se nachází v přílohách.



4.6 Návrhy desek plošných spojů (DPS)

Obrázek 59: Návrh hlavní DPS.

Mechanická konstrukce zdroje je postavena okolo klasického krytu ATX. To má zásadní vliv na návrh DPS, jelikož místo je velmi omezené. Vzhledem k tomuto omezení je nutné návrh koncipovat na několik desek plošných spojů. Návrh hlavní desky je zobrazen na obrázku 59, rozměr je standardní s šířkou 145 mm a výškou 108 mm, vodivé cesty jsou rozděleny na primární (levou) a sekundární (pravou) stranu. Na pravé straně se připojuje deska s blokem PFC, která je popsána níže. Výstup 400 V z PFC je zaveden do hlavního kondenzátoru situovaného na horní straně, z něhož je napájen hlavní měnič. Na výkonové straně je nutné dodržovat izolační mezery hlavně mezi cestami s vyšším napětím okolo 400 V a více. Minimální mezera je 2,5 mm. Poloha tranzistorů společně s jejich chladiči je určena dle rozměrů desky s PFC modulem. Budící část hlavního měniče je situována na spodní straně DPS. V návrhu je snaha minimalizovat hlavní (výkonovou) proudovou smyčku společně s budící, která je mezi tranzistory a budícím transformátorem. Na levé spodní straně obrázku je umístěn zdroj 5 V pro standby funkci, společně se zdrojem 12 V pro PFC. V této části jsou do desky přidány izolační výřezy mezi cestami s velikým napětím.

Na sekundární straně jsou rozlity zemní plochy pro větší proudovou zatížitelnost a stínění. Na výstupu transformátoru pro 5 V SB je umístěn usměrňovač s CLC filtrem, na jehož výstupu je pokovený otvor pro vodič s tímto napětím. Výstup je dále veden ke zvyšujícímu měniči 12 V, který je umístěn na spodní straně DPS a slouží pro napájení hlavního měniče. V jeho těsné blízkosti je konektor $ATX_CONTROL$, který slouží pro připojení desky s monitorovací a řídicí funkcí. Sekundární strana výkonového měniče je na horní straně obrázku. V těsné blízkosti transformátoru jsou na spodní straně DPS umístěny dva tranzistory, které plní funkci synchronního usměrňovače. Chlazení těchto tranzistorů je realizováno pomocí chladičů, které jsou připájeny v daných obdélníkových otvorech. Filtrace výstupního napájení je realizována čtyřmi konden-

zátory, které jsou rozděleny na dvojice, každé větvi usměrňovače připadá jedna z nich. Řídicí obvody hlavního měniče jsou umístěny na přídavné desce, která je připojená ke konektoru s názvem *LLC*. Poloha je vybrána s požadavkem na minimalizaci délky proudové a napěťové zpětné vazby. Výstup 12 V je oddělen pomocí cívek na dvě části, jedna z nich je samotný výstup napájecí linky 12 V. Tento výstup je přes Hallovu sondu přiveden k poli děr pro připojení vodičů. Druhá část vede k deskám s DC-DC měniči. Výstupy těchto měničů jsou opět zavedeny ke proudovým sondám s následným polem pro vyvedení vodičů. Hallovy sondy jsou umístěny na spodní straně DPS, jejich napájení společně s analogovým výstupem je pomocí externích vodičů připojeno k monitorovací desce.



Obrázek 60: Návrh DPS pro PFC.

DPS pro PFC část je zobrazena na obrázku 60. Návrh této části byl jeden z nejnáročnějších, protože v topologii bridgeless jsou dvě totožné výkonové větve, ve kterých jsou mezi cívkami a tranzistory vložené proudové transformátory. Zpětná vazba proudu musí být vedena přes výkonové části, což komplikuje návrh hlavně z hlediska rušení. Pokud jsou dodrženy dříve zmíněná pravidla pro nastavení zpětné vazby, neměl by v daném případě nastat problém. Dvě výkonové větve jsou rozděleny, každá dvojice tranzistoru a diody mají vlastní chladič. Umístění hlavního řídícího obvodu je zvoleno s ohledem na co nejnižší délky zpětných vazeb. V okolí obvodu bylo nutné vhodně využít dvě vrstvy společně s rozlitou mědí propojenou skrze prokovené otvory.



Obrázek 61: Návrh DPS pro řídicí a monitorovací funkci.

DPS pro řízení a monitorování je jako jediná čtyřvrstvá, na obrázku 61 jsou zobrazeny jen dvě vrstvy pro přehlednost. Vzhledem k velikému počtu součástek a malému místu ve zdroji jsou na této desce použity rezistory a kondenzátory o velikost 0603, ačkoliv ve zbytku zdroje se nejčastěji používá velikost 0805. Deska je rozdělena na několik částí, v přední se nacházejí operační zesilovače v obvodu pro snímání proudu, napěťové děliče, převodník USB-UART a také obvody pro regulaci ventilátoru a snímání teplot. Spodní část desky je osazena samotným mikrokontrolérem a regulátorem napětí. Jedna z vnitřních vrstev desky je použita pro rozvod napájení o napětí 3,3 a 5 V. Druhá vnitřní vrstva pak slouží jako zemní plocha. V těsné blízkosti mikrokontroléru a operačních zesilovačů jsou umístěny blokovací kondenzátory, které jsou přímo připojeny na dané vnitřní vrstvy pomocí prokovených otvorů.



Obrázek 62: Návrh DPS snižujícího měniče a DPS pro řízení LLC měniče.

Na obrázku 62 jsou zobrazeny návrhy dvou posledních desek, které jsou použity ve zdroji. Na levé straně je deska s řídicím obvodem pro hlavní měnič společně s rezistory a kondenzátory, které nastavují dané funkce obvodu. Na pravé straně je deska se snižujícím měničem, tyto desky jsou ve zdroji osazené dvě pro linky s napětím 3,3 a 5 V. Vrchní strana DPS obsahuje hlavní výkonové cesty společně se součástkami tvořící měnič. Na spodní straně se pak nachází řídicí obvod společně se součástkami nastavující jeho funkci.



Obrázek 63: Neosazené DPS v konečné podobě.

5 Návrh software

V této kapitole bude věnována pozornost softwarovému vybavení mikrokontroléru uvnitř zdroje, společně s návrhem monitorovací aplikace pro systém Windows.

5.1 Rídicí software pro mikrokontrolér STM32F103C8T6

Jak bylo zmíněno v předchozí kapitole pro řídicí a monitorovací funkci zdroje je použit mikrokontrolér *STM32F103C8T6*. Pro programování je použito studio *STM32CubeIDE* s podporou HAL (hardware abstraction layer) knihoven, to značně zjednoduší nastavení periferií a samotný kód se věnuje pouze obslužné části. Pro danou aplikaci je vhodnější zvolit čisté programování v registrech pro snížení velikosti kódu (umožní použití mikrokontroléru s menší pamětí flash) a zajistí lepší ovládaní časových posloupností.



Obrázek 64: Konfigurace vývodů u STM32F103C8T6.

Samotný návrh začíná nastavením výstupů a vstupů pro jednotlivé funkce společně s rozvodem hodinových kmitočtů. Na obrázku 64 jsou zobrazeny všechny použité vývody, které odpovídají návrhu zapojení. Logické výstupy jsou použity pro ovládání PFC, LLC a signálu PG_OUT. Kontrolní led diody jsou zapojeny na výstupy označené ERR a OK. Jediný logický vstup je PS_ON, který je přes rezistor připojen k 5 V (5 V tolerantní). Výstupy jsou nakonfigurovány jako push-pull. Vstup je pak nastaven bez pull-up rezistoru. Pro ovládání ventilátoru je použit PWM signál, který je dostupný na vývodu TIM1_CH1. Do časovače vstupuje signál o kmitočtu 8 MHz, ten je vydělen prescalerem na hodnotu 1 MHz. Čítač čítá do 100, to znamená, že výstupní frekvence je 10 kHz. Do registru CCR je zapisována hodnota od 0 do 100. V okamžiku, kdy čítač začne čítat je na výstupu logická jednička, pokud aktuální hodnota čítače je větší než nastavená

v CCR je výstup přepnut do logické 0. Touto logikou se generuje PWM signál. Pro posílání dat se používá zmíněný USB převodník, ke kterému je připojen USART1. Ten je nastaven na asynchronní přenos s 8 bity včetně parity s rychlostí 115200 Bd. Nejdůležitější částí je AD převodník, ten je nastaven na 7 kanálů s možností přidání 8 pro 2 senzory snímání teploty. Všech 7 kanálů má nastavený vzorkovací interval na 10 µs. Převody se provádějí kontinuálně a data jsou přenášena do paměti za pomocí DMA (direct memory access) přístupu. Jako zdroj hodinového kmitočtu je použit interní RC oscilátor o hodnotě 8 MHz. Nastavení rozvodu hodin je zobrazeno na obrázku 65



Obrázek 65: Konfigurace rozvodu hodinových kmitočtů.

Před uvedením samotných částí kódu je nutné vysvětlit několikrát zmiňovaný výpočet teploty. Pro snímání je použit termistor NTC 3950 s odporem 100 kΩ při teplotě 25 °C. Pro výpočet teploty je nutné znát aktuální hodnotu odporu NTC společně s koeficienty A, B a C, které mohou být uvedeny v datovém listu. V případě NTC 3950 jsou uvedeny hodnoty odporu pro teploty od -55 °C až po 120 °C. Z těchto hodnot je možné zobrazit charakteristiku. Pro získání zmíněných koeficientů je možné použít online převodníky. Po zadání parametrů a charakteristik z datového listu jsou získány hodnoty, které se používají pro výpočet teploty podle Steinhart-Hartovy rovnice 75.

$$\frac{1}{T} = A + B \cdot \ln(R) + C \cdot \left(\ln(R)\right)^3 \left(\frac{1}{K}\right) \tag{75}$$

Kde T (K) je změřená teplota v kelvinech a R (Ω) je odpor termistoru. Pro zjištění teploty ve °C stačí od výsledku odečíst hodnotu 273,15.

Nyní k samotnému kódu. První část obsahuje dvě funkce, které vypočítávají teploty při znalosti aktuálního odporu termistoru dle rovnice 75.

```
float steinhart(float resistance, float A, float B, float C) {
1
       float logResistance = log(resistance);
2
       float reciprocal_T = A + B * logResistance + C * pow(logResistance, 3);
3
4
       return 1.0 / reciprocal_T;
  }
\mathbf{5}
  float getTemperature(float resistance) {
6
       float A = 0.0007756328558;
7
       float B = 0.0002069345659;
8
       float C = 0.0000001284142838;
9
       float temperatureKelvin = steinhart(resistance, A, B, C);
10
11
       float temperatureCelsius = temperatureKelvin - 273.15;
       return temperatureCelsius;
12
13 }
```

Časové posloupnosti v kódu jsou řešeny pomocí systémového časovače SysTick, jehož aktuální hodnota je dostupná v proměnné s názvem uwTick. Jednotlivé události jsou realizovány porovnáním aktuálního času s časem uloženým v proměnných, jejichž názvy začínají tm.

V následující ukázce je zobrazeno získávání dat ze všech sedmi kanálů AD převodníku. Data jsou pomocí DMA přenášena do pole o sedmi prvcích s názvem data. Hodnoty napětí jsou získány pomocí dvou for cyklů a uloženy do pole stejné délky s názvem voltage. Dva oddělené cykly jsou použity, protože první tři měřená napětí jsou v mV a ostatní ve V.

Na základě znalosti napětí na termistoru, hodnoty odporu horního rezistoru v děliči a napájecího napětí je možné určit odpor termistoru a následně také jeho teplotu.

```
if (tm < uwTick) {</pre>
1
            tm = uwTick + 20;
2
            for (int i = 0; i < 4; i++) {
3
                 voltage[i + 3] = data[i + 3] * (3.3 / 4095);
\mathbf{4}
5
             }
6
            for (int i = 0; i < 3; i++) {</pre>
                 voltage[i] = data[i] * 0.8058608;
\overline{7}
            }
8
            resistance = ((voltage[6] * 10000) / (3.3 - voltage[6]));
9
            teplota = getTemperature(resistance);
10
```

Nyní máme k dispozici naměřená napětí, která lze použít k výpočtu napětí na linkách zdroje na základě znalosti napěťových děličů a k výpočtu proudu na základě znalosti citlivosti Hallových snímačů. Při měření malých napětí se ukázalo, že AD převodník na výstupu zobrazuje 0, i když na vstupu je již napětí okolo 50 mV. Toto zanáší značnou chybu do výpočtu proudů, a proto je k hodnotě připočten offset 50 mV. Tímto je problém s měřením proudu vyřešen. Avšak pro proudy menší než 1 A vzniká chyba, která je ošetřena tak, že pokud je proud na dané lince menší než 1 A, zobrazuje se 0 A. Tato funkce je implementována až v aplikaci pro Windows.

Regulace teploty je řešena jednoduchým způsobem. Hodnota teploty je vynásobena konstantou 2,3 a výsledek je zapsán do registru CCR. Pokud teplota stoupá, zvyšuje se také střída PWM

signálu. Teplota na chladiči se vzhledem k teplotní kapacitě mění pozvolna, a proto nedochází ke kmitání regulační smyčky a není potřeba složitějšího nastavení regulátoru

```
volts[0] = voltage[3] * 1.25; // 1.213636
volts[1] = voltage[4] * 1.7; // 1.666666
volts[2] = voltage[5] * 4.15; // 4.030303
currs[0] = (voltage[0] + 67) / 100;
currs[1] = (voltage[1] + 67) / 100;
currs[2] = (voltage[2] + 67) / 66;
TIM1->CCR1 = (teplota * 2.3);
```

A nyní se dostáváme k samotné realizaci spouštěcí sekvence zdroje. Signál PS_ON je vzorkován každých 100 ms, čímž je zajištěna patřičná hystereze daného vstupu. Spouštěcí sekvence začíná podmínkou, že pokud je signál v logické nule a nedošlo k poruše (tzn. signál fault je také v logické nule), nastaví se příslušné časy. PFC se zapne za 10 ms, LLC za 20 ms a pokud budou výstupní napětí v správných rozsazích, může za 500 ms naběhnout signál PG a dostáváme se do stavu 1. V opačném případě se dostáváme do stavu 0, signál PG je zablokován a vypínají se příslušné měniče (vypínací sekvence zdroje). Další část kódu obsahuje časové podmínky, které v daném stavu zapínají příslušné měniče.

```
1
            if (ps_on != ps_on_last) {
                if ((ps_on == 0) && (fault == 0)) {
2
3
                     tm_on = uwTick + 500;
                     tm_fault = uwTick + 600;
4
                     tm_pfc = uwTick + 10;
5
                     tm_llc = uwTick + 30;
6
                     state = 1;
7
                 } else {
8
                     state = 0;
9
                     // Cast vypnuti menicu (nastavni GPIO)
10
11
                     pq_open = 0;
12
                }
                ps_on_last = ps_on;
13
14
            }
15
            if ((tm_pfc < uwTick) && (state == 1)) {</pre>
                // Zapnuti PFC (nastavni GPIO)
16
                state = 2;
17
18
            }
            if ((tm_llc < uwTick) && (state == 2)) {
19
                // Zapnuti LLC (nastavni GPIO)
20
21
                state = 3;
22
23
            if ((tm_on < uwTick) && (state == 3)) {
                pg_open = 1;
24
25
                state = 4;
26
            }
```

Proměnná tm_fault nastavuje čas, kdy dojde k vypnutí zdroje, pokud některá z napájecích linek

nemá správné napětí, nebo pokud není v provozu v důsledku zkratu nebo nefunkčnosti daného měniče.

Předposlední část kódu se týká generování signálu PG. Pokud jsou výstupní napětí v limitech stanovených standardem ATX, je splněna podmínka pro generování signálu PG. Následně se ověřuje, zda uplynul patřičný čas a zda je zdroj v správném stavu. Pokud ano je proměnná pg_open v logické jedničce a nic nebrání tomu, aby signál PG přešel do logické jedničky a zdroj ohlašuje, že je v zapnutém a bezporuchovém stavu. V opačném případě je signál uveden do logické nuly a zdroj je vypnut (stav vypnutí). Součástí je také podmínka, kdy napětí klesne pod danou mez v době, kdy by nemělo dojít k vypnutí. V takovém případě se také zdroj vypne a proměnná fault přejde do logické jedničky, čímž se zablokuje funkce zdroje, která přetrvá až do úplného vypnutí síťového přívodu (poruchový stav).

```
if ((volts[0] > 3.14) && (volts[0] < 3.47) && (volts[1] > 4.75)
1
                 && (volts[1] < 5.25) && (volts[2] > 11.4)
2
                 \&\& (volts[2] < 12.6)) \{
3
4
\mathbf{5}
            if (pg_open == 1) {
                 // Obsluha patricnych GPIO
6
7
            }
8
        } else {
9
10
            if ((tm_fault < uwTick)) {</pre>
                 // Obsluha patricnych GPIO
11
12
                 if (pg_open == 1)
                     fault = 1;
13
            }
14
15
        }
```

Poslední část kódu se zabývá odesíláním dat, která jsou následně využita v monitorovací aplikaci. Pro tento účel je použita funkce printf, která je propojena s periferií USART. Data jsou odesílána v intervalu 1 sekundy s přesností na tři desetinná místa. Jednotlivá data jsou oddělena středníkem, který je na straně příjemce použit k separaci jednotlivých hodnot.

```
1 if (tm2 < uwTick) {
2    tm2 = uwTick + 1000;
3    printf("%.3f;%.3f;%.3f;%.3f;%.3f;%d;\r\n", currs[0], currs[1], ...
        currs[2], volts[0], volts[1], volts[2], teplota);
4    }
</pre>
```

Tímto je navržen základní řídicí a monitorovací software pro zdroj, který umožňuje bezproblémový náběh počítače při zapnutí nebo probuzení ze spánku, a to i s funkcí vypnutí.

5.2 Návrh Monitorovací aplikace pro systém Windows

Cílem monitorovací aplikace je zobrazovat aktuálně získané hodnoty v intervalu 1 sekundy (čas odesílání dat) a zobrazovat je v grafu. V tomto grafu je zobrazeno posledních 20 hodnot (tzn. doba 20 sekund). Aplikace zobrazuje tři grafy. Mezi hlavní a nejdůležitější patří graf výstupních proudů jednotlivých linek, který zabírá největší oblast aplikace. Další dva grafy nejsou tak důležité, jelikož zobrazované hodnoty jsou v čase téměř konstantní, a proto je jejich velikost poloviční. Jedná se o graf výstupních napětí a teploty. Pro naprogramování této aplikace společně s grafickým prostředím je použit .NET framework ve Visual Studiu. Použitý programovací jazyk je objektově orientovaný C#. Na obrázku 66 je zobrazeno grafické prostředí aplikace



Obrázek 66: Grafické prostředí monitorovací aplikace.

První funkcí aplikace je samotné připojení k ATX zdroji pomocí USB. Jelikož je použit převodník z USB na USART, který se v systému Windows hlásí jako virtuální COM port s daným číslem, je v první části aplikace nutné zobrazit všechny dostupné COM porty a umožnit uživateli vybrat ten správný. Po vybrání správného portu (ve správci zařízení označen jako CH340) je možné se pomocí tlačítka connect připojit ke zdroji a začít zobrazovat přijímaná data, jak bylo výše popsáno. Po úspěšném připojení se začínají v pravé části programu zobrazovat aktuální hodnoty, které jsou pak v levé části zobrazeny v grafech. Pokud je požadováno odpojení nebo změna portu, použije se tlačítko disconnect. A nyní k samotnému kódu, ten je vzhledem k použitému programovacímu jazyku a prostředí jednoduchý. Popis rozdělíme na dva funkční celky 1. Připojení k portu a získávání dat 2. Zobrazování dat a grafů.

Po stisknutí search jsou všechny dostupné porty vloženy do comboboxu, který se nachází nad tlačítkem. Z tohoto comboboxu se pak vybírá správný port. Pokud není žádný port dostupný, je do boxu vložena hodnota "No serial ports found". Samotný obslužný kód tlačítka je následující.

```
1 CMB_ports.Items.Clear();
  CMB_ports.SelectedIndex = -1;
2
  CMB_ports.Text = string.Empty;
3
   string[] availablePorts = SerialPort.GetPortNames();
4
   if (availablePorts.Length > 0)
5
   {
6
        CMB_ports.Items.AddRange(availablePorts);
7
        CMB_ports.SelectedIndex = 0;
8
9
   }
  else
10
  {
11
        CMB_ports.Items.Add("No serial ports found");
12
13
  }
```

Po stisknutí tlačítka connect se zkontroluje, zda v comboboxu není nulová hodnota. Pokud ne, postupuje se k vytvoření portu. Jako název portu je vybrána zvolená hodnota z comboboxu. Počet bitů je nastaven na 8 a komunikační rychlost je pevně nastavena na 115200 Bd. Další nastavení je zobrazeno v ukázce kódu. Po úspěšném otevření portu je přiřazena funkce pro přijímání dat a zobrazí se okno potvrzující, ke kterému portu se připojilo a zároveň se zakáže volba jiného portu v comboboxu. V případě, že se k portu nedá připojit, například je-li využíván jinou aplikací, vyběhne okno potvrzující tento fakt.

```
try
14
15
       {
             serialPort.PortName = selectedPort;
16
             serialPort.BaudRate = 115200;
17
18
             serialPort.Parity = Parity.None;
             serialPort.DataBits = 8;
19
             serialPort.StopBits = StopBits.One;
20
             serialPort.Handshake = Handshake.None;
21
22
             serialPort.Open();
             serialPort.DataReceived += new ...
23
                 SerialDataReceivedEventHandler(DataReceivedHandler);
             CMB_ports.Enabled = false;
24
             MessageBox.Show($"Connected to {selectedPort}");
25
26
         }
   catch (Exception ex)
27
28
         {
29
             MessageBox.Show($"Error connecting to {selectedPort}: {ex.Message}");
30
         }
```

Ve funkci pro příjem je vždy přečten jeden řádek, což odpovídá celkovému výpisu dat v jednom odesílacím cyklu. Tento řetězec je následně rozdělen na pole řetězců podle středníku, který odděluje jednotlivá data. Tato data jsou poté převedena na číselnou hodnotu typu float. U jednotlivých proudů je navíc realizována podmínka, která stanovuje, že pokud je hodnota proudu nižší než 1 A, zapíše se do proměnné hodnota 0 A. Význam této operace byl objasněn v předchozí části. Samotné proměnné jsou pak použity pro zobrazení aktuálních měřených hodnot v labelech v levé části programu a jsou zapisovány do fronty, která se používá pro grafy. Následující ukázka obsahuje zjednodušený kód pro zpracování dat.

```
31 SerialPort sp = (SerialPort)sender;
32 string list = sp.ReadLine();
33 string[] dataParts = list.Split(';');
34 loat.TryParse(dataParts[0], NumberStyles.Float, CultureInfo.InvariantCulture, ...
out float current1)
35 // dalsi prevody promennych
36 if (current1 < 1)
37 current1 = 0;
```

Další část kódu se zabývá vykreslováním dat. Jako první jsou vytvořeny datové fronty o délce 20 hodnot. Pro vykreslování jsou použity objekty chart. Při spuštění aplikace jsou všechny série z grafů odstraněny a jsou vytvořeny nové s příslušnými názvy a nastavením. Tyto série dat jsou poté přidány do příslušných grafů. Další část kódu nastavuje popisky os a velikosti písma. Tím je inicializace grafů dokončena a následuje výpis dat.

Ve funkci pro příjem dat je zpracováno i zobrazení. Pokud je ve frontě více položek než 20, je v této frontě odstraněna poslední hodnota a přidána nová. Při každém novém příjmu dat jsou všechny aktuální body odstraněny a následně jsou body vloženy zpět z aktuální fronty dat. Tím je zajištěno přepisování starých hodnot a přidávání nových. Následující ukázka obsahuje jednotlivé sekce kódu pro vykreslení bodů pro snímání proudu na 3,3 V lince.

```
// inicializace pri startu aplikace
38
  Chart_curr.Series.Clear();
39
  var series = new Series("Curr_3.3V");
40
  series.BorderWidth = 3;
41
  series.ChartType = SeriesChartType.Line;
42
  Chart_curr.Series.Add(series);
43
  Chart_curr.ChartAreas[0].AxisX.Title = "Samples";
44
45
   Chart_curr.ChartAreas[0].AxisY.Title = "I (A)";
  Chart_curr.ChartAreas[0].AxisY.TitleFont = new Font("Verdana", 8, ...
46
      FontStyle.Bold);
  Chart_curr.ChartAreas[0].AxisX.TitleFont = new Font("Verdana", 8, ...
47
       FontStyle.Bold);
   // vykresleni bodu pri prijimani dat
48
  if (dataQueue.Count \geq 20)
49
50
       dataQueue.Dequeue();
51
52
  dataQueue.Enqueue(current1);
  Chart_curr.Series["Curr_3.3V"].Points.Clear();
53
   foreach (double d in dataQueue)
54
55
      {
56
       Chart_curr.Series["Curr_3.3V"].Points.AddY(d);
57
      }
```

Tímto jsou shrnuty nejdůležitější části kódu. Mezi nezmíněné části patří obsluha tlačítek pro

připojení a odpojení, kde je nutné zajistit, aby nedošlo k připojení v době, kdy už je připojení navázáno, a také aby nedošlo k odpojení v případě, že právě probíhá přijímací sekvence. Další části kódu řeší problémy, které nastávají při využívání více vláken.

6 Měření

Změřené hodnoty byly získány v průběhu návrhu jednotlivých částí a proto nejsou zcela aktuální pro finální návrh. Je však možné předpokládat velmi podobné výsledky, možné ovlivnění bude mít hlavně návrh DPS, který je značně jiný než na testovací modulech.

6.1 Měření na testovacích modulech

Jako první byl změřen flyback zdroj. Cílem měření bylo získat hodnoty napětí na spínacím tranzistoru, výstupní proud a zvlnění výstupu. Výsledek zvlnění je pro nižší kapacity výstupních kondenzátorů. U sondy nebyla použita malá zemnící smyčka, což může výsledek zvlnění značně ovlivnit. Během provozu se frekvence spínání měnila i při konstantní zátěži, což odpovídá chování použitého obvodu. Při zvyšování zátěže z 0 do 2 A se doba sepnutí tranzistoru zvětšovala. Další část měření se zaměřila na provoz se sníženým napětím. Výsledkem bylo snížení napěťové zátěže tranzistoru a zvýšení doby sepnutí tranzistoru i při konstantní zátěži. Příklad výsledku měření je zobrazen na obrázku 67.



Obrázek 67: Zobrazení napětí na spínacím tranzistoru společně s výstupním proudem a zvlněním napětí.

Při měření PFC byl testován průběh odebíraného proudu a zvlnění na kondenzátoru. Tyto průběhy byly již zobrazeny v předchozí kapitole a jsou k vidění na obrázcích 34 a 35. Zvlnění napětí mělo harmonický charakter a hodnota špička-špička dosahovala 13,6 V, což odpovídá návrhu. Dále byly testovány skoky a náběhy. Skoky byly realizovány z nulového výstupního proudu až do 0,8 A. Napětí naprázdno se pohybovalo kolem 400 V a bylo bez zvlnění. Při zatížení PFC se hodnota ustálila na 380 V se zmíněným zvlněním. Pokles napětí na stabilizovanou úroveň (380 V) byl malý, ale doba ustálení dosahovala přibližně 80 ms. Typický průběh měření je zobrazen na obrázku 68. Náběh PFC z vypnutého stavu (funkce usměrňovače) do zapnutého je zobrazen na obrázku 69. Je vidět, jak výstupní napětí roste ke stabilizované hodnotě a mění svůj tvar. Průběh proudu se změnil z pulzního na harmonický.



Obrázek 68: Zobrazení síťového napětí společně s proudem a výstupním napětím pro skok 0,5 A.



Obrázek 69: Zobrazení síťového napětí společně s proudem a výstupním napětím pro náběh PFC.

Další měření ukazovaly jak se v závislosti na polaritě vstupního napětí přepínají jednotlivé větve PFC. Při měření proudu na diodě byly zaznamenány zákmity při zapínání a vypínání.

U testovací verze hlavního LLC měniče na 12 V byly testovány skoky proudu od 0 až do 20 A. Reakce zpětné vazby byla pozvolná a plynulá, ustálení napětí na regulované hodnotě pro skok z 0 na 20 A trvalo 16-20 ms. Pokles napětí při skoku dosahoval až 0,5 V. Příklad měření je zobrazen na obrázku 70. Další část měření se týkala zvlnění pro jednotlivé zátěže od 0 do 20 A. Výsledky nejsou uvedeny vzhledem k postupu měření (velká smyčka na sondě). Další hodnoty byly naměřeny na primární straně, konkrétně se jednalo o proud a napětí na horním tranzistoru. Z průběhů je vidět, že k sepnutí tranzistoru dochází při nulovém napětí. Proud pak roste s harmonickým charakterem. Při zvyšování zátěže se frekvence snižuje, při malé zátěži byla okolo 81 kHz a při větším zatížení dosahovala 75 kHz. Typický průběh je zobrazen na obrázku 71.



Obrázek 70: Zobrazení poklesu napětí na výstupu společně s výstupním proudem a napětím na výstupu PFC pro skok 0 až 20 A.



Obrázek 71: Zobrazení napětí a proudu na horním tranzistoru v LLC polomůstku.

6.2 Měření na konečném návrhu

Jako první byla určena doba náběhu zdroje v závislosti na spínacím signálu. Po sepnutí zdroje začaly nabíhat napájecí linky. Výstupní zátěž byla následující: na 5 V lince proud 3 A, na 3,3 V lince proud 2,5 A a na 12 V lince proud 4 A. Doba náběhu 3,3 V linky byla 30,4 ms, u 5 V linky byla 6,4 ms. Tento zásadní rozdíl je způsoben jiným kompenzačním článkem měničů. Doba náběhu 12 V linky byla 48 ms. Doba začátku náběhu snižovacích měničů vzhledem k 12 V zdroji byla následující: Zdroj 5 V začal nabíhat za 19 ms a zdroj 3,3 V za 41 ms. Doba vypnutí všech měničů byla stejná. Reakce na zapínací signál **PS ON** se může lišit, jelikož je vzorkován pouze

jednou za 100 ms. Doba náběhu zdroje určená oznámením signálu \mathbf{PG} byla 536 ms a doba reakce na vypnutí byla 80 ms. Na obrázku 72 je zobrazena zapínací sekvence.



Obrázek 72: Zobrazení signálu PS ON a PG společně s náběhem linek s napětím 3,3 a 5 V

Další část měření se zaměřila na zvlnění. Hodnoty byly získány pomocí sondy s malou zemní smyčkou přímo na posledním kondenzátoru daného měniče. Zátěže měničů byly stejné jako v případě měření zapínací sekvence. Hodnota špička-špička u 5 V měniče byla 56 mV. U 3,3 V měniče byla hodnota obdobná, ale vzhledem k umístění měniče nebylo možné měřit přímo na kondenzátoru a signál obsahoval mnoho VF špiček, které znemožnily přesné měření. U hlavního 12 V měniče bylo zvlnění 85 mV. Průběh zvlnění na 5 V měniči je zobrazen na obrázku 73.



Obrázek 73: Zobrazení zvlnění napětí na výstupu 5 V měniče.

V další části měření se zjišťovala účinnost a celkový účiník pro tři zátěže definované ve standardu ATX. Při testu maximálního zatížení došlo k aktivaci nadproudové ochrany snižovacího měniče na 3,3 V. Proto byly hodnoty pro plné zatížení sníženy z 12 a 14 A na 10 a 10 A pro snižovací měniče. Výsledky měření jsou zobrazeny v tabulce 6.

Zatížení	U_{ac} (V)	I_{rms} (A)	I_{pk} (A)	PF(-)	THD~(%)	P_{in} (W)	P_{out} (W)	η (%)
Nízké	230	0,343	0,85	0,94	27,83	74	52	71
Typické	230	0,738	1,467	0,97	14,66	166	135	81,4
Maximální	230	1,368	$2,\!357$	0,98	$9,\!17$	310	260	84,1

Tabulka 6: Tabulka měření účinnosti a účiníku.

Průběh síťového napětí a proudu je na obrázku 74. V oblastech maximálního napětí jsou vidět proudové špičky, které vznikají na usměrňovači pro flyback zdroj. Tyto špičky jsou přičteny k proudu odebíraného z PFC obvodu.



Obrázek 74: Zobrazení síťového napětí a proudu pro typické zatížení.

Teploty byly snímány termokamerou. Vzhledem k měřící metodě a nastavení emisivity jsou výsledky orientační. Měření bylo provedeno mimo konstrukční box zdroje s ventilátorem zasahující přes primární část. Snižovací měniče nebyly zcela ofukovány ventilátory. Nejvyšší teploty byly nasnímány na obou cívkách v PFC části. Další místa s vyššími teplotami byly oba tranzistory na snižujících měničích. Teploty chladičů PFC části společně s tranzistory u LLC měniče (primární a synchronní usměrňovač) byly značně chladnější a na snímcích nebyly znatelně vidět. Zobrazení teplotních měření je na obrázku 75.



Obrázek 75: Teplotní měření na zdroji mimo mechanickou konstrukci.

Poslední část se zaměřuje na určení chyby měřících obvodů proudu. V tabulkách jsou zobrazeny reálné hodnoty proudu, změřené hodnoty a relativní a absolutní chyby. Změřené hodnoty se s každým vzorkem měnily v rozmezí okolo 50 mA, což komplikovalo jejich určení pro výpočet.

I_r (A)	I_m (A)	Δ (A)	δ (%)
1	1,08	0,08	8
2	2,09	0,09	4,5
3	3,06	0,06	2
4	4,03	0,03	0,75
5	$5,\!05$	0,05	1
6	6,09	0,09	1,5
8	8,04	0,04	0,5
10	10,05	0,05	0,5

Tabulka 7: Tabulka přesnosti měření proudu na 12 V lince.

I_r (A)	I_m (A)	Δ (A)	δ (%)
2	2	0	0
4	$3,\!95$	0,05	$1,\!25$
6	5,88	0,12	2
8	7,82	0,18	$2,\!25$
10	9,7	0,3	3

Tabulka 8: Tabulka přesnosti měření proudu na 5 V lince.

I_r (A)	I_m (A)	Δ (A)	δ (%)
2	$2,\!05$	$0,\!05$	2,5
4	4,01	0,01	0,25
6	$5,\!98$	0,02	0,33
8	7,93	0,07	0,88
10	9,88	0,12	1,2

Tabulka 9: Tabulka přesnosti měření proudu na 3,3 V lince.

Z výsledků měření vychází nejlépe měřící obvody pro 12 V linku, kde je absolutní chyba malá a nemění se s proudem. Nejhůře je na tom měření proudu u 5 V linky, kde se chyba zvětšuje se zvyšujícím se proudem. Příklady výpočtu chyb jsou uvedeny v následujících rovnicích.

$$\Delta = |I_m - I_r| = |1,08 - 1| = 0,08 \,\mathrm{A} \tag{76}$$

$$\delta = \frac{\Delta}{|I_r|} \cdot 100 = \frac{0.08}{|1|} \cdot 100 = 8\%$$
(77)

7 Závěr

Všechny body zadaní byly **splněny**. V práci byly nad rámec zadání navrženy a otestovány všechny měniče, které jsou v ATX zdroji potřebné pro jeho plnou funkčnost a napájení PC. Jednalo se o standby zdroj, dále pak PFC a hlavní LLC měnič společně s výstupními snižujícími měniči. Požadavek na měření byl splněn osazením přídavné DPS, která obsahuje mikrokontrolér s měřicími obvody. Ten byl také použit pro řízení spouštění a vypínání zdroje. Integrována byla i funkce automatického vypnutí v případě zkratu nebo přetížení jakékoliv výstupní linky.

V první části se práce zaměřovala na rešerši ATX standardů společně s požadavky na jednotlivé verze a účinnost. Následovalo stručné vysvětlení funkce běžně používaných topologií v ATX zdrojích. Další části práce se již zabývaly návrhem samotného zdroje. Pro návrh byla zvolena specifikace *ATX12V 2.2.* Podle této specifikace bylo určeno požadované výkonové rozložení pro variantu 250 W. S uvážením maximálního proudu všech linek, byl hlavní zdroj společně s PFC navržen na 350 W.

Vzhledem k nedostatku času a rozsáhlosti úkolu nefungovaly všechny měniče zcela vhodně. Následující body zahrnují možná vylepšení výkonových částí zdroje:

- Flyback zdroj nemůže fungovat se vstupním napětím až 265 VAC, jelikož by přepětí na tranzistoru bylo příliš vysoké a hrozilo by jeho zničení. Řešením by bylo upravení hodnoty transilu v tlumícím článku nebo úplné předělání zdroje.
- Vzhledem k omezenému prostoru ve zdroji nebylo vhodné použít *bridgeless* PFC, jelikož na vybraných cívkách dochází k větší výkonové ztrátě, což výrazně snižuje účinnost. Je možné, že tradiční PFC s můstkem by mělo vyšší účinnost. Další možností řešení problému je zvolit vhodné jádro pro cívky a použít více tenkých vodičů pro snížení skin efektu.
- Napájení PFC části z pomocného vinutí flyback zdroje mělo své nevýhody, a to hlavně nemožnost dodání potřebného proudu při nezatíženém výstupu zmíněného zdroje.
- U hlavního LLC měniče na 12 V by bylo vhodné předělat napájení řídicího obvodu a budičů pomocí dalšího sekundárního vinutí u flyback zdroje místo použitého zvyšujícího měniče.
- V rámci měření zmíněných měničů by bylo vhodné provést více testů a ověřit více požadavků dle standardu ATX. Jedná se především o měření zvlnění na výstupu, odezvy na proudové skoky a případně i měření stability.

Monitorovací a řídicí funkce fungovaly dle očekávání a reakce na požadavky vypnutí a zapnutí byly téměř bez problému. Jediný problém nastal při pokusu o vypnutí počítače dlouhým stiskem zapínacího tlačítka, občas se stávalo, že se zdroj restartoval a PC začal nabíhat znovu. Pravdě-podobnou příčinou této chyby byla nevhodně nastavená hystereze na spínacím signálu. Funkce

měření fungovaly dle očekávání. Bylo by vhodné lépe realizovat měřící obvody a vylepšit použitý software. Ten by mohl vzhledem k rychlosti převodu analogové hodnoty (10 µs) a rychlosti odesílání hodnot po USB (interval 1 s), data zprůměrovat, čímž by se zvýšila přesnost. Dále by bylo vhodné lépe pracovat s posunem napětí na převodníku, který byl 50 mV.

Co se týče monitorovací aplikace pro systém Windows, tak funkce odpovídají danému požadavku. Možné vylepšení by mohlo zahrnovat automatické připojení na daný virtuální port pomocí odeslání inicializační zprávy na všechny dostupné porty. Další možná změna by mohla realizovat funkci volby rychlosti odesílání dat.

Ještě navíc by práce mohla obsahovat návrh síťového EMC filtru a provádění EMC testů, které nebyly v této práci zahrnuty.

79

Seznam použité literatury

- INTEL CORPORATION. ATX12V Power Supply Design Guide. Rev. 2.2. 2005. Online. Dostupné z https://www.techpowerup.com/articles/160/images/ATX_2_2.pdf [citováno 9.4.2024].
- POWER INTEGRATIONS. TNY274-280 TinySwitch-III. Rev. N 12/21. 2021. Online. Dostupné z https://www.power.com/sites/default/files/documents/tinyswitchiii_family_datasheet.pdf [citováno 7.3.2024].
- ON SEMICONDUCTOR. Power Factor Controller for Compact and Robust, Continuous Conduction Mode Pre-Converters NCP1654. Rev. 7. 2021. Online. Dostupné z https:// www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp1654-d.pdf [citováno 7.3.2024].
- ON SEMICONDUCTOR. Advanced Secondary Side LLC Resonant Converter Controller with Synchronous Rectifier Control NCP4390. Rev. 2. 2021. Online. Dostupné z https: //www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp4390-d.pdf [citováno 7.3.2024].
- ON SEMICONDUCTOR. NCP1579, Synchronous Buck Controller, Low Voltage. Rev. 3. 2013. Online. Dostupné z https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncp1579-d.pdf [citováno 9.4.2024].
- STMICROELECTRONICS. STM32F103x8, Medium-density performance line Arm-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB Flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 com. interfaces. Rev. 19. 2023. Online. Dostupné z https://www.st.com/en/microcontrollersmicroprocessors/stm32f103c8.html [citováno 9.4.2024].
- IAN, Paul. Motherboards Explained: What Are ATX, MicroATX, and Mini-ITX? How-To Geek, 2019. Online. Dostupné z https://www.howtogeek.com/440175/motherboardsexplained-what-is-atx-microatx-and-mini-itx/ [citováno 23.4.2024].
- GEEKSFORGEEKS. Difference between AT and ATX Power supply. 2020. Online. Dostupné z https://www.geeksforgeeks.org/difference-between-at-and-atx-powersupply/ [citováno 23.4.2024].
- 9. *ATX motherboard*. pgmag. Online. Dostupné z https://www.pcmag.com/encyclopedia/ term/atx-motherboard [citováno 23.4.2024].
- OLŠAN, Jan. ATX 3.0: Přichází nová generace počítačových zdrojů. CNEWS, 2022. Online. Dostupné z https://www.cnews.cz/clanky/atx-3-0-prichazi-nova-generacepocitacovych-zdroju-povinny-16pin-pro-gpu-a-dalsi-zmeny/ [citováno 23.4.2024].
- INTEL CORPORATION. Intel ATX Power Supply Design Guide. Rev. 0.9. 1998. Online. Dostupné z https://paginas.fe.up.pt/~asousa/pc-info/atxps09_atx_pc_pow_ supply.pdf [citováno 9.4.2024].
- INTEL CORPORATION. ATX/ATX12V Power Supply Design Guide. Rev. 1.1. 2000. Online. Dostupné z https://xdevs.com/doc/Standards/ATX/ATX12V_Power_Supply_ Design_Guide_Rev1.1.pdf [citováno 9.4.2024].

- INTEL CORPORATION. Desktop Platform Form Factors Power Supply. Rev. 2.5. 2018. Online. Dostupné z https://www.intel.com/content/dam/www/public/us/en/ documents/design-guides/resellers-power-supply-design-guide-changes.pdf[citováno 9.4.2024].
- 14. UNG, Gordon. ATX 3.0 explained: Why Intel gave power supplies their first overhaul in 20 years. PCWORLD, 2022. Online. Dostupné z https://www.pcworld.com/article/631851/atx-3-0-explained-why-intel-gave-power-supplies-their-first-overhaul-in-20-years.html [citováno 23.4.2024].
- COVINGTON, Josh. What is Power Supply Efficiency and Why is it Important? 2022. Online. Dostupné z https://www.velocitymicro.com/blog/what-is-psu-efficiencyand-why-is-it-important/ [citováno 23.4.2024].
- ZEHENDNER, Markus; ULMANN, Matthias. Power Topologies Handbook. Texas Instruments, 2016. Online. Dostupné z https://www.ti.com/seclit/ug/slyu036/slyu036.pdf [citováno 23.4.2024].
- CADENCE. Understanding Flyback Power Supply Design and Simulation. 2022. Online. Dostupné z https://resources.pcb.cadence.com/blog/2020-understanding-flybackpower-supply-design-and-simulation [citováno 23.4.2024].
- 18. STMICROELECTRONICS. AN5287 Application note. Rev. 1. 2020. Online. Dostupné z https://www.st.com/resource/en/application_note/an5287-170w-highinput-voltage-two-switch-flyback-based-on-16565-and-1500v-k5-mosfetsstmicroelectronics.pdf [citováno 7.3.2024].
- ON SEMICONDUCTOR. Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using NCP4390/NCV4390 AND90061/D. Rev. 3. 2023. Online. Dostupné z https://www.onsemi.com/pub/collateral/ and90061-d.pdf [citováno 7.3.2024].
- SCILLC. Power Factor Correction (PFC) handbook. Rev. 5. ON Semiconductor, 2014. Online. Dostupné z https://www.onsemi.com/pub/Collateral/HBD853-D.pdf [citováno 7.3.2024].
- TEXAS INSTRUMENTS. SLVP089 Synchronous Buck Converter Evaluation Module. 1998. Online. Dostupné z https://www.ti.com/lit/ug/slvu001a/slvu001a.pdf?ts= 1714572293777 [citováno 1.5.2024].
- 22. SHEEHAN, Robert; DIANA, Louis. Switch-mode power converter compensation made easy, Texas Instruments, 2016. Online. Dostupné z https://e2e.ti.com/cfs-file/__key/ communityserver-discussions-components-files/196/Loop-stablity-applicationnote.pdf [citováno 9.4.2024].
- ALLEGRO MICROSYSTEMS. ACS723, High-Accuracy, Galvaniclly isolted Current sensor IC. Rev. 8. 2014. Online. Dostupné z https://www.allegromicro.com/en/products/sense/current-sensor-ics/zero-to-fifty-amp-integrated-conductor-sensor-ics/acs723 [citováno 9.4.2024].

Příloha A



Příloha B



Příloha C



Příloha D



Příloha E



Příloha F

