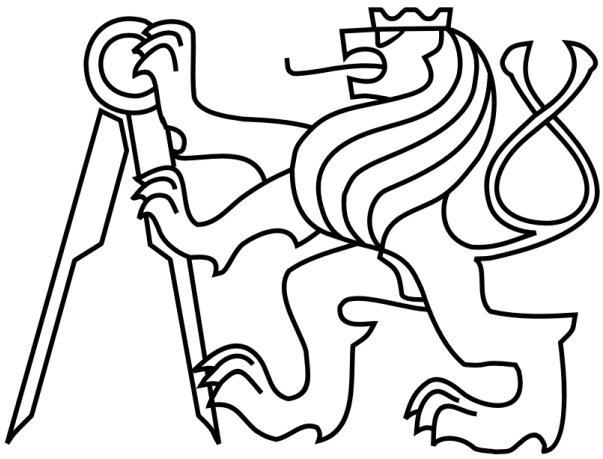
České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky



Diplomová práce

Přípravek na měření indukčnosti a saturačního proudu cívky spínaného zdroje

Autor: Bc. Petr Krýda

Vedoucí práce: Ing. Jan Novák, Ph.D.

2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Krýda** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **474244**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**

Studijní program: **Elektronika a komunikace**

Specializace: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Přípravek na měření indukčnosti a saturačního proudu cívky spínaného zdroje

Název diplomové práce anglicky:

Device for Measuring the Coil Inductance and Coil Saturation Current for Switching Sources

Pokyny pro vypracování:

1) Seznamte se s metodami měření indukčnosti a saturačního proudu cívek.
2) Zaměřte se na impulsní metody měření.
3) Vytvořte algoritmus automatického výpočtu saturačního proudu z měření časového průběhu proudu cívkou.
4) Navrhněte zapojení přípravku se vzorkovacím obvodem proudu cívkou, A/Č převodníkem a digitálním zpracováním dat.
5) Zapojení realizujte ve formě funkčního vzorku.
6) Proveďte ověřovací měření.
7) Zhodnoťte dosažené výsledky a navrhněte případná rozšíření.

Seznam doporučené literatury:

1) Elektrotechnická měření. Praha: BEN - technická literatura, 2002, ISBN 80-7300-022-9
2) P. Hrzina: Měření parametrů výkonových pasivních součástek. Časopis ELEKTRO, 12/2009, ISSN: 1210-0889

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Jan Novák, Ph.D. katedra mikroelektroniky FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **09.09.2022** Termín odevzdání diplomové práce: **26.05.2023**

Platnost zadání diplomové práce: **19.02.2024**

Ing. Jan Novák, Ph.D. podpis vedoucí(ho) práce	prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc. podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D. podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

.	
Datum převzetí zadání	Podpis studenta

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

Čestné prohlášení

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

V Praze dne podpis

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá měřením indukčnosti a saturačního proudu cívek. V práci je navržen a realizován přípravek, který slouží k provoznímu měření cívek pro spínané zdroje impulsní metodou. Přípravek využívá vytvořený algoritmus automatického výpočtu saturačního proudu z měření časového průběhu proudu cívkou. V práci je dále provedeno ověřovací měření přípravku.

Klíčová slova: Saturační proud, Indukčnost, Cívka, Impulsní metoda měření, Sycení jádra

Annotation

This master thesis focuses on measurement of inductance and saturation current of coils. In the thesis is designed and realised a device for operational measurement of coils for switched-mode power supplies using the pulse method. The device uses designed algorithm for automatic calculation of the saturation current from the coil's current waveform. The device is tested and evaluated.

Keywords: Saturation current, Inductance, Coil, Pulse method, Core saturation

Poděkování

Mé poděkování patří Ing. Janu Novákovi, Ph.D. za odborné vedení, trpělivost a ochotu, kterou mi při konzultování diplomové práce věnoval.

Petr Krýda

Seznam použitých zkratek a symbolů

A	-	zesílení
A/D		analogově digitální
ADC		analog-to-digital converter (analogově digitální převodník)
C	F	kapacita
C		označení kondenzátoru
CMOS		complementary metal–oxide–semiconductor (druh technologie logických hradel)
D		označení diody
f	Hz	kmitočet
$f(x_0)$	-	funkce f v bodě x_0
$f'(x_0)$	-	první derivace funkce f v bodě x_0
FPGA		field-programmable gate array (programovatelné hradlové pole)
h	-	krok metody pro odhad derivace
I	A	proud
I/O		vstupně výstupní pin
j		imaginární jednotka
k	-	velikost okna klouzavého průměru
L	H	indukčnost
L		označení cívky
LCD		liquid crystal display (displej z tekutých krystalů)
LUT		lookup table (vyhledávací tabulka)
MMCM		mixed-mode clock manager (systém pro konfiguraci hodinového signálu v FPGA)
n	-	pořadí vzorku
P	W	činný výkon
PC		personal computer (osobní počítač)
Q	C	náboj

Q		označení tranzistoru
R	Ω	odpor
R		označení rezistoru
RAM	-	random access memory (druh paměti)
SMA	-	simple moving average (klouzavý průměr)
SPI		serial peripheral interface (sériové periferní rozhraní)
t	s	čas
T	s	perioda
TTL		tranzistorově-tranzistorová logika
U	V	napětí
UART		universal asynchronous receiver-transmitter (druh sběrnice)
USB		universal serial bus (druh sběrnice)
X	Ω	reaktance
x_n	-	n-tý vzorek
Z	Ω	impedance
Δ		absolutní odchylka
δ	-	relativní odchylka
φ	rad	fázový posun
ω	$rad \cdot s^{-1}$	kruhový kmitočet

Obsah

Úvod ... 1

1. Teoretický úvod ... 2

1.1 Základní pojmy ... 2

1.1.1 Náhradní schéma reálné cívky ... 2

1.1.2 Saturační proud ... 2

1.2 Metody měření indukčnosti ... 3

1.2.1 Výchylkové metody ... 3

1.2.2 Srovnávací metody ... 4

1.2.3 Nulové metody ... 6

1.2.4 Rezonanční metody ... 8

1.2.5 Číslicové metody ... 9

1.2.6 Impulsní metody ... 10

1.3 Metody měření saturačního proudu ... 12

1.3.1 Impulsní metody ... 12

1.3.2 Metody se stejnosměrnou předmagnetizací ... 13

2. Teoretický rozbor metody pro vyhodnocení saturačního proudu ... 15

2.1 Rozbor úlohy ... 15

2.2 Numerická derivace ... 15

2.3 Analýza metod pro zpracování naměřených dat ... 17

2.3.1 Zvětšení kroku metody ... 18

2.3.2 Klouzavý průměr ... 19

2.3.3 Metody odhadu derivace vyššího řádu ... 23

2.4 Shrnutí vlastností zvažovaných metod ... 24

3. Návrh měřicího přípravku ... 25

3.1 Hradlové pole (Řídicí logika) ... 25

3.1.1 Výběr řídicího prvku ... 26

3.1.2 Architektura ... 27

3.1.3 Souhrn postupu při výpočtu saturačního proudu ... 29

3.1.4 Entity RAM1, RAM2 a RAM3 ... 29

3.1.5 Entita AUTOMAT_ALGORITMU 30
3.1.6 Entita HODINY 34
3.2 Výkonová část 34
3.2.1 Výběr tranzistoru Q_1 35
3.2.2 Výběr diody D_1 36
3.2.3 Výběr budiče tranzistoru Q_1 36
3.2.4 Napájení výkonové části 37
3.2.5 Návrh pasivních prvků obvodu 38
3.3 Zesilovač a A/D převodník 38
3.3.1 Výběr A/D převodníku 39
3.3.2 Návrh zesilovače 39
3.4 Mikroprocesorová jednotka 42
4. Oživení, testování a ověřovací měření přípravku 43
4.1 Testování výkonové části 43
4.2 Testování zesilovače 44
4.3 Testování A/D převodníku 45
4.4 Testování implementovaného algoritmu v FPGA 46
4.5 Měření cívek přípravkem 47
5. Závěr 48
6. Seznam literatury 49
7. Přílohy 51
7.1 Schéma zapojení hlavní desky přípravku 51
7.2 Šablona DPS hlavní desky přípravku 52
7.3 Fotografie osazené hlavní desky přípravku 53
7.4 Fotografie finálního přípravku 55
7.5 Popis přípravku 57
7.6 Výstupy na displej 58
7.7 Fotografie prototypu z fáze vývoje přípravku 59
7.8 Schéma zapojení desky Arduino 60

Úvod

V současné době se nelze obejít bez spínaných zdrojů, které jsou součástí mnoha elektronických zařízení. Základní funkční prvek těchto zdrojů je cívka. Při návrhu spínaných zdrojů je třeba brát v úvahu parametry cívek, jako například vlastní indukčnost, maximální proud z hlediska zahřívání, frekvenční závislost a v neposlední řadě i jejich saturační proud.

Pokud je totiž cívka provozována v oblasti saturace, dochází k poklesu indukčnosti, což může následně způsobit celkovou nestabilitu obvodu. Také dochází k výkonovým ztrátám v jádře, které mají za následek snížení účinnosti zdroje. Proto je třeba cívku provozovat v nesaturované oblasti.

Z výše uvedených důvodů se při návrhu spínaných zdrojů měří saturační proud. K měření je často používána složitá aparatura a proces měření je časově zdlouhavý.

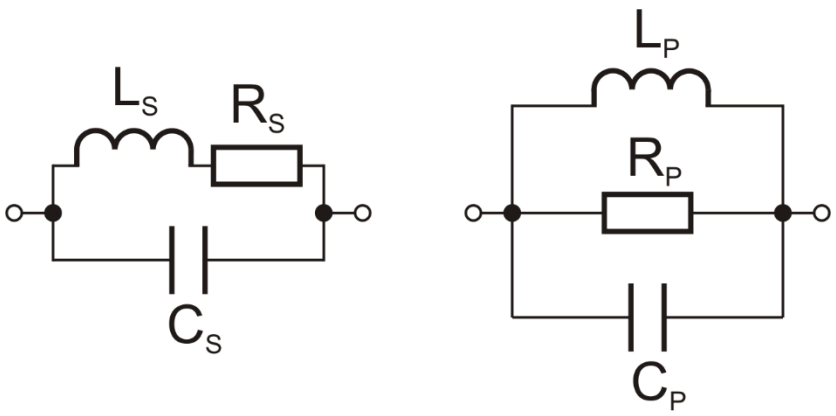
V diplomové práci je navržen přístroj, který automaticky provede provozní měření saturačního proudu a indukčnosti během krátkého časového intervalu.

1. Teoretický úvod

1.1 Základní pojmy

1.1.1 Náhradní schéma reálné cívky

Reálná cívka má kromě vlastní indukčnosti také odpor a kapacitu. Podle požadavků na přesnost jsou reálné cívky v analýze obvodů modelovány různě složitými náhradními schématy. Zjednodušené modely reálné cívky jsou znázorněny na obrázku 1.



a) Sériový model b) Paralelní model

Obr. 1: Náhradní schéma reálné cívky

V části obrázku 1a je uvedeno sériové náhradní schéma, v části 1b paralelní. Mezi modely je možné provést přepočet, viz například [1]. V následujícím textu bude použito pro modelování reálné cívky sériové náhradní schéma, ve kterém bude zanedbána kapacita C_S.

1.1.2 Saturační proud

U reálných cívek s jádrem se kromě dalších parazitních vlastností projevuje také sycení jádra magnetickým polem při průchodu proudu cívkou. Pokud bude procházející proud postupně zvyšován, bude růst magnetický indukční tok v jádře cívky, dokud nedojde k nasycení jádra. S dalším zvyšováním proudu pak začne docházet k poklesu indukčnosti cívky. Většina výrobců cívek pro spínané zdroje uvádí v katalogových listech saturační proud jako proud, při kterém dojde k poklesu indukčnosti o 10 %, viz rovnici (1).

$$\left|\frac{\Delta L}{L_0}\right| = 0{,}1 \qquad (1)$$

ΔL odpovídá změně indukčnosti, L_0 je indukčnost při nulovém procházejícím proudu cívkou. Saturační proud bude dále uvažován dle této definice.

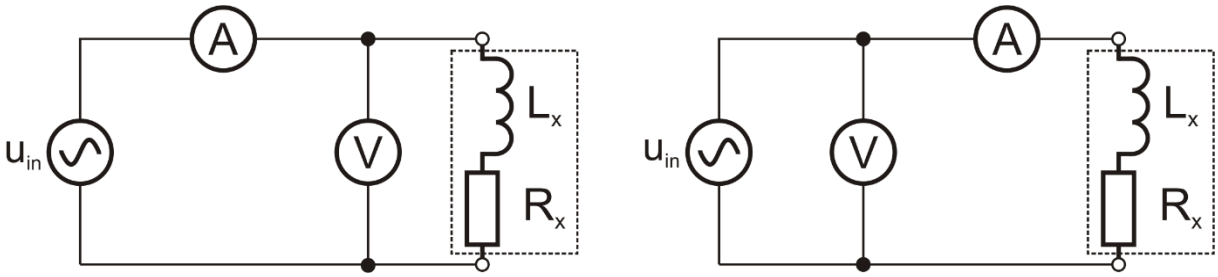
1.2 Metody měření indukčnosti

1.2.1 Výchylkové metody

Výchylkové metody jsou nejjednodušší způsob, jak měřit indukčnosti cívek. Využívají zapojení, ve kterých je měřeno napětí na cívce a proud cívkou střídavými voltmetry a ampérmetry. Cívka je buzena zdrojem harmonického střídavého napětí. Výchylkové metody mají nízkou přesnost, asi 5 % jmenovité hodnoty indukčnosti [1]. Používají se především pro provozní měření.

Měření indukčnosti voltmetrem a ampérmetrem

Tato metoda využívá dvě varianty zapojení, které jsou znázorněny na obrázku 2. Měřená cívka je na obrázku znázorněna náhradním sériovým obvodem, viz kapitolu 1.1.1.



a) b)

Obr. 2: Měření indukčnosti voltmetrem a ampérmetrem

Cívka je buzena zdrojem U_{IN}. Absolutní hodnota impedance se vypočítá z naměřených efektivních hodnot napětí a proudu podle (2).

$$|\hat{Z}| = \frac{U}{I} \tag{2}$$

Pro výpočet indukčnosti je dále třeba znát hodnotu sériového odporu R_x. Měření R_x se provede nahrazením střídavého buzení za stejnosměrné. Indukčnost cívky se poté vypočítá dle vzorce (3). Tento způsob měření sériového odporu je vhodný pouze pro vzduchové cívky, protože nebere v potaz ztráty v jádru.

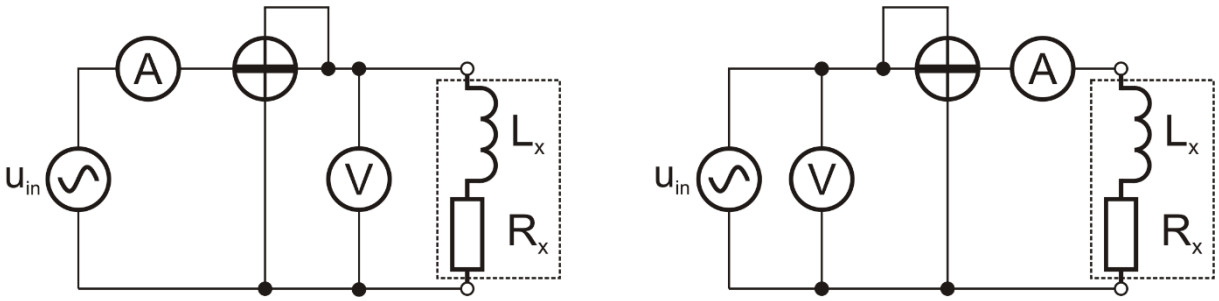
$$L_x = \frac{1}{\omega}\sqrt{|Z|^2 - R_x^2} \tag{3}$$

Pro malé indukčnosti, kdy impedance měřené cívky je řádově menší než impedance voltmetru, se volí varianta zapojení 2a. V tomto případě je nejistota měření dána proudem procházejícím přes voltmetr. Pro velké indukčnosti se volí varianta 2b. Nejistota měření je pak dána úbytkem napětí na ampérmetru. Odhad hraniční hodnoty indukčnosti pro výběr vhodné varianty zapojení udává vzorec (4), kde R_V je vnitřní odpor voltmetru a R_A je vnitřní odpor ampérmetru [2].

$$L_h \approx \frac{1}{\omega}\sqrt{R_A R_V} \tag{4}$$

Měření indukčnosti voltmetrem, ampérmetrem a wattmetrem

Jedná se o modifikaci předešlé metody doplněním o wattmetr. Opět se používají dvě varianty zapojení v závislosti na velikosti měřené indukčnosti, viz obrázek 3.



a) b)

Obr. 3: Měření indukčnosti voltmetrem, ampérmetrem a wattmetrem

Absolutní hodnota impedance je určena stejným způsobem jako v předchozí metodě, viz rovnici (2). Wattmetr zde slouží k určení rezistance cívky. Rezistance je dána vztahem (5), kde *P* je změřený činný výkon.

$$R_x = \frac{P}{I^2} \tag{5}$$

Pro následný výpočet indukčnosti platí

$$L_x = \frac{1}{\omega}\sqrt{\frac{U^2}{I^2} - R_x^2} = \frac{1}{\omega I}\sqrt{U^2 - \frac{P^2}{I^2}} \quad . \tag{6}$$

Pro malé hodnoty měřené indukčnosti je vhodná varianta zapojení 3a, pro velké 3b. Hrubý odhad hraniční indukčnosti pro výběr vhodné varianty udává (7). R_{WP} je vnitřní odpor proudové cívky wattmetru, R_{WN} je vnitřní odpor napěťové cívky wattmetru, R_V a R_A viz předchozí metodu.

$$L_h \approx \frac{1}{\omega}\sqrt{(R_A + R_{WP})\frac{R_V R_{WN}}{R_V + R_{WN}}} \tag{7}$$

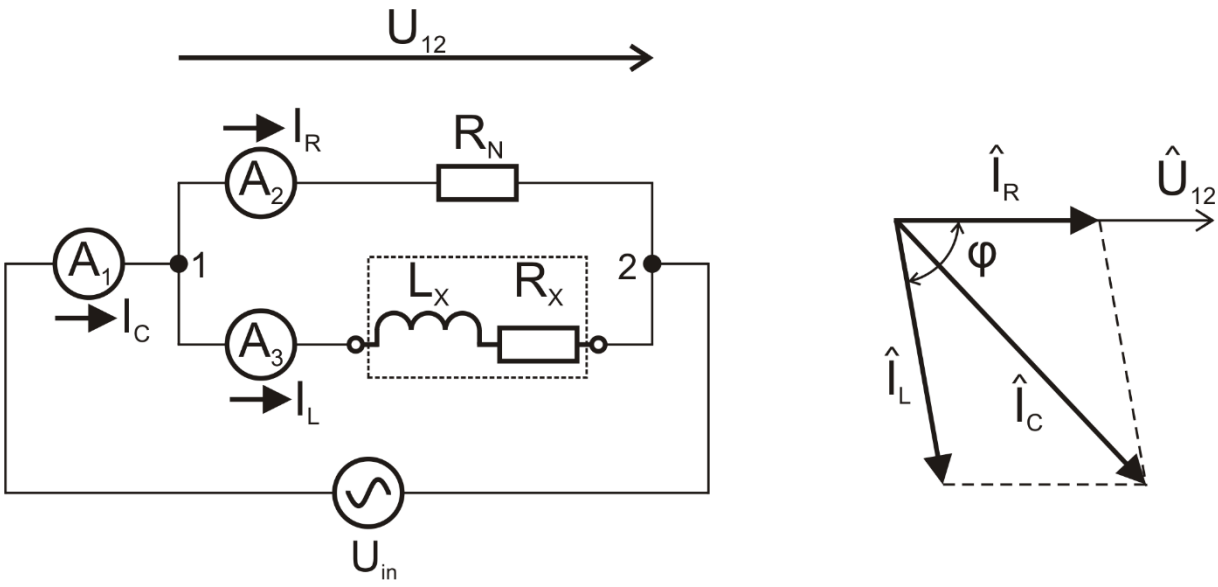
1.2.2 Srovnávací metody

Tyto metody využívají referenční impedanci (etalon), většinou odporový normál. Informace o etalonech impedance jsou uvedeny v [3]. Princip spočívá v porovnání aktivní veličiny na měřené cívce a na referenční impedanci. Pro přesnost měření je vhodné, aby se velikost referenční impedance blížila velikosti impedance měřené cívky.

Měření indukčnosti třemi ampérmetry

Metoda využívá paralelního zapojení měřené cívky s normálem odporu R_N. Ampérmetry je měřen proud v obou větvích, a také celkový proud. Schéma zapojení metody je uvedeno na obrázku 4a. Pro absolutní hodnotu impedance měřené cívky platí

$$|\hat{Z}| = \frac{U_{12}}{I_L} = \frac{I_R R_N}{I_L} \quad . \tag{8}$$



a) Schéma zapojení metody b) Fázorový diagram

Obr. 4: Měření indukčnosti třemi ampérmetry

Na obrázku 4b je znázorněn fázorový diagram proudů. Z něho lze, viz [4], za použití kosinové věty vyjádřit účiník

$$I_C^2 = I_L^2 + I_R^2 + 2I_L I_R \cos\varphi \implies \cos\varphi = \frac{I_C^2 - I_L^2 - I_R^2}{2I_L I_R} \quad . \tag{9}$$

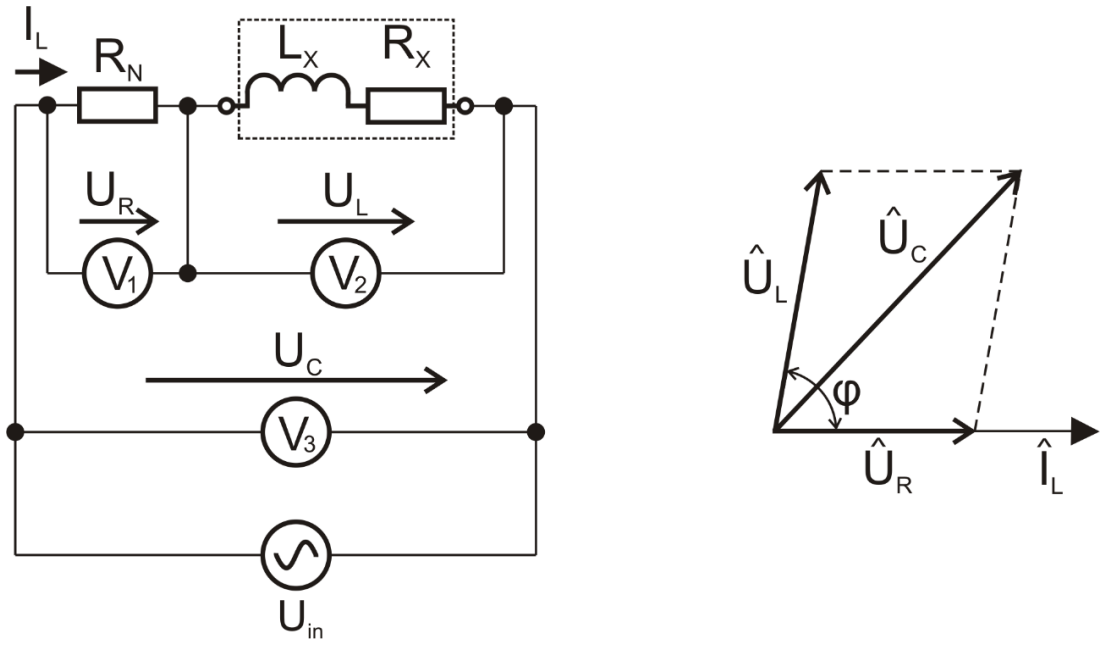
Ze vzorce (9) lze dále odvodit vztah pro reaktanci měřené cívky

$$X = |\hat{Z}| \sin\varphi = \frac{R_N}{2I_L^2}\sqrt{4I_L^2 I_R^2 - (I_C^2 - I_L^2 - I_R^2)^2} \quad . \tag{10}$$

Indukčnost lze následně vypočítat dle vzorce (3).

Měření indukčnosti třemi voltmetry

Zapojení s třemi voltmetry je analogické k předešlé metodě. Tentokrát je měřená cívka zapojena s odporovým normálem sériově. Oběma prvky protéká společný proud. Voltmetry V_1 a V_2 měří napětí na jednotlivých prvcích, voltmetr V_3 měří napětí na jejich sériové kombinaci. Schéma zapojení metody je znázorněno na obrázku 5a, fázorový diagram napětí je znázorněn na obrázku 5b.



a) Schéma zapojení metody b) Fázorový diagram

Obr. 5: Měření indukčnosti třemi voltmetry

Absolutní hodnotu impedance měřené cívky lze vyjádřit jako

$$|\hat{Z}| = \frac{U_L}{I_L} = \frac{U_L R_N}{U_R} \quad . \tag{11}$$

Obdobným postupem (viz [4]) jako v metodě s třemi ampérmetry lze vyjádřit vztah pro reaktanci měřené cívky

$$X = |\hat{Z}| \sin\varphi = \frac{R_N}{2U_L^2}\sqrt{4U_L^2U_R^2 - (U_C^2 - U_L^2 - U_R^2)^2} \quad . \tag{12}$$

Indukčnost se opět dopočítá dle vzorce (3)

1.2.3 Nulové metody

Tyto metody využívají střídavé můstky. V jednotlivých větvích můstku mohou být zapojeny různé impedance. Ty lze vytvořit různou kombinací odporů indukčností a kapacit. Základní informace o obecném střídavém můstku a podmínky vyvážení jsou uvedeny v [3]. Měření nulovými metodami mohou být velmi přesná. Pro měření indukčnosti jsou níže zmíněny dva druhy můstků. Měřicí přístroj označený v následujících schématech jako „IV“ je indikátor vyvážení. Použít lze například citlivý galvanometr.

Maxwellův-Wienův můstek

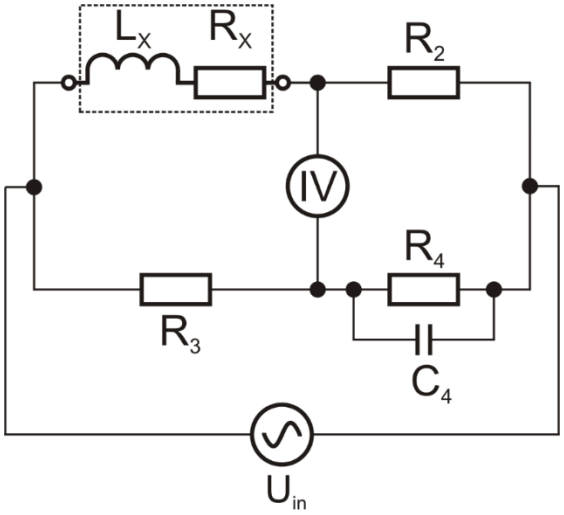
Jedná se o velmi přesnou metodu měření indukčnosti. Zapojení můstku je znázorněno na obrázku 6. Pro vyvážený můstek platí rovnice

$$R_X + \mathrm{j}\omega L_X = R_2 R_3 \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4\right) \ . \tag{13}$$

Sériový odpor a indukčnost měřené cívky se získá oddělením imaginární a reálné části v rovnici (13),

$$R_X = \frac{R_2 R_3}{R_4}, \tag{14}$$

$$L_X = R_2 R_3 C_4 \ . \tag{15}$$

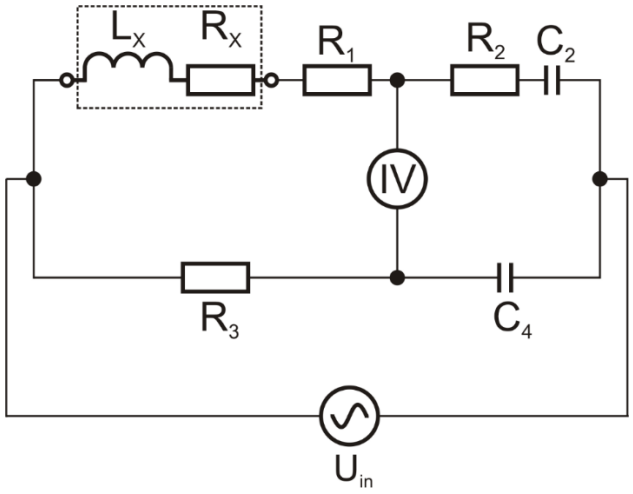


Obr. 6: Maxwellův-Wienův můstek

Můstek se obvykle vyvažuje kapacitní dekádou C_4 a odporovou dekádou R_4. Dosahovaná přesnost měření touto metodou je cca 10^{-3} až 10^{-4} jmenovité hodnoty indukčnosti. Při odstranění rušivých vlivů lze dosáhnout přesnosti až 10^{-6} [1]. Můstek kmitočtově nezávislý.

Owenův můstek

Můstek je vhodný pro měření velkých hodnot indukčností. Jeho zapojení je znázorněno na obrázku 7.



Obr. 7: Owenův můstek

Pro vyvážený můstek platí

$$(R_1 + R_X + j\omega L_X)\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_4} = \left(R_2 + \frac{1}{\mathrm{j}\omega C_2}\right)R_3 \quad , \tag{16}$$

$$R_1 + R_X + \mathrm{j}\omega L_X = \mathrm{j}\omega R_2 R_3 C_4 + \frac{R_3 C_4}{C_2} \quad . \tag{17}$$

Sériový odpor a indukčnost měřené cívky se opět získá oddělením reálné a imaginární části

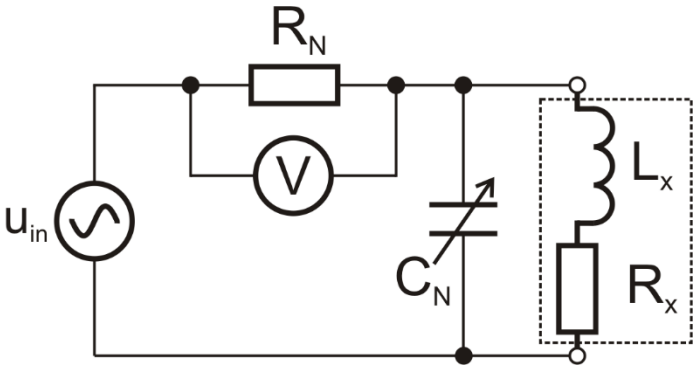
$$R_X = \frac{C_4}{C_2} - R_1 \, , \tag{18}$$

$$L_X = R_2 R_3 C_4 \quad . \tag{19}$$

Můstek se vyvažuje odporovou dekádou R_1 a odporovou dekádou R_2. Výhoda Owenova můstku je, že k jeho vyvážení není potřeba kapacitní dekáda. Můstek je kmitočtově nezávislý.

1.2.4 Rezonanční metody

Rezonanční metody využívají k měření indukčnosti rezonanční obvody. Jsou vhodné pro měření cívek, které jsou určeny pro aplikace na kmitočtech 100 kHz a výše [3]. Jednoduché zapojení pro měření indukčnosti rezonanční metodou je uvedeno na obrázku 8.



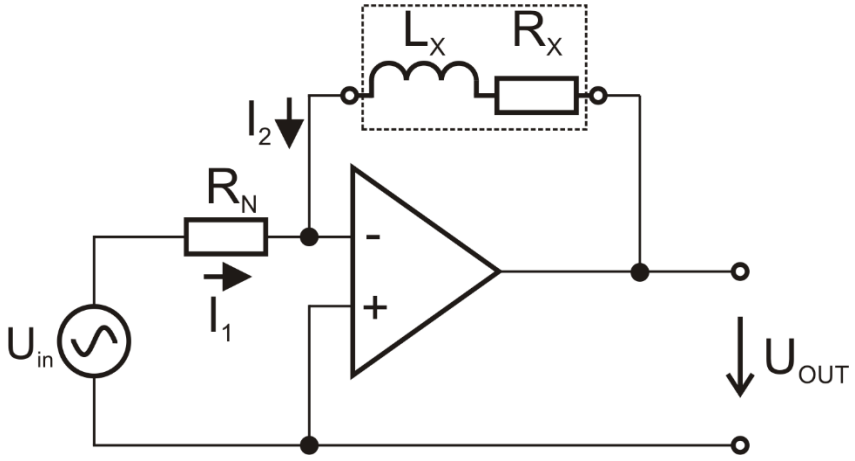
Obr. 8: Rezonanční metoda měření indukčnosti

Měřená cívka je zapojena do paralelního rezonančního obvodu s proměnným kondenzátorem C_N. Rezonanční obvod je v sérii s odporovým normálem R_N, na kterém je měřeno napětí. Celý obvod je buzen zdrojem harmonického střídavého napětí U_{IN}. Pokud je kondenzátor C_N nastaven tak, aby rezonance obvodu nastala při stejném kmitočtu jako je kmitočet buzení, naměří voltmetr minimální výchylku. Indukčnost cívky se pak určí z Thomsonova vztahu

$$L_X = \frac{1}{\omega^2 C_N} \quad . \tag{20}$$

1.2.5 Číslicové metody

Na principu číslicových metod měření pracují RLC měřiče. Ty mohou používat různé konfigurace zapojení. Většina z nich obsahuje převodník impedance na napětí nebo převodník admitance na napětí. Převodníky bývají realizovány pomocí operačních zesilovačů. Na obrázku 9 je znázorněno schéma zapojení převodníku impedance na napětí, které je vhodné pro měření sériových náhradních modelů. Převodník admitance na napětí, který je vhodný pro měření paralelních náhradních modelů, je uveden například v [4].



Obr. 9: Převodník impedance na napětí

Pro ideální operační zesilovač platí $\boldsymbol{I_1} = \boldsymbol{-I_2}$. Tomu odpovídá rovnice

$$\frac{\widehat{U}_{IN}}{R_N} = -\frac{\widehat{U}_{OUT}}{\mathrm{j}\omega L_X + R_X} \quad . \tag{21}$$

Úpravou a oddělením reálné a imaginární složky lze vyjádřit indukčnost a sériový odpor měřené cívky

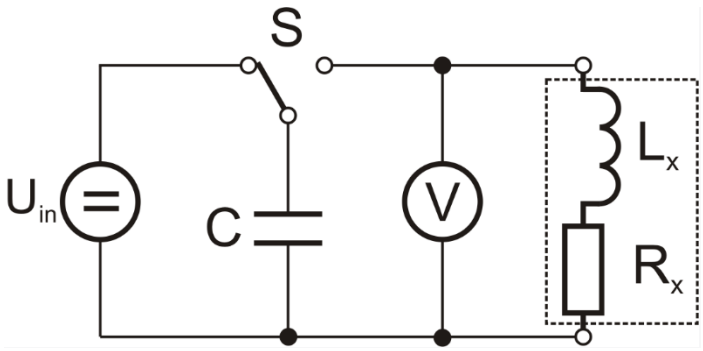
$$R_X = -\frac{R_N}{U_{IN}} \cdot \mathrm{Re}\{\widehat{U}_{OUT}\}, \quad L_X = -\frac{R_N}{\omega U_{IN}} \cdot \mathrm{Im}\{\widehat{U}_{OUT}\} \ . \tag{22}$$

Jednotlivé složky napětí $\boldsymbol{U_{OUT}}$ jsou následně měřeny vektorvoltmetrem, $\boldsymbol{U_{IN}}$ je zapojeno jako reference.

1.2.6 Impulsní metody

Tyto metody fungují na základě přechodových jevů. Měřen je časový průběh aktivní elektrické veličiny po rychlém přepnutí konfigurace obvodu s měřenou cívkou. Průběh je zaznamenán a dále vyhodnocen číslicovými metodami zpracování. Níže jsou uvedeny dva druhy zapojení pro impulsní měření cívek.

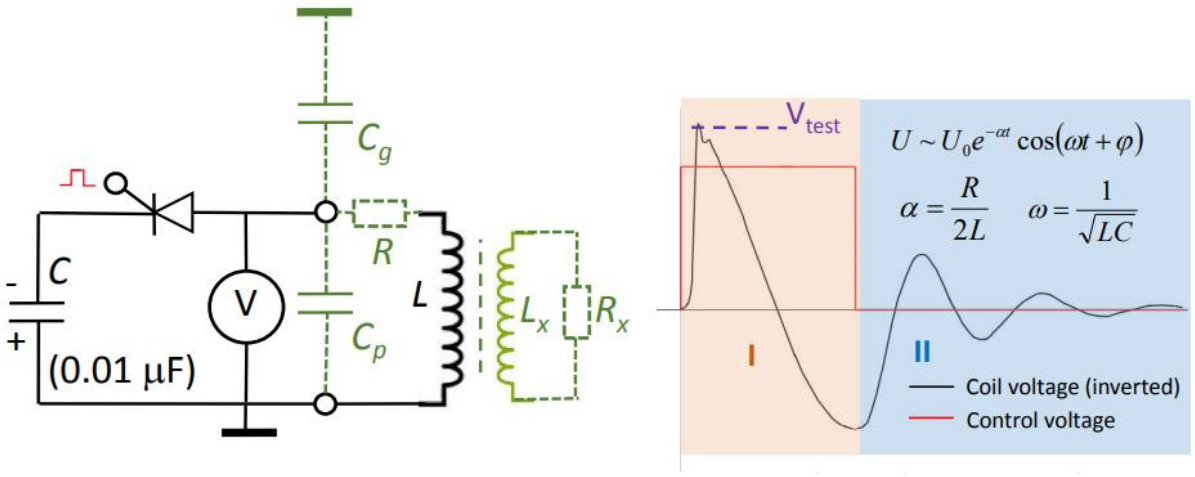
Měření s nabitým kondenzátorem



Obr. 10: Impulsní metoda s nabitým kondenzátorem

Principiální schéma metody je znázorněno na obrázku 10. Měření cívky probíhá ve dvou fázích. V první fázi je nabit kondenzátor C ze stejnosměrného zdroje napětí U_{IN} (poloha spínače S vlevo). V druhé fázi je kondenzátor připojen paralelně k měřené cívce, se kterou tvoří paralelní rezonanční obvod (poloha spínače S vpravo). Hodnotu indukčnosti lze následně vyhodnotit na základě Thomsonova vztahu, viz (20). Tuto metodu využívají profesionální testovací přístroje vinutí cívek, například „Chroma 19301A Impulse Winding Tester“, viz [5]. Přístroj kromě měření indukčnosti umožňuje detekovat neporušenost vinutí. Vnitřní zkraty se projeví nahodilostmi v měřeném časovém průběhu. Přístroj dále umožňuje detekovat průrazné napětí cívky (pracuje s napětím až 1000 V), a také hodnotu paralelního parazitního odporu.

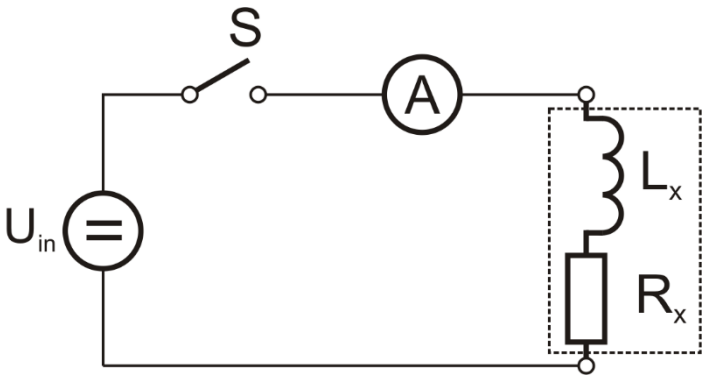
Existuje modifikace metody, ve které je krátce po připojení kondenzátor od cívky odpojen [6]. Modifikace je znázorněna na obrázku 11. Po odpojení kondenzátoru se cívka dostává do vlastní rezonance. Z časového průběhu napětí na cívce při vlastní rezonanci je možno zjistit velikost parazitních prvků cívky.



a) Schéma se znázorněnými parazitními prvky cívky b) Časový průběh napětí na cívce

Obr. 11: Měření cívky krátkým impulsem, převzato z [6]

Měření nárůstu proudu cívkou



Obr. 12: Měření nárůstu proudu cívkou

Princip metody je znázorněn ve schématu na obrázku 12. Měření probíhá v následujících krocích. Na začátku měření je spínač S rozpojený, cívkou L_X neprochází proud. Následuje sepnutí spínače. Na cívku je nyní připojen zdroj konstantního napětí. Dle rovnice (23) je proud cívkou dán integrací napětí.

$$i_L = \frac{1}{L_X} \int_0^T u_L \ \mathrm{dt} + i_L(0) \tag{23}$$

Dosazením konstantního napětí U_{IN} do rovnice (23) a zavedením nulového počátečního proudu vychází

$$i_L = \frac{1}{L_X} \int_0^T U_{IN} \ \mathrm{dt} = \frac{U_{IN}}{L_X} T \implies L_X = \frac{U_{IN}}{I_L} T \tag{24}$$

, kde T je doba měření a I_L je dosažený proud cívkou. Obě rovnice platí pro ideální induktor. Předpokládáno je nenasycené jádro magnetickým tokem a zanedbatelný sériový odpor R_X. Pro splnění

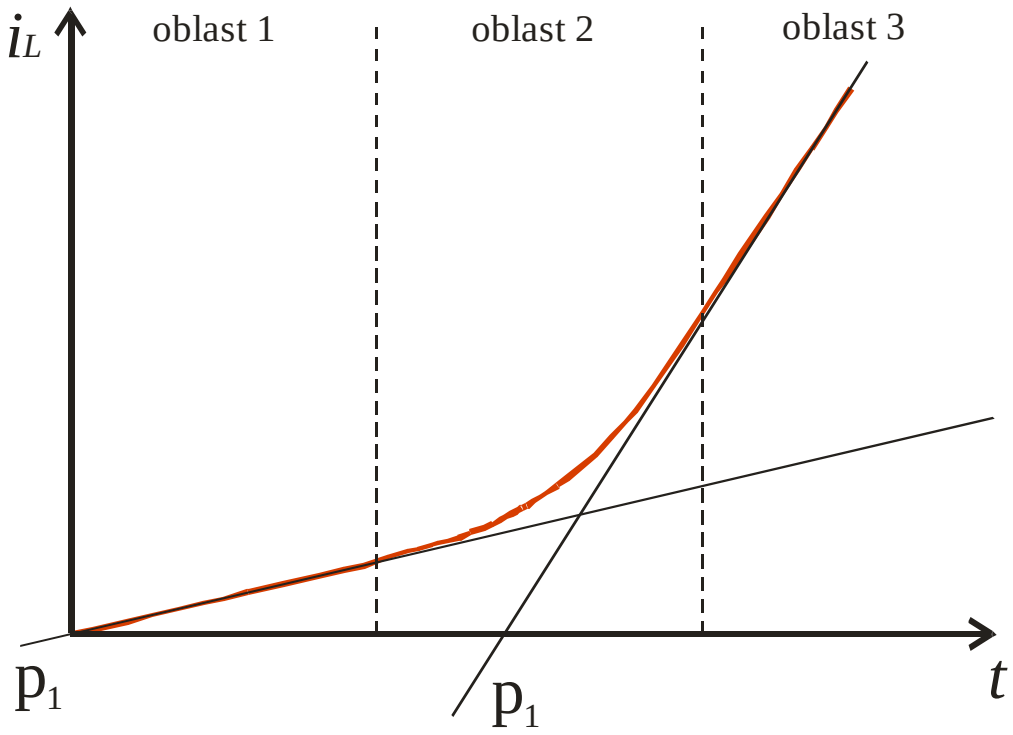
podmínky nenasyceného jádra je třeba provést měření s dostatečně malým dosaženým proudem I_L, viz následující kapitolu 1.3.1, „oblast 1“ na obrázku 13.

Metodu lze také využít k měření saturačního proudu, pokračování v následující kapitole 1.3.1.

1.3 Metody měření saturačního proudu

1.3.1 Impulsní metody

Impulsní metody měření saturačního proudu pracují na základě sledování změn v časovém průběhu proudu cívkou. Nyní bude pokračováno v popisu funkce zapojení na obrázku 12. Časový průběh proudu cívkou po sepnutí spínače je znázorněn na obrázku 13, ve kterém je rozdělen do tří oblastí. Hranice oblastí nejsou ostré. Rozdělení je vhodné pro názornost problematiky.



Obr. 13: Časový průběh proudu měřenou cívkou pro zapojení na obr. 12

Po sepnutí spínače začal proud cívkou lineárně vzrůstat. Průběh se přimyká přímce p_1. (oblast 1). Po určité době se však začne projevovat vliv sycení jádra magnetickým polem, což má za následek pokles diferenciální indukčnosti cívky L_d. S klesající L_d proud narůstá stále rychleji. (oblast 2). Jakmile je jádro zcela nasyceno, diferenciální indukčnost se již nemění, a proud narůstá opět lineárně se směrnicí přímky p_2. (oblast 3). V oblasti 2, kde průběh přechází mezi přímkami, se bude nacházet bod nasycení, který může být definován různě, viz kapitolu 1.1.2. Vyhodnocení saturačního proudu může být realizováno jednak manuálně, tedy zobrazením průběhu na osciloskopu. Dále automaticky, tedy číslicovým zpracováním. Problémem automatického vyhodnocení se zabývá kapitola 2. Bude-li uvažován parazitní

sériový odpor cívky, bude pak docházet k postupnému poklesu směrnice průběhu proudu, až se proud ustálí na hodnotě

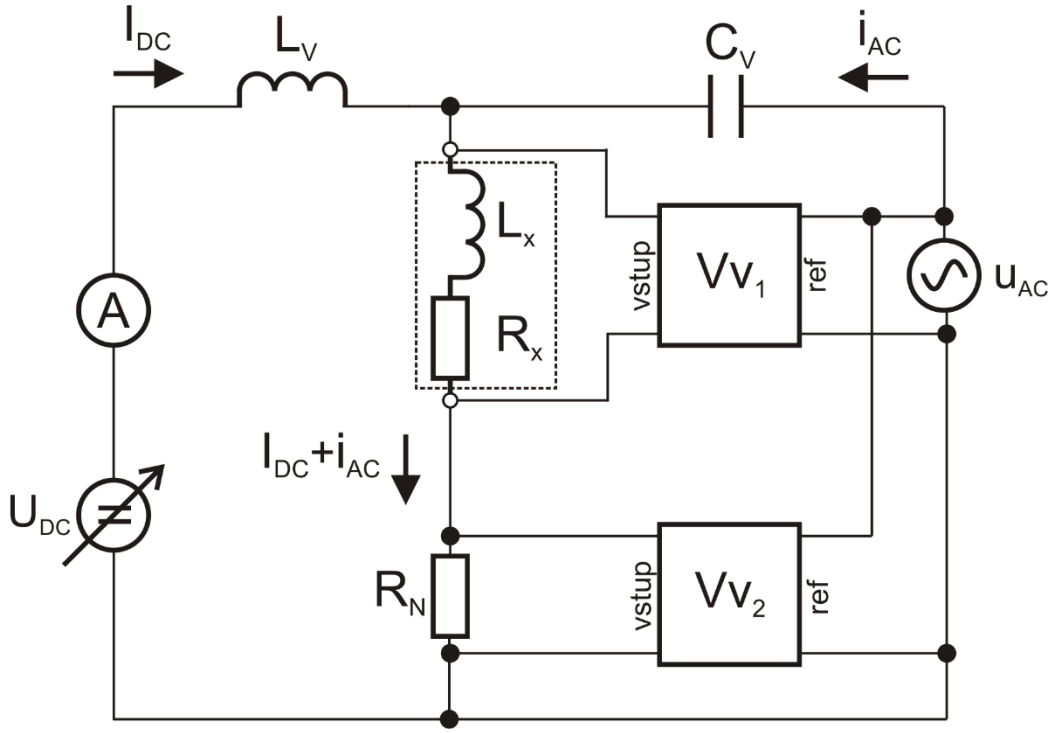
$$I_{MAX} = \frac{U_{IN}}{R_X} \quad . \tag{25}$$

Podmínky měření musí být nastaveny tak, aby sériový odpor měření neovlivňoval.

Metodu měření nárůstu proudu cívkou využívá realizovaný přípravek, viz kapitoly 3 a 4.

1.3.2 Metody se stejnosměrnou předmagnetizací

V těchto metodách prochází měřenou cívkou kombinace stejnosměrného a střídavého proudu. Stejnosměrným proudem se cívka nastaví do určitého pracovního bodu, a za pomoci střídavého proudu se provede měření indukčnosti. Velikost stejnosměrného proudu je nastavitelná. V průběhu měření je nastavována, dokud není dosáhnut určitý pokles změřené indukčnosti, který vyhovuje definici saturačního proudu (viz kapitolu 1.1.2). Aby obvod správně pracoval je nutno v určitých místech od sebe jednotlivé proudy oddělit. Princip metody je znázorněn na obrázku 14.



Obr. 14: Měření indukčnosti se stejnosměrnou předmagnetizací

Stejnosměrně je měřená cívka buzena z proměnného zdroje napětí U_{DC}. Stejnosměrný proud I_{DC} prochází přes vazební tlumivku L_V, která pro střídavé signály znamená rozpojený obvod. Proud I_{DC} je měřen ampérmetrem. Zdroj u_{AC} poskytuje střídavý měřicí signál. Střídavý proud prostupuje do měřené cívky přes vazební kondenzátor C_V. C_V představuje rozpojený obvod pro stejnosměrný proud. Indukčnost je měřena srovnávací metodou pomocí dvou vektorvoltmetrů. R_N je referenční odporový normál.

Pro srovnávací metodu měření indukčnosti s dvěma vektorvoltmetry [3] platí rovnice

$$R_X = \frac{R_N}{U_{RN}^2}\left(\mathrm{Re}\{\widehat{U}_X\}\mathrm{Re}\{\widehat{U}_{RN}\} + \mathrm{Im}\{\widehat{U}_X\}\mathrm{Im}\{\widehat{U}_{RN}\}\right) , \tag{26}$$

$$L_X = \frac{R_N}{\omega U_{RN}^2}\left(\mathrm{Im}\{\widehat{U}_X\}\mathrm{Re}\{\widehat{U}_{RN}\} - \mathrm{Im}\{\widehat{U}_{RN}\}\mathrm{Re}\{\widehat{U}_x\}\right) . \tag{27}$$

Pro metody měření saturačního proudu se stejnosměrnou předmagnetizací existuje mnoho variant zapojení, které mohou využívat různé metody měření indukčnosti. Nejčastěji se používají RLC metry, k některým přímo existují specializované zdroje stejnosměrného proudu, viz například [7].

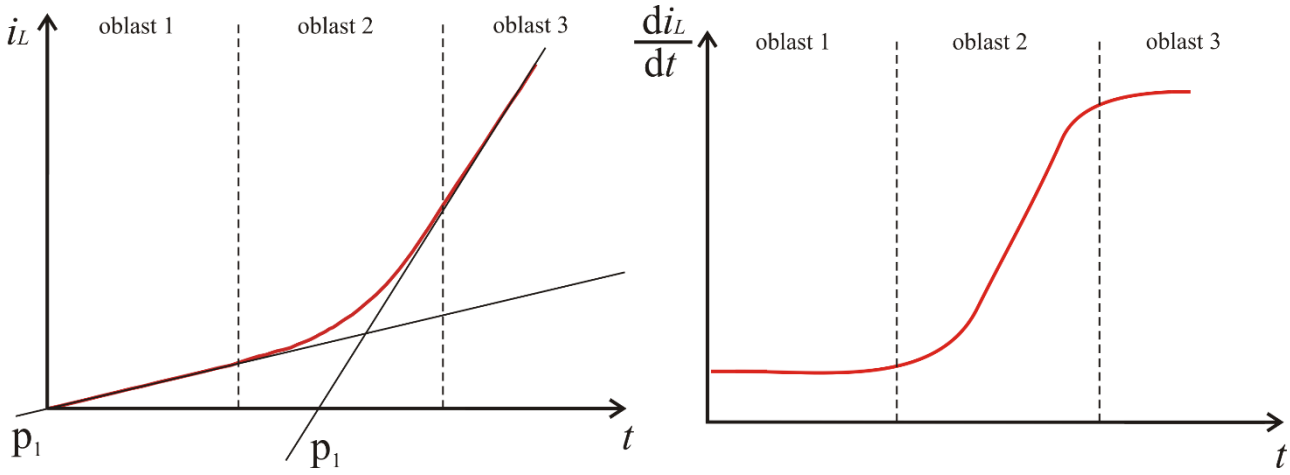
2. Teoretický rozbor metody pro vyhodnocení saturačního proudu

Kapitola 2 se zabývá návrhem algoritmu automatického výpočtu saturačního proudu z měření časového průběhu proudu cívkou. V kapitole jsou teoreticky rozebrány různé metody vyhodnocení naměřeného průběhu a výběr té optimální.

2.1 Rozbor úlohy

Nejprve bude analyzován výchozí stav problematiky. Metoda měření saturačního proudu, která je předmětem rozboru, vychází z principiálního schématu na obrázku 12 v kap. 1.2.6. Princip metody byl popsán v kapitolách 1.3.1 a 1.2.6. Časový průběh proudu cívkou je znázorněn na obrázku 15a.

K nalezení bodu nasycení je vhodné na průběh aplikovat derivaci. Graf na obrázku 15b znázorňuje první derivaci průběhu z obrázku 15a. V oblasti 1 graf 15b kopíruje směrnici přímky p_1 z grafu 15a a v oblasti 3 směrnici přímky p_2. Algoritmus, který bude následně vyhodnocovat bod nasycení, bude založen na sledování odchýlení od konstantního průběhu v oblasti 2.



a) Časový průběh proudu cívkou

b) První derivace průběhu z obr. a)

Obr. 15: Aplikování derivace na časový průběh proudu cívkou

2.2 Numerická derivace

Derivace měřeného průběhu proudu bude provedena v rámci číslicového zpracování pomocí numerického derivování. V rámci konstruovaného přípravku bude pro blok číslicového zpracování sloužit FPGA (programovatelné hradlové pole), viz kapitolu 3.1. Signál vstupující do hradlového pole není spojitý jako na obrázku 15a. Je v podobě osmibitové informace (viz analogově digitální převod v kap. 3.3), která se změní každou vzorkovací periodu. Vzorky se ukládají do paměti RAM, kde jsou obdobou tabulkově zadané funkce.

Jedna z metod numerického derivování je diferenční aproximace. Výraz (28) se nazývá dopředná diference.

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0)}{h} + O(h) \tag{28}$$

$f'(x_0)$ značí první derivaci funkce f v bodě x_0, h je krok metody. Chyba odhadu je řádu $O(h)$. Výraz připomíná definici derivace zprava, ovšem krok není nekonečně malý, ale konečný. Výraz (2) lze odvodit pomocí Taylorova rozvoje, odvození např. v [8]. Obdobně lze získat vztah pro zpětnou diferenci (29) a vztah pro centrovanou diferenci (30).

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0) - f(x_0 - h)}{h} + O(h) \tag{29}$$

$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 + h) - f(x_0 - h)}{2h} + O(h^2) \tag{30}$$

Odhad derivace pomocí centrované diference je přesnější, neboť chyba je řádu $O(h^2)$. Existují i metody pro odhad derivace s chybou vyššího řádu. Lze je získat Richardsonovou extrapolací, viz [8]. Výraz (31) udává příklad odhadu derivace pomocí čtyř bodů okolo bodu x_0 s chybou řádu $O(h^4)$.

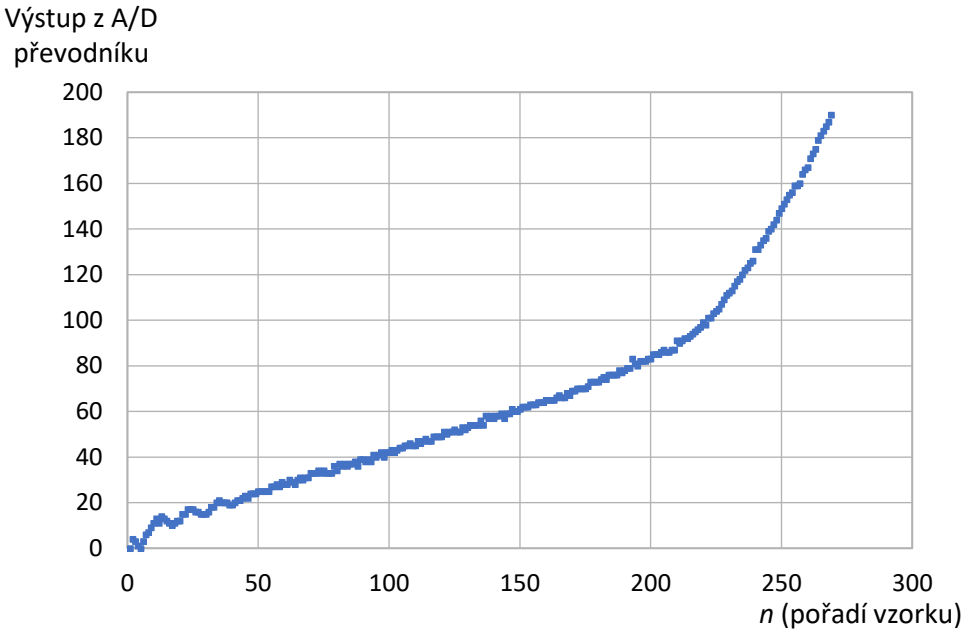
$$f'(x_0) = \frac{f(x_0 - 2h) - 8f(x_0 - h) + 8f(x_0 + h) - f(x_0 + 2h)}{12h} + O(h^4) \tag{31}$$

Problém, který se projevuje při numerickém výpočtu derivace je vliv zaokrouhlovacích chyb. Je třeba si dát pozor na odečítání příliš blízkých čísel, například v čitateli vzorce (30). S tím souvisí i volba kroku h. Při menším kroku h sice klesá chyba odhadu derivace, zato roste zaokrouhlovací chyba. Více o zaokrouhlovacích chybách v [9].

Další problém nastává, aplikuje-li se numerická derivace na soubor empiricky naměřených dat. Tato data jsou ovlivněna náhodnou chybou (šumem). Aplikování derivace šum zesílí a signál v něm obsažený může zcela potlačit. Proto je vhodné data před derivováním nejprve vyhladit vhodným filtrem. Může také pomoci použití metody pro numerickou derivaci vyššího řádu, případně zvýšit krok h. Bližší informace o vyhlazování naměřených dat pro numerické derivování jsou uvedeny v [10].

2.3 Analýza metod pro zpracování naměřených dat

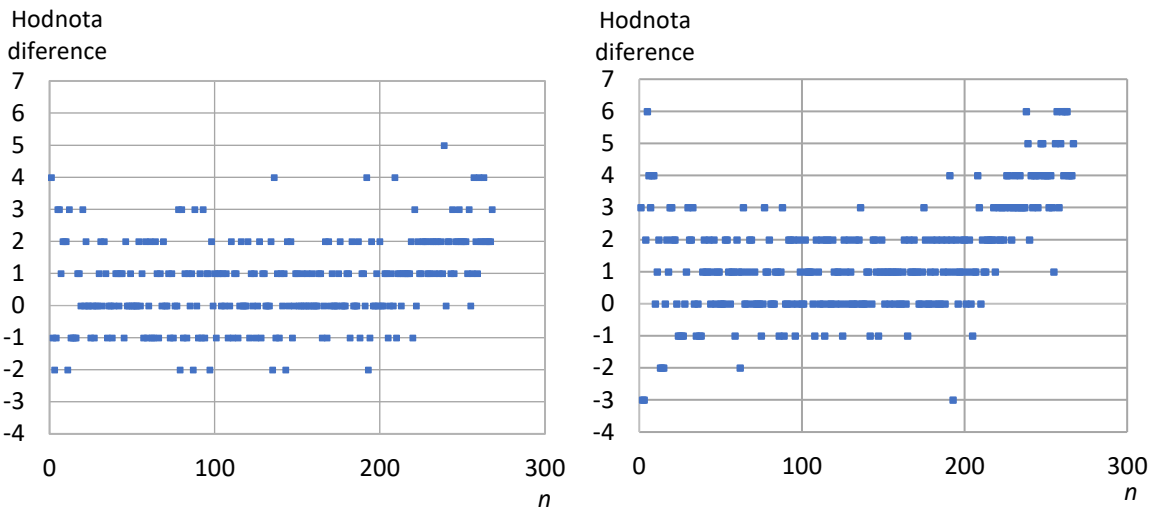
Pro účely analýzy různých procesů zpracování naměřených dat bude sloužit průběh na obrázku 16.



Obr.16: Měření reálné tlumivky, vzorkovaný průběh

V grafu na obrázku 16 jsou vynesena data, která byla získána reálným měřením tlumivky DRH104RNP-390M (L_0 = 39 µH; I_{SAT} = 2,18 A; katalogový list viz [13]). Jedná se o vzorky z A/D převodníku (viz kapitolu 3.3), které byly uloženy do paměti RAM v hradlovém poli. Na první pohled je průběh mírně ovlivněn šumem. Dále, na počátku průběhu, je patrné rozkmitání způsobené sepnutím tranzistoru. Jinak má graf charakter teoretického průběhu, viz obrázek 15a.

Vzorky tvoří tabulkově zadanou funkci. Bude hledán vhodný způsob pro numerický odhad derivace. Nejjednodušší možnost je dopředná, popřípadě zpětná diference, s krokem h = 1. O něco lepší výsledek by měla dát centrovaná diference. Srovnání grafů dopředných a centrovaných diferencí je znázorněno na obrázku 17.



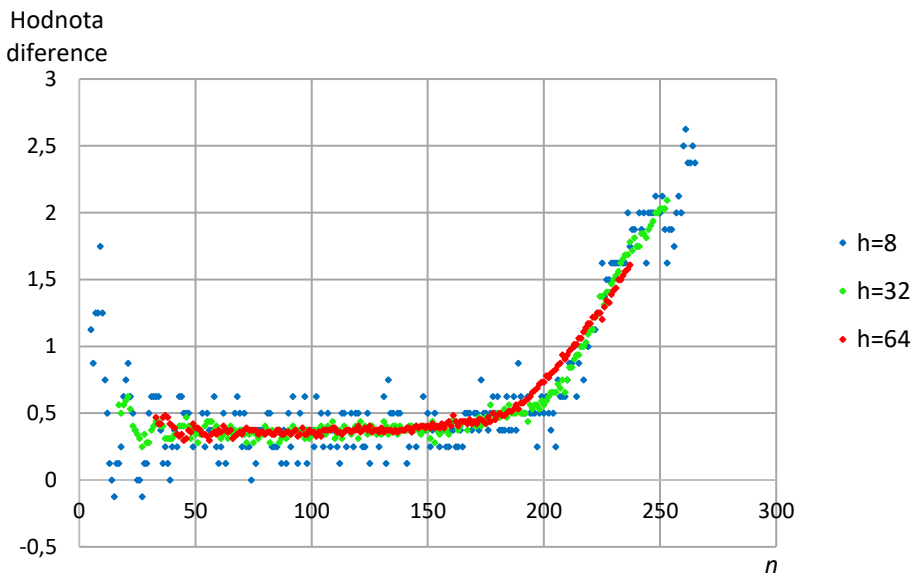
a) Dopředné diference b) Centrované diference

Obr. 17: Porovnání diferencí signálu z obr. 3; krok $h = 1$

Z grafů je patrné, že signál je potlačen šumem. Pro hledání bodu nasycení se jedná o zcela nepoužitelné metody. V dekadické soustavě nabývají vzorky celočíselných hodnot 0 až 256. Dopředná diference s krokem $h = 1$ tedy může nabývat jen celých čísel, centrovaná diference jen násobků 0,5. Dva sousední vzorky se liší jen minimálně, často jsou od sebe odečítána dvě stejná čísla. To je důvod, proč obor hodnot tvoří jen pár diskrétních hladin. Dopředné a centrované diference lze do hradlového pole implementovat s podobnou náročností. Centrovaná diference je zatížena menší chybou a více odolává šumu než dopředná diference. Proto dále nebudou dopředné (ani zpětné) diference uvažovány.

2.3.1 Zvětšení kroku metody

Lepších výsledků je možno dosáhnout zvětšením kroku metody h. Na obrázku 18 jsou vyneseny centrované diference z naměřených dat s různými kroky h. Z grafů je již možno odhadnout, v jaké oblasti dochází k nasycení jádra cívky. S narůstajícím krokem je odhad derivace více vyhlazený. Ovšem s větším h také dochází ke zplošťování „kolene“ křivky. Vyhodnocení bodu nasycení by poté nemuselo být tak přesné. Diferenci v daném bodě ovlivňují jen 2 body vzdálené o určitý interval. Lépe by bylo zvolit metodu, při které bude odhad derivace v daném bodě záviset na všech bodech ležících v onom intervalu.



Obr. 18: Centrované diference s různými kroky *h*

2.3.2 Klouzavý průměr

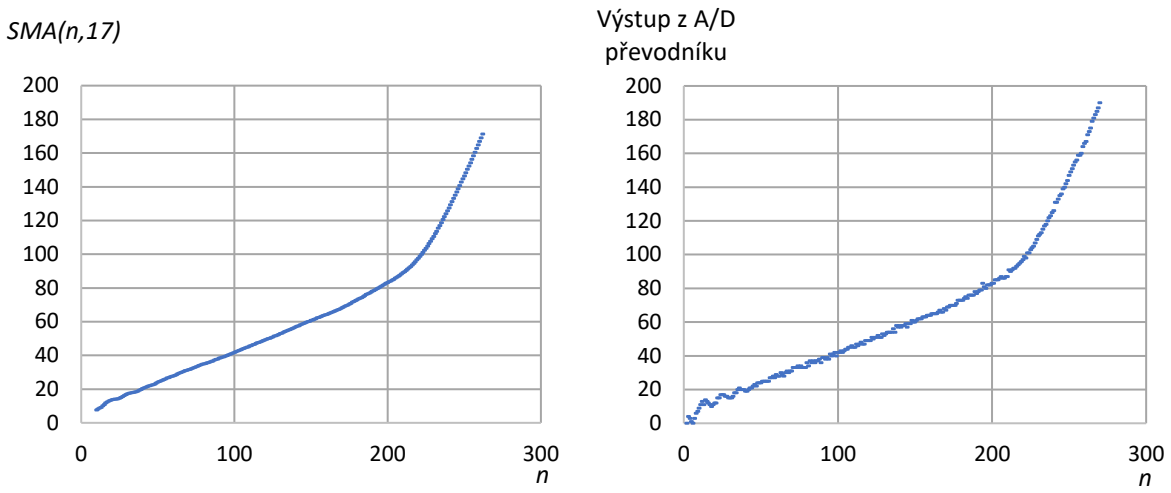
Další možnost je aplikovat na naměřené hodnoty klouzavý průměr. Výpočet prostého klouzavého průměru SMA_k (z angl. „Simple Moving Average“) uvádí vztah (32).

$$SMA_{n,k} = \frac{x_{n-k+1} + x_{n-k+2} + .. + x_n}{k} = \frac{1}{k} \sum_{i=n-k+1}^{n} x_i \qquad (32)$$

n značí pořadí vzorku, *k* je velikost okna, přes které je průměrováno. Více informací o klouzavých průměrech v například v [11]. Pro účely zpracování signálu je vhodné indexy vzorků posunout tak, aby vzorek s indexem *n* ležel uprostřed okna, viz (33). To je ovšem možné jen pro lichá okna *k*. Dále budou uvažována i sudá *k* z důvodu snadnější implementace do hradlového pole. V případě sudého *k* bude počítáno s posunem průměru o jeden vzorek vůči původnímu signálu.

$$SMA_{n,k} = \frac{1}{k} \sum_{i=n-\frac{k-1}{2}}^{n+\frac{k-1}{2}} x_i \qquad \text{; platí pro lichá } k \qquad (33)$$

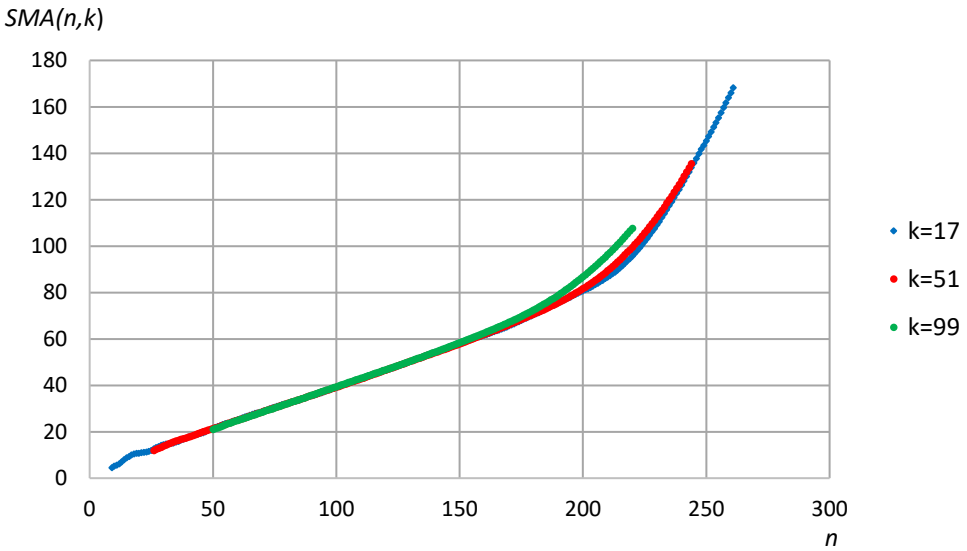
Klouzavý průměr signál vyhladí a sníží vliv šumu. Dále pak, dle velikosti okna *k*, rozšíří hodnoty dat o další desetinná místa. Tímto způsobem lze „zahustit“ obor hodnot diferencí. Na obrázku 19a je znázorněn vyhlazený průběh klouzavým průměrem s oknem $k = 17$. Na obrázku 19b je pro porovnání původní naměřený průběh.



a) Vyhlazený signál; $k = 17$ b) Původní signál

Obr. 19: Porovnání vyhlazeného signálu klouzavým průměrem s původním signálem

Nastává otázka, jakou zvolit délku okna k. Při příliš malé velikosti okna nebude signál dostatečně vyhlazený, a z hodnot diferencí nepůjde vyčíst trend. Při zvětšování okna bude z krajů ubývat počet bodů vyhlazeného průběhu. To může omezit rozsah detekce bodu nasycení. Při moc velkém oknu budou klouzavé průměry reagovat na změnu trendu moc brzy, a vyhodnocení bude chybné. Chování klouzavých průměrů s různými délkami oken zachycuje graf na obrázku 20.

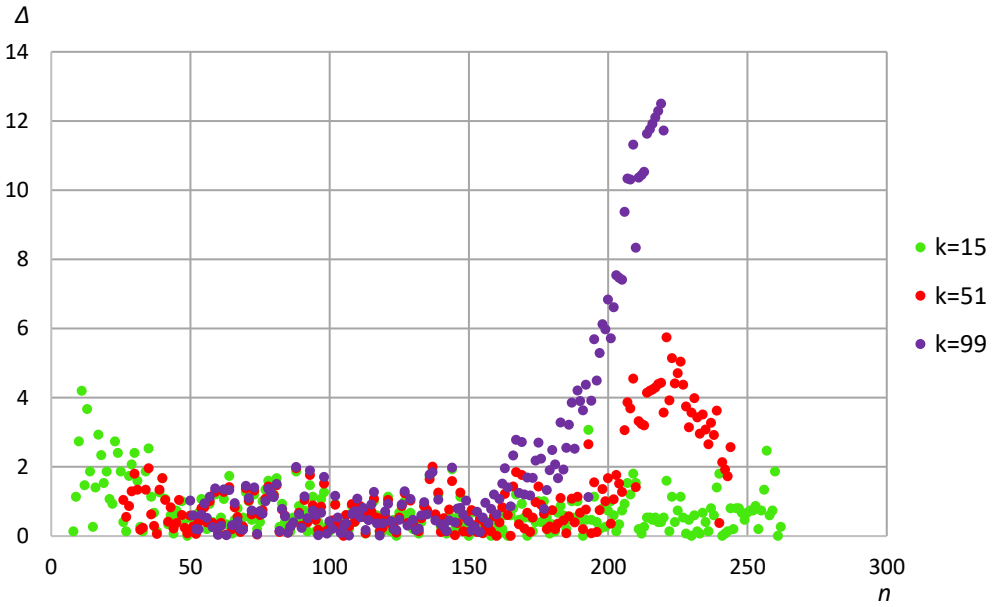


Obr. 20: Klouzavé průměry s různě velkým oknem k

Z obrázku je patrné, že se zvětšujícím se oknem nastává „koleno“ průběhu dříve. Také je patrné zkracování celého vyhlazeného průběhu z krajů. Dále bude zkoumána odchylka vyhlazeného průběhu od nevyhlazeného průběhu v závislosti na velikosti okna. Odchylku definuje vzorec (34).

$$\Delta = |SMA_n - x_n| \tag{34}$$

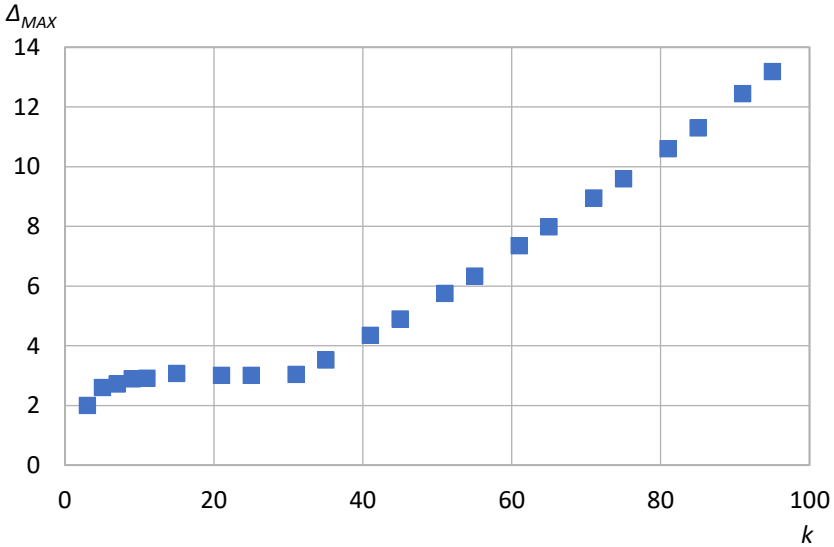
Obrázek 21 znázorňuje, jak se mění odchylka Δ v závislosti na pořadí vzorku n. Parametr grafu je velikost okna k.



Obr. 21: Odchylka klouzavých průměrů Δ v závislosti na pořadí vzorku n pro různá okna k

Odchylky počátečních vzorků jsou způsobeny rozkmitáním na začátku původního průběhu, viz obrázek 16. Tyto odchylky nejsou zásadní, protože souvisí s mírou vyhlazení zákmitů. Největší odchylky nastávají v oblasti „kolene“ průběhu. Zdá se, že se projevují především pro velká průměrovací okna.

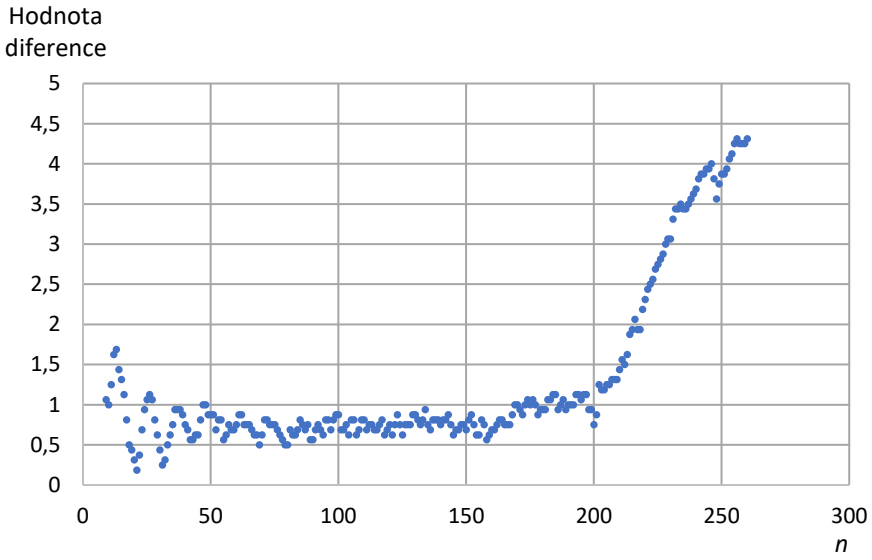
Projev odchylek v závislosti na velikosti okna je znázorněn na obrázku 22. Na svislé ose je vynesena maximální absolutní odchylka Δ_{MAX} pro dané okno. Odchylky byly zkoumány až od 50. vzorku, aby nebyly brány v úvahu počáteční zákmity.



Obr. 22: Závislost maximální odchylky klouzavých průměrů Δ_{MAX} na velikosti okna k

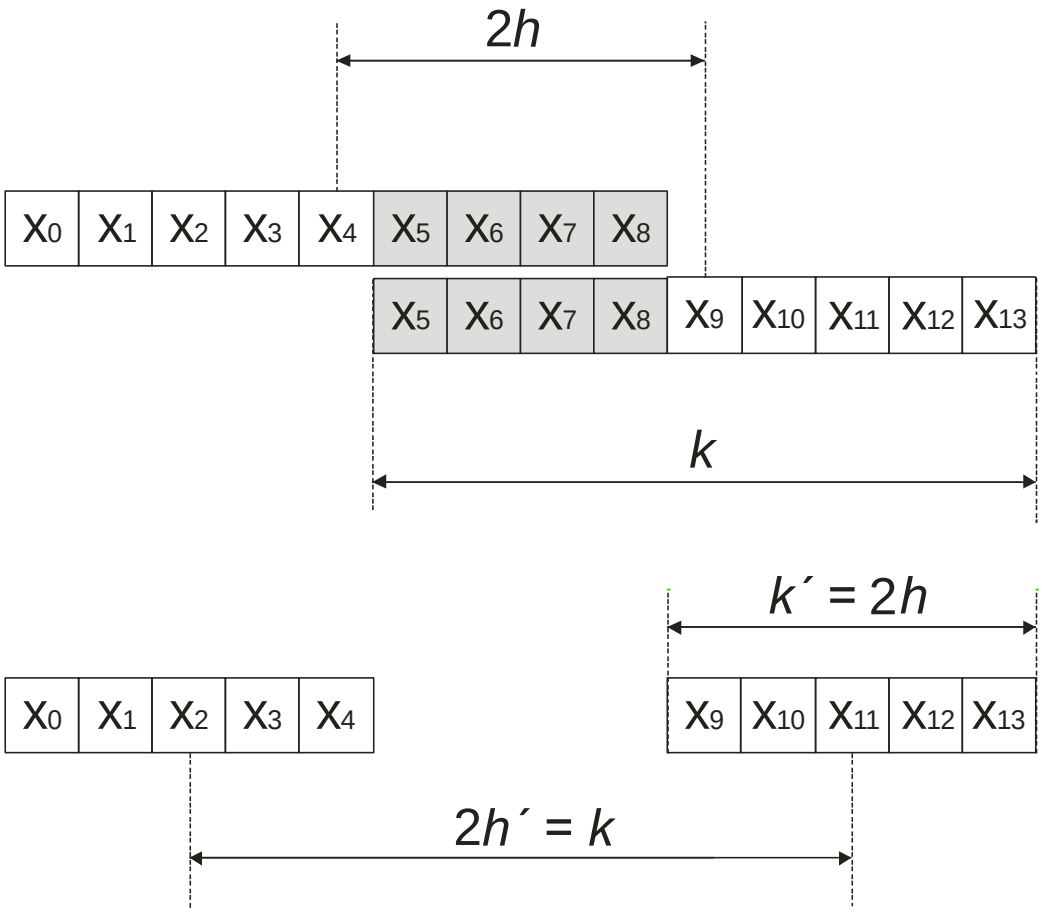
Maximální odchylka je přibližně do velikosti okna $k = 30$ konstantní, poté začíná narůstat. Vhodná velikost okna se tedy jeví jako $k < 30$. Pro aplikaci byla zvolena velikost okna $k = 16$. S tímto průměrovacím oknem je průběh již dostatečně vyhlazen. Jedná se o mocninu čísla 2, klouzavý průměr bude tak snadno implementovatelný do hradlového pole.

Jak se aplikování klouzavého průměru projeví na hodnotách diferencí, je znázorněno na obrázku 23. Jedná se o centrované diference s krokem $h = 1$. Velikost okna je $k = 16$. Lze porovnat s obrázkem 17b, kde průběh nebyl vyhlazen.



Obr. 23: Centrované diference z klouzavých průměrů; $h = 1$; $k = 16$

Nyní se objevuje otázka, jak zvolit optimální krok h. Mezi krokem h centrované diference a velikostí okna klouzavého průměru k existuje jistá souvislost. Tuto skutečnost znázorňuje obrázek 24.



Obr. 24: Souvislost mezi krokem *h* a oknem *k*

Na obrázku jsou znázorněny v řadě jednotlivé vzorky x_n naměřeného průběhu. V horní části jsou vyznačeny dvě okna (velikost *k*) klouzavých průměrů, která jsou od sebe vzdálena 2*h*. Okna se částečně překrývají. Právě z těchto dvou klouzavých průměrů je počítána diference. Při výpočtu diference se vzorky, které se překrývají, odečtou. Ve výsledku se tedy uplatní jen vzorky znázorněné v dolní části obrázku. Z dolní části však vyplývá, že výsledek je stejný, jako v případě použití okna *k*' a kroku metody *h*'. Dále je patrné, že v případě $2h \neq k$ bude diference počítána z dvou řad vzorků s mezerou okolo středu intervalu. Je však vhodné, aby se na výsledku diference projevily vzorky z celého intervalu. Proto je vhodné volit $2h = k$.

2.3.3 Metody odhadu derivace vyššího řádu

Další možnost, jak zpřesnit odhad derivace je použití metody vyššího řádu. Tyto metody požívají k výpočtu diference hodnot více bodů z okolí bodu x_0. Hodnoty bodů různě vzdálených od x_0 bývají různě váhovány. Vzorce pro výpočet diferencí vyplývají z Richardsonovy extrapolace, bližší informace jsou uvedeny v [8]. Hodnoty váhovacích koeficientů pro různý počet bodů z okolí x_0 lze snadno vygenerovat pomocí nástroje umístěného na webových stránkách [12]. V tabulce 1 jsou zaneseny koeficienty pro centrované diference 2.,4.,6. a 8 řádu.

Tab. 1: Koeficienty pro centrované diference 2. až 8. řádu

	$x_0 - 4h$	$x_0 - 3h$	$x_0 - 2h$	$x_0 - h$	x_0	$x_0 + h$	$x_0 + 2h$	$x_0 + 3h$	$x_0 + 4h$
2. řád				- 1/2	0	1/2			
4. řád			1/12	- 2/3	0	2/3	- 1/12		
6. řád		- 1/60	3/20	- 3/4	0	3/4	- 3/20	1/60	
8. řád	1/280	- 4/105	1/5	- 4/5	0	4/5	- 1/5	4/105	- 1/280

Z tabulky vyplývá, že vliv vzorků na diferenci prudce klesá s jejich vzdáleností od x_0. Koeficienty se vzdáleností klesají tak rychle, že se na odhadu derivace projeví jen blízké okolí x_0. Z tohoto důvodu je požití metod vyšších řádů méně efektivní než předešlé zvažované varianty postupu. Nevhodnost pro aplikaci také jednoznačně vyplývá z hodnot koeficientů. Jejich implementace do hradlového pole by byla složitá.

2.4 Shrnutí vlastností zvažovaných metod

V předešlých kapitolách byla popsána problematika výběru metody pro odhad derivace měřeného průběhu. Ze zvažovaných možností se nejlépe osvědčila metoda, ve které je na průběh naměřených dat nejprve aplikován klouzavý průměr, a následně jsou vypočítány centrované diference řádu 2. Pro optimální velikost okna klouzavého průměru a krok diference bylo voleno $k = 2h$. Porovnání všech zvažovaných metod shrnuje tabulka 2.

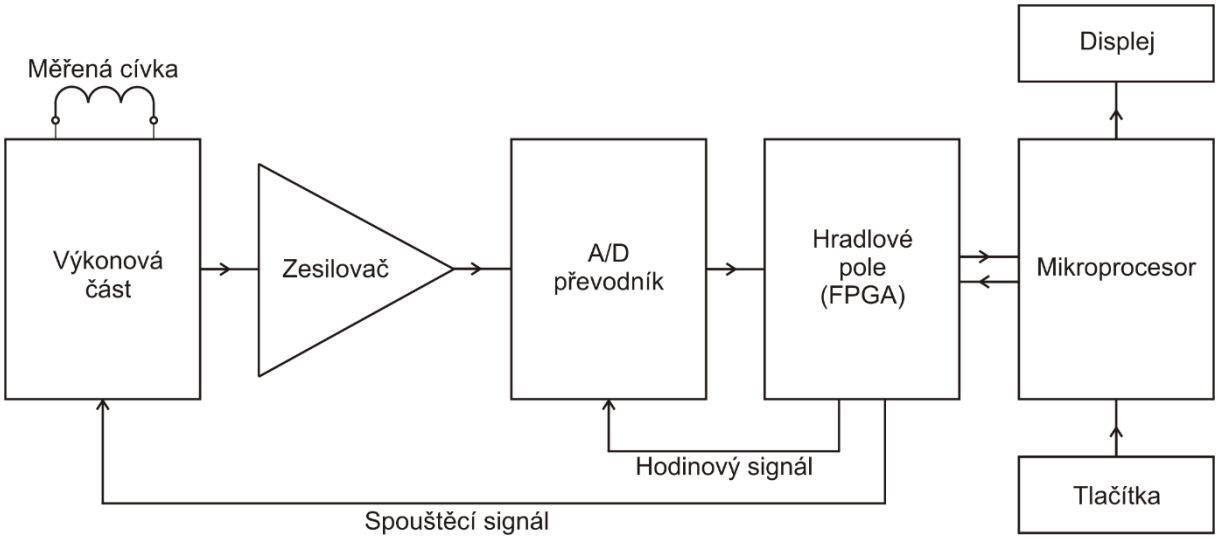
Tab. 2: Shrnutí vlastností zvažovaných metod

<table>
<tr><td rowspan="2">Metoda zpracování dat</td><td colspan="3">Metoda odhadu derivace</td></tr>
<tr><td>Dopředná / zpětná diference řádu 1</td><td>Centrovaná diference řádu 2</td><td>Diference vyšších řádů</td></tr>
<tr><td>Základní průběh</td><td rowspan="4">Horší výsledky než u centrované diference</td><td>Šum, nepoužitelné</td><td rowspan="4">Složitá implementace do FPGA.

Silný vliv váhování → málo efektivní</td></tr>
<tr><td>Zvětšení kroku h</td><td>Částečně vyhlazené</td></tr>
<tr><td>Klouzavé průměry, nejmenší krok h</td><td>Částečně vyhlazené</td></tr>
<tr><td>Klouzavé průměry, $2h = k$</td><td>Dobře vyhlazené</td></tr>
</table>

3. Návrh měřicího přípravku

Kapitola 3 se zabývá návrhem přípravku na měření indukčnosti a saturačního proudu cívek pro spínané zdroje. V kapitole jsou popsány jednotlivé bloky přípravku, a to jak z hlediska implementace vyhodnocovacího algoritmu do FPGA, tak z hlediska obvodového řešení.



Obr. 25: Blokové schéma přípravku

Na obrázku 25 je znázorněno blokové schéma měřicího přípravku. Představa funkce přípravku je následující. Uživatel nejprve vloží měřenou cívku do přípravku. Stisknutím tlačítka dá pokyn hradlovému poli, aby vyslalo spouštěcí signál pro výkonovou část. Obvod výkonové části následně provádí pulsní měření cívky. Signál z výkonové části vstupuje do zesilovače. Ten slouží k přizpůsobení úrovně signálu pro vstup A/D převodníku. A/D převodník signál vzorkuje a kvantuje. Data z A/D převodníku čte hradlové pole, ukládá je do paměti, a následně zpracovává. Pomocí implementovaných algoritmů z dat vypočte saturační proud a indukčnost měřené cívky. Výsledek je odeslán do mikroprocesoru, a následně je zobrazen na displeji.

3.1 Hradlové pole (Řídicí logika)

Blok by měl sloužit jako řídicí část celého přípravku. Požadavky kladené na jeho funkci jsou následující:

1. Posílat řídicí signály ostatním blokům.
2. Zajistit záznam výstupních dat z A/D převodníku.
3. Zaznamenané vzorky následně zpracovat implementovaným algoritmem pro automatický výpočet saturačního proudu.

3.1.1 Výběr řídicího prvku

Pro danou aplikaci byl zvažován buď mikroprocesor nebo hradlové pole. Rozhodující parametr pro výběr je doba trvání zpracovávaného časového průběhu a vzorkovací kmitočet A/D převodníku. Pokud bude nejmenší měřitelný saturační proud cca 0,5 A a indukčnost cca 5 μH, doba trvání měřeného průběhu bude přibližně 1 μs. Bude-li uvažovaná délka nejkratšího zpracovatelného průběhu 20 vzorků vychází požadovaný vzorkovací kmitočet alespoň 20 MHz. Mnoho rychlých mikroprocesorů umožňuje zpracování signálu na těchto kmitočtech. Nicméně použití mikroprocesoru by znamenalo nutnost program optimalizovat. Při použití FPGA se jedná o jednodušší úkol. FPGA se jeví jako vhodný nástroj především díky schopnosti provádět úkony paralelně. Další výhoda FPGA je možnost implementovat do něho specializovaný obvod přímo pro konkrétní účel.

Při výběru řídicího prvku bylo rozhodnuto nevytvářet vlastní desku s FPGA. Výběr byl zaměřen na již existující vývojové desky, a to z hlediska náročnosti vývoje, jednoduchosti testování projektu, široké podpoře, univerzálnosti a časové úspoře. Na trhu existují různé vývojové desky s různými typy hradlových polí a okolními periferiemi. Množství okolních periferií není při výběru zásadní, protože primární úkol desky je komunikovat s ostatními bloky přes vstupně výstupní piny. Požadavky kladené na vývojovou desku jsou:

- Malé rozměry desky
- Možnost programování přes USB
- Alespoň 13 I/O pinů
- Možnost přivést na I/O piny signál o kmitočtu alespoň 20 MHz
- Přítomnost SPI Flash paměti pro uložení programu
- Nízká cena
- Parametry FPGA
    - Množství LUT (Lookup table) … v projektu použito 5002 LUT
    - Velikost RAM …..…… v projektu použito 209 kbit

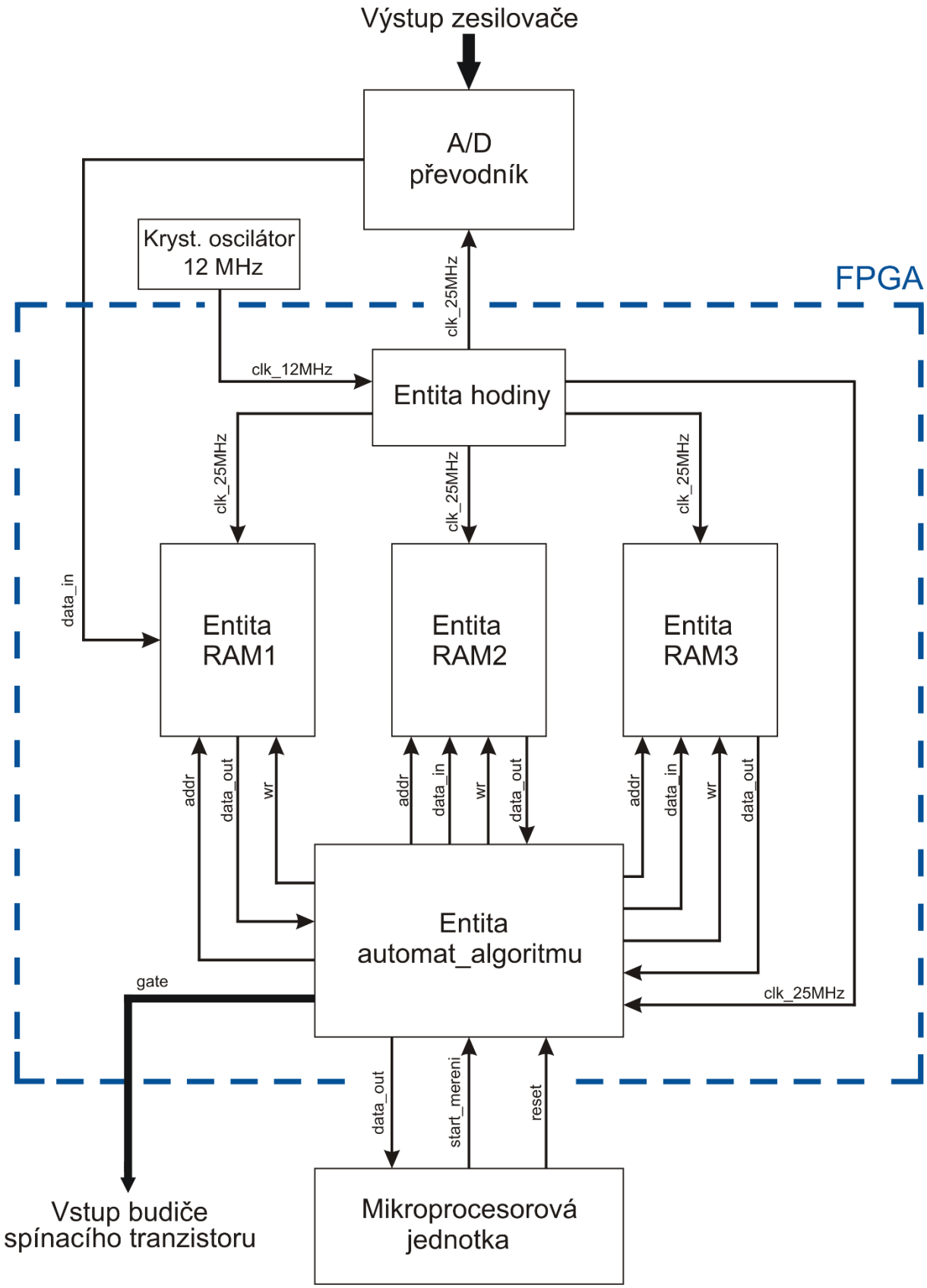
Pro danou aplikaci byly uvažovány tři vývojové desky s FPGA. Jejich porovnání ukazuje tabulka 3. Z hlediska dostupné paměti RAM by nejvíce vyhovovala deska Cmod A7-35T. V době realizace projektu však nebyla dostupná na trhu. Proto byla díky ceně a dostupné RAM zvolena deska Cmod S7-25, referenční manuál viz [14].

Tab. 3: Porovnání parametrů vývojových desek s FPGA

Vývojová deska	Block RAM (kbit)	Distribuovaná RAM (kbit)	Počet LUT	Cena (Kč)
Cmod S7-25	1 620	313	14 600	1 742
Cmod A7-25	1 800	400	20 800	2 197
ORANGECRAB-R0D2-25	1 008	194	24 000	2 226

3.1.2 Architektura

Kód pro FPGA byl vytvořen v jazyce VHDL ve vývojovém prostředí Xilinx Vivado Design Suite 2022.1. Dále budou popsány jednotlivé komponenty projektu. Projekt je tvořen čtyřmi entitami. Propojení entit a signály pro komunikaci FPGA s ostatními bloky přípravku jsou znázorněny ve schématu na obrázku 26.



Obr. 26: Propojení entit a signály pro komunikaci FPGA s ostatními bloky přípravku

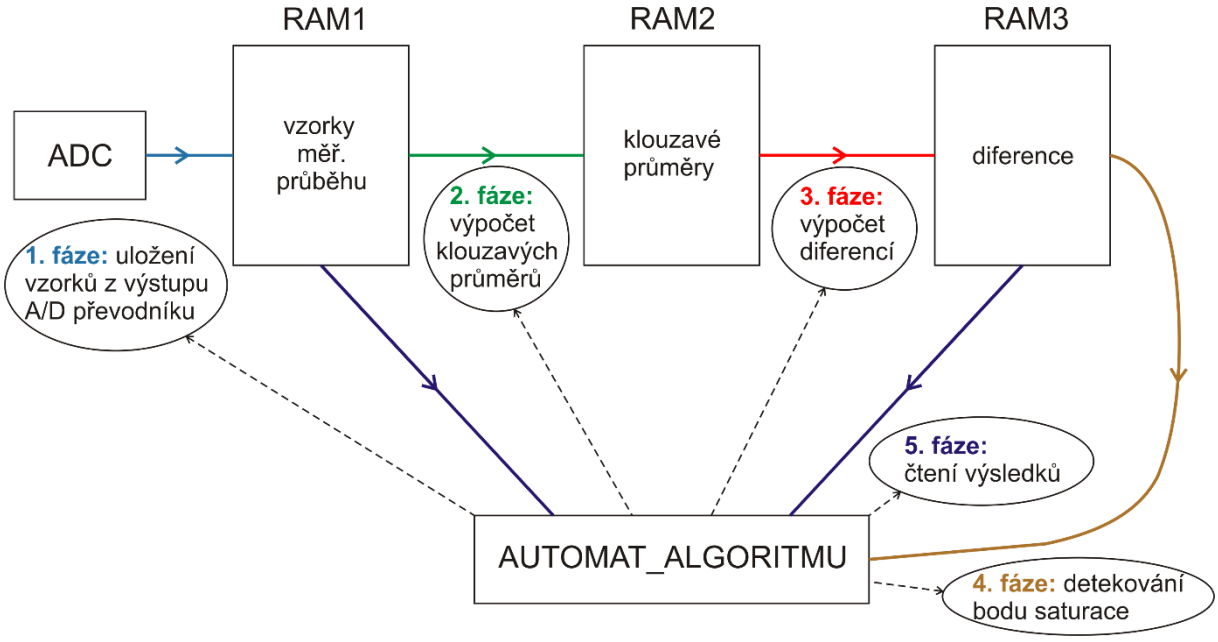
3.1.3 Souhrn postupu při výpočtu saturačního proudu

V kapitole 2 byly teoreticky rozebrány různé metody výpočtu saturačního proudu z měření časového průběhu proudu cívkou. Na základě této analýzy byl nalezen optimální postup výpočtu, který bude probíhat v následujících krocích:

1. Aplikace klouzavého průměru na vstupní data.
2. Výpočet centrovaných diferencí řádu 2.
3. Definování hodnoty diference v nesaturované oblasti.
4. Hledání odchýlení od hodnoty diference v nesaturované oblasti.

3.1.4 Entity RAM1, RAM2 a RAM3

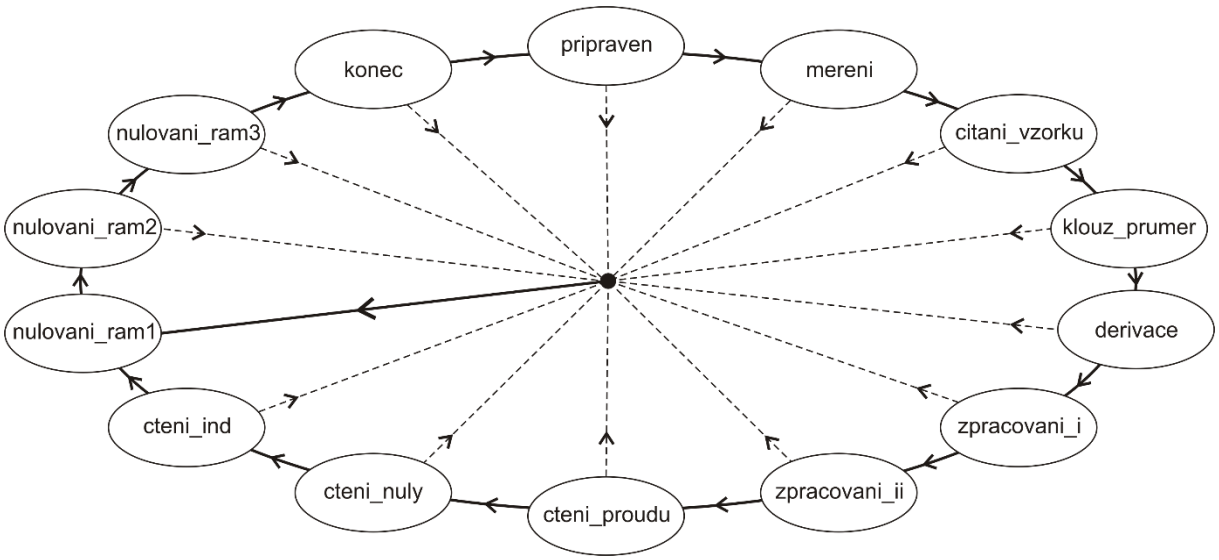
Z bodů uvedených výše vyplývá potřeba alokovat tři paměťové prostory pro zpracování dat. První prostor obstarává entita RAM1 (viz obrázek 26). Je určen pro uložení vzorků měřeného průběhu z výstupu A/D převodníku. Druhý prostor obstarává entita RAM2, a slouží k uložení klouzavých průměrů z dat v prvním prostoru. Třetí prostor RAM3 slouží k uložení hodnot diferencí. Paměti byly v jazyce VHDL vytvořeny jako pole 2048 buněk typu std_logic_vector. V RAM1 je velikost buňky 8 bitů, v RAM2 15 bitů, v RAM3 21 bitů (viz kapitolu 3.1.5) Velikost použité paměti je shora omezena možnostmi vybraného FPGA. 2048 buněk umožní uložit 2048 vzorků měřeného průběhu, to odpovídá při vzorkovacím kmitočtu 25 MHz délce průběhu cca 82 µs. Vzhledem k použitému rezistoru (viz kapitolu 3.2.5) R_{SENSE} = 50 mΩ a napájecímu napětí výkonové části 8 V vychází pro tuto paměť maximální hodnota měřitelné indukčnosti cca 130 µH. Pro čtení a zápis dat slouží adresové a datové sběrnice. Signál „wr“ slouží k povolení zápisu do paměti. Plnění pamětí daty během výpočetního algoritmu je znázorněno na obrázku 27. Obrázek zjednodušeně zobrazuje princip algoritmu. Algoritmus je detailně rozebrán v následující kapitole 3.1.5.



Obr. 27: Použití paměťových bloků při automatickém výpočtu saturačního proudu

3.1.5 Entita AUTOMAT_ALGORITMU

Dílčí kroky výpočtu saturačního proudu jsou realizovány pomocí stavového automatu. Stavový automat má 14 stavů. Jeho stavový diagram je znázorněn na obrázku 28. Přechody mezi jednotlivými stavy v průběhu měřicího procesu jsou na obrázku znázorněny šipkami na obvodu elipsy. Šipky uvnitř elipsy znázorňují přechod mezi stavy v případě, že je detekován resetovací signál. Následující text je věnován popisu funkce jednotlivých stavů.



Obr. 28: Diagram stavového automatu v entitě AUTOMAT_ALGORITMU

Po spuštění se automat nachází ve stavu „pripraven“. V tomto stavu vyčkává na vnější spouštěcí signál. Po jeho detekci přechází do stavu „mereni“.

Ve stavu „mereni“ automat přepne paměť RAM1 do režimu zápisu a vydá pokyn pro spuštění signálu, který sepne tranzistor (viz kap. 3.2). Dále při každém hodinovém cyklu inkrementuje hodnotu na adresové sběrnici, dokud nedetekuje poslední adresu. Poté vydá pokyn k vypnutí tranzistoru a ukončí režim zápisu do paměti RAM1. Tím je měřený průběh uložen do RAM1, a automat přechází do stavu „citani_vzorku“.

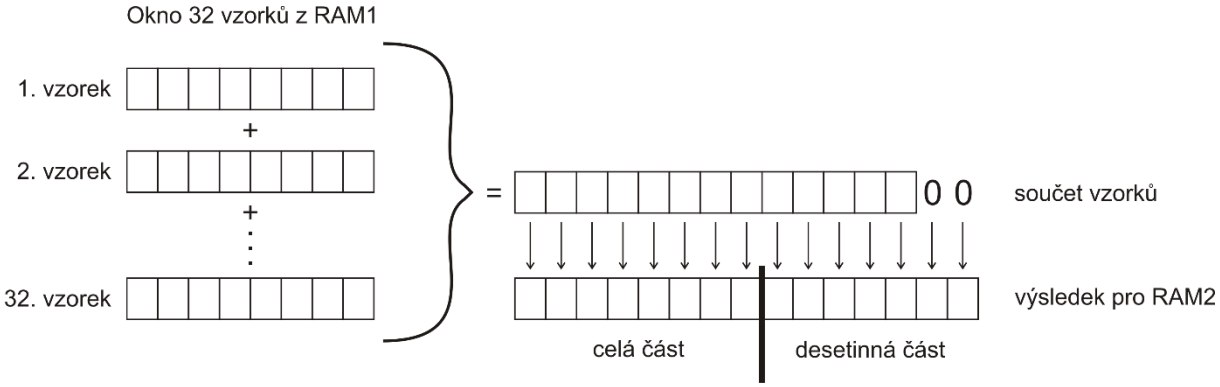
Stav „citani_vzorku“ slouží k detekci délky měřeného průběhu a určení velikosti okna pro výpočet klouzavých průměrů a diferencí. Postupně jsou při každém hodinovém cyklu čteny vzorky z RAM1. Když dosáhne hodnota vzorku horní hranici $x_{MAX} = x_{MIN} + 180$ (viz obrázek 31) je čtení ukončeno. Pořadí hraničního vzorku x_{MAX} určuje délku měřeného průběhu. V závislosti na délce průběhu je následně přiřazena vhodná velikost okna. Velikost okna byla analyzována v kapitole 2.3.2, obrázek 24. Velikosti oken pro různé délky měřeného průběhu jsou zaneseny v tabulce 4. Po přiřazení okna automat přechází do stavu „klouz_prumer“.

Tab. 4: Velikost okna v závislosti na počtu vzorků měřeného průběhu

Počet vzorků	0 až 8	9 až 16	17 až 32	33 až 64	65 až 128	129 až 256	257 až 512	513 až 1024	1025 až 2048
Velikost okna	*	1	2	4	8	16	32	64	128

* okno není definováno, měření je vyhodnoceno jako chybné

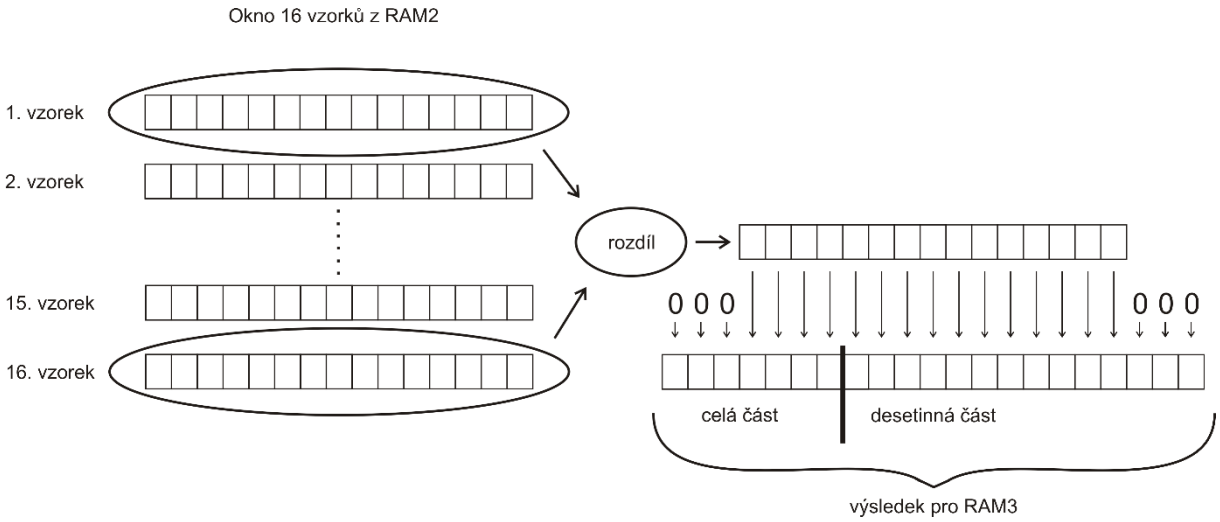
Ve stavu „klouz_prumer“ jsou počítány klouzavé průměry vzorků z RAM1 a ukládány do RAM2. Dle tabulky 4 nabývají velikosti oken klouzavých průměrů jen mocnin dvou. Je to z důvodu snadné implementace dělení do FPGA. Princip výpočtu klouzavého průměru je znázorněn na obrázku 29.



Obr. 29: Znázornění výpočtu klouzavého průměru v FPGA pro okno $h = 32$

Vstupní data jsou osmibitová, maximální velikost okna je 128. Z toho vyplývá nutnost alokovat pro klouzavý průměr 15 bitů. Prvních 8 bitů určuje celou část, zbylých 7 desetinnou část. Na obrázku 29 je uveden příklad pro velikost okna 32. Obdélníková políčka znázorňují jednotlivé bity. Nejprve jsou k sobě sčítány vzorky v daném okně (levá část obrázku). Dále je třeba výsledek vydělit velikostí okna. To je zajištěno bitovým posunem. Bitový posun je realizován naplněním zmíněného patnáctibitového vektoru zleva. Pokud je okno menší než 128 jsou nevyužitá místa v desetinné části naplněna nulami. Poté je vektor uložen do RAM2. Stejný postup je aplikován na následující vzorky posouváním okna o jeden vzorek dále. Jakmile je konec okna posunut na poslední vzorek měřeného průběhu, přejde stavový automat do stavu „derivace“.

Stav „derivace“ slouží k výpočtu diferencí z klouzavých průměrů. Princip výpočtu pro velikost okna $h = 16$ je zobrazen na obrázku 30. V jednotlivých krocích výpočtu jsou z paměti RAM2 čteny dva klouzavé průměry vzdálené od sebe o velikost okna. Dále jsou od sebe odečteny a vyděleny velikostí okna. Dělení opět probíhá pomocí bitového posunu, viz obrázek 30. Vstupní vektor má 15 bitů, maximální velikost okna je opět 128. Pro vektor výsledku diference je alokováno 21 bitů. Pro celou část diference je určeno 7 bitů, pro desetinnou 14 bitů. Když je dosaženo posledního klouzavého průměru v RAM2, automat přechází do stavu „zpracovani_i“.



Obr. 30: Znázornění výpočtu diference FPGA pro okno $h = 16$

Stav „zpracovani_i“ počítá střední hodnotu z diferencí v nesaturované oblasti průběhu. Použití střední hodnoty omezuje vliv nahodilostí v hodnotách diferencí. V první fázi výpočtu je vynecháno $5 + 2h$ diferencí, kde h je velikost okna. Je to ze dvou důvodů. Jednak je měřený průběh v blízkosti počátku zatížen silným šumem. Dále A/D převodník pracuje se zpožděním pět vzorků. V druhé fázi výpočtu je sečteno h diferencí. Ve třetí fázi je součet dělen číslem h pomocí bitového posunu. Pak automat přechází do stavu „zpracovani_ii“.

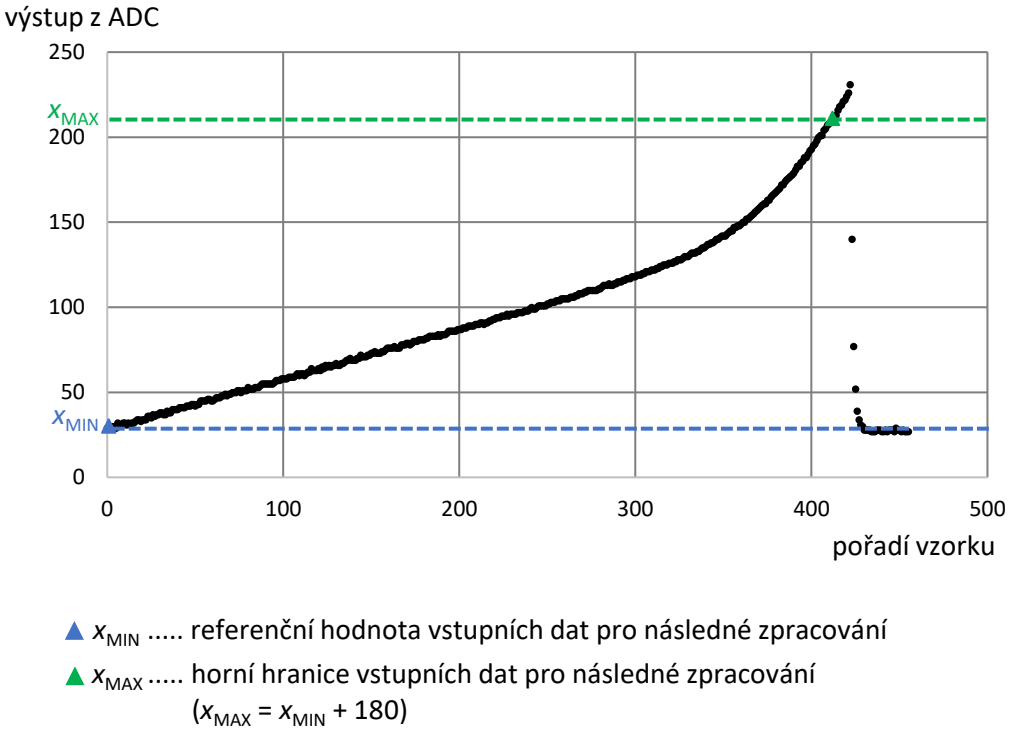
Stav „zpracovani_ii“ detekuje pořadí vzorku měřeného průběhu, ve kterém dochází k saturaci cívky. Nejprve je vydělena střední hodnota diference z předešlého stavu automatu konstantou 0,9. Tato konstanta definuje bod nasycení cívky jako pokles indukčnosti o 10 %, viz kapitolu 1.1.2. Dělení je realizováno pomocí součtu různých bitových posunů vstupní hodnoty. Zápis výpočtu v jazyce VHDL je vyjádřen rovnicí (35).

$$\begin{aligned} \text{satur_10} <= (\text{nesatur} + (\text{nesatur srl } 2) - (\text{nesatur srl } 3) - (\text{nesatur srl } 4) \\ + (\text{nesatur srl } 5) + (\text{nesatur srl } 6) + (\text{nesatur srl } 9)); \end{aligned} \tag{35}$$

Signál „nesatur“ vyjadřuje střední hodnotu diferencí v nesaturované oblasti průběhu, viz předešlý stav automatu. Operátor „srl“ značí bitový posun vlevo. Signál „satur_10“ je výsledek operace. Chyba výpočtu je přibližně 0,02 %. Nyní probíhá samotné hledání bodu saturace. Postupně jsou čteny diference z paměti RAM3. Diference jsou porovnávány s hodnotou signálu „satur_10“. Pokud je diference menší nebo rovna hodnotě „satur_10“, je uložena její adresa. Pokud některá následující diference opět splňuje tuto podmínku, je adresa přepsána. Uchována tak zůstane adresa poslední diference, která podmínku splňuje. Tato adresa odpovídá adrese vzorku v bodě saturace. Stavový automat dále přechází do stavu „cteni_proudu“.

Stav „cteni_proudu“ slouží k předání hodnoty saturačního proudu do bloku s mikroprocesorem. Propojení mezi FPGA a mikroprocesorem je řešeno jedním vodičem. Vodičem je posílán bitový tok dle protokolu UART. Stav „cteni_proudu“ nejprve načte vzorek z RAM1, který odpovídá bodu saturace. Adresa vzorku byla detekována v předešlém stavu. Dále je na výstupní pin FPGA vyslán start bit, osmibitová hodnota změřeného proudu a stop bit. Bity jsou vysílány s periodou 10416 hodinových cyklů, to odpovídá rychlosti 2400 baud. Po vyslání stop bitu automat přechází do stavu „cteni_nuly“.

Stav „cteni_nuly“ se stará o vyslání referenční hodnoty měřeného průběhu proudu. Pro názornost je měřený průběh znázorněn na obrázku 31. Referenční hodnota, kterou definuje spodní hranice průběhu, je znázorněna modrou přerušovanou čarou. Referenční hodnota odpovídá nulovému proudu rezistorem Rsense (viz schéma na obr. 32 v kap. 3.2). Při následném zpracování je třeba odečíst tuto hodnotu od detekované hodnoty bodu saturace. Analogicky s předešlým stavem "cteni proudu" je (za použití stejného protokolu) nyní vyslána ona referenční hodnota. Poté automat přechází do stavu „cteni_ind“.



Obr. 31: Definování hranic měřeného průběhu pro následné zpracování

Ve stavu „cteni_ind“ jsou z FPGA vyslána data, ze kterých následně mikroprocesor vypočte změřenou indukčnost cívky. Vyslaná data zahrnují hodnotu diference z nesaturované oblasti. Jedná se o průměr diferencí vypočtený ve stavu „zpracovani_i“, který má délku 21 bitů. Princip komunikace je stejný jako v předešlých stavech. Po vyslání stop bitu automat přechází do stavu „nulovani_ram1“.

Stavy „nulovani_ram1“, „nulovani_ram2“ a „nulovani_ram3“, které po sobě následují, slouží k vymazání dat v jednotlivých pamětích. Vymazání spočívá v povolení zápisu, nastavení bitů na datové sběrnici do nuly a postupné inkrementaci adresy na adresové sběrnici. Po proběhnutí zmíněných tří stavů přechází automat do stavu „konec“.

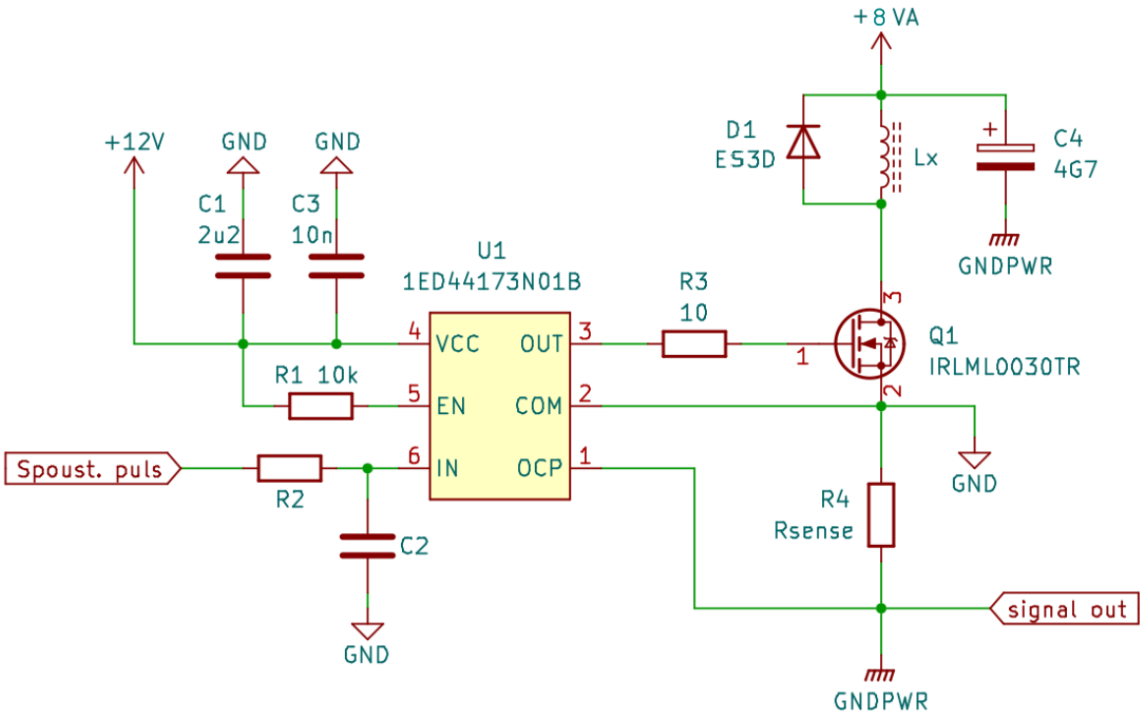
Ve stavu „konec“ je provedeno nulování všech vnitřních signálů, které se podílejí na funkci stavového automatu. Poté automat přechází do stavu zpět do „pripraven“ a celé měření se může opakovat.

3.1.6 Entita HODINY

Entita HODINY slouží k vytvoření hodinového signálu o kmitočtu 25 MHz. Vývojová deska Cmod S7-25 obsahuje krystalový oscilátor, který do FPGA přivádí signál o kmitočtu 12 MHz. Vstupně výstupní piny lze však budit signálem o kmitočtu až 25 MHz, viz [14]. Pro vytvoření entity HODINY bylo použito IP jádro MMCM (Multiple Mode Clock Manager). MMCM dokáže generovat výstupní signál s různými kmitočty a fázovými posuny na základě vstupního signálu.

3.2 Výkonová část

Výkonová část vychází z principiálního schématu metody impulsního měření saturačního proudu cívky na obrázku 12 v kapitole 1.2.6. Principiální zapojení je nutno upravit pro reálné použití. Změny jsou následující. Jednak je to nahrazení spínače S tranzistorem Q_1. Poté doplnění ochranné diody D_1 paralelně k měřené cívce. Dále zapojení rezistoru R_{SENSE}, kterým bude snímán proud procházející měřenou cívkou. Součástí bloku bude i obvod, který se stará o buzení tranzistoru Q_1. Výsledné schéma bloku je znázorněno na obrázku 32. Níže je popsán návrh jednotlivých prvků obvodu a princip, jak se prvky podílejí na jeho činnosti.



Obr. 32: Schéma zapojení výkonové části

3.2.1 Výběr tranzistoru Q_1

Tranzistor Q_1 slouží k připnutí měřené cívky L_X ke zdroji konstantního napětí po dobu pulsního měření. Při výběru tranzistoru je třeba zohlednit více parametrů. Jsou to:

- Maximální napětí U_{DS}: Je dáno napájecím napětím 8 V, ke kterému je nutno připočítat rezervu pro možné napěťové špičky na induktoru.
- Maximální proud I_{DS}: Postačuje zvolit maximální uvažovaný proud, kterým budou induktory měřeny.
- Odpor kanálu tranzistoru v sepnutém stavu $R_{DS(ON)}$: Jeho velikost ovlivňuje úbytek napětí mezi drainem a sourcem, a tím i úbytek napětí na měřené cívce. Na měřenou cívku by mělo být po celou dobu měření připnuto konstantní napětí.
- Čas sepnutí tranzistoru t_{ON}: Jeho velikost ovlivňuje změřený signál v jeho počátku.
- Celkový náboj hradla Q_g a vstupní kapacita C_{iss}: Jejich velikost spolu s parazitní indukčností přívodu buzení tranzistoru souvisí se zákmity v počátku změřeného signálu.

V tabulce 5 jsou zaneseny parametry čtyř tranzistorů, které pro danou aplikaci vyhovují. Na základě jejich porovnání byl vybrán typ IRLML0030TR [15].

Tab. 5: Porovnání parametrů zvažovaných tranzistorů

Tranzistor	U_{DS} (V)	I_{DS} (A)	$R_{DS(ON)}$ (mΩ)	t_{ON} (ns)	Q_g (nC)	C_{iss} (pF)
IRLML0030TR	30	5,3	27	5,2	2,6	382
Si2306BDS	30	4	47	7	3	305
DMN3070SSN	30	5,1	40	4,3	6	697
PMV90ENE	30	3,7	54	6	3,6	166

3.2.2 Výběr diody D_1

Dioda D_1 slouží k eliminaci napěťových špiček vzniklých na cívce při vypnutí tranzistoru Q_1. Tím je tranzistor Q_1 a budicí obvod U_1 chráněn proti průrazu. Volba diody není kritická, stačí aby vyhovovala těmto třem požadavkům:

- Maximální závěrné napětí U_{RM}: Dáno maximálním úbytkem napětí na cívce. Ten dosahuje napájecího napětí 8 V.
- Maximální propustný proud I_F: S rezervou postačuje zvolit maximální uvažovaný proud, kterým budou induktory měřeny.
- Doba závěrného zotavení t_{rr}: Alespoň o 1 řád menší než doba trvání nejkratšího měřeného průběhu.

Na základě požadavků byla zvolena dioda ES3D [16] s následujícími parametry:

- Maximální závěrné napětí U_{rm} = 140 V
- Maximální propustný proud I_f = 3 A
- Doba závěrného zotavení t_{rr} = 25 ns

3.2.3 Výběr budiče tranzistoru Q_1

Z řídicí logiky je zaveden do výkonové části signál, který při přechodu z log. 0 do log. 1 spustí pulsní měření. V blokovém schématu na obrázku 25 je signál vyznačen jako „Spouštěcí signál“. Budič U_1 má za úkol signál zachytit a změnit jeho úroveň na vhodnou pro řízení hradla tranzistoru Q_1. Při výběru budiče byly zohledněny tyto parametry:

- Výstupní proud budiče I_{O+}.
- Zpoždění signálu mezi vstupem a výstupem budiče t_{ON}
- Možnost snímání proudu měřeným induktorem. Při překročení určité hodnoty proudu vypnout tranzistor.

- Topologie zapojení „Low Side Switch“ (spínač s připojením na zem)
- 1 kanál
- Logický vstup kompatibilní s 3,3 V logikou
- Napájecí napětí (kolem 12 V)
- Cena
- Různé další funkce budiče (například logický vstup pro zablokování výstupu). Tento parametr není zásadní.

Celkem byly nalezeny 3 budiče, které splňují požadavky uvedené výše. Jsou porovnány v tabulce 6.

Tab. 6: Porovnání parametrů budičů

Typ budiče	I_{O+} (A)	t_{ON} (ns)	Další funkce	Cena (Kč)
1ED44173N01B	2,6	34	Logický vstup pro blokování výstupu	23
IR2121	1,6	150		86
UCD7100	4	20	Napěťově programovatelný limit snímaného proudu	68

Pro aplikaci byl vybrán obvod 1ED44173N01B od výrobce Infineon. Obvod je kompatibilní s CMOS a TTL logikou o úrovních 3,3 V, 5 V a 15 V. Doporučené napájecí napětí obvodu je mezi 8,6 V a 20 V. Proudovou ochranu zajišťuje pin OCP (viz obr. 32). Mezi pinem OCP a sourcem tranzistoru je zapojen rezistor R_{SENSE}, který převádí protékající proud na úbytek napětí. Jakmile úbytek napětí na rezistoru (OCP vůči GND) přesáhne -0,246 V, je výstup budiče (pin OUT) shozen na nízkou úroveň. Výstup budiče setrvává vypnutý, dokud nepřijde na vstup (pin IN) nový puls. Výstup lze také zablokovat připojením logické 0 na pin EN. Jinak může být pin EN také využit jako logický výstup, který informuje o zablokování výstupu budiče. Obvod budiče má dále funkci UNDERVOLTAGE LOCKOUT, která při poklesu napájecího napětí pod 7,3 V zablokuje výstup na hodnotu logické 0. Více informací o obvodu 1ED44173N01B v katalogovém listu [17] a aplikačních poznámkách [18].

3.2.4 Napájení výkonové části

Napájení budiče U_1

Pro napájení budiče bylo zvoleno napětí 12 V, které dokáže dostatečně sepnout vybraný tranzistor. Současně vyhovuje doporučenému rozsahu napájecího napětí budiče. K napájecímu pinu je připojen keramický blokovací kondenzátor C_1 = 2,2 µF a pro omezení rychlých špiček dále C_3 = 10 nF. Doporučené blokování napájecího napětí viz [18].

Napájení výkonové větve

Na cívce je po celou dobu měření třeba zajistit co nejvíce konstantní napětí. Tomu pomáhá kondenzátor C_4 s velkou kapacitou 4,7 mF. Byl zvolen typ s malým parazitním sériovým odporem, cca

15 mΩ. Pro volbu napájecího napětí výkonové větve je třeba zvážit dva aspekty. Nižší napájecí napětí zpomalí nárůst proudu měřenou cívkou, umožňuje tedy měřit i menší indukčnosti a menší saturační proudy. Pokud však bude napětí příliš malé, začne se v měřeném průběhu dříve projevovat parazitní sériový odpor cívky. Ten zapříčiňuje nežádoucí pokles směrnice měřeného průběhu. Napájecí napětí bylo zvoleno 8 V na základě měření na přípravku. Při tomto napětí již nebyl vliv sériového odporu cívky zaznamenán.

3.2.5 Návrh pasivních prvků obvodu

Rezistor R_1

Rezistor R_1 slouží k upnutí pinu EN na úroveň logické 1. Tím je zajištěno povolení výstupu budiče. Výstup budiče tak bude blokován jen v případě dosažení limitního proudu cívkou. Pro dané použití je v aplikačních poznámkách [18] doporučena hodnota R_1 = 10 kΩ.

Rezistor R_{SENSE}

Rezistor R_{SENSE} slouží ke snímání měřeného proudu cívkou. Snímaný je úbytek napětí na rezistoru, který je úměrný měřenému proudu. Tento úbytek napětí tvoří vstupní signál jednak pro budič, a také pro následující blok přípravku „Zesilovač“. Hodnotu R_{SENSE} určuje vztah (36), kde I_{OC} je hranice proudu, při které má budič zavřít tranzistor.

$$R_{SENSE} = \frac{0{,}246\ \mathrm{V}}{I_{OC}} \tag{36}$$

Pro aplikaci byla zvolena hodnota rezistoru R_{SENSE} = 50 mΩ, které odpovídá hranice proudu 4,92 A. Z hlediska fyzického návrhu je doporučen tlustovrstvý rezistor s nízkou parazitní sériovou indukčností. Pro snížení vlivu rušení by se měl rezistor nacházet co nejblíže pinu OCP a přívody k němu by měly tvořit co nejmenší smyčku [18].

Rezistor R_3

Parazitní indukčnost přívodů spolu se vstupní kapacitou hradla tranzistoru zapříčiňuje zákmity na řídicím signálu hradla. Rezistor R_3 tyto zákmity tlumí. Jeho hodnota byla nastavena experimentálně pro konkrétní fyzické rozložení přípravku na 10 Ω.

Filtr R_2C_2

Filtr R_2C_2 slouží k potlačení rušení, které se může vyskytnout na vstupu budiče. Rušení se nakonec neprojevilo, a tak filtr nebyl osazen.

3.3 Zesilovač a A/D převodník

Z výkonové části vystupuje napěťový signál v rozmezí 0 až 246 mV, který odpovídá měřenému průběhu proudu. Tento signál je pro další zpracování nutno převést do digitální podoby. K tomu slouží

A/D převodník. Ten musí být, v závislosti na jeho parametrech, na měřicí obvod vhodně navázán. Proto je problematika bloku „A/D převodník“ sloučena s blokem „Zesilovač“ do jedné kapitoly.

3.3.1 Výběr A/D převodníku

Při výběru A/D převodníku je třeba zohlednit více parametrů. Především je to maximální rychlost vzorkování, dále počet bitů výstupního signálu, vstupní napěťový rozsah, druh výstupního rozhraní. V neposlední řadě i cena obvodu. Rychlost vzorkování je limitována modulem s FPGA, viz kapitolu 3.1. Minimální požadovaný vzorkovací kmitočet ADC je 25 MHz. Pro přesnost měření bude stačit 8bitový ADC. Vstupní napěťový rozsah by v ideálním případě byl 0,246 V. Je počítáno s použitím zesilovače, vstupní napěťový rozsah bude tedy dostačující okolo 1 V. Výstupní rozhraní je vhodné paralelní, pro okamžité zpracování dat.

V tabulce 7 jsou zaneseny parametry čtyř různých A/D převodníků, které byly pro aplikaci zvažovány. Na základě jejich porovnání byl vybrán typ ADS930 [19] od výrobce Texas Instruments. Vybraný typ má dostačující vzorkovací kmitočet, vstupní napěťový rozsah v kladných hodnotách napětí a příznivou cenu.

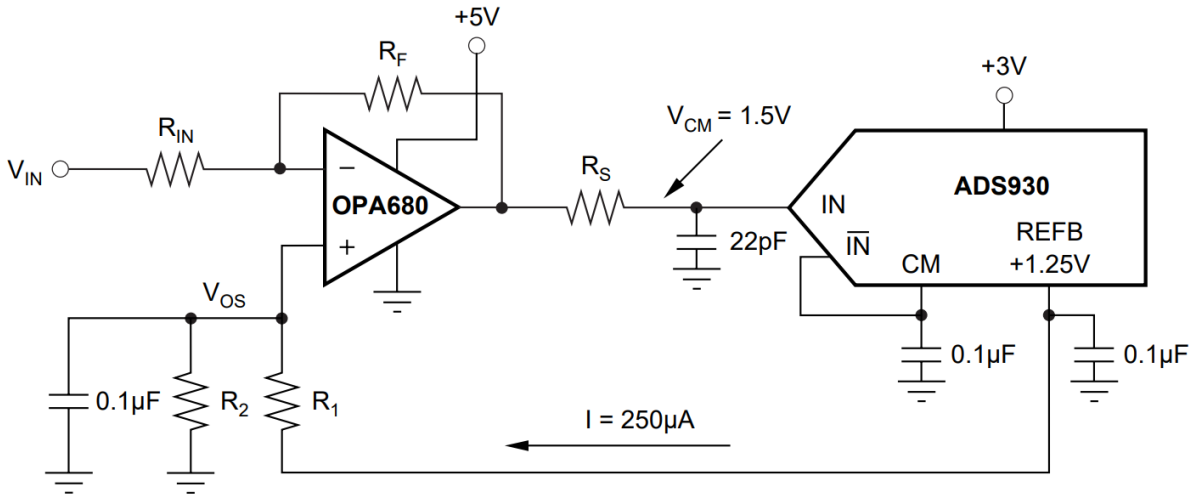
Tab. 7: Porovnání parametrů A/D převodníků

A/D převodník	Maximální vzorkovací kmitočet (MHz)	Vstupní napěťový rozsah (V)	Výstupní rozhraní	Cena (Kč)
ADC1175	20	0 až 2*	paralelní	110
ADS930	30	1 až 2	paralelní	220
AD9057BRSZ-40	40	-0,5 až 0,5	paralelní	254
ADS831	80	1 až 2	paralelní	341

* ADC1175 má nastavitelné stejnosměrné předpětí vstupu 0 V až 4 V

3.3.2 Návrh zesilovače

A/D převodník ADS930 má vstupní napěťový rozsah 1 V až 2 V. Tento rozsah vytváří požadavek na výstupní signál ze zesilovače. Vstupní signál do zesilovače je dán napětím na R_{SENSE}, viz kapitolu 3.2. To může dosahovat 0 V až -0,246 V (uzel „signal out“ vztažený vůči „GND“ na obrázku 32). Z těchto podmínek vychází, že obvod bude muset změnit polaritu vstupního signálu, signál patřičně zesílit a stejnosměrně jej posunout. Pro tuto aplikaci se nabízí patřičně navázané invertující zapojení s operačním zesilovačem. Informace o vazebních vstupních obvodech s operačním zesilovačem jsou k dispozici v katalogovém listu A/D převodníku, viz [19]. Jedno z doporučených zapojení z [19] je uvedeno na obrázku 33.

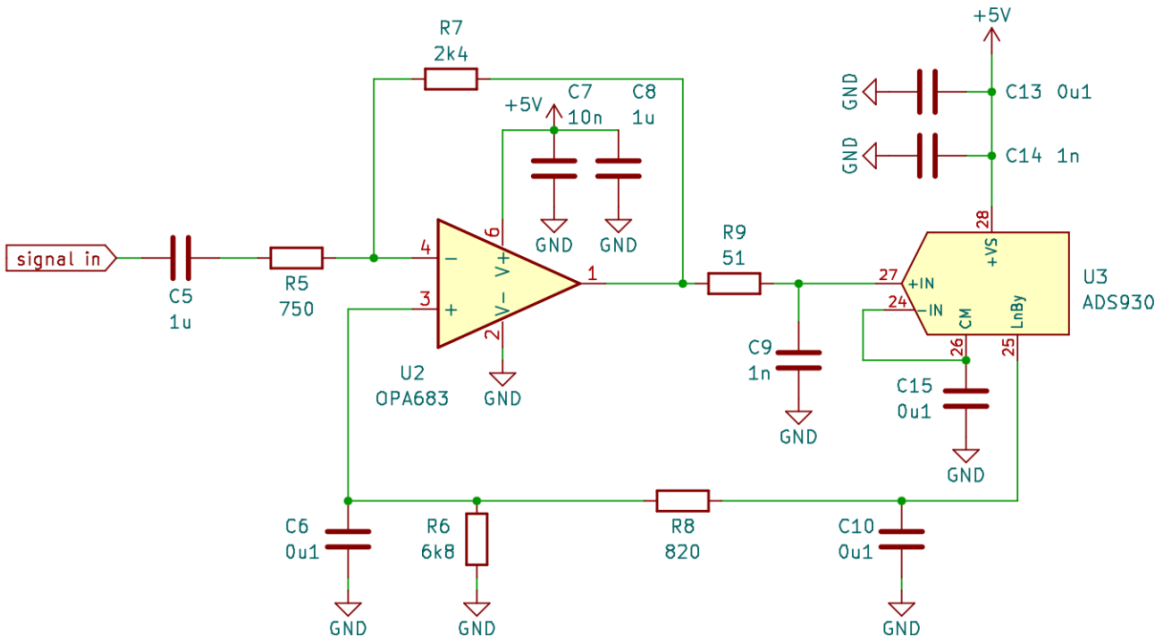


Obr. 33: Příklad navázání vstupního signálu k ADC; převzato z [19]

Zapojení má koncepci, která se podobá požadovanému řešení. Jedná se o klasické invertující zapojení s operačním zesilovačem. Úroveň signálu je stejnosměrně posunuta odporovým děličem R_1, R_2. Dělič je napájen z vnitřní reference ADC. Je použit operační zesilovač s jednostranně polarizovaným napájením, což představuje výhodu pro realizaci napájecího zdroje. Zapojení je na vstup V_{IN} vázáno stejnosměrně. To však v případě navrhované aplikace představuje problém. Jak již bylo zmíněno, vstupní signál je vůči uzlu „GND“ záporně polarizován. Zapojení z obrázku 33 by tento signál nedokázalo zpracovat. Řešení představuje střídavá vazba, tedy umístění kondenzátoru na vstup zapojení.

Schéma zapojení zesilovače

Na obrázku 34 je znázorněno schéma zapojení zesilovače s připojením na A/D převodník. Dále bude stručně popsána funkce jednotlivých prvků, a jak bylo postupováno při jejich návrhu.



Obr. 34: Schéma zapojení bloku úpravy signálu s připojením na A/D převodník

Výběr operačního zesilovače

Pro danou aplikaci je rozhodující parametr pro výběr operačního zesilovače jeho rychlost. Pokud bude nejmenší měřitelný saturační proud cca 0,5 A a indukčnost cca 5 µH, doba trvání měřeného průběhu bude v řádu jednotek mikrosekund. Požadovaná rychlost přeběhu operačního zesilovače by měla být alespoň v řádu desítek V/µs. Stejně tak by zesilovač měl mít schopnost zesilovat signály alespoň v řádu desítek MHz. Další požadavek je možnost napájet zesilovač jednostranně polarizovaným zdrojem napětí cca 5 V. V tabulce 8 jsou zaneseny parametry čtyř různých operačních zesilovačů, které byly pro aplikaci zvažovány. Na základě jejich porovnání byl zvolen operační zesilovač OPA683 [20] od výrobce Texas Instrumets.

Tab. 8: Porovnání parametrů operačních zesilovačů

Operační zesilovač	Rychlost přeběhu (V/µs)	Tranzitní kmitočet (MHz)	Jednostranné napájecí napětí (V)	Cena (Kč)
OPA683	210	200	5 až 12	95
ADA4897-1	120	230	3 až 10	148
AD8027	100	190	2,7 až 12	97
OPA810	200	140	4,75 až 27	71

Napájení operačního zesilovače

Napájení je řešeno zdrojem 5 V, který je společný i pro analogovou část A/D převodníku. Napájecí napětí je blokováno keramickými kondenzátory C_7 a C_8 s kapacitou 10 nF a 1 µF.

Rezistory R_5 a R_7

Rezistory R_5 a R_7 slouží k nastavení zisku invertujícího zapojení. Není-li bráno v potaz předpětí, je třeba zesílit signál v rozsahu 0 V až -0,246 V na výsledný signál v rozsahu 0 V až 1 V. Aby se A/D převodník nedostával při měření do saturace, bylo voleno zesílení A = -3,2. Pro zesílení invertujícího zapojení platí vztah (37).

$$A = -\frac{R_7}{R_5} \tag{37}$$

Požadovanému zesílení odpovídají hodnoty R_7 = 2400 Ω a R_5 = 750 Ω.

Rezistory R_8 a R_6

Odporový dělič R_8, R_6 definuje stejnosměrné předpětí pro signál, který vstupuje do A/D převodníku. Signál je potřeba stejnosměrně posunout o 1 V a přidat malou rezervu, aby A/D převodník nebyl saturaci. Dělič je napájen z vnitřní napěťové reference převodníku na pinu LnBy, kde je k dispozici napětí 1,25 V. Proudový odběr z reference by neměl přesáhnout 1 mA. Součet odporů v děliči výrobce

doporučuje cca 5 kΩ, viz [20]. Hodnoty odporu byly nastaveny R_8 = 820 Ω a R_6 = 6800 Ω. To odpovídá stejnosměrnému předpětí přibližně 1,12 V.

Vazební kondenzátor C_5

Kondenzátor C_5 střídavě váže vstupní signál k invertujícímu zapojení. Jeho kapacita byla nastavena na základě měření procházejícího signálu pomocí osciloskopu. Při hodnotě C_5 = 1 μF již nebylo pozorováno zkreslení signálu, viz kapitolu 4.2.

Filtr R_9C_9

RC článek slouží k odfiltrování vysokofrekvenčního rušení na vstupu A/D převodníku. Na základě měření na konkrétním zapojení byly hodnoty R_9 a C_9 nastaveny na 51 Ω a 1 nF. V této konfiguraci již nebyl šum znatelný.

3.4 Mikroprocesorová jednotka

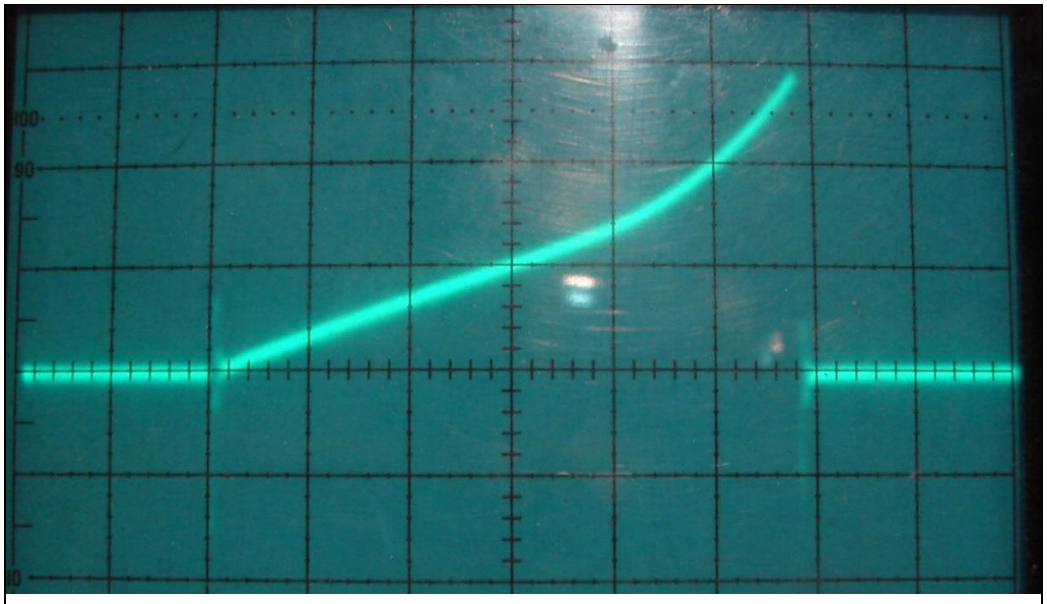
Blok je určen pro ovládání displeje, obsluhu tlačítek a čtení vyhodnocených hodnot měření z hradlového pole. Pro aplikaci byl využit základní LCD displej s dvěma řádky po šestnácti znacích. Vzhledem k dostupnosti knihoven byla pro jeho ovládání zvolena vývojová deska Arduino UNO, viz [21]. Úkol Arduina je nejdříve přijmout výsledky měření z FPGA odesílané dle protokolu UART, viz entitu „AUTOMAT_ALGORITMU“ v kapitole 3.1.5 Následně je proveden přepočet přijatých dat a jejich zobrazení na displej. Arduino také obsluhuje dvě tlačítka, jedno pro spuštění měření, druhé pro reset. Tlačítka ovládají jak mikroprocesorovou jednotku, tak i FPGA, do kterého je po stisku tlačítka vyslán krátký puls. Propojení Arduina s displejem a hradlovým polem je uvedeno v příloze 7.8.

4. Oživení, testování a ověřovací měření přípravku

V této kapitole je popsán průběh testování a ladění jednotlivých funkčních celků a ověřovací měření přípravku. Při konstrukci přípravku byly v první fázi ověřovány části obvodových celků v nepájivém poli. V druhé fázi byl sestaven prototyp, který obsahoval výkonovou část, zesilovač a A/D převodník. Dále obsahoval konektor pro připojení desky s FPGA. V této fázi vývoje bylo FPGA využito k odesílání dat o průběhu měření prostřednictvím logického analyzátoru do PC. Fotografie prototypu je uvedena v příloze 7.7. Ve třetí fázi byl již konstruován finální přípravek. Byla pro něj navržena deska plošných spojů, viz přílohu 7.2. Plošný spoj byl osazován postupně, nejprve výkonová část, poté zesilovač, a nakonec A/D převodník. Při postupném osazování byla měřena funkčnost jednotlivých celků. Fotodokumentace výsledného přípravku je uvedena v přílohách 7.3 až 7.6.

4.1 Testování výkonové části

Nejprve bylo provedeno testování výkonové části, viz schéma zapojení na obrázku 32 v kapitole 3.2. Na vstup označený jako „Spoust_puls“ byl přiveden obdélníkový signál ze signálového generátoru o kmitočtu 20 kHz. Na výstup „Signal_out“ byla připojena sonda osciloskopu. Jelikož je výstupní signál výkonové části záporný vůči zemi, byla na osciloskopu zapnuta funkce invertování měřeného průběhu. Příklad změřeného signálu a informace o měření jsou uvedeny na obrázku 35.

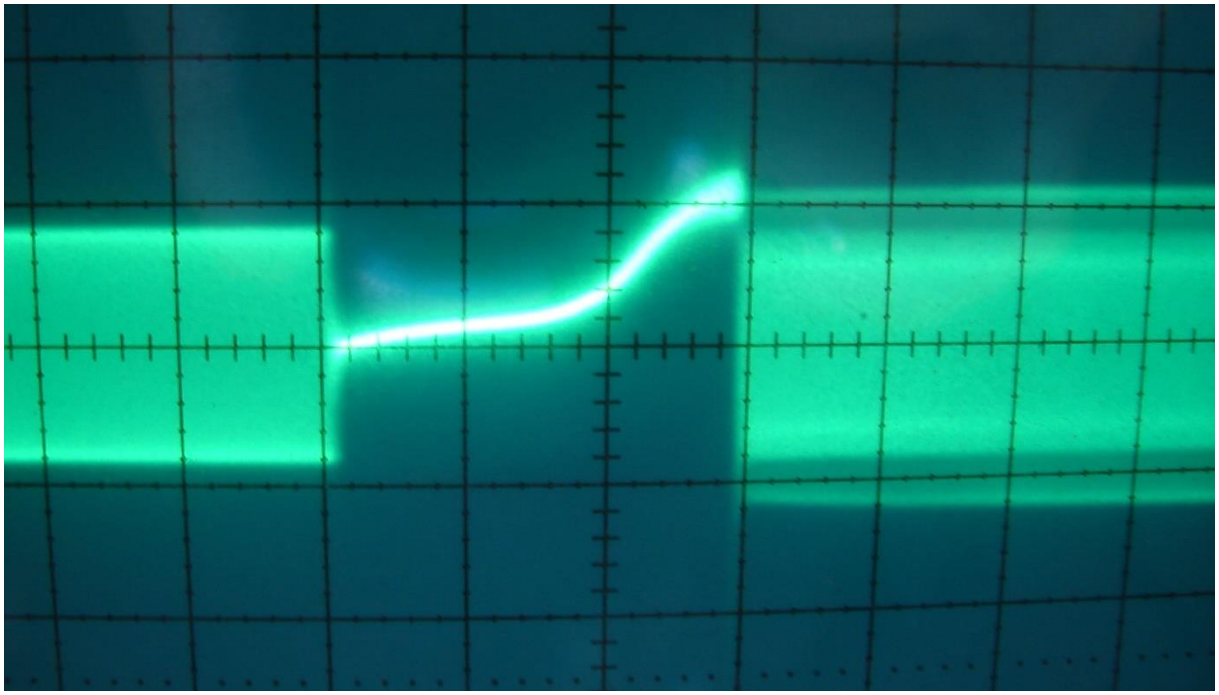


- Nastavení osciloskopu: horizontální osa 2 µs/dílek, vertikální osa 100 mV/dílek
- Údaje měřené cívky: indukčnost 22 µH, saturační proud 2,6 A
- R_{SENSE} = 50 mΩ
- Odhad indukčnosti a saturačního proudu ze změřeného průběhu: 24 µH; 2,8 A

Obr. 35: Invertovaný výstupní signál výkonové části

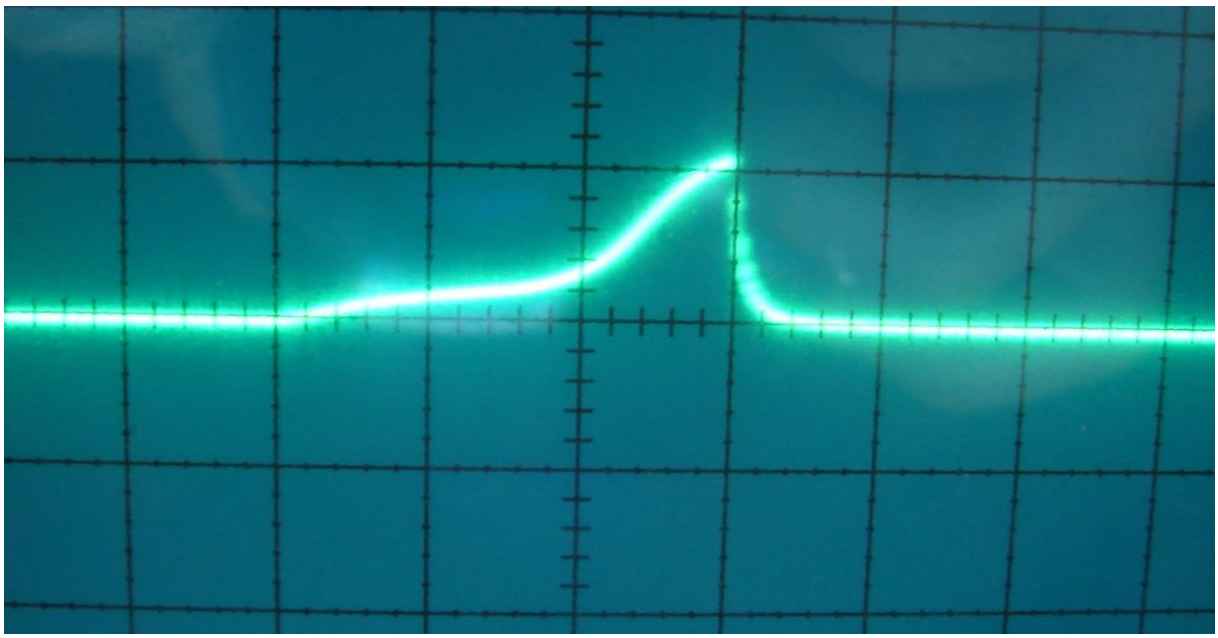
4.2 Testování zesilovače

Při testování zesilovače byl na jeho vstup zaveden výstupní signál z výkonové části, viz předchozí kapitolu 4.1. Schéma zapojení zesilovače je na obrázku 34 v kapitole 3.3.2. Na výstup zesilovače (za filtr R_9C_9) byla připojena sonda osciloskopu. Změřený signál byl nejdříve zkreslený a silně ovlivněný rušením, viz obrázek 36.

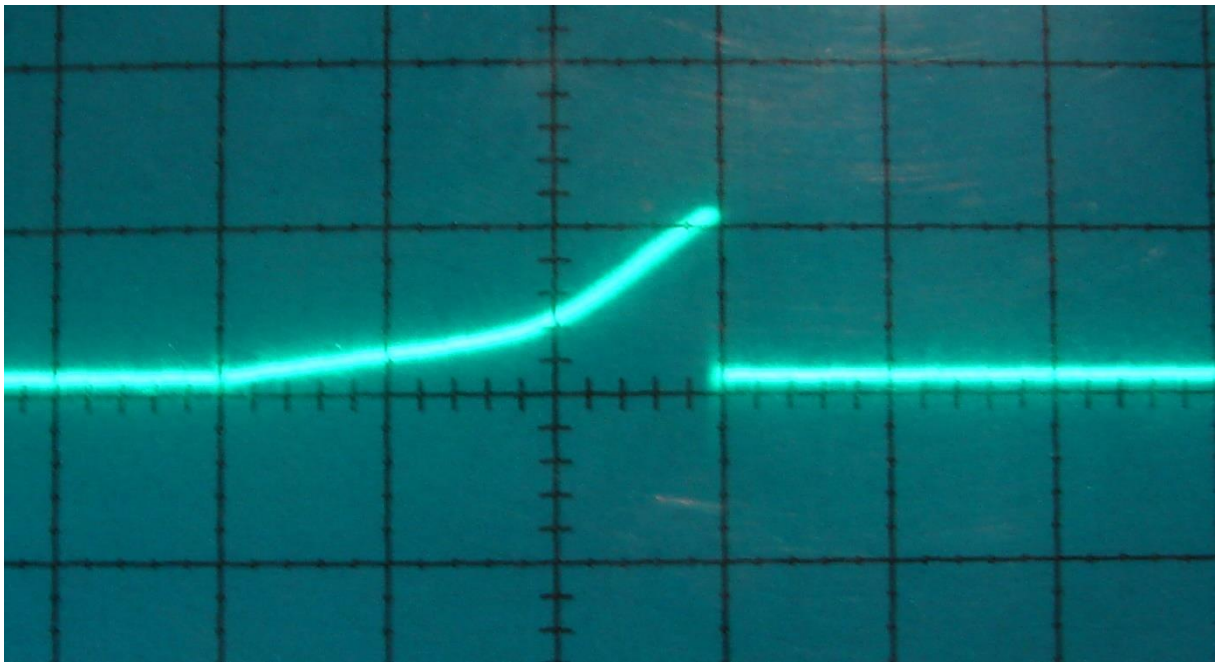


Obr. 36: Zkreslený a zarušený signál na výstupu zesilovače

Rušení bylo postupně odstraněno zapojením keramických kondenzátorů 0,1 µF ve výsledné konfiguraci dle schématu na obr. 34 v kap. 3.3.2 a nastavením filtru R_9C_9 na hodnoty 51 Ω a 1 nF. Signál byl ale pořád zkreslený, viz obrázek 37. Zkreslení signálu bylo odstraněno zvýšením kapacity vazebního kondenzátoru C_5 na hodnotu 1 µF. Při této kapacitě již zkreslení nebylo pozorováno. Signál bez zkreslení je zobrazen na obrázku 38.



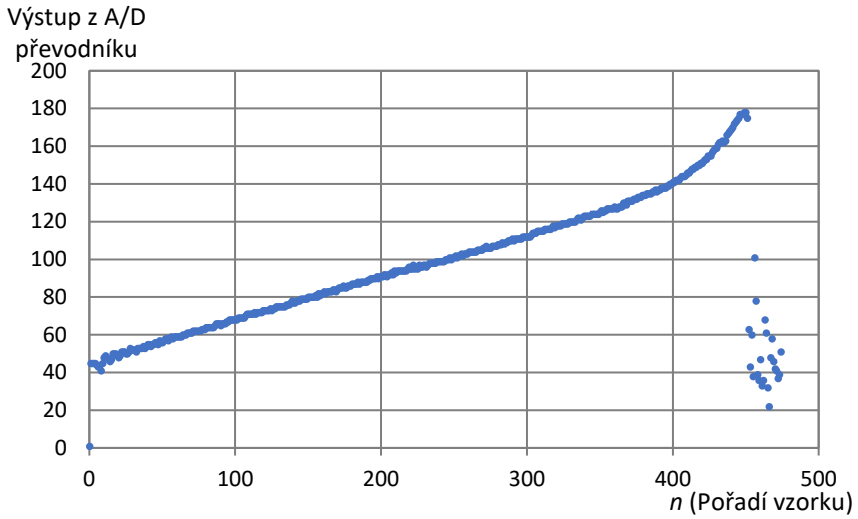
Obr. 37: Zkreslený signál na výstupu zesilovače



Obr. 38: Odstranění zkreslení zvýšením kapacity vazebního kondenzátoru C_5

4.3 Testování A/D převodníku

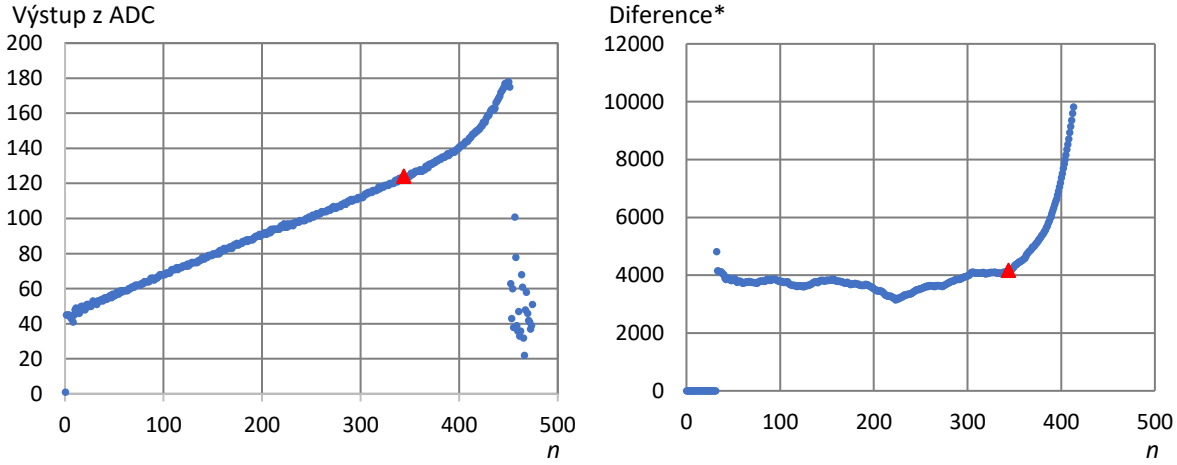
Testování A/D převodníku bylo provedeno ve výsledné konfiguraci obvodu přípravku, viz zapojení na obrázku 34 v kapitole 3.3.2. Vzorky měřeného signálu byly ukládány do implementované paměti „RAM1“ v FPGA dle algoritmu navrženého v kapitole 3.1.2. Vzorky byly následně z FPGA odesílány do počítače prostřednictvím logického analyzátoru. Příklad získané posloupnosti vzorků, pro cívku s katalogovými parametry L = 100 µH, I_{SAT} = 2,6 A, je uveden na obrázku 39.



Obr. 39: Posloupnost vzorků měřeného signálu

4.4 Testování implementovaného algoritmu v FPGA

Testování probíhalo odesíláním dat z FPGA do PC prostřednictvím logického analyzátoru. Odesílány byly vzorky měřeného průběhu, klouzavé průměry, diference, mezivýsledky výpočtů, a nakonec i výsledek detekovaného saturačního proudu a indukčnosti. Na obrázku 40 je uveden příklad dat přijatých z FPGA, která jsou zpracována do dvou grafů. V části 40a je uveden graf posloupnosti vzorků z A/D převodníku, v části 40b graf diferencí z vyhlazené posloupnosti (princip vyhodnocení viz kapitolu 2). V grafech je červeně vyznačen detekovaný bod nasycení jádra cívky.



a) Posloupnost vzorků měřeného signálu

b) Diference z vyhlazené posloupnosti

*Reprezentace hodnoty diference v RAM3

Obr. 40: Odeslaná data z FPGA o průběhu měření s vyznačeným bodem nasycení

Měření na obrázku 40 odpovídá cívce s katalogovými údaji L = 100 µH, I_{SAT} = 2,6 A. Hradlové pole vyhodnotilo hodnotu indukčnosti jako 110 µH a saturační proud 2,8 A.

4.5 Měření cívek přípravkem

Pro ověřovací měření bylo vybráno 20 kusů cívek, které svými hodnotami indukčnosti a saturačního proudu přibližně pokrývají měřicí rozsah přípravku (I_{SATM} = 0,36 A až 3,5 A; L_M = 4 µH až 130 µH). Naměřené hodnoty jsou zaneseny v tabulce 9.

Tab. 9: Výsledky měření

Katalogový údaj cívky		Hodnota naměřená LCRG metrem	Hodnota naměřená přípravkem		Absolutní odchylka měření		Relativní odchylka měření	
L (µH)	I_{SAT} (A)	L_{LCGR} (µH)	L_M (µH)	I_{SATM} (A)	Δ_L (µH)	Δ_I (A)	δ_L (%)	δ_I (%)
4,7	0,42	5,73	6,1	0,42	0,37	0	6,5	0
4,7	1,4	4,99	5,1	1,2	0,11	0,2	2,2	14
4,7	3,0	5,18	5,5	3,0	0,32	0	6,2	0
10	1,13	9,29	9,7	1,2	0,41	0,07	4,4	6,2
10	2,0	10,7	11	2,3	0,3	0,3	2,8	15
10	2,9	8,99	9,4	3,5	0,41	0,6	4,6	20
22	0,58	22,6	22	0,59	0,6	0,01	2,7	1,7
22	2,6	20,5	22	2,8	1,5	0,2	7,3	7,7
33	0,40	34,7	35	0,45	0,3	0,05	0,86	13
39	2,18	39,4	39	1,9	0,4	0,28	1,0	13
47	0,39	47,9	44	0,36	3,9	0,03	8,1	7,7
47	3,0	46,2	48	3,1	1,8	0,1	3,9	3,3
68	1,2	65,9	68	1,3	2,1	0,1	3,2	8,3
68	1,4	65,9	68	1,9	2,1	0,5	3,2	36
68	2,7	69,1	72	2,6	2,9	0,1	4,2	3,7
82	0,83	86,3	94	0,85	7,7	0,02	8,9	2,4
82	2,5	75,6	81	3,2	5,4	0,7	7,1	28
100	1,0	101,4	110	1,2	8,6	0,2	8,5	20
100	2,5	96,9	101	2,3	4,1	0,2	4,2	8
100	2,6	112,8	118	2,6	5,2	0	4,6	0
Průměrná relativní odchylka (%)							**4,7**	**10,4**

Tabulka dále obsahuje katalogové údaje měřených cívek a hodnoty indukčnosti změřené pomocí LCGR metru HAMEG HM8118. Z naměřených dat je vypočítána absolutní a relativní odchylka měření. Při výpočtu odchylek indukčnosti byla jako referenční hodnota brána indukčnost naměřená LCGR metrem. Referenční saturační proud byl vzat z katalogu. Průměrná relativní odchylka měřené indukčnosti je 4,7 %, průměrná relativní odchylka saturačního proudu je 10,4 %. Tato přesnost přípravku spolehlivě vyhovuje použití pro provozní měření.

5. Závěr

Cílem práce bylo navrhnout a realizovat přípravek na měření saturačního proudu a indukčnosti cívek pro spínané zdroje. Měření mělo být založeno na základě automatického vyhodnocení časového průběhu proudu cívkou.

Nejprve byla provedena analýza metody pro vyhodnocení měřeného průběhu. Na základě analýzy byl navržen optimální postup pro výpočet saturačního proudu a indukčnosti. Dále byl proveden návrh architektury vyhodnocovacího algoritmu pro hradlové pole a návrh obvodové části přípravku. Navržený přípravek byl sestaven, oživen a testován. Finální přípravek umožňuje provádět provozní měření cívek v rozsahu indukčnosti 4 µH až 130 µH a saturačního proudu 0,36 A až 3,5 A. Nakonec bylo provedeno ověřovací měření. Bylo měřeno 20 kusů cívek tak, aby jejich parametry pokryly přibližně celý měřicí rozsah přípravku. Naměřené hodnoty indukčnosti pak byly porovnány s hodnotami naměřenými profesionálním LCGR metrem. Naměřené hodnoty saturačního proudu byly porovnány s katalogovými údaji cívek. Průměrná relativní odchylka měřené indukčnosti byla 4,7 %. Průměrná relativní odchylka saturačního proudu byla 10,4 %. S ohledem na použití přípravku pro provozní měření cívek se jedná o dobré výsledky.

V budoucnu by přípravek mohl být zdokonalen a rozšířen o další funkce. Jednak by mohl být rozšířen měřicí rozsah. Pro měření vyšších saturačních proudů by bylo třeba snížit hodnotu snímacího odporu R_{SENSE} ve výkonové části (viz obr. 32 v kap. 3.2). Výkonová část by pak byla rozdělena na více podobvodů s různými snímacími odpory, mezi kterými by během měření přípravek automaticky přepínal. Dále by mohla být navýšena maximální měřená indukčnost. Ta je omezena počtem vzorků měřeného průběhu, které lze uložit do paměti RAM1 (viz kap. 3.1.4). Pro velké indukčnosti by mohl být snížen vzorkovací kmitočet, a tím by počet vzorků klesl. Přípravek by dále bylo možné rozšířit o grafický displej, který by zobrazoval časový průběh proudu cívkou. Další možné rozšíření je implementace rozhraní pro komunikaci přípravku s PC.

6. Seznam literatury

[1] FAJT, Václav. A KOLEKTIV. *Elektrická měření*. SNTL, Praha 1987.

[2] *Elektrotechnická měření*. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-022-9.

[3] HAASZ, Vladimír, Jan HOLUB, Michal JANOŠEK, Petr KAŠPAR a Vojtěch PETRUCHA. *Elektrická měření: přístroje a metody*. 3. přepracované vydání. Praha: Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2018. ISBN 978-80-01-06412-2.

[4] BARTUŠEK, Karel. *Měření v elektrotechnice*. 2., přeprac. a dopl. vyd. Brno: VUTIUM, 2010. ISBN 978-80-214-4160-6.

[5] SIGNAL TEST. Chroma 19301A Impulse Winding Tester Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: http://www.signaltestinc.com/v/vspfiles/assets/datasheet/19301A%20data%20sheet.pdf

[6] MARCHEVSKY, Maxim, Ravaioli E., Ambrosio G., *Impulse testing of coils and magnets: present experience and future plans*. MQXF Workshop on Structure, Alignment, and Electrical QA, CERN, 2016 [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://indico.cern.ch/event/478951/contributions/1156605/attachments/1222969/1788849/Impulse_presentation_workshop_MM.pdf

[7] VOLTECH. *Testing Chokes and Transformers with High-Current DC Bias* [online]. [cit. 2023 05- 24]. Dostupné z: https://www.voltech.com/support/technical-articles/testing-transformers-with-high-dc-bias/

[8] HOROVÁ, Ivana a Jiří ZELINKA. *Numerické metody*. 2., rozš. vyd. Brno: Masarykova univerzita v Brně, 2004. ISBN 80-210-3317-7.

[9] RŮŽIČKOVÁ, Irena a Rudolf HLAVIČKA. *Numerické metody*. Brno, 139s [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: http://physics.ujep.cz/~jskvor/NME/DalsiSkripta/Numerika.pdf (cit. 24.5.2023)

[10] VAN BREUGEL, Floris Van, J. Nathan KUTZ a Bingni W. BRUNTON. Numerical Differentiation of Noisy Data: A Unifying Multi-Objective Optimization Framework. *IEEE Access* [online]. 2020, **8**, 196865-196877 [cit. 2023-05-24]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2020.3034077

[11] Moving average. *Wikipedie* [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Moving_average

[12] TAYLOR, Cameron. *Finite Difference Coefficients Calculator* [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://web.media.mit.edu/~crtaylor/calculator.html

[13] SMD Power Inductor Selection Guide DRH104RNP-390M [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: http://www.0759.com/cecweb/Catalog/pdf/SMDpower.pdf

[14] DIGILENT. *Cmod S7 Reference Manual* [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://digilent.com/reference/programmable-logic/cmod-s7/reference-manual

[15] INFINEON. IRLML0030TR Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IRLML0030-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462533600a401535664773825df

[16] VISHAY. ES3D Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://www.vishay.com/docs/88589/es3.pdf

[17] INFINEON. 1ED44173N01B Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1ED44173N01B-DataSheet-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d46272aa54c00172bc99c2d45678

[18] INFINEON. 1ED44173N01B Application Notes [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Technical_description_1ED44173_low_side_driver-ApplicationNotes-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d46272aa54c00172dffff1a82c62

[19] TEXAS INSTRUMENTS. ADS930 Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads930.pdf?ts=1684887958712

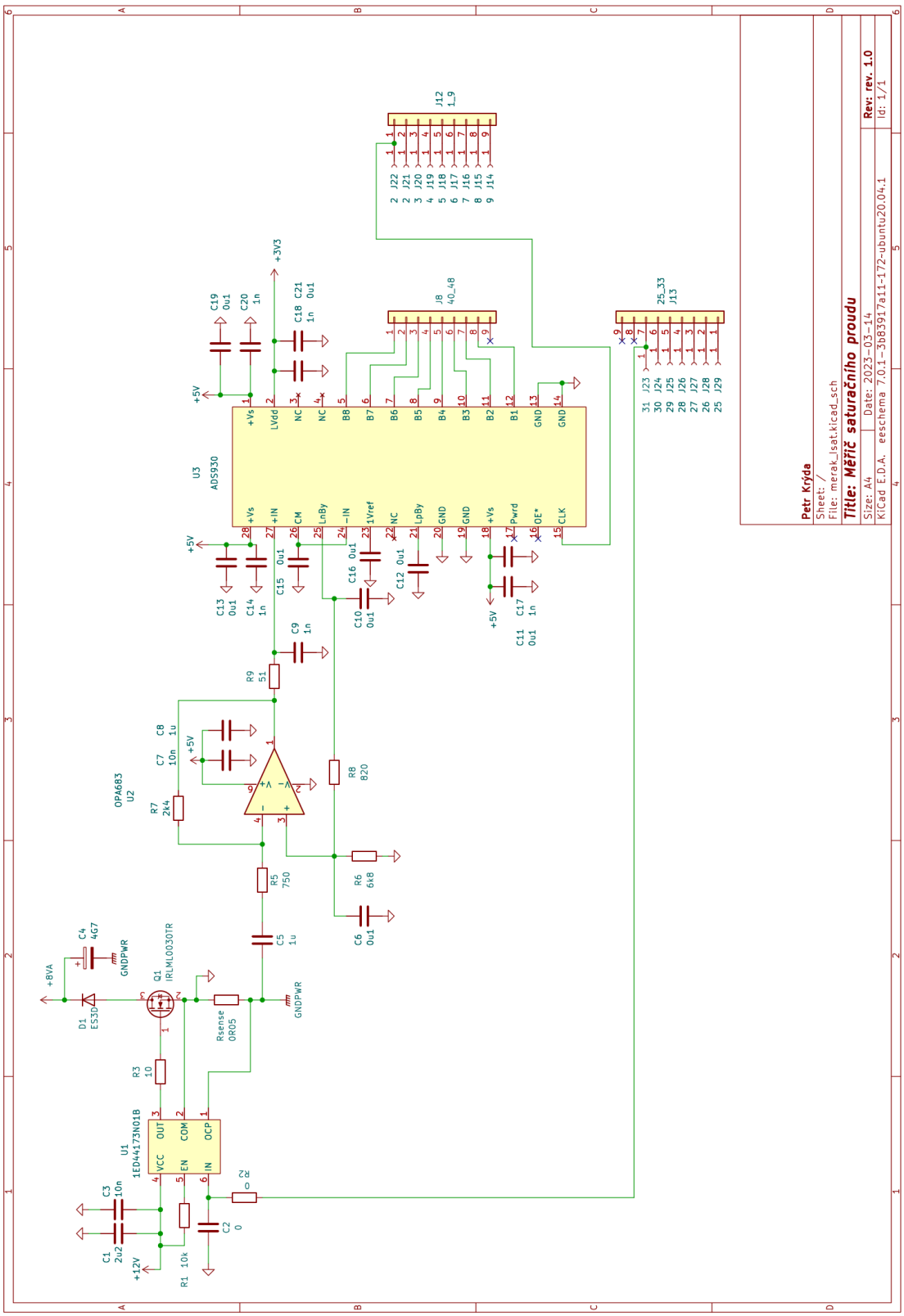
[20] TEXAS INSTRUMENTS. OPA683 Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa683.pdf

[21] ARDUINO. Arduino UNO Datasheet [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://docs.arduino.cc/resources/datasheets/A000066-datasheet.pdf

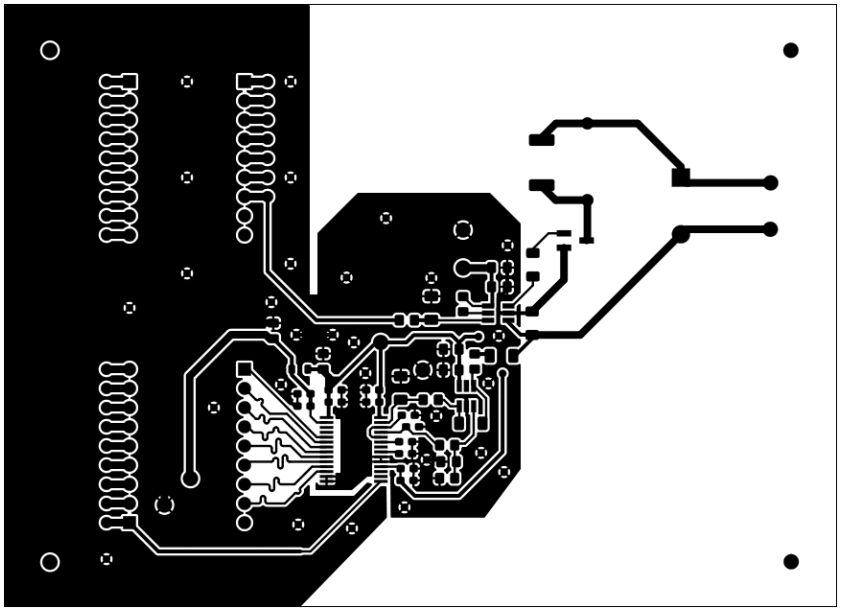
[22] ARDUINO. *Liquid Crystal Displays (LCD) with Arduino* [online]. [cit. 2023 05-24]. Dostupné z: https://docs.arduino.cc/learn/electronics/lcd-displays

7. Přílohy

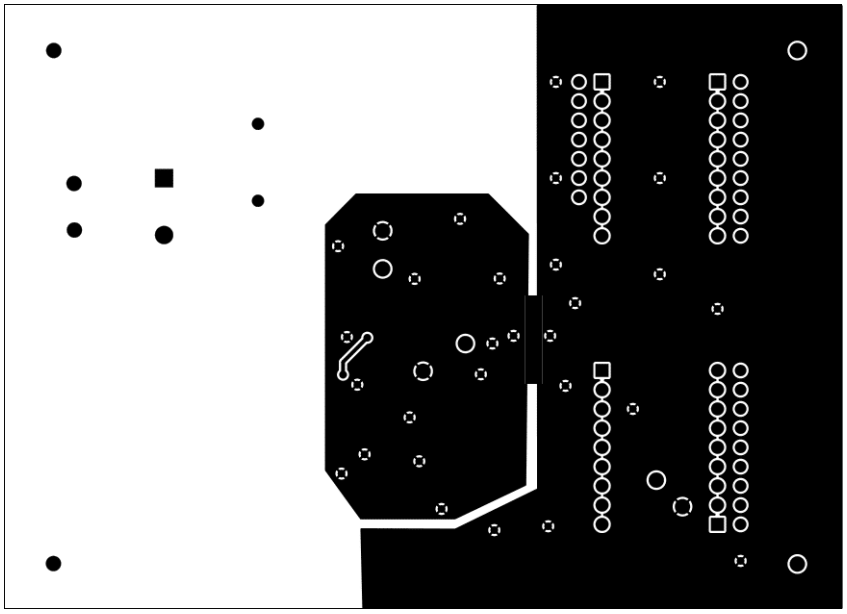
7.1 Schéma zapojení hlavní desky přípravku



7.2 Šablona DPS hlavní desky přípravku

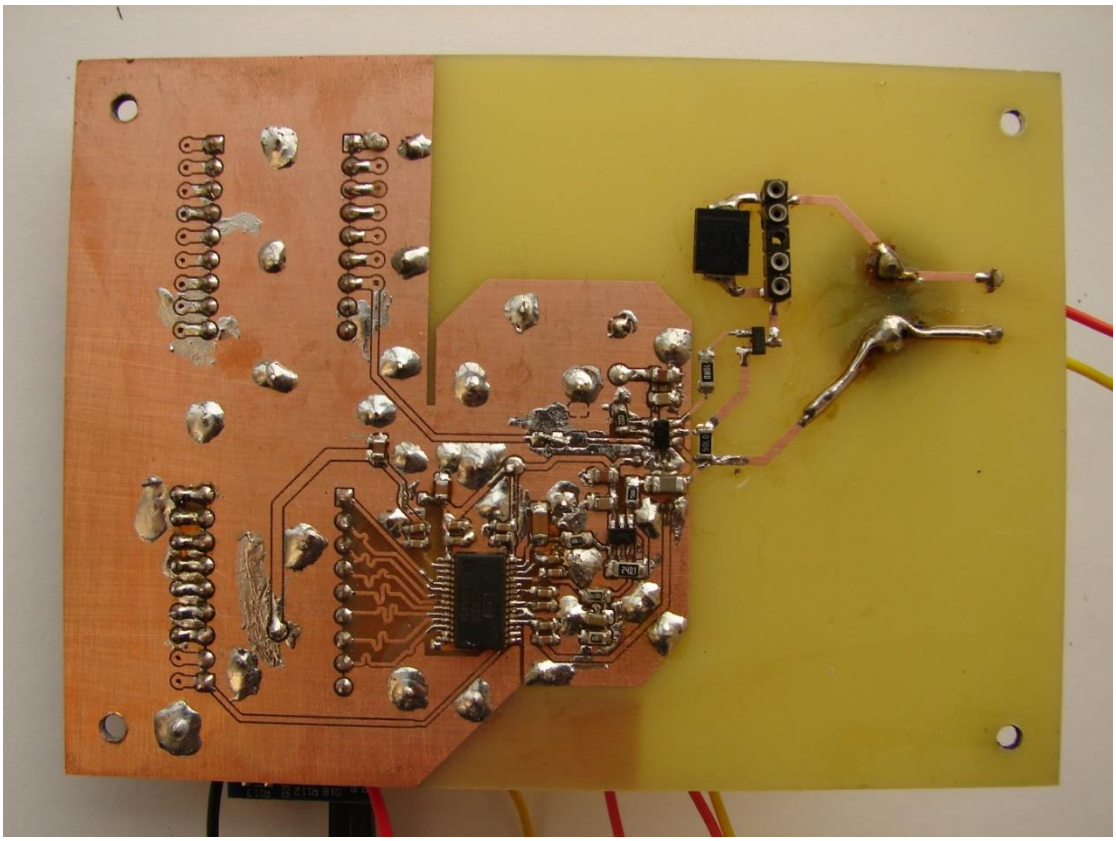


Strana A

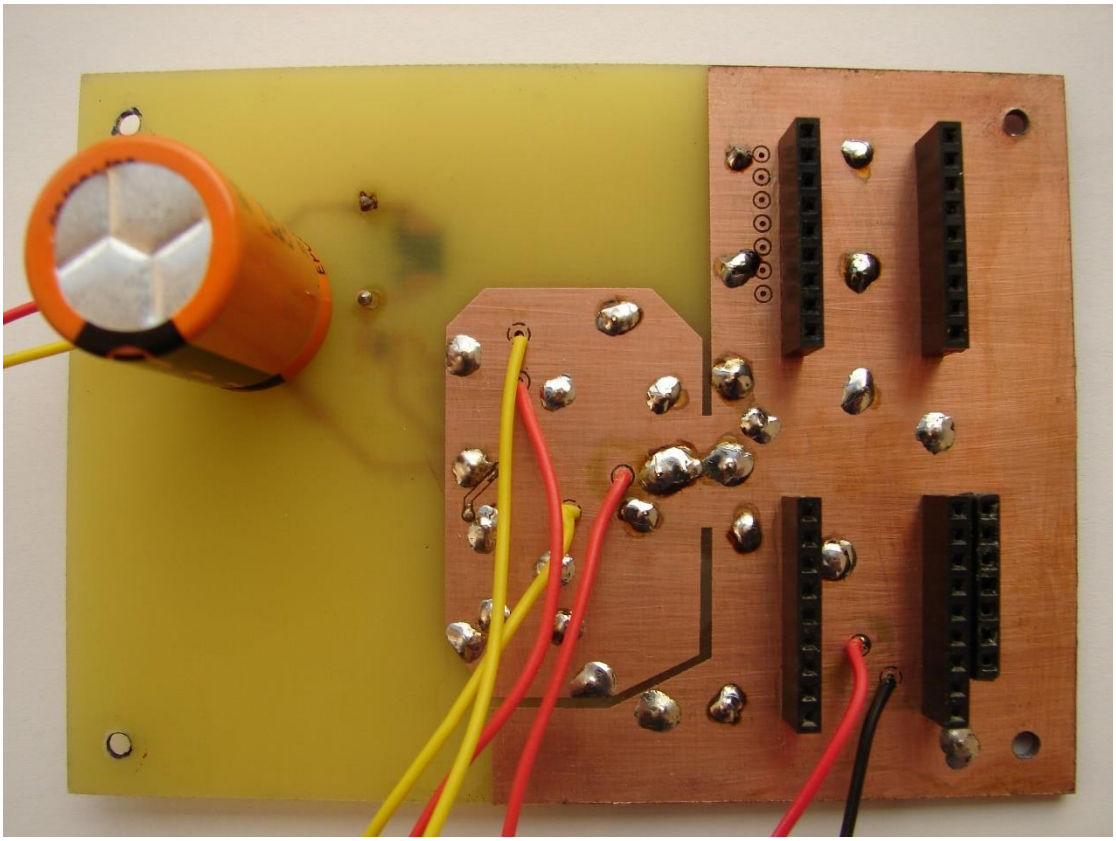


Strana B

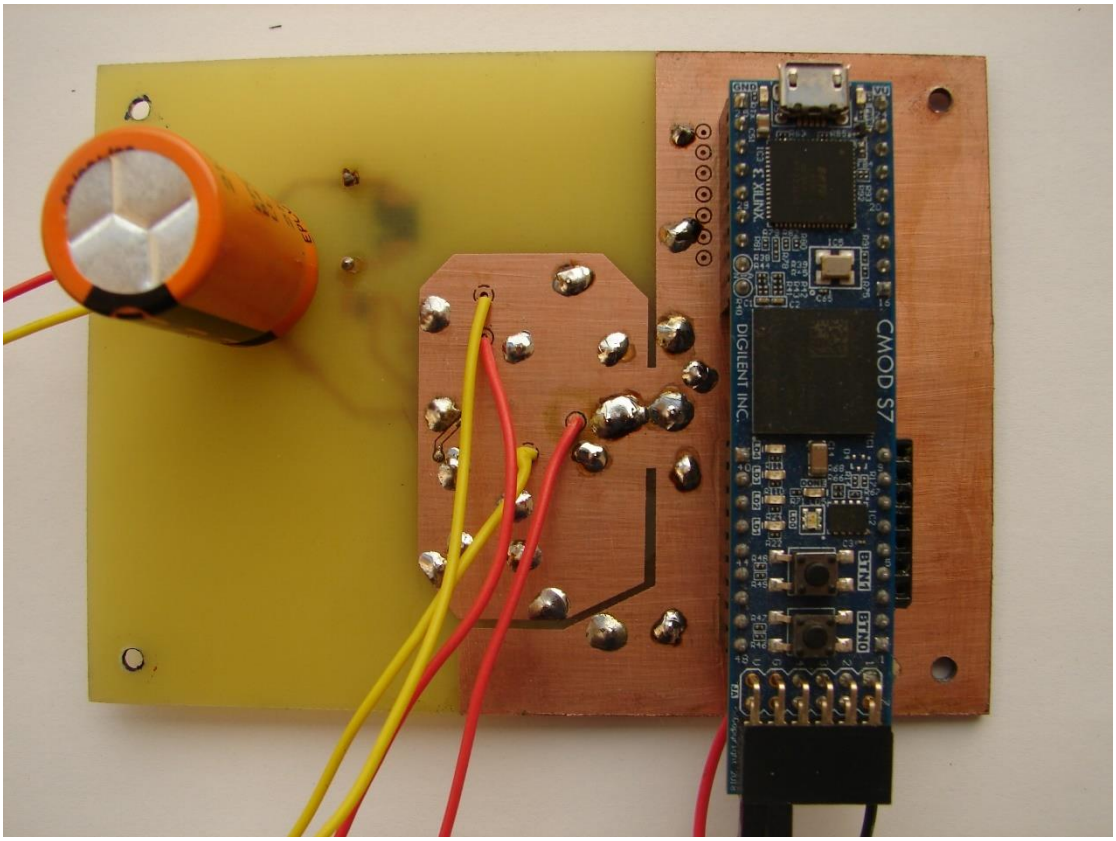
7.3 Fotografie osazené hlavní desky přípravku



Strana A



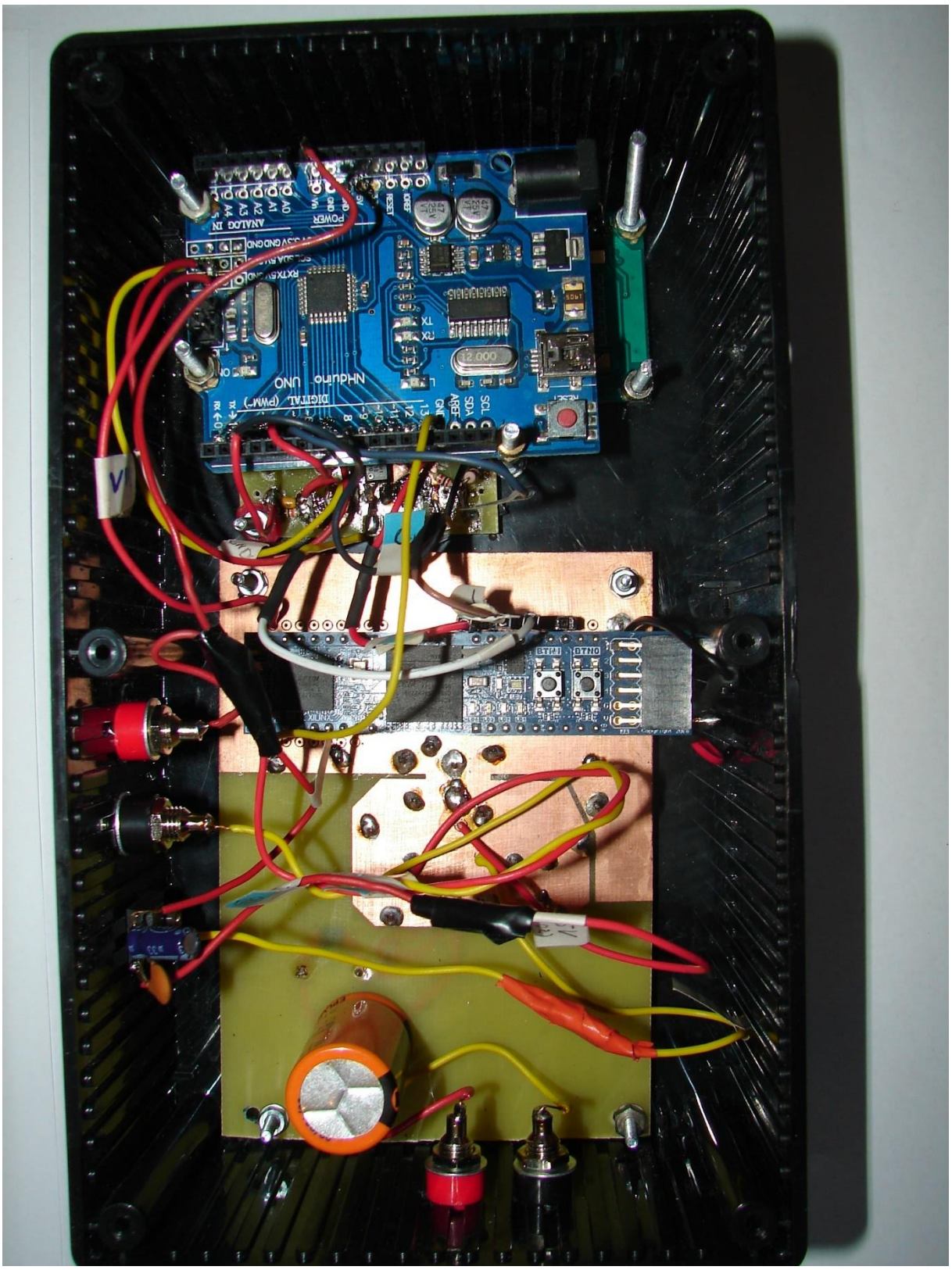
Strana B



Strana B s připojenou deskou s FPGA

7.4 Fotografie finálního přípravku

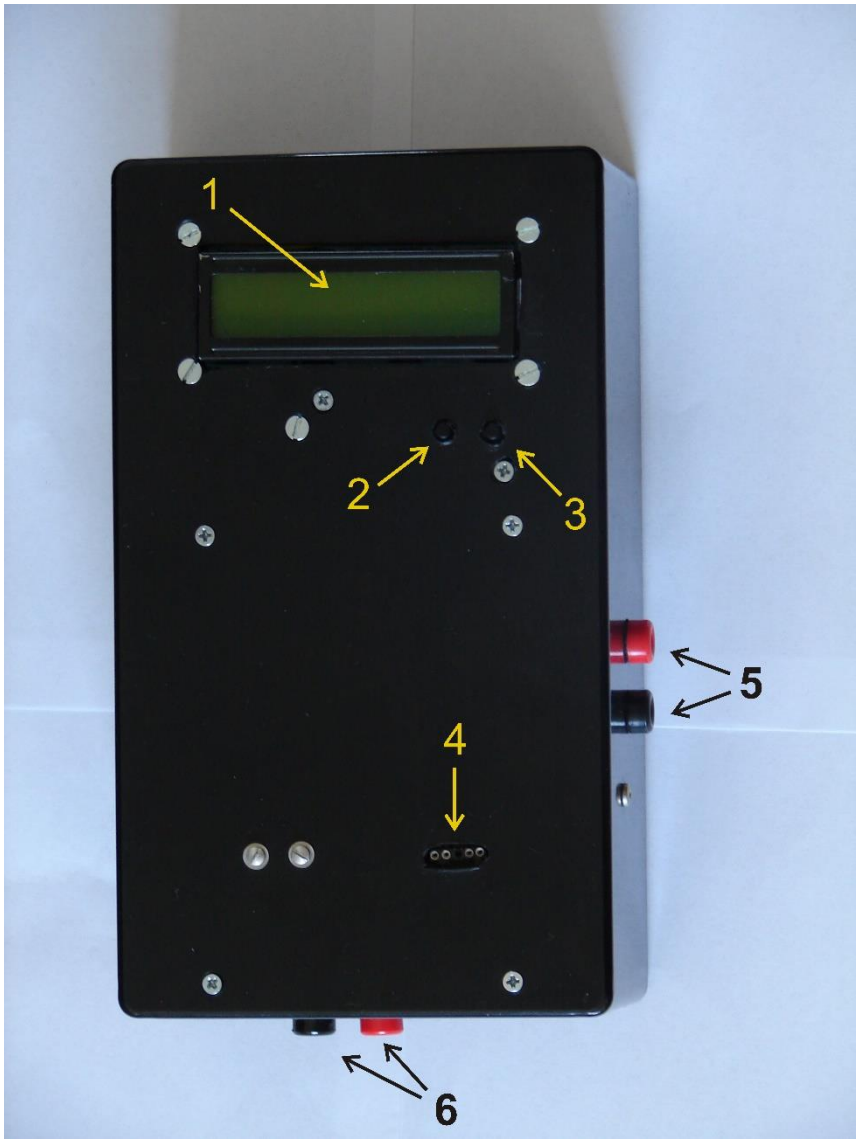
Vnější uspořádání přípravku



Vnitřní uspořádání přípravku

7.5 Popis přípravku

1	LCD
2	Tlačítko START (spuštění měření)
3	Tlačítko RESET (vynulování měření)
4	Zdířky pro připojení měřené cívky
5	Napájení přípravku 12 V
6	Napájení výkonové části 8 V



7.6 Výstupy na displej

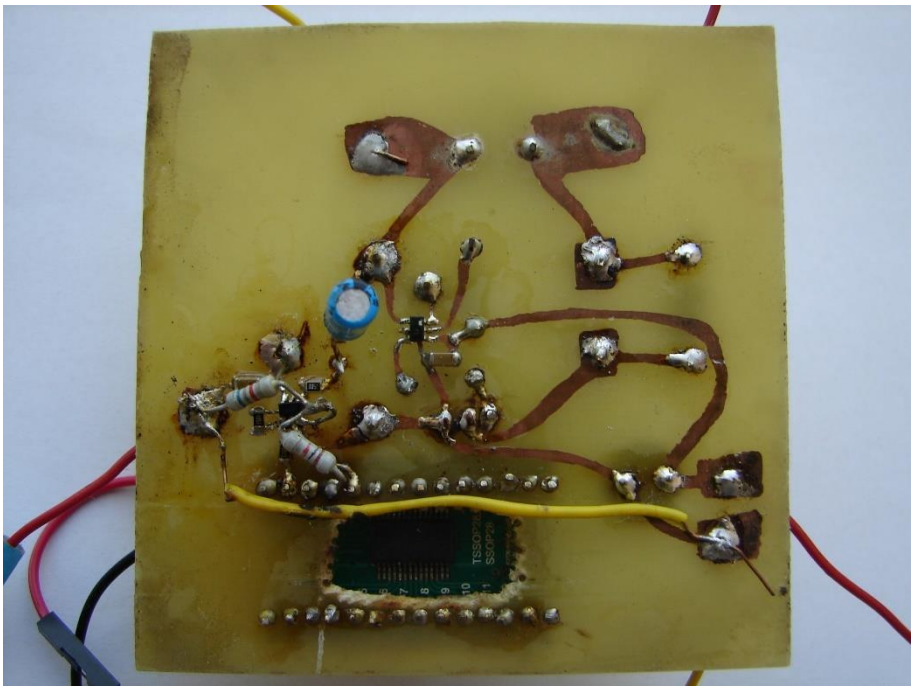
Stav po spuštění nebo po resetu

Naměřené hodnoty saturačního proudu a indukčnosti

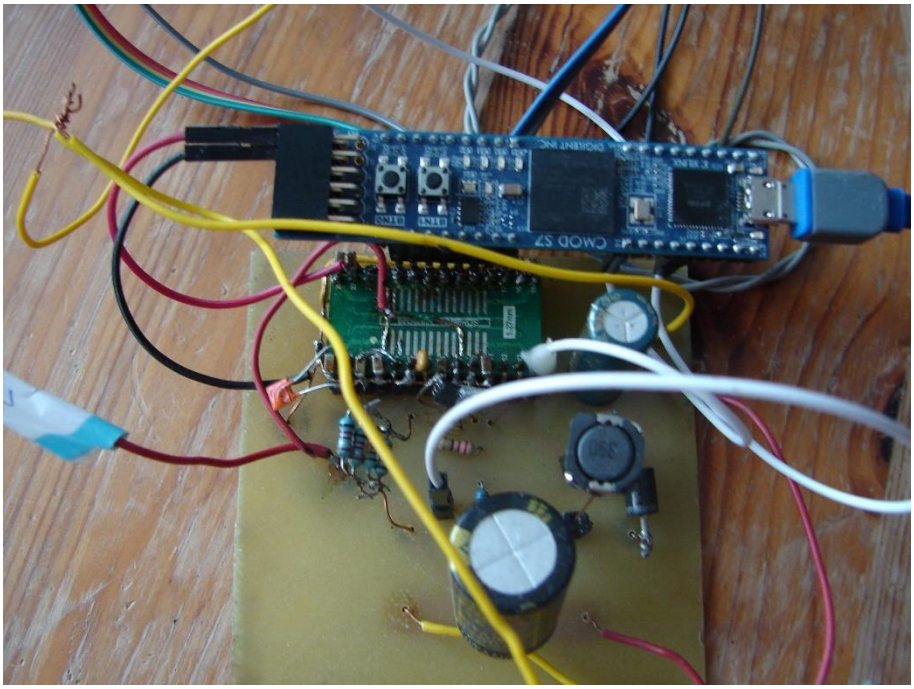
Detekce saturačního proudu nebo indukčnosti mimo měřicí rozsah

Případ, kdy je spuštěno měření bez vložené cívky nebo bez připojeného napájení výkonové části

7.7 Fotografie prototypu z fáze vývoje přípravku

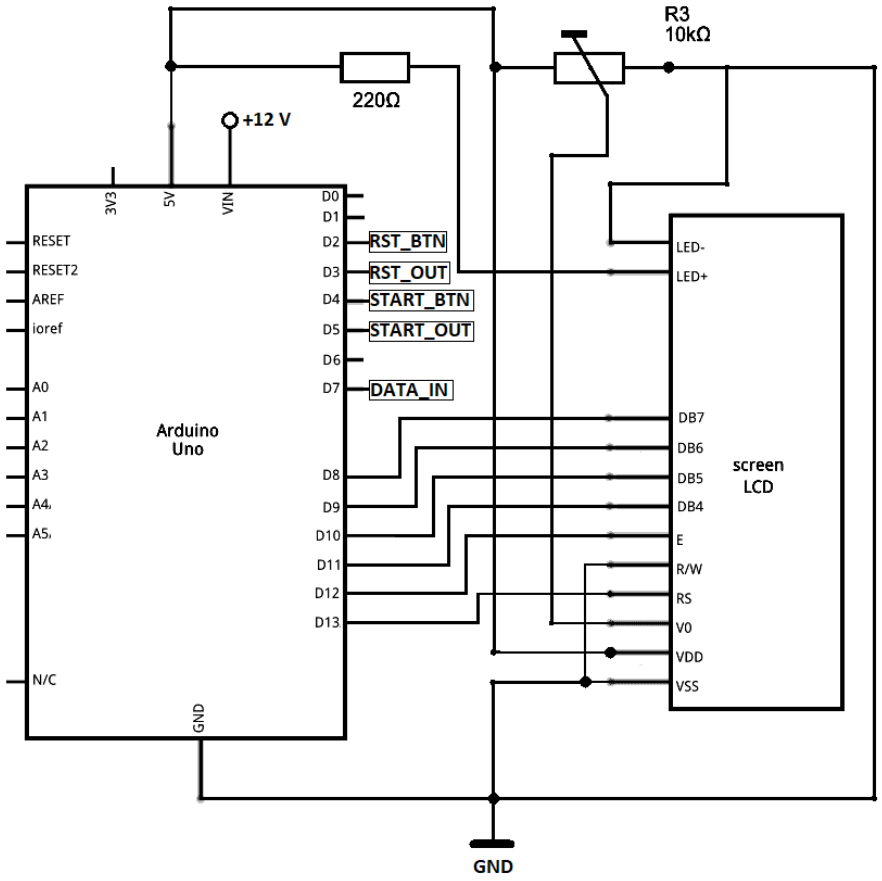


Vývojový prototyp zespodu



Vývojový prototyp shora s připojenou deskou s FPGA

7.8 Schéma zapojení desky Arduino



Připojení LCD a signálů na I/O piny (převzato z [22] a upraveno)

Vysvětlení zkratek připojených signálů:

RST_BTN	Signál z tlačítka RESET
RST_OUT	Informace o resetu pro FPGA
START_BTN	Signál z tlačítka START
START_OUT	Informace o stisku tlačítka START pro FPGA
DATA_IN	Data s výsledky měření z FPGA