

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Analyzátor sítě nízkého napětí
Jiří Bartoš

Bakalářská práce
2024

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2023/2024

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Jiří Bartoš**
Osobní číslo: **I21076**
Studijní program: **B0714P060001 Aplikovaná elektrotechnika**
Téma práce: **Analyzátor sítě nízkého napětí**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

Zásady pro vypracování

Tématem práce je realizace analyzátoru sítě nízkého napětí 230V. Analyzátor bude v reálném čase zobrazovat parametry sítě jako napětí, proud, frekvence a výkon. Analyzátor bude schopen detekovat výpadky a poklesy napětí, data bude možné přenášet do PC.

- 1) Proveďte rešerši dostupných zařízení na trhu, popište jejich možnosti a vyhodnoťte, které veličiny bude vhodné sledovat / zaznamenávat.
- 2) Navrhněte hw zařízení (schéma, DPS)
- 3) Vytvořte funkční vzorek analyzátoru sítě
- 4) Vytvořte program pro záznam naměřených veličin

Rozsah pracovní zprávy:
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

- [1] VÝVODA, Marek. *Kvalita elektrické energie v distribučních sítích nn*. Online, Bakalářská práce, vedoucí Jaromír Bok. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav elektroenergetiky, 2009. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/291>. [cit. 2023-11-29].
[2] PAVELKA, Antonín. *Analýza dat monitorování kvality elektrické energie*. Online, Diplomová práce. Ostrava: Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava, 2015. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/10084/108516>. [cit. 2023-11-29].

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Jiří Roleček**
Katedra elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **15. prosince 2023**
Termín odevzdání bakalářské práce: **10. května 2024**

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D. v.r.
děkan

L.S.

doc. Ing. Jan Pidanič, Ph.D. v.r.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 24. ledna 2024

Prohlášení autora

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 9/2012, bude práce zveřejněna v Univerzitní knihovně a prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 9. 5. 2024

Jiří Bartoš

Poděkování

Rád bych poděkoval Ing. Jiřímu Rolečkovi za cenné rady, věcné připomínky a vstřícnost při konzultacích a vypracování bakalářské práce.

Anotace

Práce se zabývá návrhem a konstrukcí Analyzátoru sítě nízkého napětí – měřícího přístroje, který plní funkci mezičlánku mezi sítí nízkého napětí a měřeným spotřebičem. Hotový analyzátor je schopen měřit veličiny užitečné k analýze sítě či připojené zátěže a zobrazit je obsluze pomocí displeje. V práci jsou podrobně popsány postupy a kroky při návrhu hardwarového i softwarového vybavení přístroje.

Klíčová slova

Nízké napětí, analogově-digitální převodník, mikrořadič, výkon, spotřebič

Title

Low voltage grid analyzer

Annotation

The thesis focuses on the design and construction of a Low voltage grid analyzer – a measuring device that serves as an intermediate link between the low voltage power grid and the measured appliance. The finished analyzer is capable of measuring quantities useful for grid or load analysis and displaying them to the user via a display. The paper describes in detail the procedures and steps involved in designing both the hardware and software aspect of the device.

Keywords

Low voltage, analog-to-digital converter, microcontroller, power, appliance

Obsah

Seznam zkratk	9
Seznam obrázků	10
Seznam tabulek	10
Úvod	11
1 Koncepce Analyzátoru	12
1.1 Možnosti komerčních zařízení.....	12
1.2 Způsoby měření napětí a proudu	13
2 Návrh hardwaru	14
2.1 Vstupní obvody a analogová část	14
2.1.1 Anti-aliasingový filtr	15
2.1.2 Rozsah vstupního napětí analogově-digitálního převodníku.....	16
2.1.3 Dělič pro měření síťového napětí	16
2.1.4 Bočníky pro měření proudu spotřebiče	17
2.1.5 Zapojení operačních zesilovačů a jejich připojení k ADC	17
2.2 Detektor průchodu sítě nulou	18
2.3 rozhraní ADC a mikrořadiče	19
2.3.1 Zdroj hodinového signálu pro ADC	20
2.3.2 Zdroj vzorkovacího kmitočtu pro ADC	21
2.3.3 Příjem dat z ADC pomocí SPI jednotky.....	23
2.4 Komunikace s PC	24
2.5 Napájecí zdroj.....	25
2.6 Návrh desky plošných spojů (DPS).....	26
2.7 Praktické provedení	28
3 Software	28
3.1 Firmware mikrořadiče ATmega1284	28
3.1.1 Měření a ukládání vzorků	29
3.1.2 Synchronizace se sítí	31
3.1.3 Výpočet veličin.....	32
3.1.4 Automatická změna rozsahu.....	35
3.1.5 Interakce s uživatelem	36
3.2 Aplikace pro Microsoft Windows	36

3.2.1	Režim osciloskop.....	37
3.2.2	Režim FFT (Fast Fourier Transform).....	38
3.2.3	Režim detekce výpadků a poklesů napětí.....	39
Závěr		41
Literatura		42
Příloha A – Schéma a návrh DPS v programu Autodesk Eagle		45
Příloha B – Zdrojové soubory firmwaru mikrořadiče pro vývojové prostředí Microchip Studio		46
Příloha C – Zdrojové soubory desktopové aplikace pro vývojové prostředí Microsoft Visual Studio 2022		47

Seznam zkratek

ADC	Analogově-digitální převodník
AGND	Analogová zem
CLOCK	Hodinový signál
CONVST	Convert Start
\overline{CS}	Chip select
CTC	Clear Timer on Compare Match
DGND	Digitální zem
DPS	Deska plošných spojů
FFT	Rychlá Fourierova transformace
FOC _{nx}	Force Output Compare
ICP _n	Input Capture pin
LSb	Least significant bit
MOSI	Master Out – Slave In
MSB	Most Significant Byte
NN	Nízké napětí
OC _{nx}	Output Compare pin
OCR _{nx}	Output Compare Register
PC	Osobní počítač
RAM	Random Access Memory
RD	Read Input
RMS	Root Mean Square
SCK	Serial Data Clock
SI	Système International
SIPO	Serial-in parallel-out
SMD	Surface Mount Device
SPDR	SPI Data Register
SPI	Serial Peripheral Interface
\overline{SS}	Slave select
TCCR _{nx}	Timer/Counter Control Register
THD	Total Harmonic Distortion
THD+N	Total Harmonic Distortion and Noise
UART	Universal asynchronous receiver-transmitter
USB	Universal Serial Bus

Seznam obrázků

Obrázek 1: Schéma zapojení vstupních obvodů a analogové části	15
Obrázek 2: Náhradní schéma zdroje signálu pro ADC [7].....	16
Obrázek 3: Rozhraní operačních zesilovačů a ADC	18
Obrázek 4: Schéma zapojení komparátoru	19
Obrázek 5: Blokové schéma rozhraní ADC a mikrořadiče	20
Obrázek 6: Časový diagram ADC [7]	22
Obrázek 7: Oscilogram reálného průběhu signálů ADC CLOCK a CONVST – detail prvních čtyřech hodinových taktů	23
Obrázek 8: Schéma zapojení obvodů pro komunikaci s PC.....	25
Obrázek 9: Schéma napájecího zdroje.....	26
Obrázek 10: Návrh DPS komunikační části s galvanickou izolací	27
Obrázek 11: Zvětšení proudové kapacity vodivých cest na DPS pomocí vodičů	27
Obrázek 12: Praktické provedení Analyzátoru sítě nízkého napětí.....	28
Obrázek 13: Diagram zobrazující činnost Analyzátoru v závislosti na periodách sítě v režimu měření	31
Obrázek 14: Kvádr výkonů [16].....	34
Obrázek 15: Trojúhelník výkonů při nulové deformační složce	35
Obrázek 16: Průběhy napětí a proudu kondenzátoru 10 μ F připojeného k síti NN	37
Obrázek 17: Spektrum proudu kondenzátoru 10 μ F připojeného k síti NN.....	39
Obrázek 18: Princip dvojitého bufferování vzorků napětí	40

Seznam tabulek

Tabulka 1: Veličiny měřené komerčními zařízeními	12
--	----

Úvod

Práce se zabývá návrhem, stavbou, laděním a programováním softwaru Analyzátoru sítě nízkého napětí. Přístroj bude koncipován jako mezičlánek mezi sítí nízkého napětí (jednofázovou zásuvkou 230 V) a napájeným spotřebičem. Analyzátor bude pořizovat vzorky napětí sítě a proudu připojené zátěže pomocí analogově-digitálního převodníku a dále je zpracovávat. Analyzátor bude schopen samostatně určit veličiny jako například efektivní hodnoty napětí a proudu, činný i jalový výkon, účinník, kmitočet sítě, protečenou energii a charakter připojené zátěže. Veličiny bude možné zobrazit uživateli pomocí grafického displeje.

Analyzátor bude dále umožňovat připojení k počítači a pomocí desktopové aplikace bude možné zobrazit průběhy napětí, proudu, jejich frekvenční spektrum a detekovat výpadky, poklesy či špičky síťového napětí.

V první části práce bude proveden průzkum trhu, zjištění možností komerčních zařízení a jejich parametry budou využity pro stanovení cílů návrhu konstruovaného přístroje. Dále budou popsány možné způsoby přizpůsobení poměrně velkých vstupních napětí a proudů na nižší, snáze zpracovatelné hodnoty.

Ve druhé části práce bude popsány všechny aspekty návrhu hardwaru. Návrh vstupních obvodů je rozdělen na části věnující se vstupním filtrům a obvodům přizpůsobujícím vstupní napětí a proudy do podoby zpracovatelné následujícím analogově-digitálním převodníkem. Další kapitoly se zabývají detektorem průchodu síťového napětí nulou pro měření kmitočtu, digitálními obvody, komunikační přístroje s počítačem pomocí galvanicky izolované sběrnice, napájecím zdrojem a návrhem kritických částí desky plošných spojů. V neposlední řadě bude popsáno uložení přístroje do vhodného pouzdra z důvodu bezpečnosti.

Poslední část práce je věnována softwarovému vybavení přístroje a doprovodné desktopové aplikace. V kapitole o firmwaru mikrořadiče, jež je srdcem konstruovaného přístroje jsou podrobně popsány činnosti, které program vykonává při akvizici vzorků napětí a proudu z externího analogově-digitálního převodníku a při jejich zpracování do podoby fyzikálních veličin. Dále jsou zde rozebrány postupy nutné pro vlastní výpočet požadovaných veličin ze vzorků síťového napětí a proudu zátěže, algoritmus automatického nastavení rozsahu proudu a interakce přístroje s uživatelem. Na samém konci práce budou popsány funkce aplikace běžící na operačním systému Microsoft Windows, která umožňuje pokročilejší zpracování a zobrazení měřených dat, například pomocí rychlé Fourierovi transformace.

Cílem práce je navrhnout a sestavit funkční měřicí přístroj, který bude využitelný v praxi při ověřování výkonu, spotřeby energie, či jiných parametrů spotřebičů napájených ze sítě nízkého napětí.

1 Koncepce Analyzátoru

1.1 Možnosti komerčních zařízení

Pro zjištění vhodných parametrů a funkcí Analyzátoru byly vybrány 3 obdobné komerční výrobky z různých cenových kategorií a jejich základní funkce vypsány do následující tabulky. Informace v tabulce budou využity jako inspirace při vyhodnocování vhodných parametrů konstruovaného Analyzátoru sítě nízkého napětí.

Tabulka 1: Veličiny měřené komerčními zařízeními

Produkt	UNI-T UT230B-EU	Elecnova PD194Z-9HY	Fluke 1775
Měřené veličiny	U, I, P, E, f, $\cos \varphi$	U, I, P, Q, S, E, f, $\cos \varphi$, THD	U, I, P, Q, S, E, f, $\cos \varphi$, THD
Rozsah měření napětí	260 V	400 V	1000 V
Rozsah měření proudu	16 A	5 A	40 A

Všechny zařízení uvedeny v tabulce jsou schopny měřit základní veličiny užitečné při analýze sítě nízkého napětí, jako jsou efektivní hodnoty napětí (U), proudu (I), kmitočet (f), činný výkon zátěže (P), účinník ($\cos \varphi$) a protečená energie (E) [1][2][3].

Produkty výrobců Fluke a Elecnova dále umožňují měření jalového výkonu (Q) a činitele harmonického zkreslení (THD) průběhů napětí i proudu [2][3]. Činitel harmonického zkreslení ukazuje míru zkreslení sinusového signálu vyššími harmonickými složkami s kmitočty v násobcích síťového kmitočtu [4]. THD síťového napětí je možno využít například k posouzení jeho kvality. Přístroje umožňují měření i na trojfázových sítích, což je výhodné z důvodu větší univerzálnosti, avšak pro jednoduchost konstrukce je Analyzátor navrhovaný v této práci pouze jednofázový.

Fluke 1775 dále disponuje přívětivým uživatelským rozhraním s velkým displejem a pokročilými funkcemi, například detekcí přechodových jevů napětí, měření amplitud vyšších harmonických složek a zobrazení průběhů napětí či proudu [3].

Zařízení dostupná na trhu se značně liší v rozsazích měření napětí a proudu. Rozsah měření závisí na oblasti využití, pro kterou je přístroj navržen, například zařízení značky Fluke s velice širokým rozsahem měření napětí i proudu je určeno především pro průmyslové aplikace [3]. Analyzátor sítě nízkého napětí popisovaný v této práci bude převážně určen pro použití v domácích jednofázových sítích s napětím 230 V na obvodech jištěných do proudu 16 A, čemuž bude odpovídat i jeho rozsah měření.

Po zvážení funkcí a parametrů komerčních zařízení byly stanoveny cíle návrhu Analyzátoru popisovaného v této práci následovně:

Analyzátor sítě nízkého napětí by měl být schopen samostatně měřit a zobrazovat následující veličiny:

- efektivní hodnotu napětí v síti,

- efektivní proud zátěže,
- činný výkon, případně ostatní výkony (zdánlivý, jalový, deformační),
- účinník,
- kmitočet sítě,
- protečenou energii.

Dále by mělo být možné Analyzátor připojit k počítači pomocí sběrnice USB a v uživatelsky přívětivé aplikaci provádět následující činnosti:

- zobrazit průběh napětí a proudu podobně jako na digitálním osciloskopu,
- zobrazit kmitočtové spektrum napětí a proudu,
- zobrazit přechodové jevy, výpadky, poklesy a špičky napětí.

1.2 Způsoby měření napětí a proudu

Všechny veličiny stanovené v předchozí části je možné dopočítat ze vzorků napětí a proudu. Měření vzorků bude obstarávat analogově-digitální převodník (ADC) uvnitř Analyzátoru. Použitý ADC musí disponovat dvěma měřicími kanály, aby vzorky napětí a proudu byly měřeny ve stejný čas, tím pádem byla zachována informace o jejich fázovém posuvu.

Napětí sítě a proud zátěže je nejprve potřeba upravit do podoby zpracovatelné ADC – napětí je nutno snížit a proud převést na napětí.

Pro převod poměrně vysokého proudu zátěže na napětí může být využito několik způsobů – měřicí transformátor se zatěžovacím rezistorem, prstenc s Hallovou sondou nebo pouhý rezistor (tzv. bočník).

Měřicí transformátor proudu je složený z prstencového železného jádra a sekundárního vinutí. Primární vinutí (často jen 1 závit) bývá tvořeno přímo přívodním vodičem k zátěži. Výhoda měřicího transformátoru je galvanická izolace mezi měřicím a silovým obvodem, avšak značná nevýhoda je nelinearita způsobená železným jádrem. Při provozu analyzátoru je nutné počítat s neharmonickými proudy zátěží (např. spínaných zdrojů), pro které není vhodné použití měřicího transformátoru proudu.

Snímače proudu s Hallovou sondou také poskytují galvanické oddělení a jsou schopny měřit přesně do kmitočtů v řádu jednotek kilohertz, což umožňuje měřit i proudy zkreslené vyššími harmonickými složkami [5].

V konstrukci Analyzátoru bude pro měření proudu použit rezistor (bočník), protože dosahuje nejvyšší přesnosti, linearity a frekvenční nezávislosti ze všech možných řešení za cenu toho, že celý měřicí řetězec je galvanicky spojen se silovými obvody.

Pro zvětšení dynamického rozsahu (poměru mezi nejmenší a největší měřitelnou hodnotou) je možné při měření proudu volit ze třech rozsahů (25, 2,5 a 0,25 A_{pk}). Rozsahy jsou značeny ve špičkových hodnotách, protože při provozu zařízení se počítá i s měřením neharmonických (nesinusových) proudů, pro které efektivní hodnota nemá dostatečnou

vypovídající schopnost. Nejvyšší rozsah proudu $25 A_{pk}$ odpovídá efektivnímu sinusovému proudu $\sim 17,7 A$ – rozsah je s dostatečnou rezervou přizpůsoben k měření na jednofázovém obvodu jištěném do $16 A$.

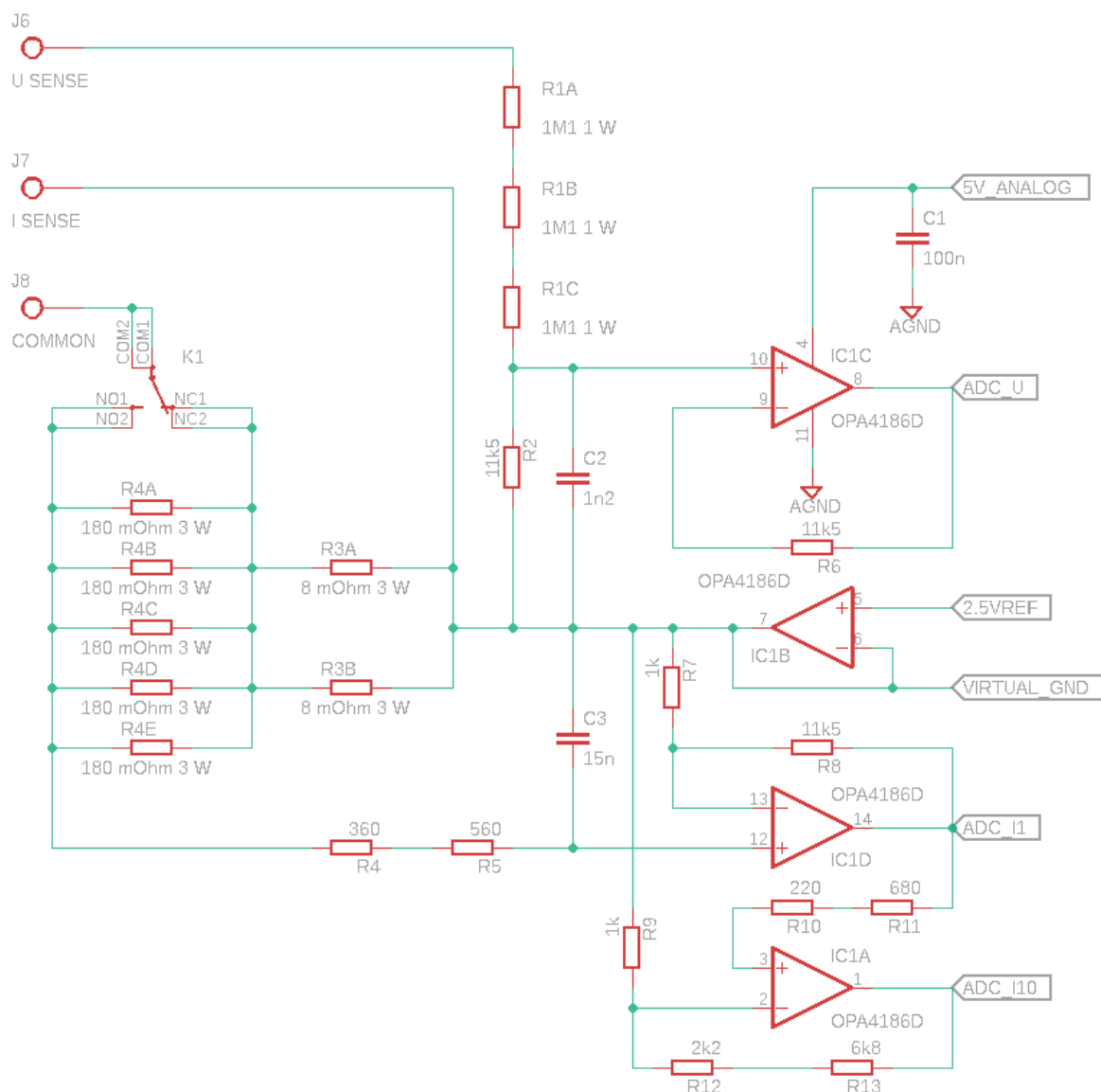
Snížení síťového napětí $230 V$ na úroveň zpracovatelnou pomocí ADC je možné opět pomocí transformátoru, odporového děliče napětí nebo specializovaných integrovaných obvodů. Z důvodu, že je měřicí řetězec galvanicky spojen se sítí je výhodné použití odporového děliče.

Díky kombinaci měření napětí pomocí děliče a proudu pomocí bočníků (pouze odporových prvků) je minimalizována chyba rozdílového fázového posuvu mezi měřícími kanály – měření výkonů bude přesné.

2 Návrh hardwaru

2.1 Vstupní obvody a analogová část

Úkolem vstupních obvodů je převod poměrně vysokých střídavých napětí a proudů v domácí síti nízkého napětí (NN) - $230 V$, až $16 A$ na napětí zpracovatelné následnými analogovými obvody (zapojení s operačními zesilovači). Operační zesilovače dále impedančně oddělují, případně zesilují signály ze vstupních obvodů před zpracováním v analogově-digitálním převodníku. Schéma zapojení je zobrazeno na následujícím obrázku:



Obrázek 1: Schéma zapojení vstupních obvodů a analogové části

Výkonová část se skládá ze vstupního děliče napětí (R1A-C a R2) pro měření napětí a bočnicků (R3A-B a R4A-E) pro měření proudu. Dále také relé, které obstarává přepínání mezi bočnický a zajišťuje tak změnu rozsahu měřeného proudu.

2.1.1 Anti-aliasingový filtr

Kombinace dolního rezistoru napěťového děliče R2 a kondenzátoru C2 tvoří filtr typu dolní propust pro napěťový signál. Podobně filtr pro proudovou větev je tvořen kombinací rezistorů R4, R5 a kondenzátoru C3. Mezní kmitočet filtrů je dán následující rovnicí [6]:

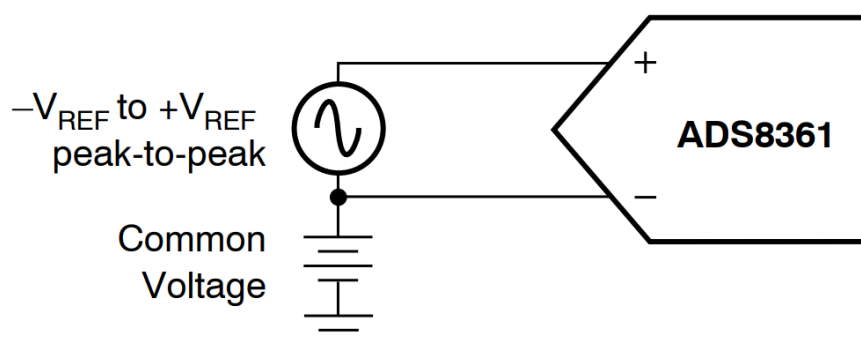
$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Při návrhu filtrů byl kladen důraz na to, aby mezní kmitočet obou filtrů byl co nejblíže pro minimalizaci rozdílového fázového posuvu mezi kanály. Mezní kmitočet vychází pro oba filtry ~11,5 kHz, což je blízko vzorkovacímu kmitočtu ADC (10 kHz). Vstupní filtry jsou

však spíše redundantní, protože není předpokládáno, že měřené napětí a proudy budou ve velké míře obsahovat kmitočty vyšší než polovina vzorkovacího kmitočtu.

2.1.2 Rozsah vstupního napětí analogově-digitálního převodníku

Pro měření je využit analogově-digitální převodník ADS8361. Jedná se o dvoukanálový ADC, který snímá oba kanály najednou – to je vhodné pro zachování informace o fázovém posuvu měřeného napětí a proudu. Vstupy ADC jsou diferenciální ale vyžadují souhlasné napětí (Common Voltage) odpovídající vnitřnímu referenčnímu napětí 2,5 V. Rozsah vstupního diferenciálního napětí vstupů je \pm referenční napětí (V_{REF}). Napěťový rozsah vstupů ADC je patrný z obrázku 2.



Obrázek 2: Náhradní schéma zdroje signálu pro ADC [7]

Vlastní referenční napětí ADC je sníženo na 1,25 V – polovina vnitřní napěťové reference. Analogové obvody musí přizpůsobit vstupní napětí a proudy tak, aby se s dostatečnou rezervou vešli do použitelného rozsahu ADC (1,25 - 3,75 V).

2.1.3 Dělič pro měření síťového napětí

Při měření sinusového napětí s efektivní hodnotou 230 V musíme počítat s jeho tolerancí a špičkovou hodnotou. Pro výpočet užitečného rozsahu napětí bude uvažována tolerance napájecí soustavy $\pm 10\%$ [8]. Špičkovou hodnotu sinusového průběhu napětí lze vypočítat podle následující rovnice:

$$U_{max} = U_{ef} \cdot \sqrt{2}$$

Pro efektivní napětí 230 V $\pm 10\%$ vychází špičkové napětí $\sim 357,8$ V, Tato hodnota bude použita jako minimální špičkové napětí, které zařízení musí být schopno změřit.

Odpor rezistorů ve vstupním děliči napětí je nutné volit rozumně, protože proud děličem zároveň protéká bočníky – proud je měřen a způsobuje chybu měření. Proud děličem byl zvolen v řádu $\sim 100 \mu A$ (při špičkové hodnotě napětí), takto nízký proud způsobí pouze zanedbatelnou chybu měření proudu i na nejnižším rozsahu měření proudu.

Dělicí poměr děliče je tak veliký, že odpor rezistoru R2 je zanedbatelný v porovnání s odporem rezistoru R1 – výpočet lze zjednodušit. Odpor rezistoru R1 je vypočítán tak, aby jím při výše vypočteném špičkovém napětí protékal proud řádově $100 \mu A$. Výsledný odpor

je poté zaokrouhlen na jmenovitou hodnotu rezistoru v řadě E12 – 3,3 M Ω . Vlastní rezistor R1 je kvůli poměrně vysokému napětí redundantně vytvořen pomocí třech rezistorů 1,1 M Ω , protože zkrat rezistoru R1 by způsobil destrukci zařízení.

Odpor rezistoru R2 je poté vypočítán tak, aby způsobil úbytek napětí 1,25 V při maximálním proudu děliče (~109 μ A) a zaokrouhlen na neblížejší jmenovitou hodnotu v přesnější řadě (E96) – 11,5 k Ω .

Velikost výstupního napětí děliče přímo odpovídá použitelnému rozsahu vstupního napětí ADC, operační zesilovač IC1C zapojen jako sledovač pouze impedančně odděluje dělič a ADC. Výstup zesilovače IC1C je zapojen na oba vstupy multiplexoru ADC pro kanál měřící napětí (ADC_U) – viz obrázek 3.

2.1.4 Bočníky pro měření proudu spotřebiče

Při návrhu bočníků je třeba řešit kompromis mezi nutností zesílení napětí bočníků a jejich ztrátovým výkonem. Pro dosažení napětí 1,25 V při proudu 25 A se dostáváme na špičkový ztrátový výkon 31,25 W (22 W při sinusovém průběhu), takový výkon je pro praktické využití nepoužitelný, z důvodu velké nehospodárnosti a nutnosti chlazení bočníků. Odpor bočníků musí být nižší a výsledné napětí je nutno zesílit.

Odpor bočníku pro rozsah 25 A_{pk} je 4 m Ω (R3, 2 x 8 m Ω paralelně) – výsledné napětí 0,1 V je nutno zesílit 12,5x pro dosažení maximálního vstupního napětí ADC. Bočník pro citlivější rozsah 2,5 A_{pk}, má se stejným zesílením odpor 40 m Ω (R4, 5 x 180 m Ω paralelně). Třetí rozsah (0,25 A_{pk}) také využívá bočník 40 m Ω se zesílením 125x. Bočník citlivějších rozsahů (40 m Ω) je výkonově navržen tak, aby byl schopen uchlazen i ztrátový výkon způsobený vyšším než maximálním proudem zařízení, nedojde tedy k jeho poškození při překročení rozsahu měření.

Bočníky jsou sestaveny z rezistorů pro povrchovou montáž (SMD – Surface Mount Device) v pouzdrech 2512 (6,3 x 3,1 mm). Jedná se o rezistory přímo určené pro měření proudu s maximální výkonovou ztrátou 3 W.

Pro přepínání mezi bočníky je použito relé – odpor kontaktů relé je nezanedbatelný v porovnání s velikostí odporu bočníků. Zapojení relé je koncipováno tak, aby odpor kontaktů neovlivňoval měření proudu.

2.1.5 Zapojení operačních zesilovačů a jejich připojení k ADC

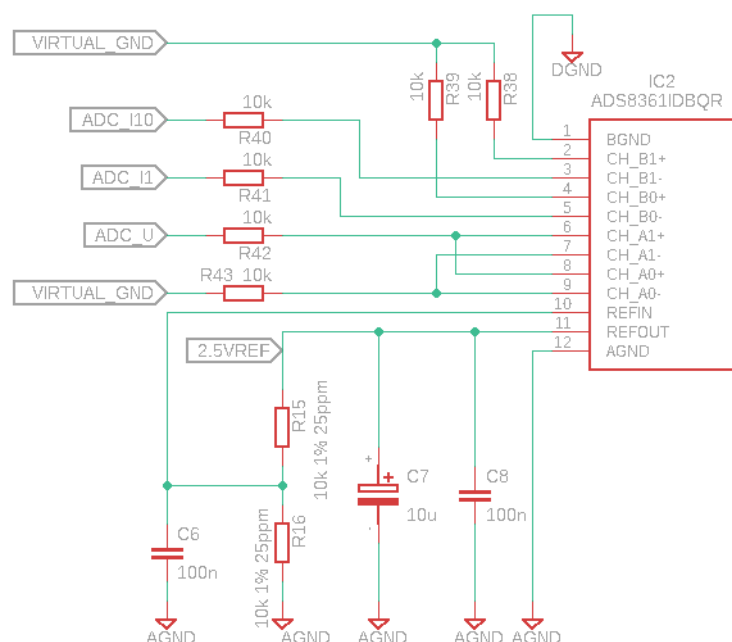
Operační zesilovač IC1B zapojen jako sledovač slouží k vytvoření napětí 2,5 V, tzv. virtuální země (VIRTUAL_GND) z vnitřního referenčního napětí ADC. Virtuální země umožňuje operačním zesilovačům napájeným nesymetrickým napětím zesilovat střídavý signál. Použité „Rail-to-Rail“ operační zesilovače napájeny nesymetrickým napětím 5 V, jsou schopny pracovat se střídavými signály s amplitudou až 2,5 V vztaženými k virtuální zemi.

Operační zesilovače IC1D a IC1A plní funkci zesilovačů úbytku napětí na bočnicích. Jsou zapojeny jako neinvertující zesilovače se zesílením 12,5 a 10. IC1D se zesílením 12,5 je

využit pro rozsahy 25 a 2,5 A_{pk} a jeho výstup je přiveden na jeden ze dvou vstupů multiplexoru ADC pro kanál měřící proud (ADC_I1). Zesílení zesilovače IC1A je nastaveno na 10 a jeho vstup je zapojen na výstup zesilovače IC1D – napětí bočníku je zesíleno celkem 125x (pro rozsah proudu 0,25 A_{pk}) a přivedeno na druhý vstup multiplexoru kanálu pro měření proudu (ADC_I10). Rozhraní analogových vstupů ADC a operačních zesilovačů je vyobrazeno na obrázku 3.

Všechny zesilovače kromě IC1B mají impedance invertujícího a neinvertujícího vstupu shodné (pomocí rezistorů R4, R5, R6, R10, R11) pro minimalizaci vstupního napěťového offsetu způsobeného rozdílnými vstupními proudy „Input bias current“.

Zesilovače úbytku napětí bočníků mají velké zesílení, proto byl při volbě operačního zesilovače kladen důraz na co nejmenší vstupní napěťový offset. Použitý operační zesilovač OPA4186A, má automatickou kompenzaci vstupního offsetového napětí [9].



Obrázek 3: Rozhraní operačních zesilovačů a ADC

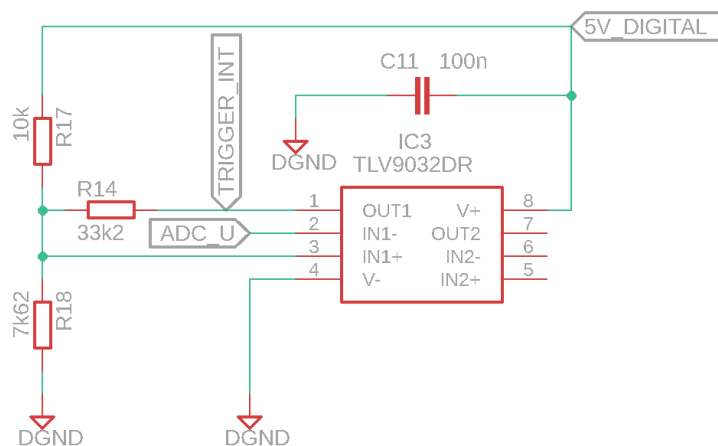
Mezi výstupy operačních zesilovačů a vstupy ADC jsou umístěny rezistory (R38-R43). Tyto rezistory slouží k omezení nabíjecího proudu kondenzátoru v obvodu „sample and hold“ uvnitř ADC.

Referenční napětí pro ADC (1,25 V) je vytvořeno dělením z integrovaného zdroje referenčního napětí uvnitř ADC (2,5 V) pomocí přesných rezistorů R15 a R16.

2.2 Detektor průchodu sítě nulou

Pro přesné měření a výpočet veličin je nutné, aby vzorkování signálu probíhalo synchronně s periodami sítě. Synchronizace se sítí je také využita k měření kmitočtu sítě a času pro výpočet protečené energie. Synchronizace se sítí je zajištěna pomocí analogového

komparátoru, který detekuje průchod síťového napětí nulou. Schéma zapojení komparátoru je na následujícím obrázku:



Obrázek 4: Schéma zapojení komparátoru

Komparátor je zapojen tak, aby vykazoval nesymetrickou hysterezi pomocí kladné zpětné vazby rezistorem R14. Na výstupu komparátoru (OUT1) je v závislosti na jeho stavu napětí odpovídající jedné z napájecích větví komparátoru (0 nebo 5 V). Tímto je zpětnovazební rezistor R14 efektivně připojen paralelně k jednomu z rezistorů děliče referenčního napětí (R17 nebo R18). Rezistory jsou navrženy tak, aby paralelní kombinace rezistorů R17 a R14 odpovídala hodnotě odporu rezistoru R18. Pokud je výstupní napětí komparátoru 5 V, referenční napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru (IN1+) odpovídá polovině napájecího napětí komparátoru – 2,5 V. Referenční napětí získané děličem je komparátorem porovnáváno se zmenšeným napětím sítě (ADC_U) – toto napětí se pohybuje v rozsahu 1,25 - 3,75 V (Blíže popsáno v části Vstupní obvody a analogová část) a hodnota 2,5 V odpovídá nulovému síťovému napětí. Na výstupu komparátoru získáváme obdélníkový signál s kmitočtem odpovídajícím síťovému a sestupnou hranou v okamžiku průchodu sítě nulou.

Výstup komparátoru (TRIGGER_INT) je přiveden na pin ICP1 (Input Capture pin) mikrořadiče, který způsobuje externí přerušování a spolu s čítačem/časovačem 1 je využit k přesnému měření času.

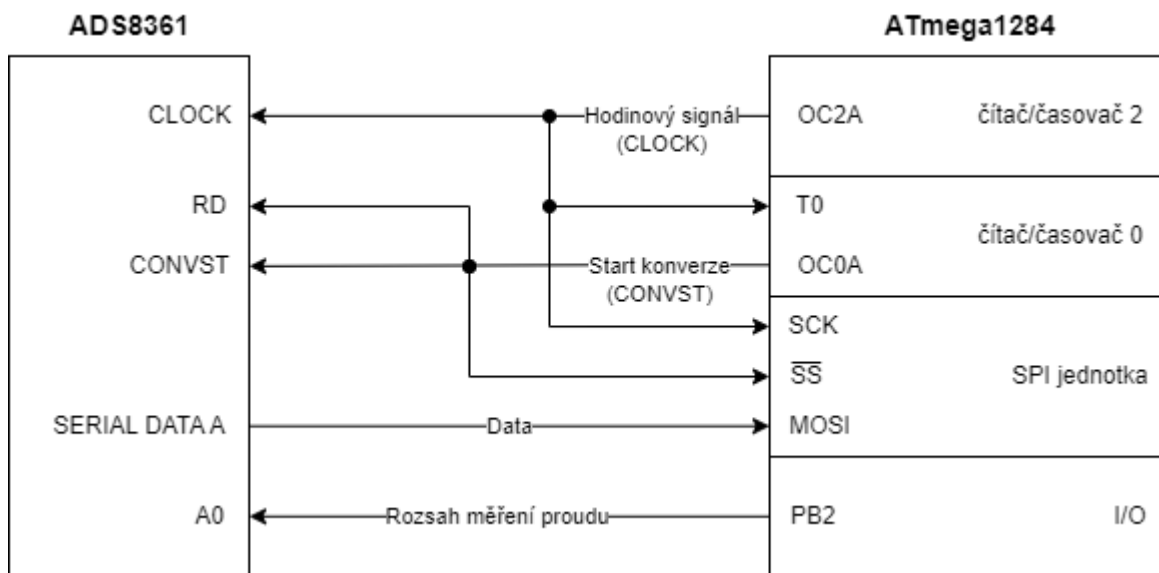
Integrovaný obvod IC3 obsahuje 2 komparátory ale využit je pouze jeden z nich. Druhý komparátor měl být využit jako rychlá detekce překročení rozsahu proudu, ale tato funkce nebyla z důvodu nadbytečnosti implementována.

2.3 rozhraní ADC a mikrořadiče

Použitý ADC nedisponuje normalizovanou sběrnici. Využívá 1 nebo 2 sériové datové linky v závislosti na nastaveném režimu. Formát výstupních dat ADC je zobrazen v dolní části časového diagramu ADC (obrázek 6).

Mikrořadiče řady ATmega disponují bohatou nabídkou vnitřních periférií [10]. Pro akvizici dat z ADC byla využita kombinace několika vnitřních periférií a bylo dosaženo řešení nenáročného na výpočetní čas procesoru bez použití externího hardware.

Z důvodu přehlednosti je schéma zapojení rozhraní ADC a mikrořadiče zobrazeno pomocí blokového schématu (obrázek 5). Kompletní schéma zapojení je k nahlédnutí v příloze A.



Obrázek 5: Blokové schéma rozhraní ADC a mikrořadiče

Pro obsluhu ADC jsou využity celkem 3 periférie mikrořadiče. Jedná se o 2 čítače/časovače doplněny o jednotku SPI (Serial Peripheral Interface). Jeden osmibitový čítač/časovač (čítač/časovač 2) je využit jako zdroj hodinového signálu, dále jen „CLOCK“. Druhý osmibitový čítač (čítač/časovač 0) je využit jako generátor impulzů vzorkovacího kmitočtu ADC, dále jen „CONVST“. SPI jednotka plní funkci posuvného registru SIPO (Serial-in parallel-out), tedy sériový vstup a paralelní výstup, kdy paralelní výstup je přímo přístupný jako interní registr mikrořadiče.

Použitý mikrořadič obsahuje pouze jednu SPI jednotku, proto musí ADC pracovat v režimu, kdy je využita pouze jedna datová sběrnice (SERIAL DATA A). Druhá datová sběrnice není zapojena. Piny pro nastavení režimů a řídicí \overline{CS} pin ADC jsou pevně spojeny s příslušnou napájecí větví (0 nebo 5 V). Pin A0 přepíná multiplexor na vstupu ADC a je využit pro změnu zesílení v měřícím řetězci proudu. Vstupní signál ADC RD je spojen se signálem CONVST, což je doporučeno výrobcem v katalogovém listu [7].

2.3.1 Zdroj hodinového signálu pro ADC

Jako zdroj hodinového signálu je využit Čítač/časovač 2 pracující v režimu CTC (Clear Timer on Compare Match), v tomto režimu je možné nastavit rozlišení čítače změnou jeho maximální hodnoty pomocí registru OCR2A. Čítač 2 počítá od nuly do hodnoty v registru OCR2A (nastavitelné maximum). V okamžiku, kdy čítač dosáhne hodnoty uložené v tomto registru, je vynulován a začíná počítat znovu. Simultánně je vyslán povel do jednotky

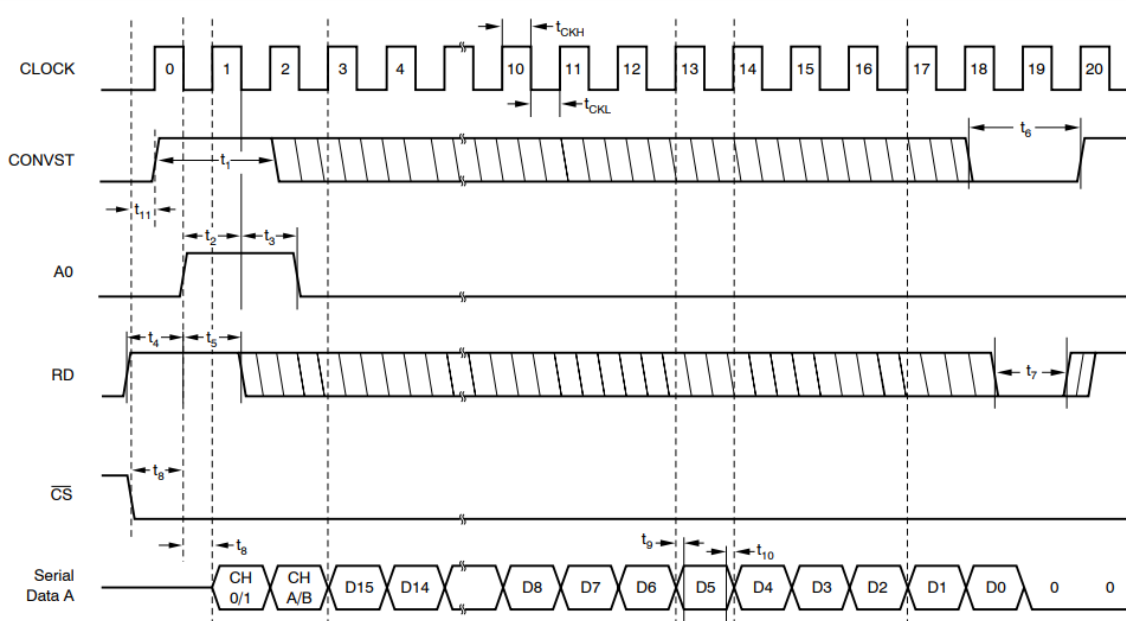
generování signálu (Waveform Generator) pro pin OC2A, která umožňuje nastavit, vynulovat nebo invertovat logickou hodnotu výstupu pinu OC2A. Režim jednotky generování signálu je nastaven na „toggle“ (inverze stávající logické hodnoty). Výstupní logická hodnota na pinu OC2A je invertována při každém přetečení čítače, tím dostáváme signál se střídou přesně 50 % (doba trvání logické nuly a logické jedničky je shodná) – ideální pro hodinový signál. Perioda signálu se rovná 2x době, kterou čítač potřebuje pro napočítání do hodnoty v registru OCR2A. Oscilogram reálného průběhu generovaného signálu je na obrázku 7 (CLOCK). Kmitočet výstupního signálu v závislosti na kmitočtu hodinového signálu jádra mikrořadiče ($f_{clk_I/O}$), nastavení předděličky kmitočtu pro čítač/časovač 2 (N) a hodnotě v registru OCR2A je dán následující rovnicí [10]:

$$f_{OC2A} = \frac{f_{clk_I/O}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCR2A)}$$

Pro vzorkovací kmitočet ADC 10 kHz je třeba nastavit hodinový signál na 400 kHz, protože ADC v použitém režimu potřebuje čtyřicet hodinových taktů k dokončení konverze. Frekvence 400 kHz dosáhneme při hodinovém taktu jádra mikrořadiče 20 MHz nastavením předděličky na 1 a registru OCR2A na 24.

2.3.2 Zdroj vzorkovacího kmitočtu pro ADC

Čítač/časovač 0 je využit pro generování signálu CONVST. Zdroj hodinového signálu čítače/časovače 0 (T0) je signál CLOCK, generovaný čítačem/časovačem 2, takže oba čítače pracují synchronně. Katalogový list ADC [7] uvádí, že vzorkování vstupního napětí probíhá při náběžné hraně signálu CONVST a z časového diagramu ADC (obrázek 6) vyplývá, že na absolutní době logické hodnoty 1 nezáleží. Této skutečnosti je využito a signál CONVST zároveň slouží i jako řídicí signál \overline{SS} (Slave Select) pro SPI jednotku. Sestupná hrana signálu CONVST je umístěna těsně před sestupnou hranu třetího hodinového impulzu (CLOCK). Logická 0 signálu CONVST aktivuje SPI jednotku pro příjem užitečných dat (D15 – D0). Provoz a nastavení SPI jednotky je blíže popsáno dále.

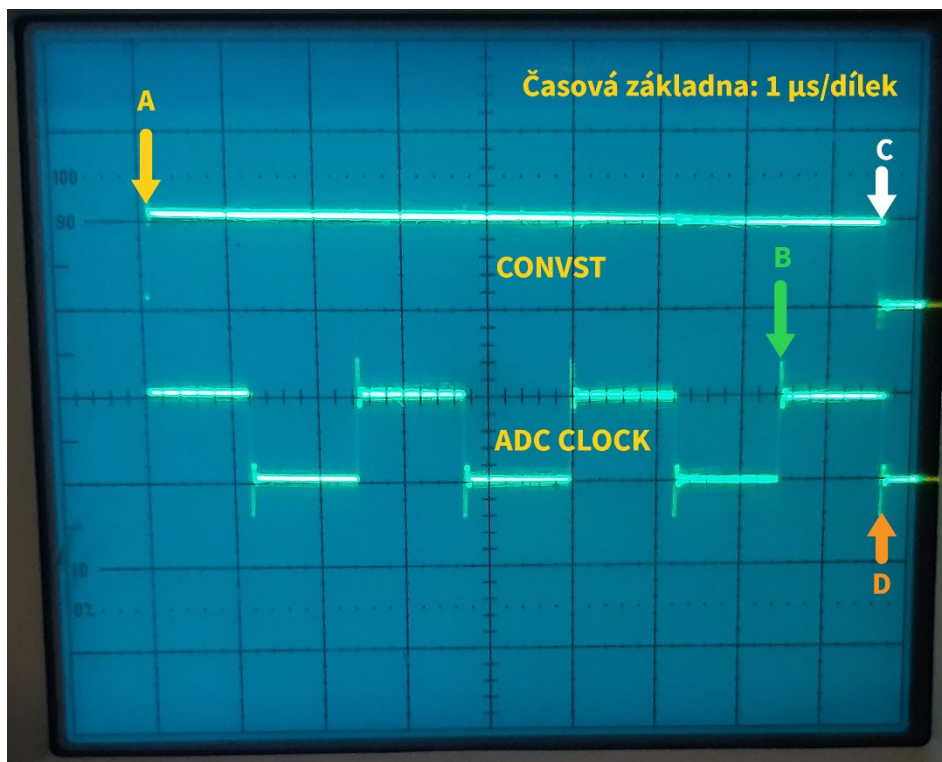


Obrázek 6: Časový diagram ADC [7]

Čítač/časovač 0 pracuje, obdobně jako čítač/časovač 2 v režimu CTC. Výstup generovaného signálu je potřeba mít na pinu OC0A, protože pin OC0B je využit jako \overline{SS} pro jednotku SPI. Výstupní signál na pinu OC0A je zajištěn opět pomocí jednotky generování signálu v režimu „toggle“. Tímto bychom dosáhli stejně jako v případě čítače/časovače 2 střídou generovaného signálu 50 %, to ale není žádoucí tvar signálu. Zapsání logické jedničky do bitu FOC0A (Force Output Compare) v registru TCCR0B způsobí povel pro jednotku generování signálu softwarově [10]. Zápis bitu FOC0A probíhá v rutíně přerušeni vyvolaném v okamžiku, kdy čítač/časovač 0 dosáhne hodnoty v registru OCR0B a způsobí nucenou inverzi logické hodnoty na pinu OC0A.

Logická hodnota OC0A je invertována (z logické nuly na logickou jedničku) v okamžiku, kdy čítač/časovač 0 dosáhne hodnoty v registru OCR0A. Přepnutí z logické jedničky na logickou nulu probíhá se softwarovým zpožděním potom co čítač/časovač 0 dosáhne hodnoty v registru OCR0B. Oscilogram reálného průběhu signálu CONVST je na obrázku 7.

Softwarové zpoždění před aktivací SPI jednotky je žádoucí, aby nedocházelo ke změně signálu \overline{SS} a SCK najednou.



Obrázek 7: Oscilogram reálného průběhu signálů ADC CLOCK a CONVST – detail prvních čtyřech hodinových taktů

Bod A – Jeden hodinový takt procesoru (50 ns) po náběžné hraně hodinového signálu ADC je pomocí jednotky generování signálu invertována logická hodnota pinu OC0A (zdroj signálu CONVST). Logická hodnota pinu byla po prvním nastavení čítače nebo po minulé konverzi nulová, je tedy změněna na logickou jedničku. ADC zahajuje konverzi vstupního napětí.

Bod B – vyvolání přerušení Output Compare Match B čítače/časovače 0 (čítač/časovač 0 dosáhl hodnoty v registru OCR0B). V tomto přerušení je softwarově (s žádoucím zpožděním) invertována logická hodnota signálu CONVST pomocí Force Output Compare (Bod C).

Bod C – Signál CONVST je 0, to znamená že SPI jednotka je aktivní a při další sestupné hraně (Bod D) bude SPI jednotkou přijat první bit (D15) příchozí informace.

Pro dosažení požadovaného tvaru signálu CONVST je registr OCR0A nastaven na hodnotu 19 (perioda je 20 cyklů CLOCK) a registr OCR0B je nastaven na hodnotu 2 (přerušení bude vyvoláno po třetím cyklu hodin).

2.3.3 Příjem dat z ADC pomocí SPI jednotky

SPI jednotka je využita v režimu SLAVE a její úkol je přijmout vlastní sériová data z ADC a zpřístupnit je v podobě bajtů v interním registru mikrořadiče. Výhoda využití SPI jednotky k tomuto účelu je její univerzálnost. Jednotka umožňuje nastavení pořadí bitů, polarity a fáze hodin.

Polarita hodin – SPI jednotka vzorkuje data na náběžné nebo sestupné hraně [10]

Fáze hodin – SPI jednotka vzorkuje data na čele (leading edge) nebo týlu (trailing edge) hodinového impulsu [10].

Na obrázku 6 (Časový diagram ADC) můžeme vidět, že výstupní data z ADC jsou platná při sestupné hraně hodin, proto je polarita hodin SPI jednotky nastavena na příjem dat při sestupné hraně.

Fáze hodin SPI jednotky je nastavena tak, aby příjem dat probíhal na první hraně (čelo, leading edge). Na obrázku 7 je patrné, že signál CONVST (připojen na \overline{SS} pin SPI jednotky) se mění do nuly těsně před sestupnou hranou hodin při které je přijat první bit informace.

Informace z ADC jsou složeny z celkem dvou bajtů ihned za sebou, je však stále možné je přijmout bez kolize díky dvojitému bufferování přijímacího datového registru SPI jednotky [10].

SPI jednotka přijme i dva nepotřebné nulové bity po příjmu všech šestnácti bitů užitečné informace, tyto bity jsou však zahozeny v okamžiku kdy se signál CONVST změní do logické jedničky při na začátku další konverze.

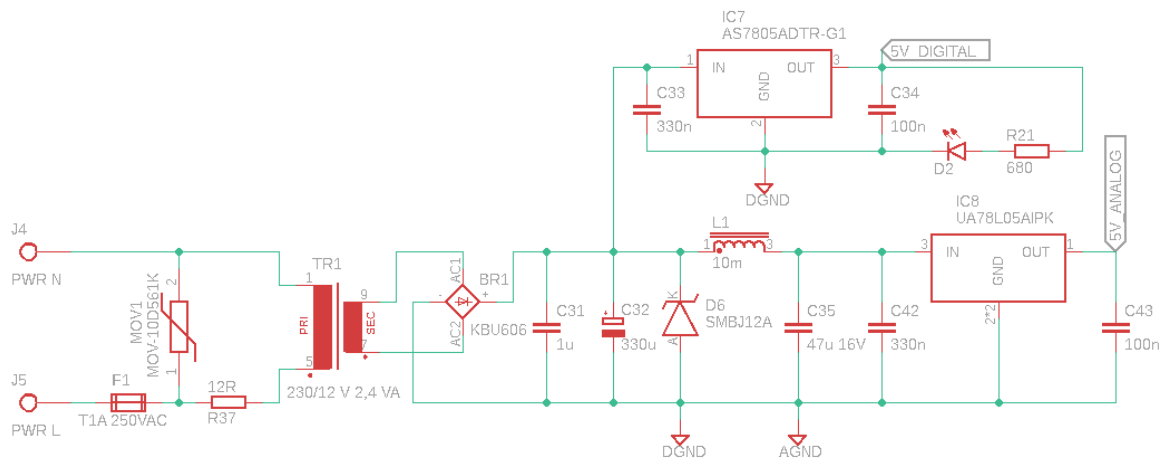
Pro příjem vzorků z obou kanálů ADC je potřeba dvou konverzních cyklů, protože v použitém režimu ADC, jsou data posílána pouze po sběrnici A.

Ukládání nebo odesílání dat do počítače (PC – personal computer) je prováděno v obslužné rutině přerušení od SPI jednotky. Vlastní program obsluhy přerušení je popsán v části Firmware mikrořadiče.

2.4 Komunikace s PC

Komunikace s PC je pro komfort uživatele řešena pomocí sběrnice USB (Universal Serial Bus). Použitý mikrořadič ATmega1284 neumožňuje přímou podporu rozhraní USB, ale pro sériovou komunikaci využívá jednotku UART (Universal asynchronous receiver-transmitter). V zapojení je použit převodník UART/USB FT231X výrobce FTDI.

Z důvodu toho, že celý měřicí řetězec i digitální část je spojena se sítí je nutné, aby byla komunikace galvanicky oddělena od zbytku zařízení. Galvanickou izolaci do 5 kV_{RMS} zajišťuje integrovaný obvod ISO6721 výrobce Texas Instruments [11]. Schéma zapojení izolátoru a převodníku je zobrazeno na následujícím obrázku:



Obrázek 9: Schéma napájecího zdroje

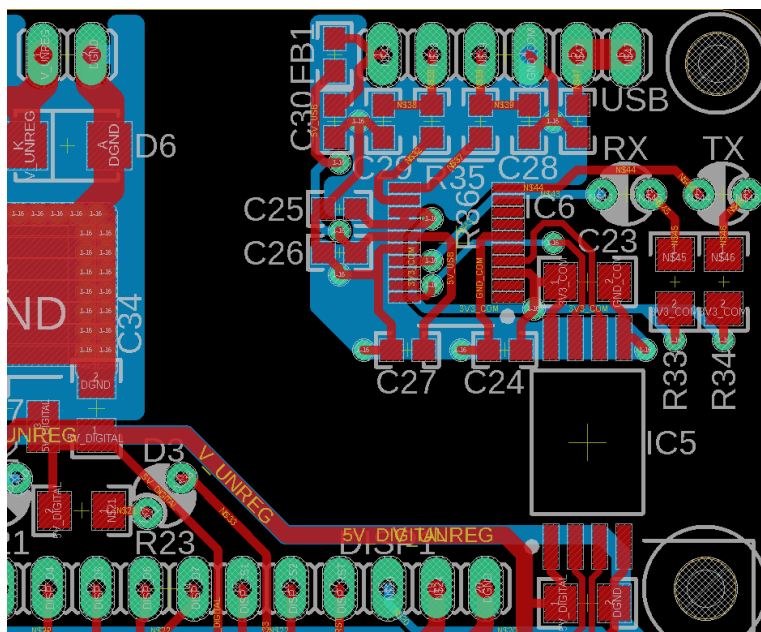
Tlumivka L1 spolu s kondenzátorem C35 tvoří (R)LC filtr typu dolní propust, který filtruje rušení způsobené digitálními obvody před vstupem do analogové napájecí větve. Kvůli nezanedbatelnému ohmickému odporu tlumivky je filtr umístěn před stabilizátorem napětí IC8, který kompenzuje případný úbytek napětí na tlumivce a upravuje neregulované napětí na 5 V. Digitální napájecí větev obsahuje pouze stabilizátor napětí IC7.

2.6 Návrh desky plošných spojů (DPS)

Část návrhu DPS se zabývá pouze některými důležitými částmi DPS – analogovou částí, izolovanou komunikací a obvody pro měření proudu. Kompletní návrh DPS je k nahlédnutí v příloze A.

Zvláštní pozornost při návrhu DPS vyžaduje kombinace analogových a digitálních obvodů na jedné desce. Obě části mají své vlastní napájení (5V_ANALOG a 5V_DIGITAL) a své země (AGND a DGND). Analogová a digitální země jsou galvanicky spojeny, ale pouze v jednom bodě pod pouzdrém ADC. Pro minimalizaci rušení analogových obvodů se rychle přepínající digitální signály nesmí uzavírat přes analogovou země. Výrobce ADC již počítá s rozdělením zemí a napájení, proto integrovaný obvod obsahuje dvě sady napájecích pinů.

Z důvodů bezpečnosti zařízení je návrh DPS části komunikace s PC po sběrnici USB kritický. Vlastní design DPS obsahující komunikační integrovaný obvod a galvanický izolátor (IC5) je na obrázku 10.



Obrázek 10: Návrh DPS komunikační části s galvanickou izolací

Na obrázku 10 je viditelná bezpečnostní mezera se šířkou ≥ 8 mm mezi částí komunikace a digitální částí obvodu, která je spojena se sítí. Kvůli úspoře místa na PCB je část komunikace umístěna v pravém horním rohu DPS – mezera je potřeba pouze ze dvou stran.

Vodivé cesty na DPS, které přivádějí proud zátěže k bočnickům a kontaktům relé jsou zesíleny pevnými měděnými vodiči a cínovou pájkou tak, aby jejich průřez byl minimálně $2,5 \text{ mm}^2$. Praktické provedení zesílení cest je vyobrazeno na následujícím obrázku:



Obrázek 11: Zvětšení proudové kapacity vodivých cest na DPS pomocí vodičů

Při návrhu DPS je také nutné dbát na správné umístění lokálních blokovacích kondenzátorů pro napájecí větve každého integrovaného obvodu na desce. Kondenzátory je vhodné umístit co nejbližší k pouzdrům integrovaných obvodů pro minimalizaci parazitní indukčnosti. Hodnota kapacity je vždy doporučena výrobcem v katalogovém listu každého integrovaného obvodu, nejčastěji 100 nF.

2.7 Praktické provedení

Jelikož je převážná část vnitřních obvodů zařízení spojena se sítí, kryt plní významnou bezpečnostní funkci. Zařízení je vybaveno displejem, proto byl zvolen kryt s průhledným víkem. Hotový Analyzátor sítě nízkého napětí je vyfocen na obrázku 12.



Obrázek 12: Praktické provedení Analyzátoru sítě nízkého napětí

Prívod napájení pro analyzátor a připojenou zátěž je proveden gumovou šňůrou se třemi vodiči o průřezu $2,5 \text{ mm}^2$. Použitý průřez vodičů umožňuje jmenovitý proud zátěže 16 A. Prívodní šňůra je ke krytu připevněna ze zadní strany pomocí kabelové vývodky.

Zátěž (měřený spotřebič) se k analyzátoru připojuje pomocí vestavné zásuvky 230 V 16 A umístěné na levé straně analyzátoru.

Tlačítka pro ovládání analyzátoru umístěná z přední strany jsou určena pro pracovní napětí 230 V, je tedy zajištěna jejich dostatečná izolace.

Na pravé straně analyzátoru je připevněn konektor USB 2.0 typu B (samice) pro snadné připojení k PC pomocí standardního kabelu.

3 Software

3.1 Firmware mikrořadiče ATmega1284

Analyzátor může pracovat v několika režimech. Nejzákladnější je režim měření a zobrazení na displej. V ostatních režimech zařízení posílá přímo změřené vzorky napětí a proudu do PC.

Následující sekce je věnována důležitým částem Firmware mikrořadiče, kompletní kód je k nahlédnutí v příloze B.

3.1.1 Měření a ukládání vzorků

Přenos dat z ADC do mikrořadiče probíhá převážně na hardwarové úrovni. Pozornost programu běžícího na mikrořadiči je vyžadována pouze ve dvou případech – při dokončení příjmu bajtu pomocí SPI jednotky a při interním přerušení od čítače/časovače 0.

V obslužné rutině přerušení od SPI jednotky (SPI_STC_vect) dochází k příjmu informace z ADC po bajtech. Činnost programu se liší v závislosti na režimu, ve kterém se zařízení aktuálně nachází. Následující část programu obslužná rutina přerušení od SPI jednotky vykonává v režimu měření – přichází vzorky jsou ukládány pro pozdější zpracování.

```
volatile int16_t data_a = 0;
volatile int16_t data_b = 0;

// Adresa proměnné data_a
uint8_t* const data_a_addr = (uint8_t*) &data_a;
// Adresa proměnné data_b
uint8_t* const data_b_addr = (uint8_t*) &data_b;

ISR (SPI_STC_vect) {
    /* Pro přehlednost byla část kódu vynechána.
    */
    switch(adc_conv_progress) {
        case 0:
            // Zápis horního bajtu (MSB) vzorku napětí
            *(data_a_addr + 1) = SPDR;
            break;
        case 1:
            // Zápis dolního bajtu (LSB) vzorku napětí
            *(data_a_addr) = SPDR;
            break;
        case 2:
            // Zápis horního bajtu (MSB) vzorku proudu
            *(data_b_addr + 1) = SPDR;
            break;
        case 3:
            // Zápis dolního bajtu (LSB) vzorku proudu
            *(data_b_addr) = SPDR;

            // Řízení zápisu vzorků
            // + omezení zápisu mimo vyhrazené místo
            if (!stop_flag && sample_count < sample_buffer_size) {
                // Ukládání naměřených vzorků do zásobníku
                buffer_a[sample_count] = data_a;
                buffer_b[sample_count++] = data_b;
            }

            adc_conv_progress = 255;
        }
    /* Pro přehlednost byla část kódu vynechána.
    */
    adc_conv_progress++;
}
}
```

Účelem programu je sestavení 16bitových vzorků napětí (`data_a`) a proudu (`data_b`) z jednotlivých bajtů přijímaných SPI jednotkou (uložených v registru SPDR) a jejich následné uložení do zásobníků vzorků (`buffer_a` a `buffer_b`).

Jedna sada vzorků z ADC je složena celkem ze čtyřech bajtů, obslužná rutina SPI jednotky je tedy vyvolána celkem 4x za konverzi ADC. Program sleduje pořadí přijímaných bajtů pomocí proměnné „`adc_conv_progress`“.

Formát výstupních dat ADC je přímo šestnáctibitový celočíselný datový typ se znaménkem ve formátu dvojkového doplňku [7], tento datový typ odpovídá typu „`int16_t`“ v jazyce C.

Při sestavování dat je třeba dodržet správné pořadí bajtů (endianitu) u proměnných delších než 8 bitů. Bity z ADC jsou přijímány v pořadí D15...D0, jedná se tedy o velkou endianitu (první je přijímán nejvýznamnější (MSB) bajt). Použitý mikrořadič používá malou endianitu (nejméně významný bajt je v paměti uložen jako první), je tedy třeba pořadí bajtů prohodit. Přijímané bajty jsou ukládány přímo do paměti, na místa, kde se nachází proměnné se vzorky (`data_a` a `data_b`). Zápisu dat na konkrétní adresu v paměti je docíleno pomocí operátoru dereference (v jazyce C se jedná o hvězdičku (*)).

Ukládání vzorků do zásobníku je provedeno v posledním cyklu (`adc_conv_progress = 3`), tím je garantováno ukládání pouze kompletních vzorků.

Záznam vzorků může být pozastaven pomocí proměnné „`stop_flag`“ částí programu starající se o synchronizaci se sítí. Pokud data z ADC nejsou potřeba, jsou stále přijata (ADC pracuje nepřetržitě), ale nejsou uložena.

K zahození vzorků dojde i v případě, pokud by mělo dojít k „přetečení“ zásobníků vzorků (`sample_count ≥ sample_buffer_size`), jinak by mohlo dojít k přepsání důležitých dat v paměti a nestandardnímu chování zařízení.

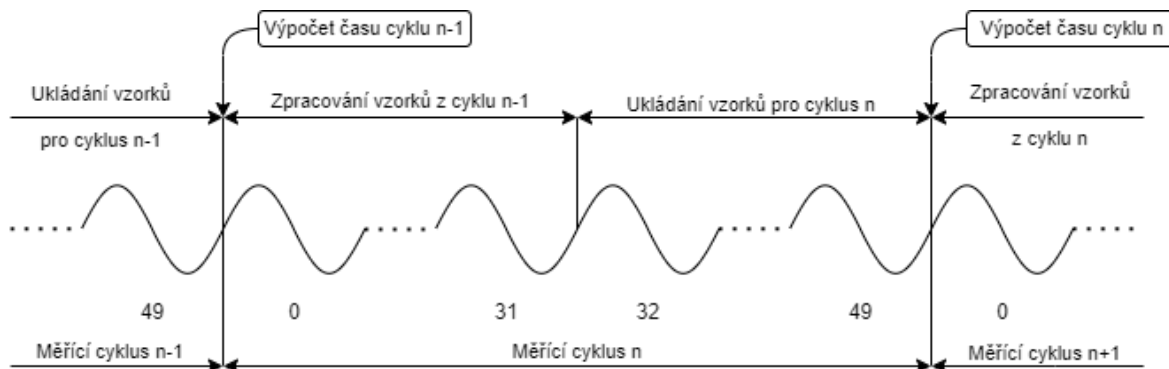
Rutina obsluhy interního přerušení od čítače/časovače 0 obsahuje inverzi logické hodnoty na pinu OC0A zapsáním bitu FOC0A do registru TCCR0B, jak již bylo popsáno v části věnující se rozhraní mezi ADC a mikrořadičem.

Přerušení dále obsahuje softwarovou „pojistku“, která kontroluje správné pořadí přijímaných bajtů SPI jednotkou (`adc_conv_progress`). Z důvodu rušení ze sítě, přepínání relé, zapínání/vypínání indukční zátěže nebo pokud je mikrořadič zaneprázdněn rutinou přerušení od jednotky UART může dojít ke ztrátě (vynechání) obslužné rutiny externího přerušení od SPI jednotky a tím pádem ke ztrátě správného pořadí přijímaných bajtů.

Pořadí přijímaného bajtu SPI jednotkou (`adc_conv_progress`) je porovnáno s pořadím získaným z vnitřního (spolehlivějšího) přerušení od čítače/časovače 0. Při neshodě se zařízení automaticky navrátí z chybového stavu a aktuálně prováděná konverze je zahozena, z důvodu negarantované správnosti dat.

3.1.2 Synchronizace se sítí

V režimu měření a zobrazení na displej je akvizice vzorků napětí a proudu synchronizována se sítí. Při průchodu sítě nulou po záporné půlperiodě je pomocí pinu ICP1 vyvolána obslužná rutina přerušení, která řídí činnost analyzátoru v závislosti na pořadí aktuální periody sítě. Princip synchronizace měření s kmitočtem sítě je zobrazen na následujícím obrázku:



Obrázek 13: Diagram zobrazující činnost Analyzátoru v závislosti na periodách sítě v režimu měření

Výpočet veličin se provádí ze vzorků získaných z posledních 18 period měřicího cyklu dlouhého 50 period. Čas odpovídající zbytku period na začátku cyklu je vyhrazen pro výpočty veličin z předchozího cyklu a jejich zobrazení na displej, protože zpracování dat je značně náročné na procesorový čas. Maximální počet vzorků, které je možné uložit je limitován velikostí paměti RAM (Random-access memory) – paměť pro data uvnitř mikrořadiče. Velikost paměti RAM použitého mikrořadiče ATmega1284 je 16 kB (16384 bajtů) [10] a většina (97,7 %) je využita pro zásobník vzorků. V paměti je vyhrazen prostor pro 4000 šestnáctibitových vzorků napětí i proudu, celkem vyžadující 16000 bajtů paměti.

Velikost zásobníku vzorků také limituje dolní kmitočtovou mez sítě, na které lze zařízení provozovat. Čím nižší je kmitočet sítě, tím více vzorků bude zaznamenáno v jedné periodě, protože vzorkovací kmitočet ADC je konstantní. Při nedodržení spodního limitu kmitočtu sítě může dojít ke snížení přesnosti naměřených veličin. Minimální frekvence sítě je dána následující rovnicí:

$$f_{min} = \frac{f_{vzorkovací} \cdot \text{Počet měřených period}}{\text{Velikost zásobníku}}$$

Při ukládání 18 period do paměti o velikosti 4000 vzorků vzorkovacím kmitočtem 10 kHz vychází minimální frekvence sítě NN 45 Hz.

Výpočet času cyklu probíhá na začátku následujícího cyklu, těsně před vlastním zpracováním vzorků. Výpočet času (cycle_time) provádí následující část kódu:

```
cycle_time = (uint32_t) 0xFFFF * tcnt1_overflow_count + ICR1 - icr1_old;
tcnt1_overflow_count = 0;
icr1_old = ICR1;
```

Měření času využívá šestnáctibitový čítač/časovač 1 v normálním režimu a jeho funkci „Input Capture“, která při sestupné hraně na pinu ICP1 zapíše aktuální hodnotu čítače/časovače 1 do registru ICR1. Registr ICR1 tak obsahuje časovou značku externí události (přechodu sítě nulou). Čas cyklu (cycle_time) je čas mezi dvěma časovými značkami. Pro zvětšení přesnosti měření času pracuje čítač na poměrně vysokém kmitočtu (2,5 MHz) a do výsledného času jsou započítána přetečení čítače (tcnt1_overflow_count) získaná v rutině přerušení při přetečení čítače/časovače 1. Přesnost měření času odpovídá periodě kmitočtu čítače, v tomto případě 0,4 μs.

3.1.3 Výpočet veličin

Přímo ze vzorků probíhá výpočet následujících veličin:

- efektivní hodnota napětí,
- efektivní hodnota proudu,
- činný výkon,
- jalový výkon.

Ostatní veličiny (zdánlivý výkon, deformační výkon, ekvivalentní a harmonický účinník) jsou následně dopočítány z těchto čtyřech základních. Přidáním časové informace lze dopočítat kmitočet sítě a protečenou energii.

Efektivní hodnoty neboli RMS (Root Mean Square) jsou dány jako kvadratický průměr všech naměřených vzorků [14]. Vzorec pro výpočet RMS hodnoty napětí je dán následující rovnicí:

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{u_1^2 + u_2^2 + \dots + u_n^2}{n}}$$

Činný výkon je vypočítán jako průměr (střední hodnota) okamžitých výkonů (součin vzorku napětí a proudu).

Částečný výpočet základních veličin (sumy čtverců okamžitého napětí, proudu a sumy výkonů) ze vzorků provádí následující část programu mikrořadiče:

```
// Počet vzorků odpovídající 1/4 periody síťového napětí
sample_count_offset = sample_count / 72;

buffer_b_min = 0;
buffer_b_max = 0;

for (uint16_t i = 0; i < sample_count; i++) {
    // Uložení i-tých vzorků ze zásobníku do lokálních proměnných
    int16_t voltage_sample = buffer_a[i];
    int16_t current_sample = buffer_b[i];

    // Zjištění minimální a maximální hodnoty proudu
    if (current_sample < buffer_b_min) {
        buffer_b_min = current_sample;
    }
}
```

```

if (current_sample > buffer_b_max) {
    buffer_b_max = current_sample;
}

// Výpočet sumy čtverců napětí a proudu
voltage_square_sum += (uint64_t) voltage_sample * voltage_sample;
current_square_sum += (uint64_t) current_sample * current_sample;

// Výpočet sumy okamžitých výkonů
real_power_sum += (int64_t) voltage_sample * current_sample;

// Výpočet sumy jalového výkonu
if (i < sample_count_offset) {
    reactive_power_sum += (int64_t) voltage_sample *
        (buffer_b[sample_count - sample_count_offset + i]);
} else {
    reactive_power_sum += (int64_t) voltage_sample *
        (buffer_b[i - sample_count_offset]);
}
}

```

Program prochází zásobníky vzorků (`buffer_a` a `buffer_b`) v cyklu s pevným počtem opakování (`for`). Počet vzorků v zásobníku a tím pádem `i` počet opakování je uložen v proměnné „`sample_count`“ při vlastním měření vzorků. V každém cyklu jsou `i`-té vzorky napětí a proudu uloženy do lokálních proměnných, protože jsou využity několikrát a čtení přímo ze zásobníků je náročnější na instrukce procesoru. Dále jsou zjištěny minimální a maximální hodnoty proudu pro pozdější použití při detekci překročení rozsahu proudu a pro automatickou změnu rozsahu. Proměnné pro ukládání sum jsou 64bitové, aby byl zajištěn dostatečný rozsah a nedošlo k přetečení.

Princip měření jalového výkonu funguje na principu zavedení fázového posuvu 90° do jednoho z průběhů (buď napětí nebo proudu) [15].

Suma jalového výkonu je vypočtena podobně jako suma činného výkonu, s tím rozdílem že není použit vzorek proudu se stejným indexem jako vzorek napětí ale vzorek proudu zpožděný o $1/4$ periody sítě. Počet vzorků odpovídající jedné čtvrtině periody sítě (`sample_count_offset`) je vypočten na začátku útržku programu.

Tímto způsobem je vypočten jalový (kmitavý) výkon způsobený fázovým posuvem napětí a proudu připojené zátěže. Výkon kmitající mezi sítí a zátěží vzniká i při přítomnosti výšších harmonických, tato část celkového jalového výkonu se nazývá deformační výkon [16] a je vypočtena dále.

Použitá metoda výpočtu jalového výkonu přináší i další informaci užitečnou pro analýzu připojené zátěže. Znaménko výsledného jalového výkonu je závislé na charakteru zátěže (indukčním nebo kapacitním).

Finální výpočet základních veličin ze sum získaných v předchozím kroku provádí následující část programu:

```

results[result_voltage] = sqrt(voltage_square_sum / sample_count) *
0.01098500479; // 359.945652174 / 32767

```

```

results[result_current] = sqrt(current_square_sum / sample_count) *
0.00076296273 / current_range; // 25 / 32767
results[result_real_power] = (real_power_sum / sample_count) *
0.00000838114 / current_range; // (359.945652174 * 25) / (32767 * 32767)
results[result_reactive_power] = (reactive_power_sum / sample_count) *
0.00000838114 / current_range; // (359.945652174 * 25) / (32767 * 32767)

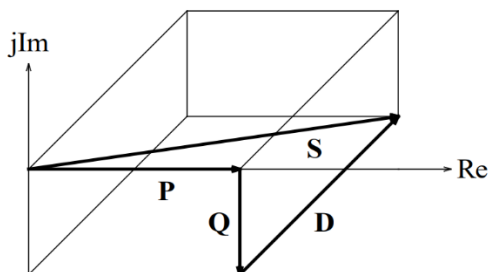
```

Výpočet efektivních hodnot napětí a proudu se řídí dříve uvedenou rovnicí pro výpočet RMS hodnoty. Pro převod veličiny do správných jednotek (Volt, Ampér) z výstupních jednotek ADC je výsledek násoben kalibrační konstantou získanou jako podíl maximální (špičkové) hodnoty měřené veličiny ku odpovídajícímu maximu ADC. Hodnoty použité pro výpočet kalibračních konstant jsou přímo uvedeny v komentářích zdrojového kódu.

Ve výpočtech kde se vyskytuje proud je třeba zohlednit i aktuální rozsah měření proudu (current_range). Proměnná může nabývat hodnot 1, 10 nebo 100, kdy 1 odpovídá rozsahu 25 A_{pk}.

Pole proměnných „results“ je datového typu double – datový typ s plovoucí desetinou čárkou. Výpočty s desetinnými čísly jsou náročné na výpočetní čas procesoru, proto je jejich použití limitováno na minimum.

Z vypočtených RMS hodnot napětí a proudu je jejich prostým součinem vypočítán zdánlivý výkon připojené zátěže. Ze zdánlivého (S), činného (P) a jalového výkonu (Q) je následně pomocí tzv. kvádrů výkonů vypočten poslední chybějící deformační výkon (D).



Obrázek 14: Kvádr výkonů [16]

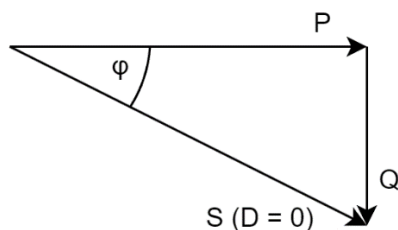
Z kvádrů výkonů lze odvodit výpočet pro deformační výkon:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

Ekvivalentní účinník je vypočítán podle následující rovnice [16]:

$$\cos \varphi_{EKV} = \frac{P}{S}$$

Harmonický účinník (kosinus fázového posuvu mezi napětím a proudem zátěže) je vypočítán jako poměr činného výkonu a zdánlivého výkonu při nulové deformační složce. Trojúhelník výkonů pro výpočet harmonického účinníku ($\cos \varphi$) je zobrazen na následujícím obrázku.



Obrázek 15: Trojúhelník výkonů při nulové deformační složce

Z trojúhelníku lze odvodit vztah pro $\cos \varphi$ z činného a jalového výkonu:

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}}$$

Výpočty deformačního výkonu a účinitků jsou přímo implementovány v kódu mikrořadiče.

Zbývající veličiny (kmitočet sítě a protečená energie) vyžadují pro výpočet informaci o času měřicího cyklu (`cycle_time`). Čas cyklu odpovídá době 50 period sítě v jednotkách 0,4 μs , jak již bylo uvedeno v části synchronizace se sítí. Výpočet časově závislých veličin provádí následující část kódu:

```
results[result_frequency] = (double) 125000000 / cycle_time;
energy_milijoule += lround(results[result_real_power] * cycle_time /
2500);
results[result_energy_wh] = (double) energy_milijoule / 3600000;
```

Protečená energie je vypočítána jako součin činného výkonu ve wattech a času měřicího cyklu v milisekundách (proměnná „`cycle_time`“ dělená konstantou 2500). Výsledek je zaokrouhlen a uložen v celočíselném datovém typu se znaménkem (`int64_t`). Rozměr ukládané energie jsou tisíce joulu (mJ). Před zobrazením na displej je energie převedena na watthodiny.

Veličiny a jejich jednotky jsou pro lepší čitelnost případně upraveny pro použití předpon soustavy SI (Système International) (m, k, M) a zobrazeny na displej.

3.1.4 Automatická změna rozsahu

Analýzátor disponuje funkcí automatické změny rozsahu proudu pro co největší komfort uživatele. Vlastní algoritmus je zobrazen v následující části kódu:

```
if (buffer_b_min == -32768 || buffer_b_max == 32767) {
    // Pravděpodobné překročení rozsahu - výstup ADC je na limitu
    beep = 10000; // Zvukový signál uživateli
    if (current_range != 1) {
        change_range_position--; // Nastavení rozsahu vyššího proudu
        change_range = 1;
    }
} else if (buffer_b_min > -3200 && buffer_b_max < 3200) {
    // Rozsah není dostatečně využit
    if (current_range != 100) {
        change_range_position++; // Nastavení rozsahu nižšího proudu
        change_range = 1;
    }
}
```

}

Algoritmus automatické změny rozsahu využívá minimální a maximální hodnotu v zásobníku vzorků proudu (`buffer_b_min` a `buffer_b_max`) stanovenou při zpracování vzorků. Pokud alespoň jedna z extrémních hodnot dosahuje limitní hodnoty 16bitového celočíselného datového typu se znaménkem (-32768 nebo 32767), došlo z překročení rozsahu a pokud je to možné dojde k přepnutí na rozsah vyššího proudu. Při překročení rozsahu dojde také ke zvukové signalizaci. Pokud jsou minimální a maximální zaznamenané vzorky proudu menší než desetina rozsahu datového typu `int16_t`, rozsah není dostatečně využit a pokud je to možné dojde k přepnutí na rozsah nižšího proudu. Hranice pro nastavení rozsahu nižších proudů jsou menší než desetina rozsahu, aby nedocházelo ke kmitání (příliš časté změně rozsahu) – algoritmus obsahuje hysterezi.

3.1.5 Interakce s uživatelem

Interakce mezi Analyzátořem a uživatelem je zajištěna pomocí grafického displeje o velikosti 128x64 pixelů a třech tlačítek.

Displej zobrazuje všech 10 měřených veličin, 2 najednou. Mezi veličinami je možné přepínat pomocí prvních dvou tlačítek (šipek). Na displeji je také zobrazen název a případně jednotka měřené veličiny.

Příklad veličin zobrazených na displeji je viditelný na obrázku 12 v části věnující se praktickému provedení analyzátořu.

Funkce šipek se mění pomocí krátkého stisku třetího (režimového) tlačítka. Při přepnutí režimu první dvě tlačítka mění rozsah proudu. Dlouhý stisk režimového tlačítka vypíná nebo zapíná automatickou změnu rozsahu proudu.

Aktuální rozsah měření proudu a indikace zapnutí automatického rozsahu je zobrazena na pravé straně displeje pomocí indikačních pruhů.

Speciální případ je měření jalového výkonu, kdy zařízení graficky znázorní charakter měřené zátěže. Na displeji se u hodnoty jalového výkonu zobrazí schématická značka cívky nebo kondenzátoru. Charakter zátěže je zjištěn ze znaménka jalového výkonu, které je před zobrazením vlastní hodnoty vymazáno – na displeji je zobrazena absolutní hodnota jalového výkonu.

3.2 Aplikace pro Microsoft Windows

Aplikace pro operační systém Microsoft Windows je napsána v jazyce C# a umožňuje pokročilejší zobrazení a zpracování naměřených dat, které není možné z důvodu nedostatečného výpočetního výkonu 8bitového mikrořadiče možné. Aplikace pro PC je také uživatelsky přívětivější než ovládání vlastního analyzátořu. Zdrojový kód aplikace je k nahlédnutí v příloze C.

Komunikace Analyzátořu s počítačem probíhá prostřednictvím sériové linky, použitý čip FT231X se pro PC jeví jako virtuální sériový port.

Mikrořadič v režimech používajících počítač pracuje pouze jako „měřící karta“ a většinu zpracování dat provádí aplikace v PC.

Všechny režimy aplikace zobrazují naměřená data v různých podobách ve formě grafů. Platforma Windows Forms ve které je aplikace naprogramována již obsahuje potřebné funkce pro zobrazení a práci s grafy, což značně zjednodušilo vývoj aplikace.

3.2.1 Režim osciloskop

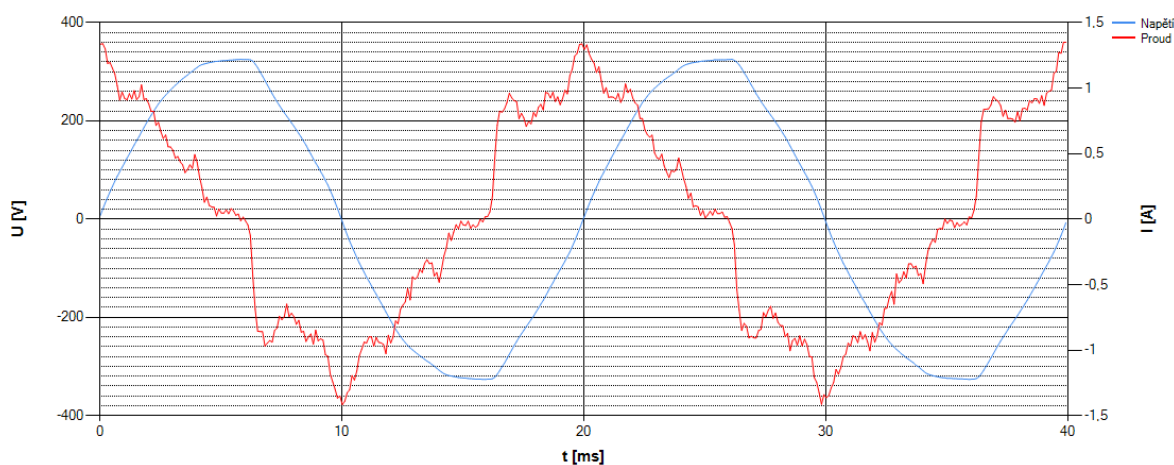
Režim osciloskopického zobrazení měřených průběhů napětí a proudu umožňuje jejich bližší analýzu. Zobrazení průběhů může, ale nemusí být synchronizováno s kmitočtem sítě NN. Aplikace vykreslí průběhy napětí a proudu do jednoho grafu.

Pokud funkce osciloskopu pracuje bez synchronizace se sítí, analyzátor je pomocí příkazu po sériové lince přepnut do režimu, ve kterém jsou přijaté bajty z ADC přímo posílány po sériové lince do PC. V aplikaci dochází ke složení 16bitových vzorků z jednotlivých bajtů a k jejich zobrazení do grafu.

Skládání vzorků v aplikaci na PC funguje na stejném principu jako v případě, kdy analyzátor zpracovává data samostatně (blíže popsáno v části Měření a ukládání vzorků). Při příjmu 16bitových dat po jednotlivých bajtech (8 bitů) je důležité jejich pořadí, proto analyzátor může být přepnut do režimu, ve kterém neposílá vlastní data z ADC ale jejich pořadí. Tento režim je využit k synchronizaci pořadí bajtů mezi analyzátozem a aplikací v PC.

Pokud je zapnuta synchronizace se sítí NN, analyzátor odesílá vzorky ze dvou period následované synchronizační sekvencí dlouhou osm bajtů. Po odeslání synchronizační sekvence zařízení neodesílá žádná data do PC po dobu dalších dvou period – aplikace zobrazí dvě ze čtyřech period sítě.

Následující obrázek zobrazuje snímek obrazovky aplikace v režimu osciloskopu se synchronizací se sítí. Jako testovací zátěž byl použit kondenzátor 10 μF .



Obrázek 16: Průběhy napětí a proudu kondenzátoru 10 μF připojeného k síti NN

Na průbězích je viditelné harmonické zkreslení, hlavně v případě proudu. Placatost průběhu napětí u maximálních a minimálních hodnot je pravděpodobně způsobena spínanými zdroji

připojenými k síti NN. Spínané zdroje obsahující na vstupu usměrňovač a filtr odebírají proud pouze v okolí špiček střídavého napětí.

3.2.2 Režim FFT (Fast Fourier Transform)

Rychlá Fourierova transformace (FFT) umožňuje získat frekvenční spektrum měřených signálů (Napětí sítě a proudu zátěže). Spektrum signálů je možné využít pro posouzení harmonického zkreslení měřených průběhů.

Softwarová implementace algoritmu FFT byla s mírnými úpravami a přepsáním do jazyka C# převzata z [17].

Při výpočtu FFT je zapotřebí komplexních čísel, proto se při softwarové implementaci ukazuje jako výhoda použití objektového programovacího jazyka jako je C#. Použitý programovací jazyk přímo umožňuje práci s komplexními čísly, což značně zjednodušilo práci při programování aplikace.

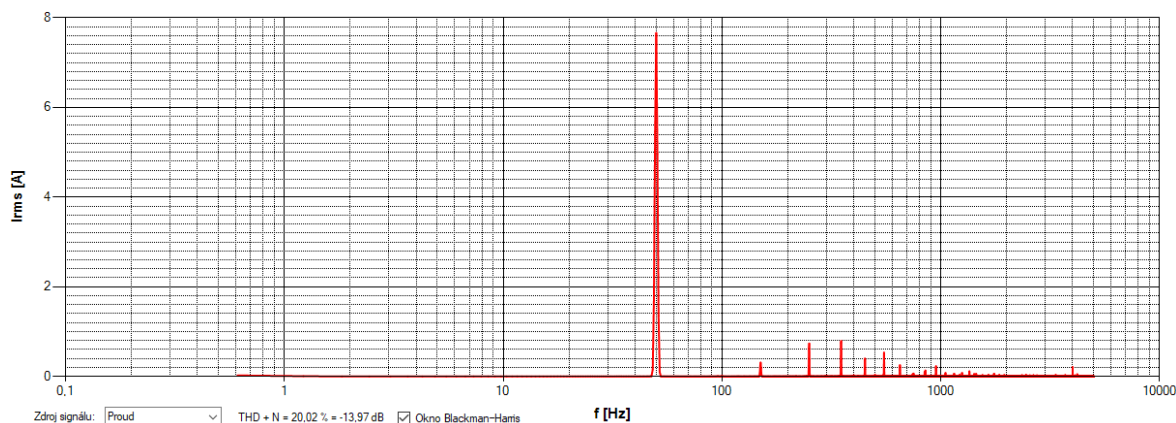
V režimu FFT měřící hardware pracuje ve stejném režimu jako v případě osciloskopu bez synchronizace – po sériové lince odesílá pouze přijaté bajty z ADC. Bajty z ADC jsou opět sestaveny do podoby vzorků a po přijetí jejich dostatečného množství je proveden výpočet FFT.

Před vlastním algoritmem FFT jsou vzorky vynásobeny tzv. výběrovým oknem, které předchází vzniku artefaktů ve spektru v případě kdy vzorky použité pro výpočet FFT přesně nezahrnují celé periody sítě [18]. Funkce výběrového okna byla zvolena typu Blackman–Harris, podle výpočtu uvedeného v [19].

Rozlišení kmitočtu výsledného spektra závisí na počtu použitých vzorků, proto je pro výpočet použito 16384 vzorků – při vzorkovacím kmitočtu ADC 10 kHz získáme rozlišení kmitočtu spektra signálu ~ 0.61 Hz. Maximální kmitočet zobrazený ve spektru je podle Nyquistova teorému polovina vzorkovacího kmitočtu ADC [20].

Výsledné hodnoty algoritmu FFT jsou normalizovány tak, aby jejich velikost odpovídala RMS hodnotě jednotlivých harmonických složek a zobrazeny do grafu k odpovídajícímu kmitočtu na ose X.

Následující obrázek zobrazuje snímek obrazovky aplikace v režimu FFT:



Obrázek 17: Spektrum proudu kondenzátoru 10 µF připojeného k síti NN

Vstupní signál v časové oblasti použitý pro získání spektra na obrázku 17 je proud kondenzátorem 10 µF zobrazen na obrázku 16.

Díky tomu, že FFT umožňuje zjistit efektivní hodnotu první harmonické měřeného signálu, můžeme vypočítat činitel harmonického zkreslení THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise). Tento parametr je možno využít k porovnání harmonického zkreslení měřených signálů. THD+N je definováno jako poměr RMS hodnoty signálu bez první harmonické ku RMS hodnotě první harmonické [4]. Výpočet THD+N pro případ napětí udává následující rovnice:

$$THD + N = \frac{\sqrt{U_{RMS}^2 - U_{AVG}^2 - U_1^2}}{U_1} \cdot 100 [\%]$$

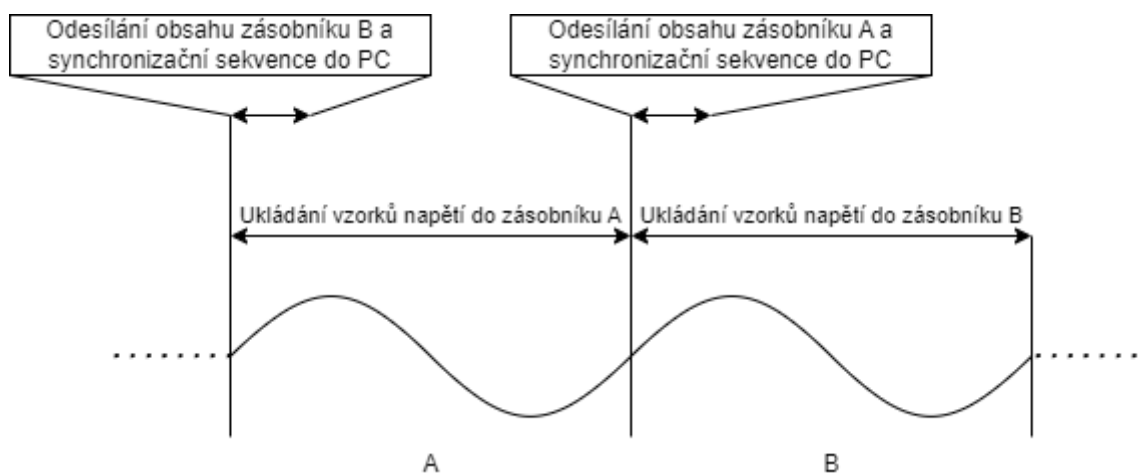
Kde U_{RMS} je efektivní hodnota původního signálu, U_{AVG} je střední hodnota (stejnoseměrná složka) původního signálu a U_1 je efektivní hodnota první harmonické.

Přesnost výpočtu činitele harmonického zkreslení je třeba ověřit pomocí přesnějšího referenčního měřidla, protože amplituda první harmonické je závislá na použitém okně a počtu vzorků pro FFT.

3.2.3 Režim detekce výpadků a poklesů napětí

Režim detekce výpadků, poklesů a jiných nestandardních stavů síťového napětí funguje na principu porovnání každé měřené periody s referenční periodou. Jako referenční perioda je použita první příchozí perioda sítě po stisku tlačítka pro vzorkování referenční periody.

Pro správnou detekci nestandardních jevů síťového napětí je nutné, aby byly zpracovány všechny změřené vzorky napětí. Tento režim také vyžaduje, aby byly příchozí data synchronizovány s kmitočtem sítě NN. Pro odesílání vzorků napětí ze všech period sítě spolu se synchronizační sekvencí analyzátor využívá tzv. dvojitého bufferování – měřené vzorky jsou ukládány do jednoho zásobníku, zatímco vzorky předchozí periody uložené v druhém zásobníku jsou odesílány do PC. Princip dvojitého bufferování vzorků v režimu pro detekci výpadků sítě blíže upřesňuje následující obrázek:

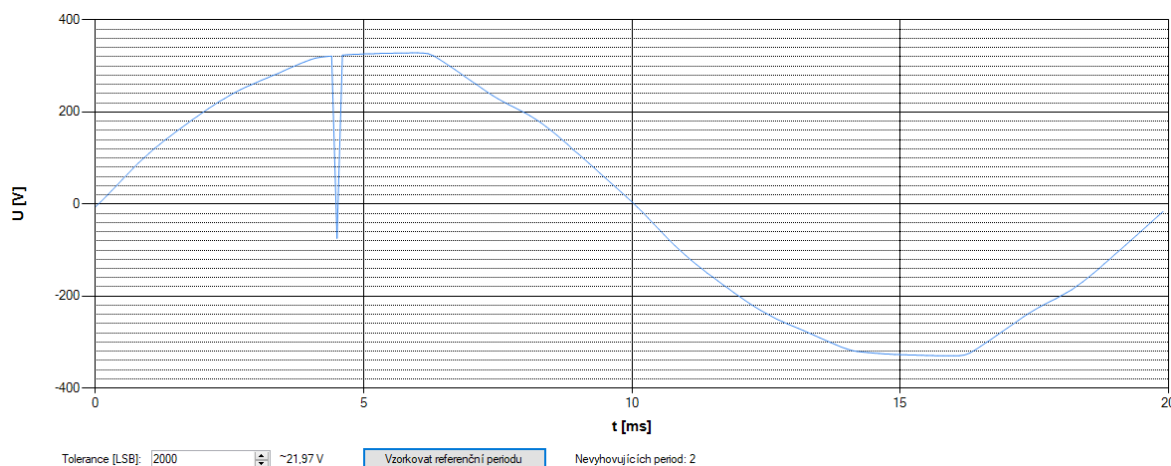


Obrázek 18: Princip dvojitého bufferování vzorků napětí

Díky tomu že záznam vzorků probíhá v přerušení a odesílání vzorků v hlavní smyčce programu, mikrořadič efektivně provádí dvě nezávislé činnosti najednou.

Celý zásobník i synchronizační sekvence se stihne odeslat včas díky vysoké rychlosti sériové linky (1,25 Mbit/s). Maximální velikost zásobníku je 256 16bitových vzorků a velikost rámce sériové linky je 10 bitů – maximální čas potřebný pro odeslání zásobníku je tedy ~4 milisekundy, zatímco perioda sítě o kmitočtu 50 Hz trvá 20 milisekund.

Pokud je v příchozí periodě zjištěna nesrovnalost s referenční periodou větší než zadaná tolerance, perioda je prohlášena za chybnou a zobrazena na obrazovce pro bližší inspekci uživatelem. Tolerance je zadávána v jednotkách LSB (least significant bit) – nejméně významný bit binárního čísla. Zobrazena je i odpovídající hodnota vstupního napětí. Následující obrázek zobrazuje snímek obrazovky aplikace po detekci chybné periody:



Na chybné periodě sítě je viditelný výpadek napětí v oblasti maxima kladné půlperiody.

Rozlišení rychlých špiček a výpadků napětí v síti je omezeno šířkou pásma vstupních analogových obvodů a vzorkovacím kmitočtem ADC, proto je většina zaznamenaných artefaktů viditelná pouze na jednom vzorku.

Závěr

V první části práce byl proveden průzkum trhu a porovnání možností vybraných produktů podobných konstruovanému Analyzátoru sítě nízkého napětí. Parametry a funkce komerčních přístrojů byly využity jako inspirace při stanovení výchozích bodů návrhu zařízení, jemuž je věnována tato práce.

Ve druhé kapitole byl podrobně popsán návrh hardwaru zařízení od vstupních silových obvodů, přes analogové a digitální části až po komunikační rozhraní. Převážná část hardwaru je umístěna na desce plošných spojů, jejíž návrh se ukázal značnou výzvou z důvodu kombinace silových, citlivých analogových a rychle se měnících digitálních signálů. První návrh desky obsahoval několik mírných nedostatků, které bylo nutné opravit případným přerušením vodivých cest a jejich následným napojením na správné místo pomocí vodičů.

Třetí část popisuje tvorbu a fungování softwaru nutného pro provoz Analyzátoru. Software je dělen na dvě části – firmware běžící na 8bitovém mikrořadiči uvnitř zařízení a na aplikaci pro osobní počítače s operačním systémem Microsoft Windows. Firmware mikrořadiče zajišťuje mnoho funkcí od vlastní akvizice vzorků napětí a proudu analogově-digitálním převodníkem, přes jejich zpracování až po komunikaci s uživatelem a aplikací v PC. Aplikace umožňuje pokročilejší, výpočetně náročnější zpracování měřených dat a uživatelsky přívětivější rozhraní. Pomocí aplikace lze zobrazit měřené průběhy napětí a proudu podobně jako na digitálním osciloskopu, zobrazit jejich kmitočtové spektrum a detekovat výpadky či poklesy síťového napětí.

Do budoucna je možné uvažovat o vylepšení analyzátoru. Pouhou úpravou softwaru je možné přidat více funkcí, například měření a zobrazení přechodových jevů proudu při připojení zátěže či ukládání (logování) naměřených dat do souboru. Po hardwarové stránce se nabízí úprava zařízení do podoby, která by umožňovala provoz na třífázové síti, což by zvětšilo jeho využitelnost v praxi.

Hotový Analyzátor sítě nízkého napětí je využitelný při konstruování nových či opravách již existujících spotřebičů napájených ze sítě nízkého napětí 230 V, například při ověřování energetické spotřeby, měření výkonu či posuzování jejich vlivu na síť.

Hotové zařízení je prakticky využitelné a disponuje funkcemi srovnatelnými s komerčními přístroji, lze tedy považovat cíl práce za splněný.

Literatura

- [1] UNI-TREND TECHNOLOGY CO., LTD. *UT230B-EU Power Socket* [Online]. 2022 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: <https://meters.uni-trend.com/download/ut230b-eu-flyer/?wpdmdl=7598&refresh=66223cdd71f0f1713519837>
- [2] ELECNOVA JIANGSU SFERE ELECTRIC CO.,LTD. *PD194Z-9HY* [Online]. 2023 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: <https://www.sfere-elec.net/web/upload/2023/09/06/16939784688419wmqhw.pdf>
- [3] FLUKE CORPORATION. *Třífázové analyzátoř kvality elektrické energie řady 1770* [Online]. c2021 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: https://dam-assets.fluke.com/s3fs-public/flk-210548-cs-1770-series-ds_w.pdf?7IY4Zz8XWQ4F8fDMilUzLxJFcjiiNcAd
- [4] FEATHERSTONE, Chris. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *How to Measure Total Harmonic Distortion of an Op-Amp and THD + N Fundamentals* [Online]. 2023 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/an/sboa580/sboa580.pdf?ts=1714291372748&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA211%253Fqgpn%253Dopa211
- [5] KISTLER GROUP. *Current and Current Pulse Sensor* [Online]. c2009-2017 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: https://kistler.cdn.celum.cloud/SAPCommerce_Download_original/000-834e.pdf
- [6] MATOUŠEK, David. *IEOBE – Elektronické obvody*. UNIVERZITA PARDUBICE, 2022.
- [7] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *ADS8361* [Online]. Rev. E. 2007 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads8361.pdf?ts=1694036936311&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FADS8361
- [8] PROVOZOVATELÉ DISTRIBUČNÍCH SOUSTAV. *PRAVIDLA PROVOZOVÁNÍ DISTRIBUČNÍCH SOUSTAV: KVALITA NAPĚTÍ V DISTRIBUČNÍ SOUSTAVĚ, ZPŮSOBY JEJÍHO ZJIŠŤOVÁNÍ A HODNOCENÍ* [Online]. 2011 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: https://www.cez.cz/edee/content/file-other/cezes/nase-sluzby/ppds-2011_priloha-3.pdf
- [9] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *OPA4186* [Online]. Rev. C. 2023 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z:

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa4186.pdf?ts=1694337062044&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FOPA4186

- [10] MICROCHIP TECHNOLOGY INC. *ATmega1284 Data Sheet* [Online]. Rev. B. 2020 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU08/ProductDocuments/DataSheets/ATmega164A_PA-324A_PA-644A_PA-1284_P_Data-Sheet-40002070B.pdf
- [11] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. *ISO6721* [Online]. Rev. G. 2022 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso6721-q1.pdf?ts=1714224646690>
- [12] FUTURE TECHNOLOGY DEVICES INTERNATIONAL LIMITED. *FT231X* [Online]. Version 1.4. 2021 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: https://ftdichip.com/wp-content/uploads/2021/10/DS_FT231X.pdf
- [13] SUNPOWER GROUP HOLDINGS LTD. What is Universal Input? *Sunpower Electronics* [online]. c2019 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: <https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-universal-input/>
- [14] THE MATHWORKS, INC. DRMS. *MathWorks Help Center* [online]. c1994-2024 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: <https://www.mathworks.com/help/slido/ref/drms.html>
- [15] MOULIN, Etienne. MEASURING REACTIVE POWER IN ENERGY METERS. *METERING INTERNATIONAL* [online]. 2002, 1(1), 52-54 [cit. 2024-04-16]. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/16242282714726reactive_energy_metering_international_edition.pdf
- [16] BRTNÍK, Bohumil. *ZÁKLADY ELEKTRICKÝCH OBVODŮ*. UNIVERZITA PARDUBICE, 2020.
- [17] SADER, Tony. FFT_Calculator. In: *GitHub* [online]. 2020 [cit. 2024-04-27]. Dostupné z: https://github.com/tonysader/FFT_Calculator
- [18] NATIONAL INSTRUMENTS CORPORATION. *Understanding FFTs and Windowing* [Online]. 2015 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: <https://download.ni.com/evaluation/pxi/Understanding%20FFTs%20and%20Windowing.pdf>
- [19] THE MATHWORKS, INC. Minimum four-term Blackman-Harris window. *MathWorks Help Center* [online]. c1994-2024 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/signal/ref/blackmanharris.html?fbclid=IwZXh0bgNhZW0CMTAAAR1nBWJIGexojc1PAEKm6MEK_x0V__tLIUbsmAEEv1b8Ya

QrOem7C7xPI_aem_AdWak1YBcRg-kd-rNicIQpfwhrrRfq0mT781zdAVkzLM-
mHCyak3r8Vizgkz1RbnBEiMJk_h-KfX6glR1QwRvXjO

- [20] OLSHAUSEN, Bruno A. *Aliasing* [Online]. 2000 [cit. 2024-04-28]. Dostupné z:
<https://www.rctn.org/bruno/npb261/aliasing.pdf>

Příloha A – Schéma a návrh DPS v programu Autodesk Eagle

Příloha B – Zdrojové soubory firmwaru mikrořadiče pro vývojové prostředí Microchip Studio

Příloha C – Zdrojové soubory desktopové aplikace pro vývojové prostředí Microsoft Visual Studio 2022