

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

---

**Fakulta elektrotechnická**

**Katedra měření**

**Magnetický gradiometr pro detekci automobilů a  
měření rychlosti**

Magnetic Gradiometer for Car Detection and Speed  
Measurements

Diplomová práce

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Novotný** Jméno: **David** Osobní číslo: **420223**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávací katedra/ústav: **Katedra měření**  
Studijní program: **Kybernetika a robotika**  
Studijní obor: **Senzory a přístrojová technika**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Magnetický gradiometr pro detekci automobilů a měření rychlosti**

Název diplomové práce anglicky:

**Magnetic Gradiometer for Car Detection and Speed Measurements**

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte hardware a firmware detektoru automobilů založený na detekci magnetické signatury pomocí kombinace magnetometr-gradiometr. Konstrukce detektoru bude umožňovat nasazení v reálných podmínkách a součástí práce bude rozbor výsledků testovacích měření. Dále prozkoumejte možnosti korelačního měření rychlosti automobilů pomocí sledování jejich magnetické signatury na malé bázi a diskutujte výsledky měření.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Rob Toulson, Tim Wilmshurst: Fast and Effective Embedded Systems Design, Newnes 2017
- [2] Pavel Ripka: Magnetic Sensors and Magnetometers, Artech House Remote Sensing Library
- [3] Michal Vopálenský, Antonín Platil: Temperature Drift of Offset and Sensitivity in Full-Bridge Magnetoresistive Sensors, IEEE Transactions on Magnetics, VOL. 49, NO. 1, Jan. 2013
- [4] John G. Proakis, Dimitris G. Manolakis: Digital Signal Processing, Pearson Education Limited
- [5] Mark I. Montrose: EMC and the Printed Circuit Board: Design, Theory, and Layout Made Simple, IEEE 1999
- [6] Vít Záhlava: Návrh a konstrukce DPS, Ben 2010

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D., 13138**

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

Datum zadání diplomové práce: **02.01.2018**

Termín odevzdání diplomové práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání diplomové práce:  
**do konce letního semestru 2018/2019**

Ing. Vojtěch Petrucha, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
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

## Čestné prohlášení autora práce

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 autora práce

## Poděkování

Chtěl bych tímto poděkovat panu Ing. Vojtěchu Petruchovi, Ph.D. za odborné vedení, věcné připomínky, vstřícnost a trpělivost při konzultacích. Za věcné připomínky a rady bych také chtěl poděkovat panu Ing. Michalu Janoškovi, Ph.D. Dále katedře měření, za finanční podporu. Také bych chtěl poděkovat své manželce a rodině za jejich podporu, trpělivost a motivaci.

## **Abstrakt**

Cílem diplomové práce je navržení a vyrobení magnetického gradiometru pro detekci automobilů. Gradiometr je navrhován s ohledem na co nejnižší šum pro maximální detekční vzdálenost a na redukci nákladů, umožňující konkurenceschopnost již existujícím detekčním systémům. Důraz je kladen i na co nejnižší spotřebu a kompaktnost.

Další dílčí částí práce je ověření použitelnosti magnetických senzorů pro měření rychlosti automobilů pomocí korelační metody. Tato metoda vyžaduje jiné uspořádání senzorů a vyžaduje mírně odlišné parametry. Je proto navrhován a realizován i hardware a firmware pro tento účel. Vývoj obou typů senzorů byl financován z TAČR-CK TE02000202 Advanced sensors.

### **Klíčová slova:**

Magnetometr, gradiometr, DRV425, HMC1021, AFF755, STM32, STM32F432, korelace, FFT, RS485, AMR, fluxgate, MCU, mikroprocesor

## **Abstract**

Goal of this diploma thesis was to design and manufacture magnetic gradiometer for car detection. Gradiometer would be designed with emphasis on lowest achievable noise level for possibility of large detection distance. Reduction of cost would be also on mind to be able to compete other commercial solutions as well as reducing power consumption and reduction of size.

Another part of this thesis is focused to verify usability of magnetic sensors for correlation method of speed measurement. This method needs different sensor placement and different parameters of them are necessary. So complete different both hardware and firmware is developed for this purpose. Development of both sensor types has been fund by Technology Agency of the Czech Republic, grant No. TE02000202, Advanced sensors.

### **Key words:**

Magnetometer, gradiometer, DRV425, HMC1021, AFF755, STM32, correlation, speed-measurement, FFT, RS485, AMR, fluxgate, MCU, microprocessor

## Obsah

1	Úvod .....	1
2	Teoretický rozbor .....	3
2.1	Současné detekční (parkovací) systémy .....	3
2.2	Magnetické pole automobilu .....	4
2.3	Výpočet vzdálenosti dipólového zdroje .....	7
2.4	Detekce přítomnosti automobilů .....	9
2.4.1	Požadavky na hardware .....	9
2.4.2	Astatisace gradiometru .....	9
2.5	Korelační měření rychlosti automobilů .....	11
2.5.1	FFT metoda výpočtu vzájemné korelace .....	12
2.5.2	Požadavky na hardware .....	12
2.6	Použitelné typy magnetických senzorů .....	13
2.6.1	Fluxgate senzor .....	13
2.6.2	Anizotropní magnetorezistor (AMR) .....	14
3	Praktická realizace .....	16
3.1	Gradiometr pro detekci automobilů .....	16
3.1.1	Hardware .....	17
3.1.1.1	Napájecí část .....	21
3.1.1.2	MCU a ADC .....	22
3.1.1.3	Senzory a podpůrná elektronika .....	24
3.1.1.4	RS485 rozhraní .....	26
3.1.2	Firmware a DSP .....	27
3.1.2.1	Program pro mikrokontrolér (FW) .....	27
3.1.2.2	Digitální zpracování signálu (DSP) .....	27
3.1.3	Detekční algoritmus .....	29
3.1.4	Software pro PC (GUI) .....	31
3.1.5	Vzdálená aktualizace firmware senzorů .....	31
3.2	Korelační měření rychlosti automobilů .....	32
3.2.1	Hardware .....	32
3.2.2	Firmware, zpracování a vyhodnocení dat .....	35
3.3	Magnetometrické pole .....	35
3.3.1	Hardware .....	36
3.3.2	Firmware .....	38
3.3.3	Průběh komunikace .....	38

---

4	Dosažené výsledky .....	39
4.1	Parametry elektroniky detektoru aut .....	39
4.1.1	Měření šumu .....	39
4.1.2	Měření linearity .....	42
4.1.3	Měření teplotních závislostí .....	43
4.1.3.1	Teplotní závislost offsetu .....	44
4.1.3.2	Měření teplotní závislosti konstanty (zesílení) .....	44
4.1.4	Astatisace gradiometru .....	46
4.1.5	Měření spotřeby (příkonu) .....	46
4.1.6	Data ze senzorů na parkovišti .....	49
4.2	Výsledky korelačního měření rychlosti .....	50
5	Závěr .....	52
6	Literatura .....	53
7	Seznam použitých zkratk .....	55
8	Seznam obrázků a tabulek .....	56
8.1	Seznam obrázků .....	56
8.2	Seznam tabulek .....	57
9	Přílohy .....	58
9.1	Zjednodušený diagram bootloderu .....	59
9.2	Motivy DPS finálního auto-detektoru .....	60
9.3	Motivy DPS auto-detektoru s DRV425 .....	61
9.4	Motivy DPS obvodu s ATtiny814 .....	62
9.5	Motivy DPS modulu MMC5883 z předmětu LPE .....	62

# 1 Úvod

Vývoj parkovacích senzorů využívajících magnetické detekce byl započat v červenci roku 2016. V té době byl na trhu k dostání pouze jeden typ magnetických parkovacích senzorů - využíval magnetický gradiometr s bází o délce 1 m a vyžadoval instalaci pod povrch parkovacího místa.

Snaha byla vymyslet detektor značně menších rozměrů, umožňující instalaci nad, případně před parkovací místo (pro krytá parkovací místa, například v obchodních centrech). Díky montáži před, eventuelně nad parkovací místo by systém nevyžadoval zásah do podlahy parkovacího místa a následné zabetonování/zaasfaltování po instalaci.

Po zpracování dat z prvních testovacích měření (pomocí přípravku se dvěma triplety senzorů DRV425 a dvěma 3-kanálovými DAQ kartami) se jeví výhodné využít pro detekci automobilu buď magnetický gradient nebo vypočítanou vzdálenost ekvivalentního dipólu (viz. kapitola 2.3).

Proto bylo hned v začátcích vývoje zvoleno využití gradiometru s malou bází (kvůli celkovým rozměrům), s možností měřit homogenní složky mag. pole - jednak pro astatizaci gradiometru (kap. 2.4.2) a pak kvůli možnosti výpočtu vzdálenosti ekv. dip. zdroje). Síť senzorů měla být pospojována po sběrnici RS485 a pro snadnou montáž se propojovacím kabelem mělo vést i napájecí napětí. Protože se počítalo s maximálním počtem senzorů na každé sběrnici cca 100, bylo nutné zajistit co nejmenší spotřebu senzorů a zároveň umožnit vyšší napájecí napětí (24 nebo 48 V). Každý detektor by měl mít vysoce-svítivé LED pro indikaci obsazenosti parkovacího místa (zelenou pro volné, červenou pro obsazené). Fotografie parkoviště, kde jsou detektory nainstalovány a detail jejich umístění jsou na obrázcích 1.1 a 1.2. Zde jsou tyto senzory umístěny na parkovacích místech před automobilem.



Obrázek 1.1 Parkoviště ČVUT FEL v Dejvicích



Obrázek 1.2 Sensory nainstalované v keřích na parkovišti

Při vývoji auto-detektorů vznikla také myšlenka využití magnetické signatury automobilu nejen pro statické zjištění přítomnosti na parkovišti, ale i pro dynamické měření rychlosti/velikosti automobilu, počtu průjezdů a směru jízdy.

Pomocí dvojice magnetometrů/gradiometrů, jejichž výstupy by byly dostatečně rychle digitalizovány, určovat rychlost projíždějícího auta s využitím vzájemné korelace signálů z těchto senzorů. Velikost (délka) automobilu by se pak mohla určovat z doby trvání deformace mag. pole jeho vlivem (při korelacích vypočítané, známe rychlosti). Informace o směru jízdy automobilů by pak vycházela ze znaménka korelací vypočítaného zpoždění signálů.

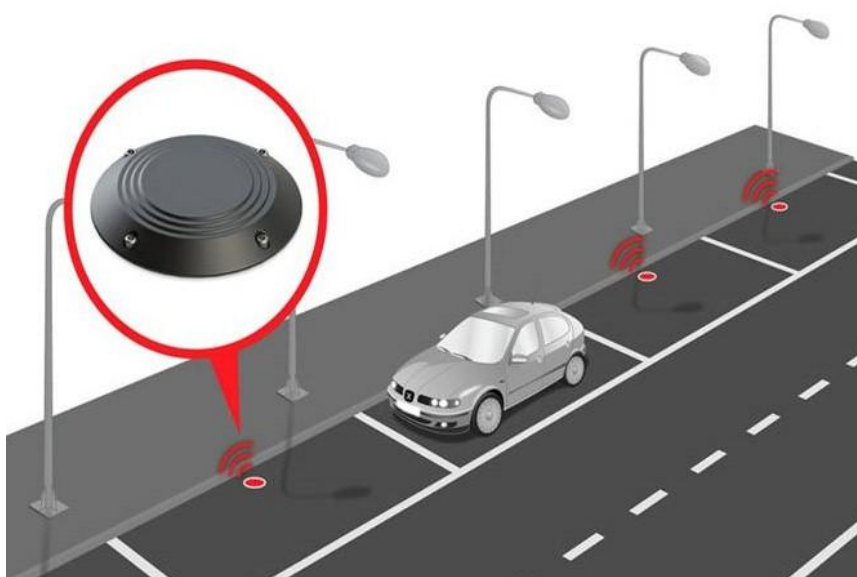
Nápad podrobného zmapování vlivu automobilu na homogenní zemské magnetické pole, a jeho vlastní magnetizace, přišel až začátkem roku 2018. Stála za ním zvědavost, zda-li by nebylo výhodnější detekovat automobily např. pomocí gradientu v jiném směru, případně pomocí gradientu vyššího řádu. A zda-li, případně do jaké míry, má na detekci vliv natočení parkovacího místa (a tím i auta) v magnetickém poli Země (jestli případné parkovací místo orientované S-J a V-Z bude dávat stejné výsledky, a bude tak stačit jedna verze detekčního algoritmu).



## 2 Teoretický rozbor

### 2.1 Současné detekční (parkovací) systémy

V posledních několika letech (2015-2018) se magnetické parkovací detektory začaly komerčně vyrábět [viz např. 1] a osazovat na parkovištích. Všechny nalezené současné systémy vyžadují montáž do země/podlahy. Obvyklá poloha senzoru je těsně pod povrchem, v prostředku parkovacího místa, některé se montují přímo na povrch parkovacího místa (příšroubováním, viz obrázek 2.1). Řešení obsahující navíc indikátor (obvykle vysoce-svítivou LED) vyžadují externí napájení - natažení kabeláže. Naopak senzory bez indikace často využívají low-power IoT síť pro sběr dat, a mohou tak fungovat i několik let z baterie (případná indikace musí probíhat externě).



Obrázek 2.1 Ilustrativní obrázek montáže komerčního senzoru (převzato z [1])

Tyto systémy obvykle obsahují pouze MCU a 3-osý digitální AMR magnetometr a několik nezbytných pasivních komponent (viz obrázek 2.2, zakoupeného detekčního modulu). V případě verze s IoT ještě komunikační modul a samozřejmě napájecí baterii.



Obrázek 2.2 Komerční samostatný modul auto-detektoru

## 2.2 Magnetické pole automobilu

Sestavit model magnetického pole automobilu (jeho vlastní magnetizace a vlivu na zemské mag. pole) je poměrně problematické. Každý automobil má trochu jinak rozložené a tvarované prvky, trochu jiný materiál karoserie/plechování. V neposlední řadě je značný rozdíl mezi elektromobilem a autem se spalovacím motorem (elektromobil vykazuje řádově silnější signaturu v mag. poli a gradientu - má větší magnetický moment).

Jako aproximaci automobilu můžeme uvažovat nahrazení ekvivalentním dipólovým magnetickým zdrojem. Je nutno do jisté míry počítat nejen s "tvrdou" složkou dipólového momentu, ale i s "měkkou", tedy s měkkým feromagnetikem, jehož magnetizace může být více či méně ovlivněna například různými natočeními vůči vektoru zemského mag. pole.

Aby bylo možné sestavit alespoň přibližný model, a udělat si představu o hodnotách magnetického pole v okolí automobilu, bylo vyvinuto pole low-cost magnetometrů pro měření magnetické indukce nad, před a za automobilem. (testovacím vozem byla Škoda Octavia Combi), viz obrázek 2.3. Pro přesnější určení dipólového momentu a ověření platnosti dipólové aproximace bylo toto měření provedeno ve více vzdálenostech ve všech rovinách měření. Pro posouzení "tvrdosti" či "měkkosti" mag. momentu automobilu, bylo stejné měření provedeno s automobilem natočeným ve směru sever-jih a východ-západ. Automobil tak byl vystaven různým hodnotám vnější magnetizace. Složka magnetické indukce ve směru S-J je v Čechách okolo  $20 \mu\text{T}$ , ve směru V-Z cca  $4 \mu\text{T}$  (záleží na deklinaci) a ve svislém směru přibližně  $45 \mu\text{T}$  (viz [2]).



Obrázek 2.3 Fotografie z měření magnetického pole před automobilem

Naměřená data byla ex-post zpracována v programu Matlab. S využitím funkce *fminsearch* byl vypočítán magnetický dipólový moment automobilu ve všech 3 osách a

pro obě vnější magnetizace (S-J a V-Z). Tato funkce umožňuje iterativní minimalizaci zadané funkce více proměnných (v podstatě hrubou silou, pro tento účel by byla lepší funkce lsqcurvefit, využívající gradientní hledání řešení, bohužel ale není obsažena v toolboxech studentské FEL verzi Matlabu). Funkce k minimalizaci byla sestavena jako suma kvadrátů rozdílů jednotlivých složek měřené magnetické indukce od teoreticky spočítaných hodnot dipólovou aproximací v dané poloze. Neznámé, variací jejichž hodnot probíhala minimalizace, byly jednotlivé složky magnetického momentu ( $m_x, m_y, m_z$ ) a poloha ( $x_0, y_0, z_0$ ) středu magnetického dipólu (případné natočení dipólu vůči souřadnému systému bylo pro zjednodušení zanedbáno a při měření je uvažován pouze translační pohyb ekvivalentního dipólu vůči sensorům).

Jak je vidět z vypočítaných momentů níže, situace se poměrně značně liší s orientací v zemském mag. poli a podle toho, zda auto parkuje popředu nebo pozadu. Momenty jsou i tak dostatečné (viz. průběhy simulovaného gradientu na obrázku 2.4), aby mohl být měřený gradient využit jako práh detekčního algoritmu ve všech parkovacích pozicích. Pro definitivní určení přítomnosti auta je pak s výhodou nezávislosti na momentech využit výpočet vzdálenosti dipólového zdroje viz následující kapitola (2.3).

Na obrázcích 2.5 a 2.6 je vizualizace měřeného magnetického pole před a za automobilem a na obrázcích 2.7 a 2.8 nad automobilem (změny absolutní hodnoty vektoru). Podrobnější data jsou k dispozici na přiloženém CD.

Vypočítaný magnetický dipólový moment automobilu (měření před ním, ve směru S-J):

$$|m_x| = 6,5; |m_y| = 48; |m_z| = 52,8$$

Totéž, ve směru V-Z:

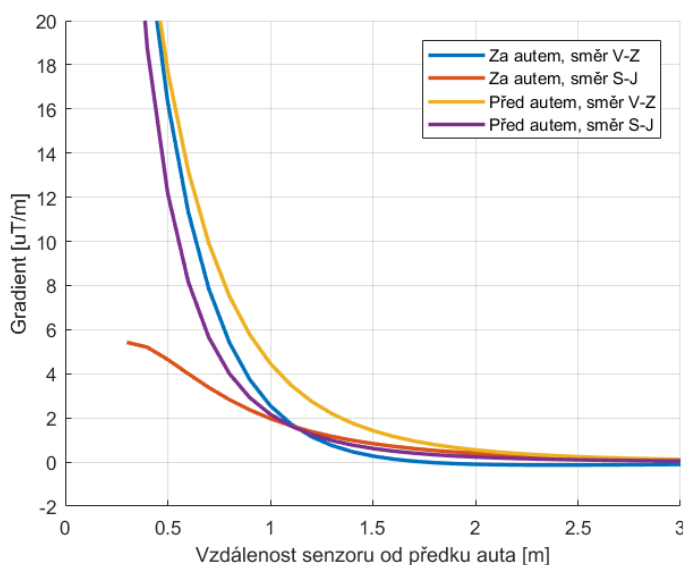
$$|m_x| = 1,9; |m_y| = 110; |m_z| = 100$$

Pro měření za automobilem ve směru S-J:

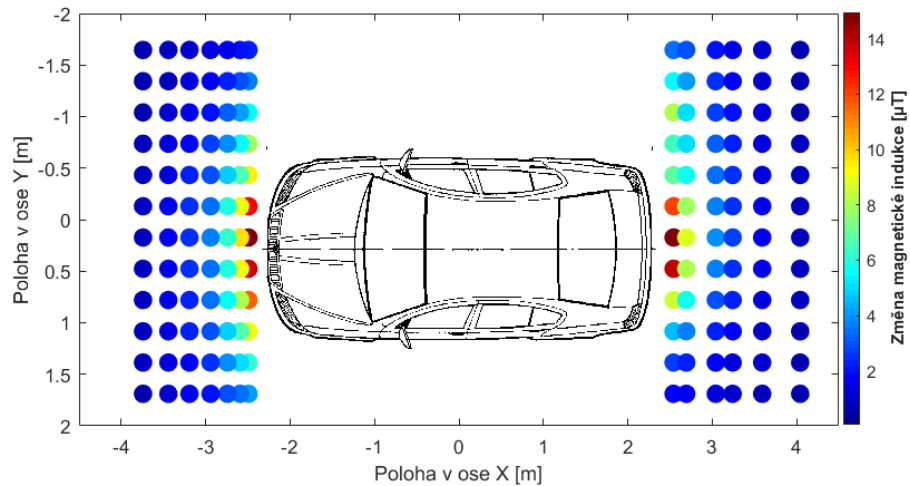
$$|m_x| = 34; |m_y| = 125; |m_z| = 97$$

A ve směru V-Z:

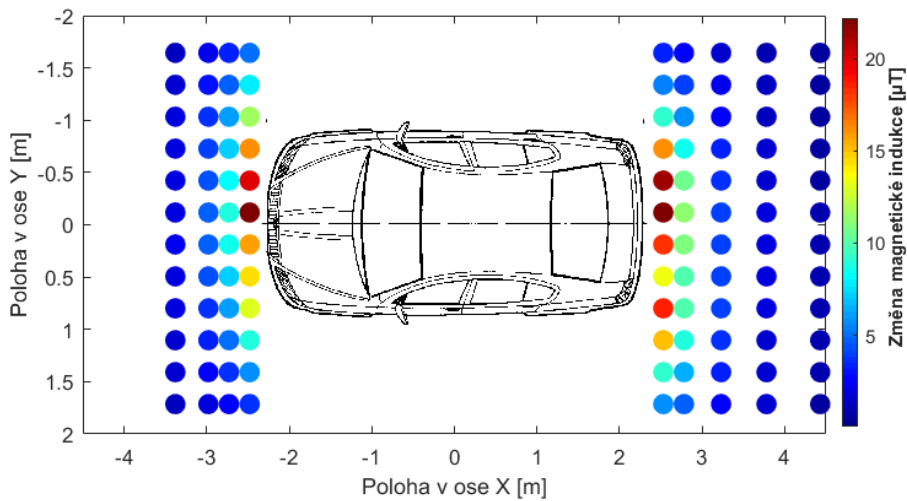
$$|m_x| = 91; |m_y| = 142; |m_z| = 87$$



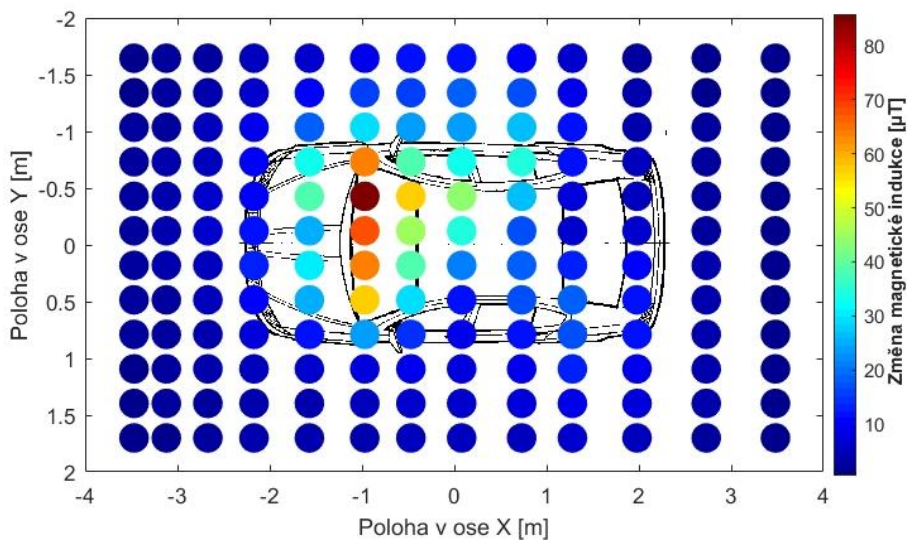
Obrázek 2.4 Vypočítané průběhy gradientu před a za autem v orientaci V-Z a S-J



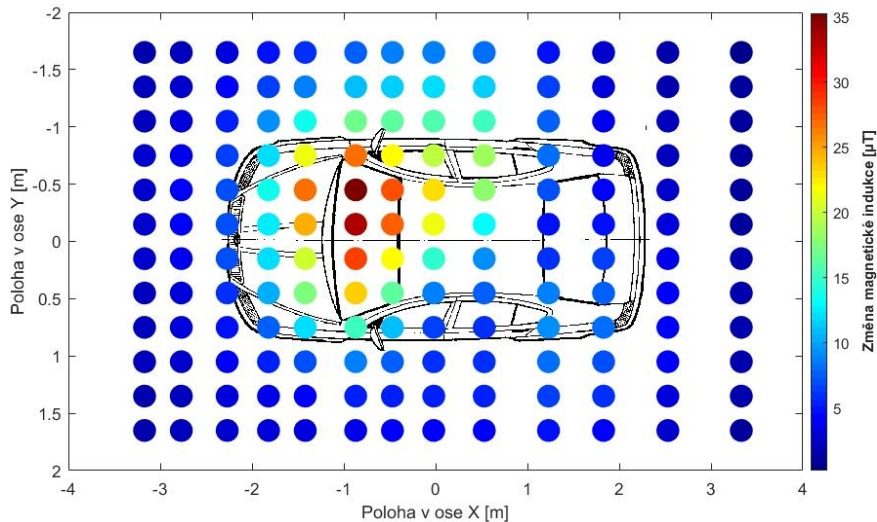
Obrázek 2.5 Naměřené změny amplitudy magnetické indukce kolem automobilu (výška 50cm nad zemí, S-J směr shodný s osou X)



Obrázek 2.6 Naměřené změny amplitudy magnetické indukce kolem automobilu (výška 50cm nad zemí V-Z směr shodný s osou X)



Obrázek 2.7 Naměřené změny magnetické indukce nad automobilem (senzory 20 cm nad úrovní střechy auta)



Obrázek 2.8 Naměřené změny magnetické indukce nad automobilem (45 cm nad úrovní střechy auta)

## 2.3 Výpočet vzdálenosti dipólového zdroje

Vycházejíc ze vztahů z [3] (pro jednoosý výpočet homogenní a gradientní složky magnetického pole dipólového zdroje ve vzdálenosti  $z$ ):

$$B_Z = \frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot z^3} [T]$$

$$G_Z = \frac{\partial B_Z}{\partial z} = -3 \cdot \frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot z^4} [T/m]$$

Kde  $B_Z$  je homogenní složka [T],  $G_Z$  je gradient [T/m],  $z$  je axiální vzdálenost [m],  $m_z$  je dipólový magnetický moment v ose  $z$  [ $A \cdot m^2$ ] a  $\mu_0$  je permeabilita vakua [ $H \cdot m^{-1}$ ].

S využitím faktu, že u gradientu dochází k jeho poklesu vlivem vzdálenosti se 4. mocninou a u homogenní složky se 3. mocninou, dostáváme jejich podílem vztah [3]:

$$\frac{B_Z}{G_Z} = \frac{\frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot z^3}}{-3 \cdot \frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot z^4}} = -\frac{1}{3} \cdot z \quad \Rightarrow \quad z = -3 \cdot \frac{B_Z}{G_Z} [m, T, T/m]$$

Ze kterého plyne, že měřením homogenní a gradientní složky lze určit vzdálenost magnetického dipólového zdroje. Dle experimentálních výsledků [3] je toto odvození v dobrém souladu s naměřenými daty.

V praxi je měření vzdálenosti limitováno několika faktory. První z nich vyplývá z fyzických rozměrů - gradient mag. pole odpovídá rozdílu homogenních složek v infinitezimálně malé vzdálenosti - derivace. Takové uspořádání není však ze dvou důvodů možné - kvůli konečným rozměrům senzorů a kvůli jejich konečné citlivosti. S klesající vzdáleností senzorů klesá citlivost gradiometru a degraduje SNR měření. Pro co nejlepší aproximaci gradientu je potřeba vysoce citlivých a nízko-šumových magnetometrů, které mohou poté být umístěny v co nejmenší vzdálenosti. Další omezení vzniká ne-ortogonalitou senzorů, která způsobuje nechtěnou citlivost na homogenní složky mag. pole (ve všech osách). K odstranění tohoto neduhu slouží

astatizace, která při správném určení ne-ortogonalit a doplnění gradiometru o měření všech homogenních složek, umožňuje tyto vlivy korigovat. O astatizaci podrobněji v kapitole 2.4.2. Reálné měření gradientu probíhá diferencí homogenních složek na pevné vzdálenosti (bázi)  $\Delta z$ , jde tak pouze o jeho aproximaci:

$$G_z = \frac{B_{z_1} - B_{z_2}}{\Delta z} [T/m]$$

Dochází tak k chybě měření  $\delta G$ , kterou lze vyjádřit jako rozdíl difference a derivace mag. indukce, kde  $z_1$  a  $z_2$  jsou polohy senzorů, pro které platí  $|z_1 - z_2| = \Delta z$ :

$$\delta G = \frac{B_z(z_1) - B_z(z_2)}{z_1 - z_2} - \frac{dB_z}{dz}$$

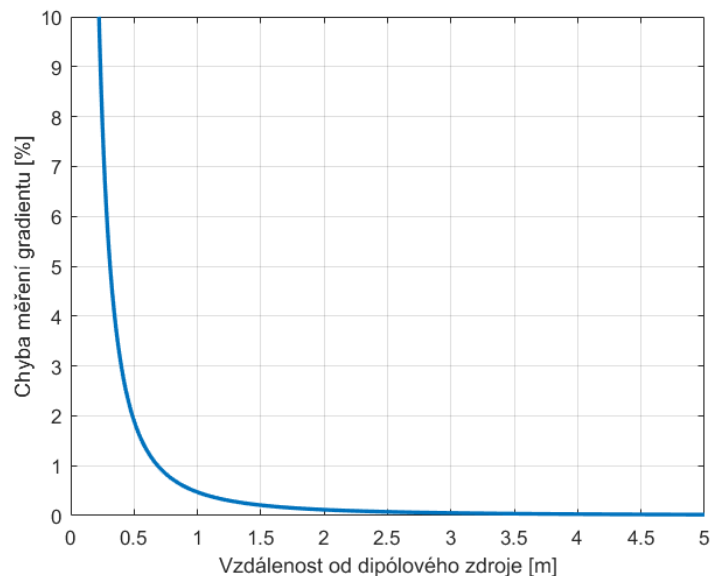
Lze si všimnout, že při konstantním gradientu nedochází k chybě. Ta ale roste s velikostí změny gradientu. Pro dipólový zdroj s momentem  $m_z$  lze určit závislost chyby měření reálným gradiometrem (s bází  $\Delta z$ ) na vzdálenosti:

$$\begin{aligned} \delta G &= \frac{\frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot \left(z + \frac{\Delta z}{2}\right)^3} - \frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot \left(z - \frac{\Delta z}{2}\right)^3}}{\Delta z} + 3 \cdot \frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi \cdot z^4} = \\ &= \frac{\mu_0 \cdot m_z}{2 \cdot \pi} \left( \frac{1}{\Delta z \cdot \left(z + \frac{\Delta z}{2}\right)^3} - \frac{1}{\Delta z \cdot \left(z - \frac{\Delta z}{2}\right)^3} + \frac{3}{z^4} \right) [T/m] \end{aligned}$$

Procentuelně je tato chyba:

$$\delta G = - \left( \frac{z^4}{3 \cdot \Delta z} \cdot \left( \frac{1}{\left(z + \frac{\Delta z}{2}\right)^3} - \frac{1}{\left(z - \frac{\Delta z}{2}\right)^3} \right) + 1 \right) \cdot 100 [\%]$$

Z čehož plyne, že procentuelní velikost chyby závisí pouze na poměru vzdálenosti od dipólového zdroje a velikosti báze gradiometru. Průběh závislosti této chyby na vzdálenosti (při bázi gradiometru 75 mm) je na obrázku 2.9.



Obrázek 2.9 Průběh chyby měření reálným gradiometrem s bází 75 mm

Protože auta parkují v minimální vzdálenosti 0.2 m (předek) od senzoru a poloha středu magnetického dipólu je obvykle dál od předku auta, měla by tato chyba být v nejhorším případě cca 5 %.

## 2.4 Detekce přítomnosti automobilů

### 2.4.1 Požadavky na hardware

Hardware auto-detektorů musí tvořit samostatně funkční celek co nejmenší spotřeby a přiměřených rozměrů. Je třeba snímat všechny 3 osy vektoru magnetického pole a jednoosý gradient. Měření homogenní složky ve směru gradientu je třeba měřit přesněji než zbylé 2 osy (ty slouží jen k potlačení citlivosti gradientu na homogenní pole a jejich vliv na měření je cca 300-1000x menší, viz následující kapitola).

Senzor musí být schopen měřit stejnosměrnou složku a jeho šířka pásma by měla být cca 1-5 Hz pro dostatečnou dynamiku měření a vyhodnocování, ale tento požadavek není kritický.

Šum senzorů by měl být takový, aby při naměřeném gradientu menším nebo rovno 2  $\mu\text{T/m}$  (práh detekčního algoritmu) byl alespoň čtvrtinový (empirický odhad). Šum gradientu pro hodnotu 2  $\mu\text{T/m}$  by tedy měl být menší než 500  $\text{nT}_{\text{s-s}}/\text{m}$ , při bázi 75 mm vychází maximální šum hlavních senzorů 26  $\text{nT}_{\text{s-s}}$ .

Protože senzory budou pracovat ve venkovním prostředí, měly by být odolné proti dešti a sensorika by měla vykazovat minimální teplotní nestability.

### 2.4.2 Astatizace gradiometru

Tento proces je nutný pro zlepšení přesnosti měření, protože není možné magnetometry uspořádat dokonale souose, a i kdyby to možné bylo, tak většina senzorů magnetického pole více či méně vykazuje tzv. cross-field efekt (citlivost na kolmé složky mag. pole), a proto naměřený gradient vykazuje citlivost i na homogenní složky pole.

V nejjednodušším případě se astatizace provádí zaznamenáváním dat za otáčivého pohybu senzoru v homogenním mag. poli (dostatečně pomalého s ohledem na jeho dynamiku), ideálně ve všech permutacích všech os rotace. Z těchto dat je pak možné přeuročenou soustavou lineárních rovnic stanovit koeficienty ( $C_{ast}$ ) závislosti gradientu na homogenních složkách pole (jako dostačující se ukazuje lineární a kvadratický člen [4]). Pro neznámý offset senzorů se soustava doplní o konstantu, pomocí které pak řešení soustavy koriguje statickou chybu v gradientu.

Střední hodnotu homogenního pole určíme jednoduše jako průměr hodnot z obou senzorů:

$$B_Z = \frac{B_{Z_1} + B_{Z_2}}{2} [T]$$

Astatisovaný gradient:

$$G_{ast} = G_{surový} - [B_X B_X^2 B_Y B_Y^2 B_Z B_Z^2 1] \cdot C_{ast} \quad [T/m]$$

$$G_{ast} = \frac{B_{Z_1} - B_{Z_2}}{\Delta Z} - [B_X B_X^2 B_Y B_Y^2 B_Z B_Z^2 1] \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \\ C_4 \\ C_5 \\ C_6 \\ C_7 \end{bmatrix} \quad [T/m]$$

Pro korektnost výpočtu není nutné, aby  $B_x$ ,  $B_y$  a  $B_z$  byly ve správných jednotkách (může se jednat například o surová data z AD převodníku). Převod do "správných" jednotek je zajištěn přes konstanty  $C_{ast}$ . Pouze surový gradient musí mít správné jednotky.

Výpočet ast. koeficientů z naměřených dat (v hom. poli,  $G = 0$ ):

$$0 = G_{surový} - [B_X B_X^2 B_Y B_Y^2 B_Z B_Z^2 1] \cdot C_{ast}$$

Pro ne-předeterminovanou soustavu (N rovnic pro N neznámých):

$$C_{ast} = [B_X B_X^2 B_Y B_Y^2 B_Z B_Z^2 1]^{-1} \cdot G_{surový}$$

Nasbírat pouze nezbytně nutný počet vzorků pro vyřešení soustavy není příliš robustní metoda, jakýkoliv vzorek se špatnými daty způsobí velkou chybu. Určení  $C_{ast}$  je pak také značně zatíženo vlivem šumu senzorů. Bez přídavného úsilí je tak mnohem lepší variantou zaznamenat vzorků mnohem více. Ideálně se zhruba stejným počtem vzorků pro každou permutaci os.

Pro předeterminovanou soustavu lze využít metody nejmenších čtverců, která minimalizuje sumu kvadratických odchylek jednotlivých řešení. Pro soustavu lineárních rovnic lze řešit tuto metodu symbolicky (výpočetně) např. pomocí pseudo-inverze.

Pro předeterminovanou soustavu ve tvaru:

$$Ax = b$$

Je řešení metodou nejmenších čtverců (pseudo-inverzí):

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b$$

V tomto případě:

$$[B_X B_X^2 B_Y B_Y^2 B_Z B_Z^2 1] \cdot C_{ast} = G_{surový}$$

Má řešení pomocí pseudo-inverze tvar:

$$C_{ast} = \left( \begin{bmatrix} B_X \\ B_X^2 \\ B_Y \\ B_Y^2 \\ B_Z \\ B_Z^2 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot [B_X B_X^2 B_Y B_Y^2 B_Z B_Z^2 1] \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} B_X \\ B_X^2 \\ B_Y \\ B_Y^2 \\ B_Z \\ B_Z^2 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot G_{surový}$$



Ukázka MATLAB kódu:

```
Bz = (Bz1+Bz2)./2;           % homogenní složka
Graw = (Bz1-Bz2)./0.075;    % surový gradient
o(1:length(Graw)) = 1;     % jednotkový vektor
K = [Bx Bx.^2 By By.^2 Bz Bz.^2 o'];
Cast = ((K'*K)^(-1))*K'*Graw; % výpočet pseudoinverzí
```

Pro jeden z auto-detektorů (reprezentativní případ) vyházela matice  $C_{ast}$  (pro vstupní data v Tesla):

$$C_{ast} = \begin{bmatrix} -0.2388 \\ -60.06 \\ 0.2469 \\ -127.3 \\ -0.1409 \\ -76.77 \\ 4.2 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix}$$

Z čehož plyne, že statický offset gradiometru ( $C_7$ ) byl 420 nT/m, korekce gradientu jednotlivými astatizačními senzory:

$$G_{kor.x} = -\Delta z \cdot (C_1 \cdot B_x + C_2 \cdot B_x^2) = 0,018 \cdot B_x + 4,51 \cdot B_x^2$$

$$G_{kor.y} = -\Delta z \cdot (C_3 \cdot B_y + C_4 \cdot B_y^2) = -0,019 \cdot B_y + 9,55 \cdot B_y^2$$

$$G_{kor.z} = -\Delta z \cdot (C_5 \cdot B_z + C_6 \cdot B_z^2) = 0,011 \cdot B_z + 5,76 \cdot B_z^2$$

Porovnáním s vlivem gradientních senzorů (který je  $\frac{1}{\Delta z} = 13,3$ ) a zanedbáním kvadratického členu\*, je vliv astatizačních senzorů (v tomto případě největší pro osu Y) 700x menší. (Stabilita a šum těchto senzorů proto může být s rezervou cca 100x horší bez zásadní újmy na výsledné měření).

\*Protože vliv kvadratického členu je pro celý typický rozsah menší než vliv lineárního.

## 2.5 Korelační měření rychlosti automobilů

Korelační způsob měření rychlosti obvykle využívá 2 senzory měřící nějaký z projevů měřeného objektu (odrazivost, teplota, nebo v tomto případě magnetické pole). Senzory jsou umístěny v pevné, definované vzdálenosti a časový posun mezi signály z obou senzorů je nepřímě úměrný rychlosti objektu. Časový posun digitalizovaných (navzorkovaných) signálů se dá určit více metodami, nejrobustnější a proto nejpoužívanější metodou je vzájemná korelace. Korelace je statistický nástroj vyjádření podobnosti dvou signálů, vzájemná korelace udává závislost korelace signálů na časovém posunu mezi nimi. Nalezením argumentu maximální vzájemné korelace získáme hledaný časový posun.

### 2.5.1 FFT metoda výpočtu vzájemné korelace

Výpočet vzájemné korelace v časové doméně (z definice) je velice časově i paměťově náročný. Pro signál o  $N$  vzorcích vykazuje výpočetní složitost  $O(N^2)$ .

S výhodou se dá využít fakt, že konvoluce a korelace jsou velmi podobné operace a také toho, že ve frekvenční doméně přechází konvoluce v násobení [5]. Převedením signálů do frekvenční oblasti pomocí FFT, pronásobením jejich obrazů a následným převodem inverzní transformací dostaneme po drobných úpravách vzájemnou korelaci. Na rozdíl od výpočtů z definice však FFT metoda redukuje výpočetní složitost na  $O(N \cdot \log_2 N)$ . Výsledek výpočtu touto metodou není lineární korelace, ale kruhová, proto je potřeba výpočet z  $N$  vzorků doplnit o dalších  $N$  nul a počítat FFT délky  $2N$ . Tím se zajistí, že výsledky zrcadlené kolem poloviny délky zpětné Fourierovy transformace nebudou splývat.

Konvoluce:

$$(f * g)(t) = \int f(\tau)g(t - \tau)d\tau$$

Vzájemná korelace:

$$(f \star g)(t) = R_{fg}(t) = \int f^*(\tau)g(t + \tau)d\tau = \int f^*(\tau - t)g(\tau)d\tau$$

Tím pádem:

$$(f \star g)(t) = f^*(-t) * g(t)$$

Kde konvoluce ve Fourierově obrazu přechází na násobení:

$$(f \star g)(t) = FFT^{-1} \left( conj \left( FFT(f(-t)) \right) \cdot FFT(g(t)) \right)$$

### 2.5.2 Požadavky na hardware

Z hlediska sensoriky je potřeba senzorů s šířkou pásma min. cca 1 kHz a šumem cca  $\leq 1 nT/\sqrt{Hz}$  ve frekvenčním rozsahu 1-1000 Hz. Požadavek na šířku pásma vychází z nejkratšího časového posunu, který lze při měření očekávat (při maximální rychlosti 180 km/h a vzdálenosti senzorů 25 cm je to 5 ms). Za tuto dobu je potřeba změřit co nejvíce bodů výstupního signálu senzorů, který musí mít dostatečně rychlou odezvu, aby tvar průběhu signálu zůstal zachován pro spolehlivý výpočet vzájemné korelace. Šumové kritérium vychází z odhadu minimálního odstupů signál-šum (SNR), cca 10. Při amplitudách měřeného signálu okolo  $1 \mu T_{s-s}$  a šířce pásma 1 kHz musí být pro dodržení SNR=10 splněno zmíněné šumové kritérium.

Teplotní stabilita nuly a zesílení není příliš důležitá (změna offsetu a zesílení vlivem teploty není dostatečně rychlá, aby se dostala do propustného pásma měření, nesymetrie změn mezi oběma senzory pro zesílení je potlačena korelací. Pro drift offsetu musí být splněna podmínka, že pro celý rozsah teplot se měřený signál vejde do rozsahu AD převodníku tak, aby zbyla dostatečná rezerva pro měření. Sensory by měly mít buď digitální výstup, nebo analogový se snadno digitalizovatelným rozsahem

(ideálně interním ADC STM32). Sensory s digitálním výstupem ale mají obvykle malou šířku pásma a jejich vzorkování nelze synchronizovat, což jejich použití znemožňuje.

Pro dostatečně rychlý výpočet a možnost počítání FFT z velkého počtu vzorků je potřeba rychlý procesor s dostatečně velkou RAM pro ukládání měřených dat a jejich zpracování. Běžné taktovací kmitočty STM32 rychlost splňují - jsou řádově okolo 100 MHz, další akceleraci výpočtu pak mohou napomoci DSP instrukce, které některé STM procesory podporují.

## 2.6 Použitelné typy magnetických senzorů

Pro účely detektorů rozebíraných v obou pod-bodech této diplomové práce je třeba senzorů "slabých" magnetických polí. Pojem slabé magnetické pole je velice obecný, obvykle se tímto myslí pole o amplitudě srovnatelné s velikostí zemského magnetického pole, tedy okolo 50  $\mu\text{T}$ .

Dalším požadavkem na senzory je schopnost měření stejnosměrné složky (u detekce přítomnosti) a alespoň nízkých frekvencí u korelačního měření rychlosti. Je také nutno brát v potaz i rozměry, spotřebu a cenu senzorů. Všechny tyto parametry nejlépe splňuje senzor typu AMR a integrovaný fluxgate. Oba tyto senzory mají svá specifika, viz níže.

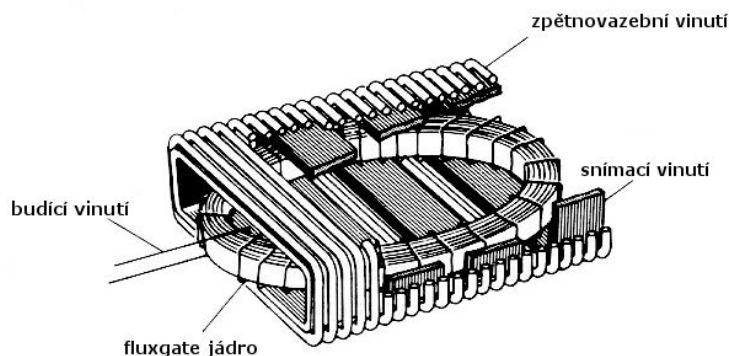
### 2.6.1 Fluxgate senzor

Tento typ senzoru se řadí mezi nejpreciznější vektorové magnetometry pracující při pokojové teplotě. Principiálně se jedná o indukční senzor, využívající modulaci permeability jádra pomocí excitačního (budícího) vinutí. Rovnice popisující indukované napětí na cívice má souhrnně tvar [7, str. 47]:

$$U_i(t) = \frac{d\Phi}{dt} = N \cdot \mu_0 \cdot \left( S \cdot \mu_r \cdot \frac{dH}{dt} + \mu_r \cdot H \cdot \frac{dS}{dt} + S \cdot H \cdot \frac{d\mu_r}{dt} \right)$$

Kde poslední člen výrazu v závorce (časová derivace permeability) je podstatou fluxgate senzorů. Z této rovnice je zřejmé, že na snímacím vinutí se indukuje napětí i při konstantní (neměnné) intenzitě mag. pole. Díky tomuto faktu lze pomocí fluxgate magnetometrů měřit i statická mag. pole.

Indukované napětí má oproti budícímu signálu dvojnásobnou frekvenci, protože ke změnám toku dochází dvakrát za periodu excitačního signálu (jádro je přivedeno do saturace při kladné i záporné špičce budícího signálu). Napětí ze snímacího vinutí je nejčastěji demodulováno řízeným usměrňovačem (PSD). Ilustrační schéma konstrukce fluxgate magnetometru (rozložení cívek) je na obrázku 2.10.



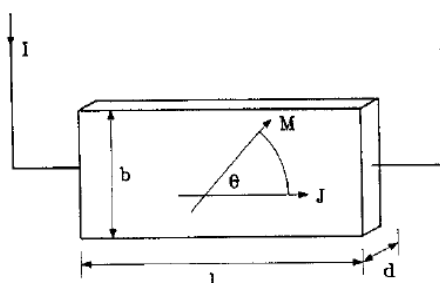
Obrázek 2.10 Ilustrační schéma vinutí fluxgate senzoru (převzato z [6])

Pro výrazné zlepšení parametrů těchto magnetometrů se často využívá zpětnovazební zapojení, které zlepšuje teplotní stabilitu převodní konstanty a linearitu senzoru. V takovém případě se nejčastěji za demodulátorem nachází integrátor, který udržuje vstupní signál na nule (nulovou střední hodnotu), tvoří tak jednoduchý integrační regulátor.

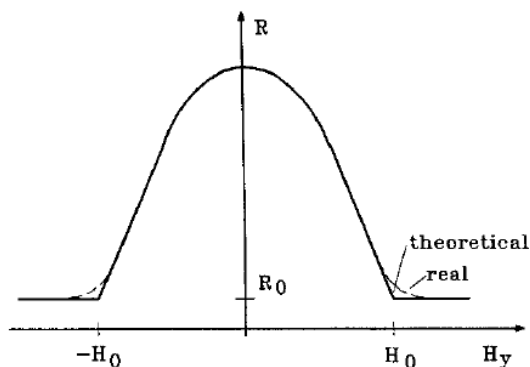
## 2.6.2 Anizotropní magnetorezistor (AMR)

Charakteristickou vlastností magnetorezistivních sensorů je změna jejich odporu vlivem magnetického pole. K té dochází natáčením vektoru vnitřní magnetizace vůči směru průchodu proudu vlivem externího (měřeného) magnetického pole.

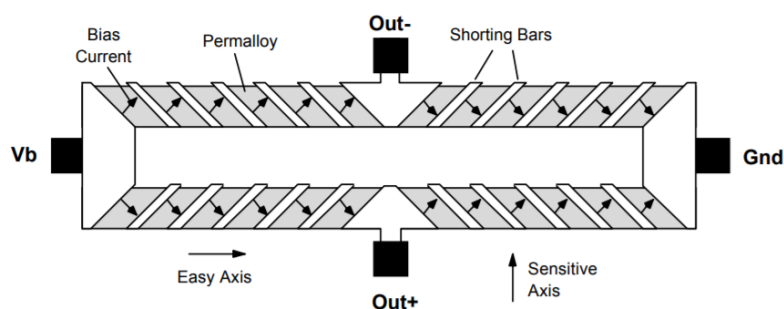
Citlivé elementy anizotropních magnetorezistorů jsou obvykle pásky měkkého feromagnetika (nejčastěji Permalloy). Ilustrace geometrických poměrů je na obrázku 2.11. Závislost změny odporu na měřené magnetické indukci je nelineární sudá funkce, což je pro účely měření nepraktické (obrázek 2.12). Proto se často pracovní bod AMR sensorů posouvá do jedné z částí charakteristiky, kde je funkce více lineární a lichá (bipolární). Posunu pracovního bodu je možné dosáhnout přidáním permanentního magnetu nebo vinutí vytvářejícího tento posun. Jako mnohem lepší řešení se ukázalo vnutit průchodu proudu šikmý směr ( $45^\circ$ ) přidáním hliníkových cestiček na snímací pásek permalloye. Pro zlepšení linearitu a stability se AMR elementy zapojují do plného můstku (viz obrázek 2.13).



Obrázek 2.11 Ilustrační znázornění průchodu el. proudu permalloyovým páskem (převzato z [7])



Obrázek 2.12 Průběh změny odporu na měřené magnetické intenzitě (převzato z [7])



Obrázek 2.13 Plný AMR můstek (převzato z [8])

Protože by se vlivem silného magnetického pole mohla původní magnetizace pásku změnit nebo dokonce obrátit, je výhodné a v některých aplikacích i nutné snímací element periodicky přemagnetovávat do výchozího stavu pomocí tzv. flipovacího vinutí. Kromě obnovení citlivosti ji lze zcela obrátit (proto se tento proces ve většině literatury nazývá flipování - obracení). Periodické obracení polarity citlivosti AMR senzoru přináší výhodné možnosti zpracování signálu z hlediska nároků na elektroniku zpracování signálu. Měronosný signál je totiž tímto flipováním modulovaný (obvykle desítky až stovky Hz), zatímco elektrické offsety měřicího řetězce, až po demodulátor, jsou konstantní (resp. mají mnohem menší frekvenci - šum, teplotní drift). Touto metodou lze zmíněné chyby offsetu, jejich drift a nízkofrekvenční šum předzesilovačů, potlačit.

Elektrický offset AMR senzorů má obvykle podobnou hodnotu jako samotný měronosný signál, může být ale i řádově větší. Například v této práci použitý senzor HMC1021 má el. offset od výroby typ. 2.5 mV [viz. 9]. Typická citlivost senzoru při 5 V napájení je 50 V/T. Při měření v mag. poli Země je tedy maximální odezva při měřených 50  $\mu\text{T}$  stejná, jako velikost offsetu. Jeho drift je, podle katalogu, bez flipování 500 ppm/K z FS, při použití flipování je to pouze 10 ppm/K z FS. Bez použití flipování by navíc měření znepřesňoval i termoelektrický efekt, vzniklý na spojích mezi AMR a předzesilovačem, vytvářející teplotně závislou aditivní chybu. Tato chyba by při termoelektrickém koeficientu např. 10  $\mu\text{V/K}$  byla 200 nT/K, při  $\pm 100 \mu\text{T}$  rozsahu tedy 1000 ppm/K. Velikost termoelektrického koeficientu je závislá na materiálech použitých v cestě signálu z AMR do předzesilovače/ADC. Čím větší rozdíl Seebeckových koeficientů dvou spojených materiálů, tím je výsledný TC větší. Při diferenciálně

vedeném signálu lze tyto vlivy do jisté míry potlačit dostatečnou symetrií obou cest (především z hlediska šíření tepla od nejbližších zdrojů). V tabulce 2.1 jsou vypsané některé termoelektrické koeficienty spojů dvou různých materiálů (rozdíly Seebeckových koeficientů) [10, str. 75].

Dalším problémem AMR senzorů je drift nominálního odporu můstku vlivem teploty [11]. Mění se odpor můstku způsobuje změnu protékajícího proudu a tím citlivosti můstku. Tento efekt může být do jisté míry potlačen napájením můstku ze zdroje konstantního proudu. Typický drift citlivosti HMC1021 je 3000 ppm/K, v případě napájení ze zdroje napětí. Při použití zdroje proudu je to 600 ppm/K, tedy 5x lepší hodnota. Ještě lepší stability lze dosáhnout použitím zpětnovazebního uspořádání, kdy senzor slouží jen jako indikátor "nuly".

Spoj	Termoel. nap. [ $\mu\text{V}/\text{K}$ ]	Pozn.
Cu-Au	0,3	Nízkotermální pájka
Cu-Ag	0,3	Nízkotermální pájka
Cu-PbSn	1-3	Obyčejná pájka
Cu-Si	400	Spoj Cu s polovodičem
Cu-Kovar	40	Spoj Cu s vývodem
Cu-CuO	1000	Spoj Cu s oxidem Cu

Tabulka 2.1 Vybrané termoelektrické koeficienty

## 3 Praktická realizace

### 3.1 Gradiometr pro detekci automobilů

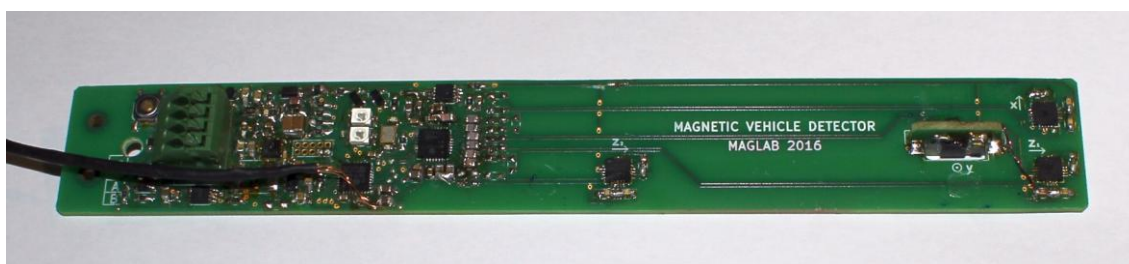
Gradiometry byly v průběhu vývoje testovány v laboratorních i venkovních podmínkách. V laboratorních podmínkách byl optimalizován především hardware (šum, linearita, spotřeba a komunikace senzorů). Na obrázku 3.1 je fotografie poslední verze gradiometru, ukrytá v keřích před parkovacím místem na parkovišti ČVUT FEL v Dejvicích (před Energocentrem). Zde byly testovány i předchozí verze senzorů, tato poslední je zde instalována v 7-mi kusech již od června 2017 (přibližně rok). Ve venkovních podmínkách byl vyvíjen a testován samotný auto-detekční algoritmus a pomocí vyvinutého RS485 boot-loaderu dálkově upravován firmware. Pro porovnání dat ze senzorů s reálným obsazením parkovacích míst bylo kolegou Lukášem Pavelkou vytvořeno snímání tohoto prostoru webkamerou s detekcí pohybu aktivovaným záznamem videa. Díky těmto záznamům pak lze porovnat stav parkoviště s daty ze senzorů.



Obrázek 3.1 Auto-detekční senzor instalovaný před parkovacím místem

### 3.1.1 Hardware

Vývoj elektroniky detektorů se několikrát zadrhl na použití senzorů, u kterých se ukázal nesoulad s katalogovými parametry, které je činily nevhodné pro tuto aplikaci. Jako první se testovala použitelnost integrovaných fluxgate senzorů na čipu DRV425 od Texas Instruments, viz obrázek 3.2 na kterém je fotografie první verze auto-detektorů s 4x DRV425 na podlouhlém DPS pro umístění do trubky z plexiskla. Tyto senzory by podle katalogového listu měly mít dostatečně malý šum a teplotní stabilitu. Po zdlouhavém testování se ukázalo, že tyto senzory se za určitých okolností (změna nap. napětí) rozšumí víc než desetinásobně a stabilita jejich offsetu je značně ovlivněna nepřímo teplotou (působení mechanického stresu vyvolávalo velké změny offsetu). Změna teploty způsobovala mechanický stres na připojené senzory a ten změny offsetu. Tyto problémy se několikrát ověřovaly a nakonec byly podrobně zdokumentovány v rámci spolupráce s výrobcem senzorů (TI).

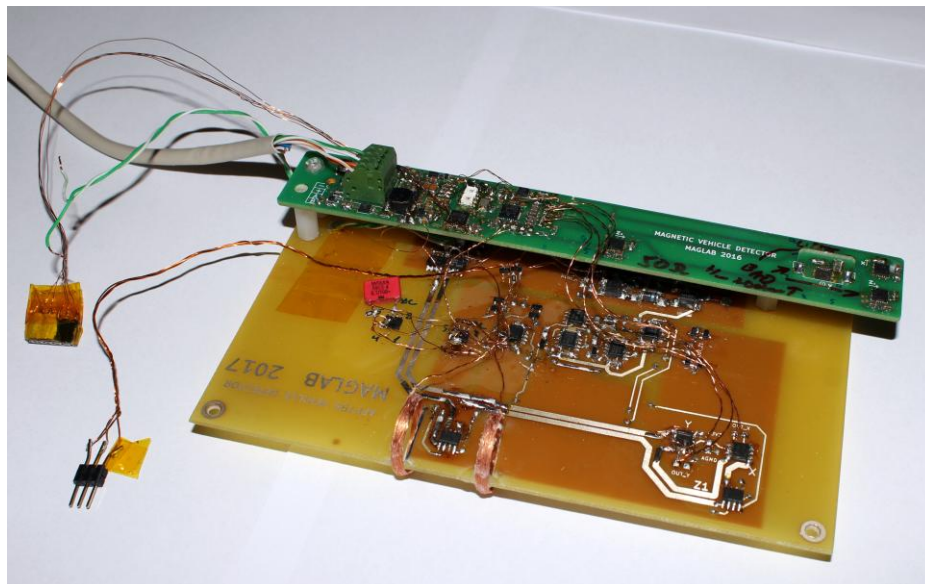


Obrázek 3.2 Elektronika první verze auto-detektorů s DRV425

Dalším testovaným senzorem byl magnetorezistivní AFF775, viz fotografie elektroniky na obrázku 3.3. Pro testování těchto senzorů se využil AD převodník a MCU s komunikačním rozhraním předchozích detektorů, pouze se přidala elektronika nutná funkci AMR senzorů (včetně pokusného zpětnovazebního zapojení).

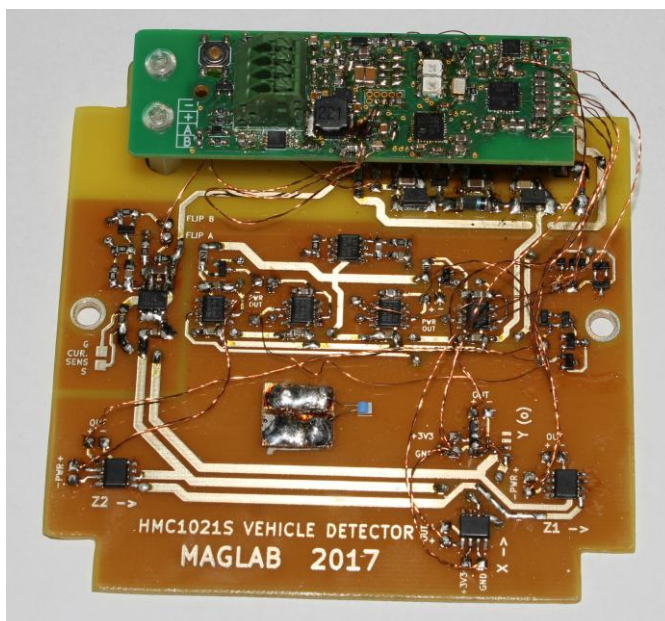
U těchto senzorů se jako největší problém ukázala nepoužitelnost flipovaného režimu. Senzor místo zlepšení šumových vlastností vykazoval opačný efekt, výrazně

zhoršení šumu. Tento režim se tak nedal použít, bez jeho využití AMR senzory vykazují velkou závislost offsetu na teplotě a značný perming (degradace citlivosti/offsetu vlivem silného vnějšího mag. pole), nedají se proto v této aplikaci použít.



Obrázek 3.3 Prototyp auto-detektoru se senzory AFF755

Současná verze auto-detektorů využívá AMR senzorů HMC1021, které fungují spolehlivě, dle specifikací výrobce. První verze s těmito senzory je na obrázku 3.4 - opět využívá celou elektroniku prvních auto-detektorů (vyjma senzorů). Poslední verze, která obsahuje vše na 1 DPS, je na obrázku 3.6. Tištěný spoj byl navíc navržen tak, aby se dal zamontovat do předem vybraných průmyslových krabiček.



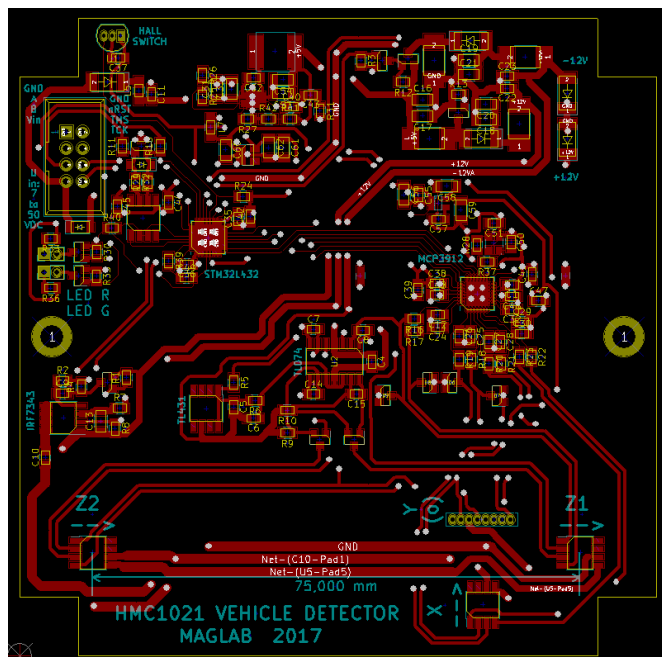
Obrázek 3.4 Prototyp se senzory HMC1021, vyjmutý z krabičky

Schémata i desky plošných spojů byly ve všech případech navrhovány v programu KiCAD. DPS poslední verze auto-detektorů je na obrázku 3.5. Tištěné spoje



všech verzí byly navrhovány tak, aby vyžadovaly pouze 2-vrstvou výrobu, která je výrazně levnější než vícevrstvé. V případě pokusných prototypů, které byly vyráběny v domácích podmínkách fotoceistou, bylo navíc nutné přizpůsobit návrh omezenějším možnostem této domácí výroby.

Tištěné spoje byly navíc ve všech případech navrhovány s ohledem na co nejnižší magnetickou kontaminaci (minimum feromagnetických součástek a ty, které byly nezbytné, umístěny co nejdál na DPS od senzorů).



Obrázek 3.5 DPS auto-detektorů, navrhované v KiCADu (pouze strana TOP)



Obrázek 3.6 Současná verze auto-detektoru v krabičce s konektory

Srovnání důležitých parametrů jmenovaných senzorů ukazuje tabulka 3.1. (vysoká teplotní stabilita zesílení DRV je dána jejich zpětnovazebním designem a má na ní přímý vliv stabilita externího snímacího odporu). Údaje převzaty z [9,12,13, 21].

Zajímavým (teprve nedávno objeveným) typem senzoru je plně digitální, tří-osý AMR senzor MMC5883. Jeho šum a nestabilita nuly jsou sice horší než u současného HMC1021, ale pro účely astatizace by zcela dostačoval a znamenal značné snížení ceny celého zařízení.

Senzor	Šum@1Hz [nT/ $\sqrt{\text{Hz}}$ ]	Teplotní stabilita offsetu [nT/K]	Tep. stab. zesílení [ppm/K]	Cena s DPH/ks @100ks [Kč]
DRV425	3,5	5	7	114
AFF755	1 <sup>1</sup>	8,3 <sup>2</sup>	600 <sup>3</sup>	137
HMC1021	0,48	0,5	600	146
MMC5883 <sup>4</sup>	1,5	3,2	400	63

Tabulka 3.1 Vybrané katalogové údaje senzorů a jejich ceny

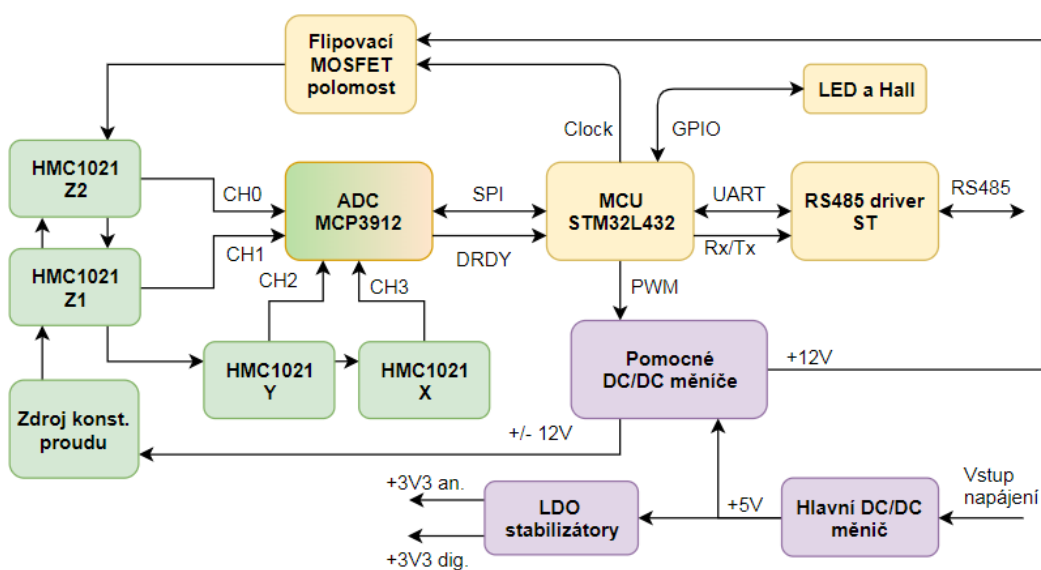
<sup>1</sup> přibližně (neflipovaný režim), výrobce neudává hodnotu, pouze graf průběhu měření v čase

<sup>2</sup> výrobce uvádí pouze pro neflipovaný režim

<sup>3</sup> výrobce neuvádí data pro napájení můstku ze zdroje proudu, v tabulce je proto odhadovaná hodnota

<sup>4</sup> Tří-osý plně digitální senzor

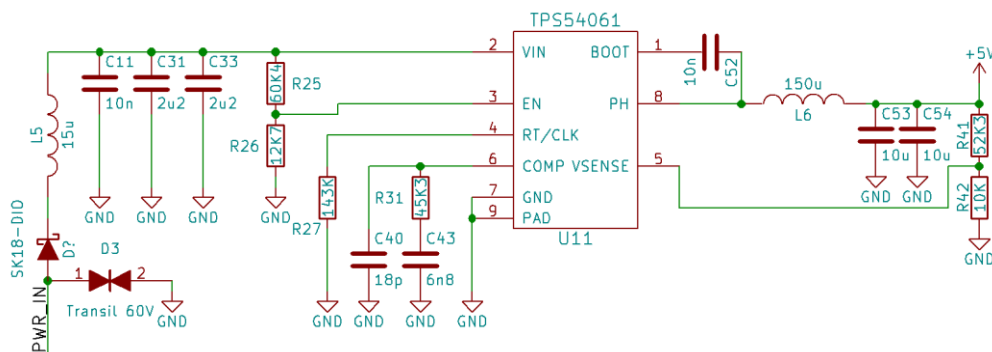
AMR senzory pro jejich výrazné zlepšení parametrů vyžadují flipování (viz kapitola 2.6.2). K tomu slouží flipovací polo-můstek s tranzistory MOSFET. Pro digitalizaci signálu ze senzorů je použit 4-kanálový low-cost sigma-delta AD převodník (MCP3912). Tento převodník umožňuje simultánní vzorkování na všech vstupech (není multiplexovaný) a má dig. rozlišení 24 bit. Komunikace senzoru probíhá přes sběrnici RS485, která umožňuje snadnou kabeláž (4 vodiče vč. napájení) a připojení mnoho (až 250 - záleží na HW budiči) slave k jednomu master zařízení. K napájení analogové části bylo zapotřebí vytvořit symetrické napětí pomocnými DC/DC měniči. Zjednodušené blokové schéma celku je na obrázku 3.7.



Obrázek 3.7 Zjednodušené blokové schéma elektroniky auto-detektorů

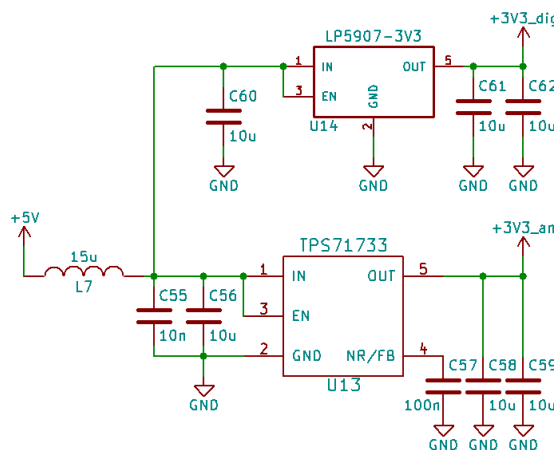
### 3.1.1.1 Napájecí část

Pro splnění požadavku na široký rozsah napájecího napětí (8-50 V) bylo nutné použít snižující spínaný měnič (pouhý stabilizátor by dosahoval minimální účinnosti a znamenal velké tepelné ztráty). Dostatečný rozsah provozního napětí při rozumné ceně a vysoké účinnosti má použitý obvod TPS54061 od TI (obrázek 3.8). Má navíc vestavěný spínací prvek, takže pro jeho fungování stačí pouze externí cívka a několik dalších pasivních prvků. Výstupní napětí je nastaveno odporovým děličem R41 a R42 na 5 V. Dalším děličem (R25, R26) se nastavuje minimální napětí, při kterém se měnič rozeběhne (v tomto případě 8 V). Tato funkcionality je výhodná z důvodu omezení nežádoucího nestabilního chodu měniče při příliš nízkých napětích.



Obrázek 3.8 Hlavní spínaný zdroj

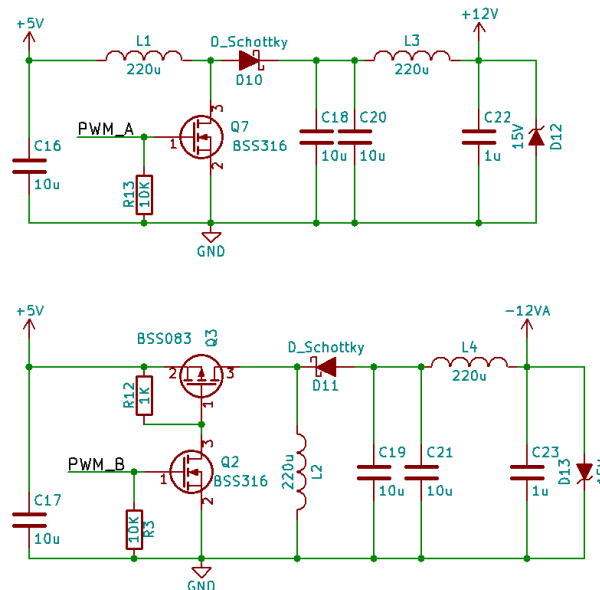
Za DC/DC měničem následují LDO stabilizátory (obrázek 3.9), které stabilizují napětí přesněji a stabilněji než měnič samotný. Navíc jsou zvolené takové LDO, které mají velké PSRR i na vysokých frekvencích, na kterých měnič pracuje. Dochází tak k výraznému potlačení zvlnění napájecího napětí pro elektroniku senzoru, která je na šum citlivá (především analogová část).



Obrázek 3.9 LDO stabilizátory

Protože napájení hlavních dvou gradientních senzorů je potřeba realizovat pomocí zdroje proudu (viz kapitola 2.6.2), který vyžaduje minimální úbytek napětí cca 3 V pro správnou funkci a protože použitý AD převodník umožňuje rozkmit vstupního napětí jen v rozsahu  $\pm 2$  V, je nevyhnutelné napájet můstek ze symetrického napájení. Aby se tím příliš nezvyšovala složitost a cena celého zapojení, byl navržen diskretní spínaný zdroj  $\pm 12$  V (obrázek 3.10). Jedná se o dva samostatné, neizolované spínané

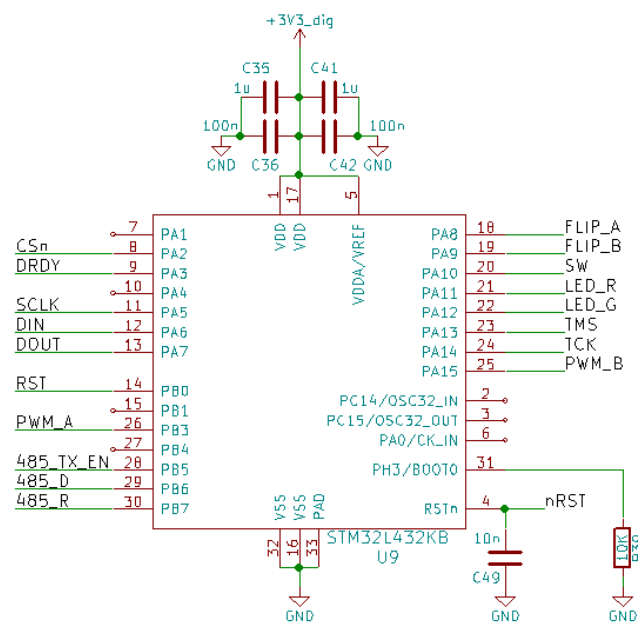
zdroje, bez regulace. Měnič pro kladnou větev je zvyšující měnič, pro zápornou invertující. Oba měniče jsou řízeny z MCU pomocí dvou PWM kanálů (konstantní, nastavenou střídou).



Obrázek 3.10 Pomocné spínané zdroje

### 3.1.1.2 MCU a ADC

Volba mikrokontroléru vycházela z požadavků na přiměřený výkon (je třeba zpracovávat data z ADC, provozovat detekční algoritmus a stíhat reagovat na MODBUS komunikaci). Dále z potřeby dostatečné RAM i FLASH paměti pro ukládání dat a relativně komplexní program (DSP, MODBUS, detekční algoritmus). V neposlední řadě byla potřeba co nejmenší spotřeba a cena. Jako vhodný typ se ukázal STM32L432 od ST. Jeho základní parametry jsou v tabulce 3.2, převzaty z [14]. MCU využívá interní oscilátor, vyžaduje 3V3 napájení a dá se pohodlně programovat a ladit přes Single-Wire-Debug sběrnici (SWD). Schéma zapojení je na obrázku 3.11.

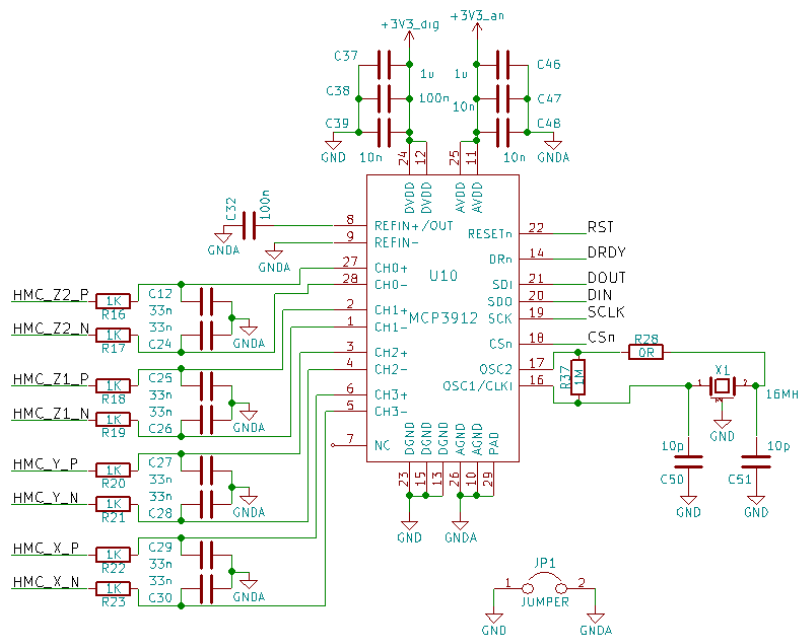


Obrázek 3.11 Mikrokontrolér

Velikost RAM	64 KB
Velikost FLASH	128 KB
Maximální takt	80 MHz
Počet UART rozhraní	3
Počet SPI rozhraní	2
Přesnost vnitřního oscilátoru	1 %

Tabulka 3.2 Vybrané parametry mikroprocesoru STM32L432KB

Požadavky na AD převodník byly především potřebný počet kanálů (4), které by ideálně měly být vzorkované souběžně, co největší efektivní rozlišení, diferenciální vstup s vnitřním zesílením a co nejnižší cena a spotřeba. Parametrům nejlépe vyhověl (jako jeden z mála aktuálně dostupných) AD převodník od firmy Microchip MCP3912. Jeho základní parametry jsou v tabulce 3.3, převzaty z [15] a schéma zapojení na obrázku 3.12.



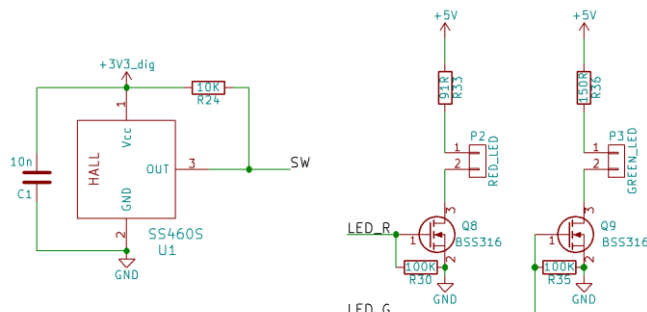
Obrázek 3.12 AD převodník se vstupními filtry

Dig. rozlišení	24 bit
Počet simult. vzork. kanálů	4
SNR (OSR=4096)	102 dB
Max. oversampling	4096
Drift interní ref. (typ.)	9 ppm/K
TC nuly (typ.)	0.5 $\mu$ V/K
TC zesílení (typ.)	1 ppm/K
Vnitřní zesílení (PGA)	2/4/8/16/32
Max. vstup. nap. proti GND	$\pm$ 2V

Tabulka 3.3 Vybrané parametry AD převodníku MCP3912

Pro indikaci obsazení parkovacího místa se použily vysoce svítivé LED s širokým vyzařovacím úhlem (120°). Pro dostatečně viditelný svit i na denním světle bylo potřeba budit je proudem cca 20 mA. Ke spínání slouží dvojice N-MOSFETů, které řídí MCU.

Ke spuštění kalibračního procesu (načtení offsetu G a B) je, kromě příkazu po MODBUS sběrnici, možné rutinu spustit manuálně pomocí magnetu. Na kraji krabičky detektoru je Hallova sonda, která při přiblížení magnetu proces spustí (po prodlevě 10 s, které umožňuje s magnetem odejít dostatečně daleko aby nebyla kalibrace narušena jeho přítomností). Zapojení Hallovy sondy a MOSFETů k LED je na obrázku 3.13.



Obrázek 3.13 Hallův senzor a spínače LED

### 3.1.1.3 Senzory a podpůrná elektroniky

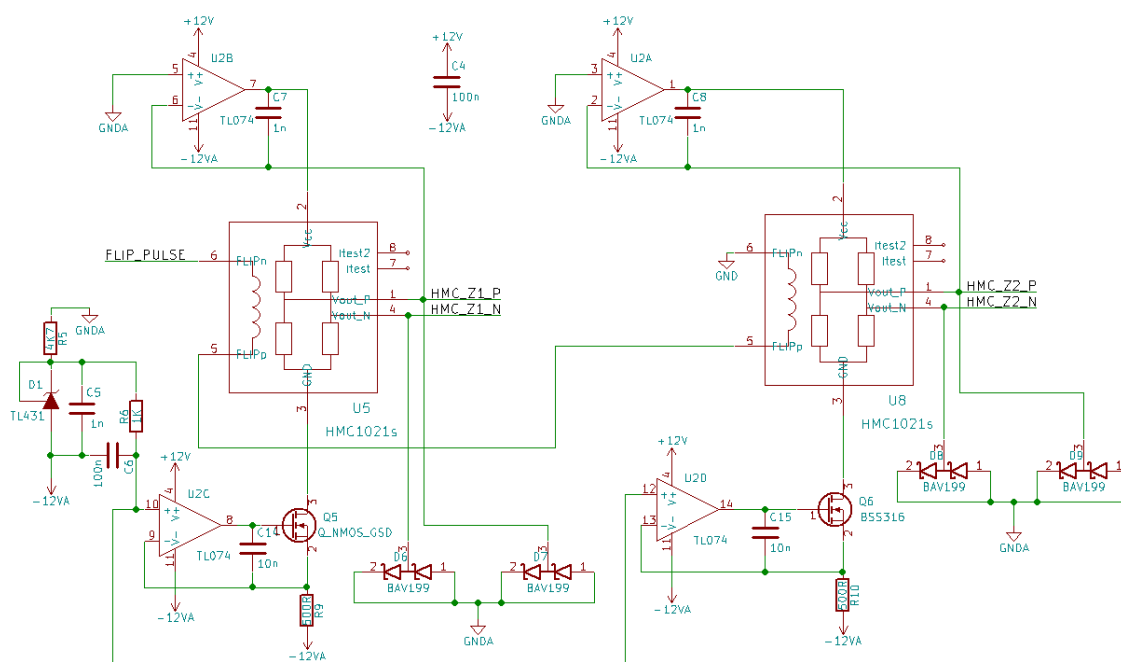
Pro zlepšení teplotní stability zesílení AMR senzorů je vhodné napájení ze zdroje konstantního proudu, viz kapitola 2.6.2. K tomu slouží jednoduché zapojení operačního zesilovače, MOSFET tranzistoru a snímacího rezistoru. OZ svým zesílením udržuje napětí na snímacím odporu rovné napětí na kladné vstupní svorce. Na tento vstup je přivedeno napětí z napěťové reference TL431, která je zapojená jako paralelní (shunt) stabilizátor. Její nominální napětí je 2,5 V a teplotní závislost cca 20 ppm/K. Protože očekávaný drift zesílení HMC1021, při napájení ze zdroje proudu, je okolo 600 ppm/K, stačí volit součástky tak, aby jejich drift byl cca 10x menší a proto takřka zanedbatelný. Snímací odpor byl vybrán běžně dostupný SMD s koeficientem 25 ppm/K a OZ běžný 4 kanálový s relativně nízkým šumem a driftem offsetu (typ. 18 uV/K) TL074, vybrané parametry viz tabulka 3.4, převzaty z [16]. Nestabilita nuly OZ přímo ovlivňuje proud senzory a tím jejich zesílení. 18 uV/K při nominálním napětí 2,5 V znamená ovlivnění zes. senzorů 7,2 ppm/K, což je oproti driftu senzoru, zanedbatelné.

Pro splnění požadavku na rozkmit vstupního signálu  $\pm 2$  V absolutně vůči GND bylo vytvořeno zpětnovazební zapojení, které pomocí OZ stabilizuje napájení můstku tak, aby na jednom z jeho výstupů bylo 0 V vůči GND. Na druhém výstupu je napětí větší/menší o výstup můstku, který je v řádech max. desítek mV, takže kritérium je tím splněno také.

Kvůli možnému výpadku napájení kladné nebo záporné větve analogové části (stačí, aby se jeden měnič rozběhl o něco později) je navíc zapojení doplněno o ochranné dvojité diody, které nedovolují napětí na vstupu ADC přesáhnout  $\pm 0,7$  V. Schéma celého zapojení je na obrázku 3.14.

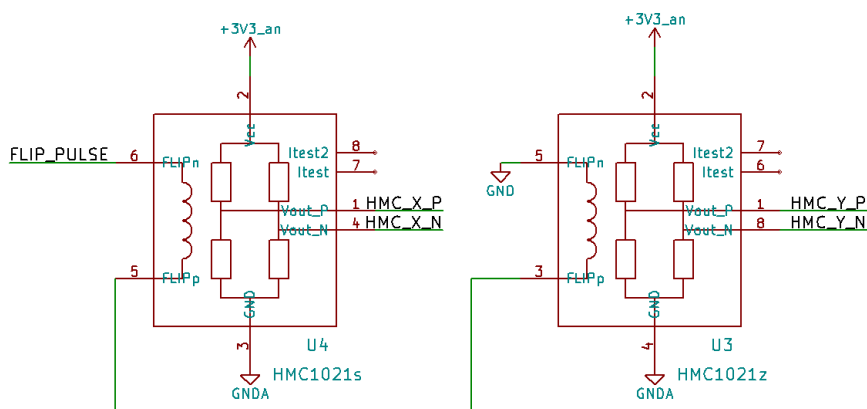
Vstupní nap. nesymetrie (typ.)	3 mV
TC nap. nesymetrie (typ.)	18 $\mu$ V/K
Napěťový šum (typ. @1kHz)	18 nV/rtHz
Proudový šum (typ. @ 1kHz)	10 fA/rtHz
Šířka pásma (typ.)	3 MHz
Max. napájecí napětí	$\pm 15$ V
Vstupní klidové proudy (typ.)	65 pA

Tabulka 3.4 Vybrané parametry OZ TL074



Obrázek 3.14 Gradientní senzory se zdroji proudu

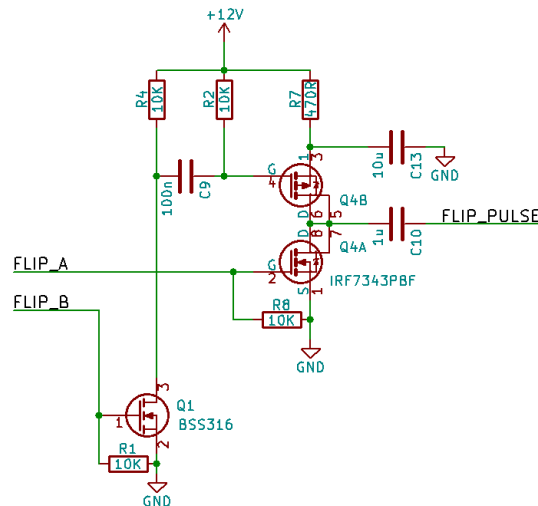
Senzory pro měření kolmých složek nejsou tolik kritické, je proto možné je napájet jednodušeji ze zdroje napětí (výstup LDO), viz obrázek 3.15.



Obrázek 3.15 Senzory kolmých složek mag. pole

U AMR senzorů je jak již bylo zmíněno v kapitole 2.6.2, výhodné využít flipovaný režim, kdy je feromagnetikum (Permalloy) uvnitř senzoru periodicky přemagnetováváno. K tomu slouží flipovací můstek (polomost s MOS tranzistory), viz obrázek 3.16. Buzení flipovacích cívek je pro odstranění stejnosměrné složky navázáno přes kondenzátor (C10), který spolu s odporem těchto cívek tvoří RL obvod, jehož časová konstanta má přímý vliv na délku pulzu (exponenciální průběh).

Zásadním požadavkem na tento obvod je absence opačných překmitů při vybíjení/nabíjení kondenzátoru C10. Takové překmity mohou senzor uvést do nedefinovaného stavu a při periodickém chodu flipování způsobovat značný šum v měření, v krajním případě i drift offsetu/zesílení.



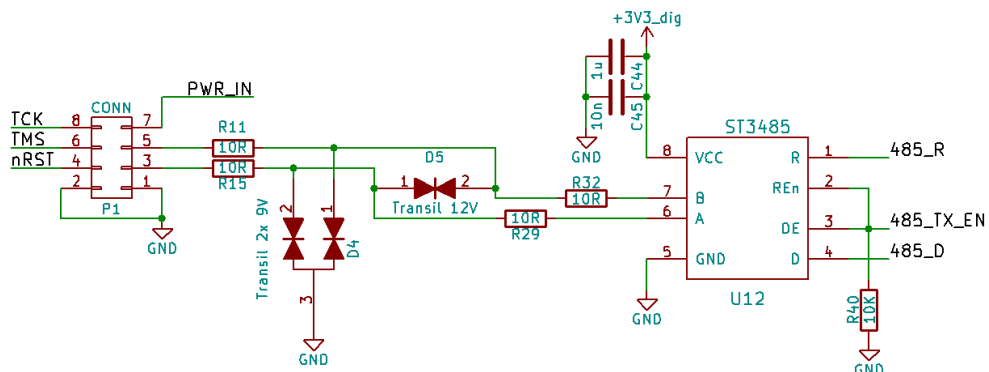
Obrázek 3.16 Flipovací polomůstek

### 3.1.1.4 RS485 rozhraní

Komunikační sériové rozhraní RS422/485 je podobné známějšímu RS232, má však výhodu v potlačení rušení díky diferenciálnímu vedení signálu a možnosti větších komunikačních vzdáleností [17]. RS422 vyžaduje 1 pár pro Tx a 1 pro Rx, RS485 je slučuje do jednoho páru na úkor nutnosti řízení toku dat. Toto rozhraní se nejčastěji, tak jako v tomto případě, využívá ve sběrnicové topologii s 1 master zařízením a několika až mnoha slave. Z hlediska ISO/OSI modelu s jedná o fyzickou vrstvu. Nadřazenou vrstvu tvoří MODBUS RTU (binární) protokol.

MODBUS je poměrně rozšířený komunikační protokol využívaný v průmyslu a domácí automatizaci. Slouží k vyčítání dat ze slave senzorů (eventuálně posílání dat do slave aktuátorů) pomocí master zařízení. V tomto případě se vyčítají naměřená data a dají se nastavovat hodnoty registrů ovlivňující funkci senzoru (kalibrační data, stav LED, prahy detekčního algoritmu,...).

Obvod budiče RS485 sběrnice je na obrázku 3.17. Jedná se o IO ST3485 od ST a ochranné transily proti přepětovým špičkám. Kromě datových vodičů Rx/Tx (resp. 485\_R a 485\_D) je nutné ještě zmíněné řízení toku (485\_TX\_EN), které interně vypíná/zapíná vysílací/přijímací obvod.



Obrázek 3.17 Budič sběrnice RS485

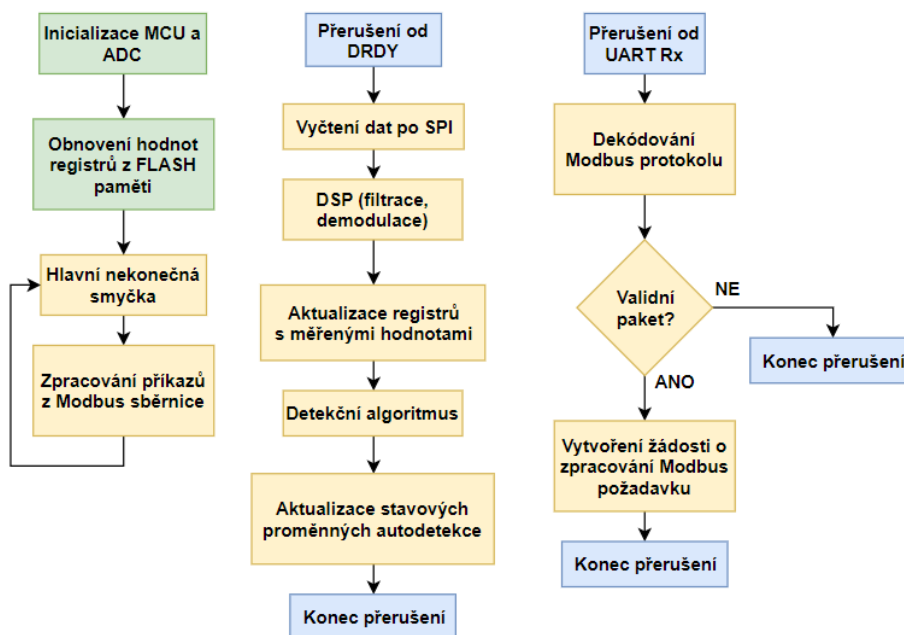


### 3.1.2 Firmware a DSP

Firmware pro MCU STM32L432 je napsaný v jazyce C s využitím prostředí System Workbench for STM32 (SW4STM32) od ST Microelectronics a Hardware Abstraction Layer (HAL) knihoven. V průběhu vývoje auto-detektorů byl FW přizpůsobován aktuálním potřebám detekčního algoritmu a laděna ModBus komunikace a bootloader.

#### 3.1.2.1 Program pro mikrokontrolér (FW)

Zjednodušený diagram firmware je na obrázku 3.18. Větší část programu se vykonává uvnitř přerušení, kterým jsou dány různé priority. Přerušení od UART příjmu má nejvyšší prioritu, zde se dekóduje a zpracovává ModBus komunikace - čtení a zápis do registrů dle ModBus standardu [18]. Poté přerušení od DRDY ADC a nakonec přerušení od časovače, který slouží jen pro pomocné časování. Části kódu uvnitř přerušení si předávají data pomocí "registrů" - proměnných. Při prepisování jejich hodnoty se krátkodobě deaktivují prioritnější přerušení, aby nedošlo k přerušení v průběhu prepisu (registry jsou 16-ti bitové, data mají obvykle 32 bit formát, jejich zápis tak probíhá ve dvou krocích).



Obrázek 3.18 Zjednodušený diagram autodetekčního firmware

#### 3.1.2.2 Digitální zpracování signálu (DSP)

Výstup (diagonála AMR můstku) senzoru je přes dolno-propustní RC filtr přiveden na vstup AD převodníku, který má nastavitelné interní zesílení. Toto zesílení je nastavené na maximální hodnotu (32). Od Data-Ready (DRDY) signálu, který posílá AD převodník při dokončení převodu, je odvozeno časování DSP. Po 10-ti vzorcích se do senzoru přivede flipovací pulz opačné polarity než byla předchozí, 2 vzorky po

tomto pulzu se nevyužijí ("zahodí se"). Následujících 10 vzorků se opět využije, pak dojde znovu k flipovacímu pulzu a tak stále dokola. Dva vzorky po flipovacím pulzu se čeká na validní data proto, že flipovací pulz mění polaritu měření v průběhu převodu ADC, který je v daný okamžik v neznámém stavu. Jakýkoliv jitter (nestabilita doby) mezi začátkem převodu ADC a flipovacím pulzem by značně zvyšoval šum a zkresloval měření. Navíc samotný flipovací pulz nemá přesně stabilní a symetrickou amplitudu, způsoboval by proto, při využití všech vzorků, navíc nestabilitu nuly a zesílení.

Použitím exponenciálního filtru (dolní propusti) na data z ADC (po odstranění nevalidních vzorků) se získá elektrický offset. Tento fakt vychází ze zjednodušených převodních rovnic flipovaného AMR senzoru:

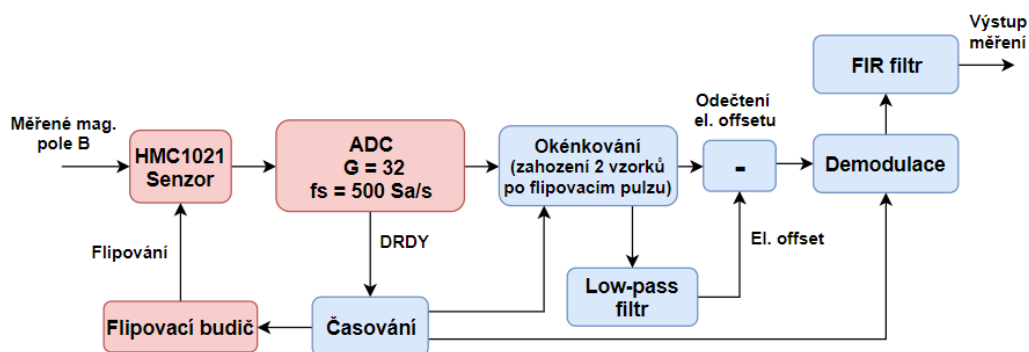
$$U_{SET} = -S \cdot (B_O + B_M) + U_{EO}$$

$$U_{RESET} = +S \cdot (B_O + B_M) + U_{EO}$$

Kde  $U_{SET}$  a  $U_{RESET}$  jsou výstupy (diagonály můstku) pro stav po SET pulzu, respektive RESET pulzu. Konstanty  $S$  představují převodní citlivost senzoru (magnetické pole na výstupní napětí),  $B_O$  je magnetický offset,  $B_M$  je měřená magnetická indukce a  $U_{EO}$  je elektrický offset.

Periodickým flipováním se tak měřené magnetické pole spolu s magnetickým offsetem mění na střídavou složku, zatímco elektrický offset je stále konstantní, proto ho lze zjistit odstraněním střídavé složky (DP filtrem).

Synchronní detekci (demodulaci) se naopak získá měřený signál (ta by sama o sobě by stačila i bez znalosti el. offsetu, pokud by následovný DP filtr byl dostatečně strmý). Ale elektrická složka offsetu je srovnatelná s celým rozsahem měření, proto by filtr musel mít útlum větší než je dynamický rozsah měření. Konkrétněji do mezní frekvence 5 Hz (požadovaná šířka pásma) by měl propouštět s nulovým útlumem, frekvence 25Hz (flipovací) by musela již být maximálně utlumena. Protože je naměřený šum cca 1,7 nTrms (viz kapitola 4.1.1) při rozsahu 520  $\mu$ T (a tím pádem dynamický rozsah 110 dB), musel by tento maximální útlum být minimálně takový, ideálně alespoň 120 dB. Proto je mnohem úspornější z hlediska výpočetní náročnosti počítat el. offset a před synchronní detekcí jej odečítat, pak stačí výrazně nižší útlum následného DP (FIR) filtru. Synchronní detekce samotná probíhá jednoduše změnou znaménka podle toho zda je senzor po SET nebo RESET pulzu. Zjednodušený diagram DSP je na obrázku 3.19.

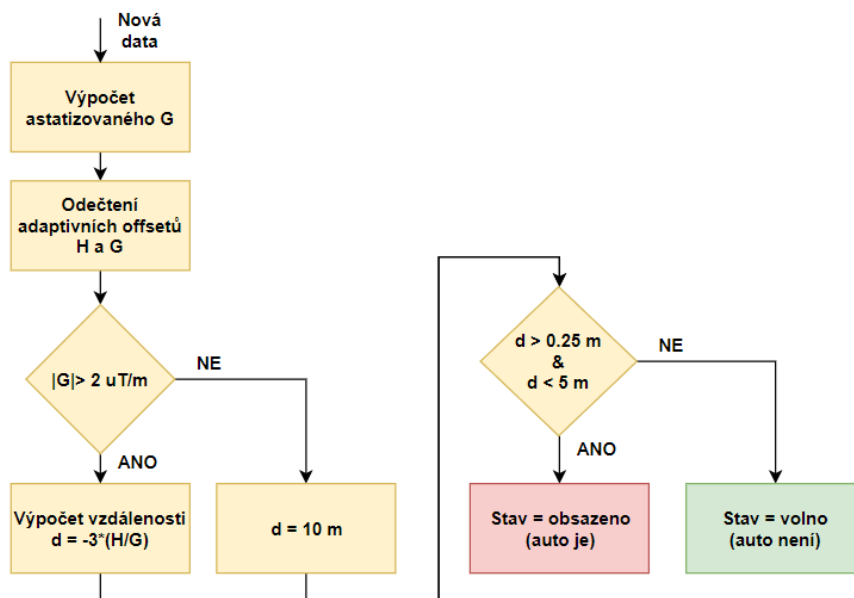


Obrázek 3.19 Diagram DSP auto-detektorů

### 3.1.3 Detekční algoritmus

Detekční algoritmus je vyvíjen ve spolupráci s kolegou Lukášem Pavelkou, který ho testuje a ladí v MATLABu, na základě již naměřených dat a generátoru simulačních dat, který jsme spolu vytvořili.

K detekci se využívá vztah pro výpočet vzdálenosti dipólu z kapitoly 2.3. Jako první se ověřuje velikost změny gradientu, teprve pokud překročí nastavenou hranici  $2 \mu\text{T/m}$ , využije se vypočítaná vzdálenost dipólu (auta). Ta se pak testuje na interval 0,25 až 5 m. Pokud je vzdálenost v tomto intervalu, algoritmus vyhodnotí situaci jako obsazené parkovací místo (auto je = log. 1), v opačném případě určí stav jako volné místo (auto není = log. 0). Zjednodušený diagram detekčního algoritmu je na obrázku 3.20.

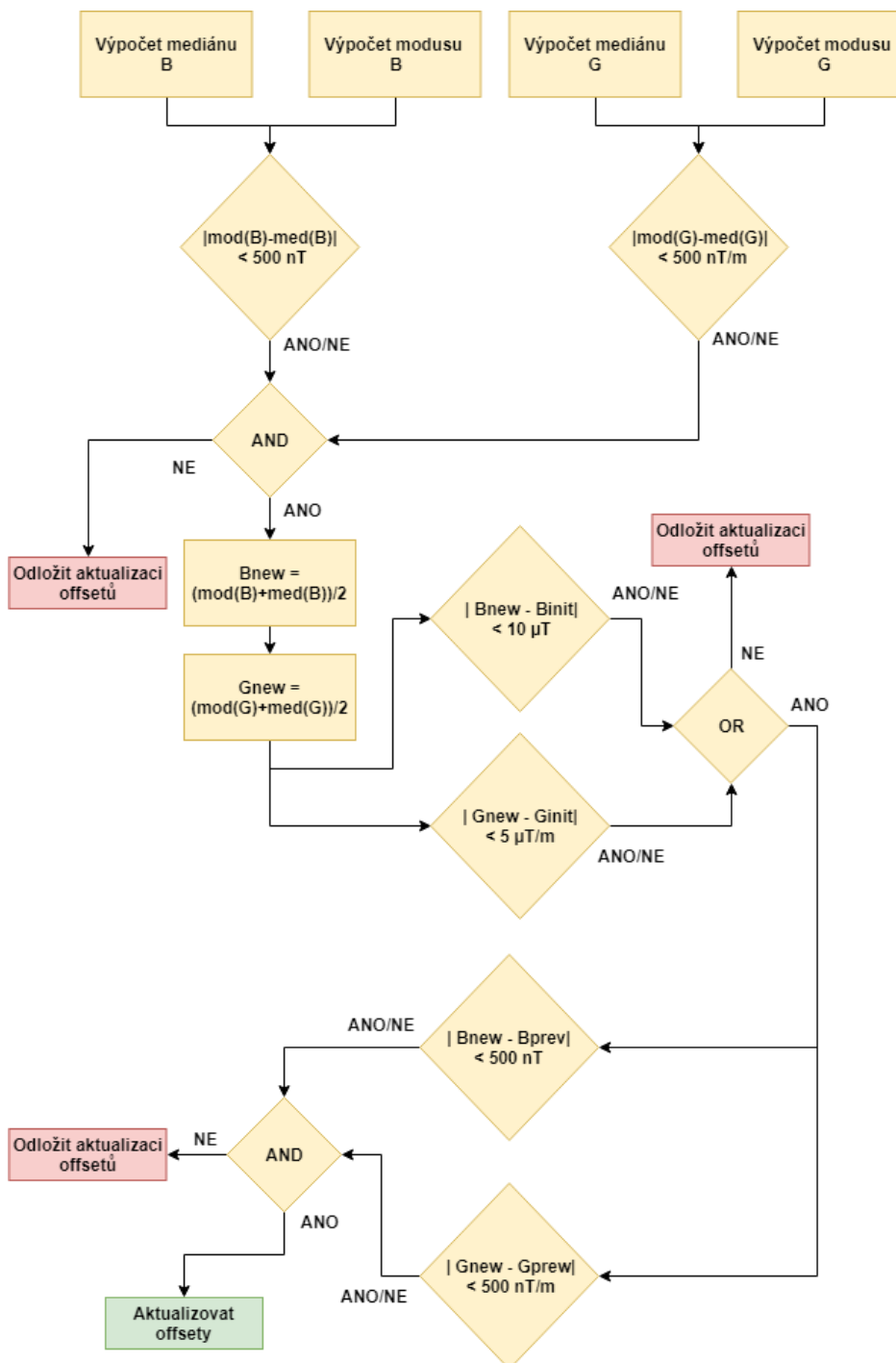


Obrázek 3.20 Zjednodušený diagram detekčního algoritmu

Ke zmíněným výpočtům je ovšem zapotřebí znát hodnotu homogenní a gradientní složky mag. pole v okamžiku, kdy auto není přítomno. Taková úloha je ovšem neřešitelným paradoxem (určení přítomnosti auta na základě dat, u kterých musíme vědět, jestli auto bylo nebo nebylo přítomno). Proto se využívá inicializace při montáži, kdy před senzorem auto s jistotou není a po namontování se zadá příkaz po Modbus sběrnici k načtení těchto offsetů (případně lze offsety načíst kdykoliv, když víme, že před senzorem auto není, pokud by při montáži bylo zaparkované). Offset mag. indukce je daný především polohou vůči zemskému vektoru, gradient je daný hlavně prostředím - kovové trubky, trámy a podobně.

Protože se offset obou veličin mění s teplotou a časem, je třeba provádět drobné korekce za chodu (adaptivní offsety). Diagram korekčního algoritmu je na obrázku 3.21. Tato korekce využívá kombinace výpočtu módu (maximum histogramu) a mediánu. Střední hodnota jako další z možností neodpovídá offsetům, je závislá na polaritě odezev a střídě parkování aut. Pokud by auta neměla stejnou odezvu a střída obsazeno/volno by byla menší než 50 %, pak by výpočet histogramu nebo mediánu stačil. Ovšem u těchto korekcí se ukázalo být problematické, když na parkovacím místě stálo delší dobu jedno auto, měřená data se pak jevila jako změna offsetu a došlo ke korekci, která byla chybná. K odstranění tohoto problému se do algoritmu

doplnila omezení nedovolující příliš rychlé a velké změny offsetu (považuje je za chybné). Maximální změny offsetů se odhadly na základě měření teplotních závislostí při známém rozkmitu teplot pro české podnebí (cca -15 až +35°C). K ověření rozkmitu driftů posloužila také historická data (senzory se ve venkovním prostředí testují již cca rok).



Obrázek 3.21 Zjednodušený diagram algoritmu korekce offsetů

### 3.1.4 Software pro PC (GUI)

Ke zobrazení dat ze senzorů v reálném čase byla vytvořena 2 grafická rozhraní v prostředí LabView. Jedno GUI umožňuje rychlé zobrazení dat, jejich spekter (pro měření šumu) a umožňuje je zaznamenávat do souboru (senzoru se pošle příkaz, aby přešel z Modbus komunikace na jednosměrný rychlý stream dat). Druhé rozhraní (viz obrázek 3.22) podporuje Modbus komunikaci a umožňuje kromě zobrazení aktuálních dat i nastavování registrů, zaznamenávání dat do souboru, spouštění kalibrace a vyčítání z více senzorů na jedné sběrnici (vždy jednoho zvoleného).



Obrázek 3.22 Screenshot GUI (s Modbus) pro zobrazování dat ze senzorů

### 3.1.5 Vzdálená aktualizace firmware senzorů

Pro pohodlné a rychlejší ladění firmware byla naprogramována utilita v C, která umožňuje snadno nahrát nový firmware do zvoleného senzoru na Modbus sběrnici. Každý senzor pro tento účel obsahuje vyvinutý bootloader, reagující pouze na svou pevnou adresu, která se naprogramuje spolu s ním. Každý senzor tak má svoji unikátní adresu, pomocí které lze určit, který z nich chceme přeprogramovat.

Program pro PC, kterým se FW aktualizuje, umožňuje 3 základní funkce. Přečtení zadaného úseku FLASH paměti (a zapsání do \*.bin souboru). Smazání zadaného úseku FLASH (zaokrouhlené nahoru na celé bloky) a naprogramování FLASH z binárního souboru. Pro kompletní naprogramování má ještě automatický režim, kdy se provede smazání potřebného místa ve FLASH, naprogramování a verifikace (přečtení FLASH a porovnání se zadaným bin souborem). Průběh všech operací je vypisován do konzole a zároveň jej senzor indikuje blikáním LED. Po dokončení každé operace zůstane 1 sekundu svítit zelená nebo červená LED v závislosti na tom, jestli byla operace úspěšná nebo ne.

Komunikace mezi PC utilitou a bootloaderem probíhá binárně a je zabezpečena 16-bit CRC kódem. Rychlost přenosu je 115200 bd/s a je doplněný sudou paritou. Při nesouhlasu CRC jednoho paketu se aktuálně prováděná operace zruší. Diagram funkce bootloaderu je pro svůj rozsah v příloze.

Při zadání příkazu smazání paměti se paměť smaže od zadané startovní adresy do adresy o zadanou délku vyšší (zaokrouhlo na celé stránky FLASH paměti). Startovní adresou se myslí adresa FLASH na AHB sběrnici (v tomto případě 0x08004000 - začátek FLASH paměti je 0x08000000, ale prvních 16 kB využívá bootloader). Pokusem o smazání části paměti, kde se nachází bootloader, nebo zadáním adresy, která je mimo oblast FLASH paměti, dojde ke zrušení operace (skončí neúspěchem).

Zadáním čtení začne MCU posílat kontinuální stream dat, která čte od zadané startovní adresy z AHB sběrnice, dokud nepřechte zadanou délku (počet byte). Čtení mimo adresní prostor FLASH paměti není dovoleno. V takovém případě ke čtení nedojde a bootloader skončí neúspěchem. Data jsou posílána po 16-ti byte a doplněna o 2 byte CRC kód (stejný jako využívá ModBus komunikace).

Před posláním příkazu na zápis je nutno potřebnou část paměti nejprve smazat. Nesmazanou FLASH nelze naprogramovat a bootloader skončí neúspěchem. V režimu zápisu MCU čeká na stream binárního souboru dat k zápisu. Data jsou vždy ve formátu 16 byte + 2 byte CRC. V případě nesouhlasu CRC kódu dojde nejen ke zrušení operace, ale i ke smazání již zapsaných dat do FLASH (při zapnutí MCU dojde v bootloaderu po vypršení timeoutu ke kontrole úseku paměti, kde by se program měl nacházet, pokud je tento prostor nezapsán, bootloader se začne cyklicky restartovat, dokud nedojde k přepisu - zapsání platného programu).

## 3.2 Korelační měření rychlosti automobilů

### 3.2.1 Hardware

Pro účely prvních testů použitelnosti mag. měření pro korelační výpočet rychlosti byla použita vývojová deska od ST Microelectronics. Jedná se o STM32F407 discovery kit [19]. Mikroprocesor na této desce má dostatečnou výpočetní i paměťovou kapacitu a disponuje rychlým ADC s možností simultánního vzorkování na dvou (až třech) kanálech, viz tabulka 3.5.

Senzorová část se využila z předchozího vývoje auto-detektorů (dva triplety DRV425, polohovatelné na laminátovém hranolu). Z obou tripletů se využil vždy jen jeden senzor. Pro možnost digitalizace malých amplitud ve velkém offsetu bylo navrženo zpětnovazební zapojení (U2A) pro odstranění tohoto offsetu a dvojice předzesilovačů signálu. Celé schéma zapojení (bez STM kitu) je na obrázku 3.23.

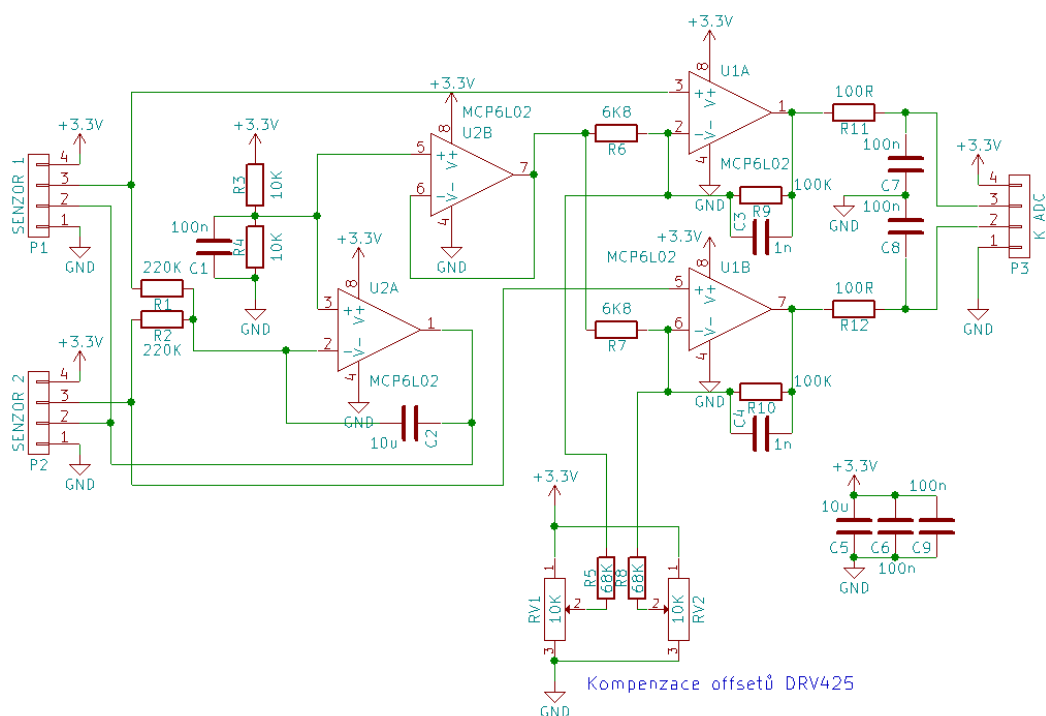
Aby bylo možné měření rychlosti korelací porovnat s nějakou referenční hodnotou, byla vytvořena dvojitá laserová optická závora, představující poměrně přesnou a ověřenou metodu měření rychlosti. Lasery závory jsou vzdáleny 1000 mm a měření časového intervalu průjezdu je realizováno na MCU korelačního měření (pomocí timeru 2 s rozlišením 100  $\mu$ s).

Oba kanály optozávory jsou stejné - vysílač tvoří laserový modul a přijímač fotodiody s převodníkem proudu na napětí s OZ a komparátor s hysterezí (viz obrázek 3.24). Pro zjednodušení hardware jsou fotodiody umístěné na konci úzké a podlouhlé PVC trubky (průměr 32mm, délka 300mm). Díky tomu je docíleno citlivosti pouze na intenzivní kolineární paprsek laseru (sluneční svit vstupuje do roury pod velkým úhlem a je proto značně utlumen). Není proto potřeba paprsek laseru modulovat a na straně přijímače zase demodulovat, aby došlo k potlačení nežádoucího vlivu okolního

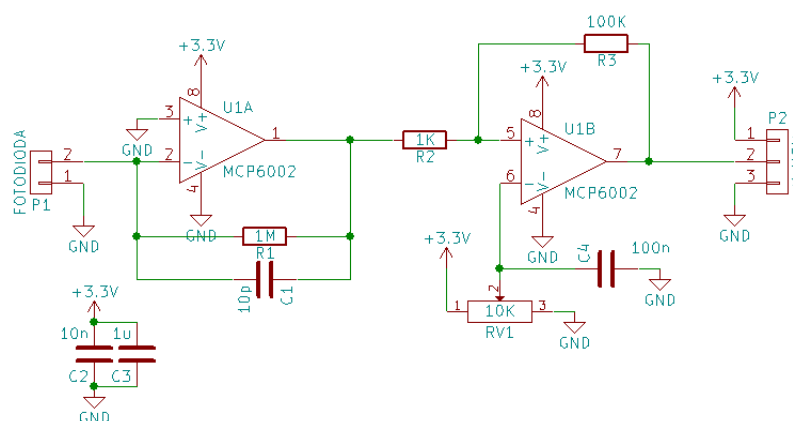
osvětlení. Před fotodiodou je předsazena čočka pro větší toleranci vůči nepřesnému natočení laserů (místo tolerance 1 mm je to cca 10 mm, při vzdálenosti několika metrů od laseru je i to v terénu poměrně problematické). Fotografie celku a detail měřící a laserové části je na obrázku 3.25, resp. 3.26

Paměť FLASH	1 Mbyte
Paměť RAM	192 Kbyte
Maximální takt	168 MHz
Počet ADC jednotek	3
Max. rozlišení ADC @ 10 kSa/s	12 bit
Počet UART rozhraní	6
Počet SPI rozhraní	3

Tabulka 3.5 Vybrané parametry STM32F407 (převzato z [19])



Obrázek 3.23 Schéma předzesilovače a filtru pro senzory



Obrázek 3.24 Schéma jednoho kanálu přijímače optozávory



Obrázek 3.25 Fotografie testovacího uspořádání korelačního měření na silnici



Obrázek 3.26 Vlevo pohled na optozávory s korelačním senzorem, vpravo stojan s lasery



### 3.2.2 Firmware, zpracování a vyhodnocení dat

Současná verze firmware mění STM kit v podstatě na měřící modul. AD převodník rychle (10 kSa/s) a simultánně vzorkuje na dvou kanálech a přes přímý přístup k paměti (DMA) se data zapisují do bufferu. Z něj pak opět přes DMA putují na UART rozhraní do PC, kde se zaznamenávají pro další zpracování v Matlabu.

Data se posílají v binárních paketech, které kromě dat z ADC obsahují i data z optozávory (změřený časový interval a směr průjezdu optozávorou).

Pro rychlé vyhodnocení dat byl vytvořen skript v Matlabu pro načtení souboru, dekódování zaznamenaných paketů, automatické určení úseků dat, kdy došlo k průjezdu auta a určení odchylky měření optozávory od výpočtu korelací.

Zároveň je ve vývoji firmware umožňující výpočet korelace přímo na STM kitu, který je již téměř dokončen (bohužel ne zcela, není tak možné doplnit testování jeho funkčnosti). K výpočtům korelace na MCU je využita HW akcelerace výpočtů pomocí DSP instrukcí [20], kterými STM32F407 disponuje. Při pokusném běhu korelačního výpočtu s a bez této akcelerace byl rozdíl časů výpočtu téměř desetinásobně kratší s DSP instrukcemi.

## 3.3 Magnetometrické pole

Pro zmapování deformace zemského magnetického pole automobilem a jeho vlastní magnetizace bylo vytvořeno pole low-cost magnetometrů MMC5883 (bez velkých nákladů bylo využito rezervních modulů MMC5883 pro výuku předmětu LPE). Schéma těchto modulů je na obrázku 3.27. Výhodou těchto digitálních AMR magnetometrů je, že nevyžadují téměř žádnou podpůrnou elektroniku (pouze blokovací kondenzátory a pull-up odpory na I<sup>2</sup>C sběrnici). Lze je provozovat ve flipovaném režimu, což výrazně zlepšuje stabilitu offsetu a snižuje nízko-frekvenční šum. Vybrané parametry MMC5883 jsou v tabulce 3.6.

Senzory bohužel neumožňují změnu I<sup>2</sup>C adresy a nemohou proto ko-existovat na jedné sběrnici. Jako nejjednodušší, a do budoucna využitelné řešení, se jevílo přidat ke každému senzoru low-cost 8-bit mikrokontrolér, který data ze senzoru po I<sup>2</sup>C sběrnici vyčítá, zpracovává a posílá po UART rozhraní. Pro zkušenosti s mikroprocesory AVR byl vybrán typ ATtiny814 (levný, obsahuje potřebné I<sup>2</sup>C i UART rozhraní), více parametrů v tabulce 3.7.

Maximální rozsah	± 800 μT
RMS šum @ 100 Sa/s (typ.)	40 nT
Rozlišení	16 bit
LSB	24 nT
Napájecí rozsah	2,16 až 3,6 V
Drift nuly (s flipováním, typ.)	3,2 nT/K
Drift zesílení (typ.)	400 ppm/K
Chyba linearity (typ.) @ ± 800 μT	0,2 %

Tabulka 3.6 Vybrané parametry MMC5883 (převzato z [21])

Paměť FLASH	8 KByte
Paměť RAM	256 Byte
Max. taktovací frekvence	16 MHz
Počet UART rozhraní	1
Počet I <sup>2</sup> C rozhraní	1
Počet čítačů/časovačů	3
Rozsah napájecího napětí	1,8 až 5,5 V

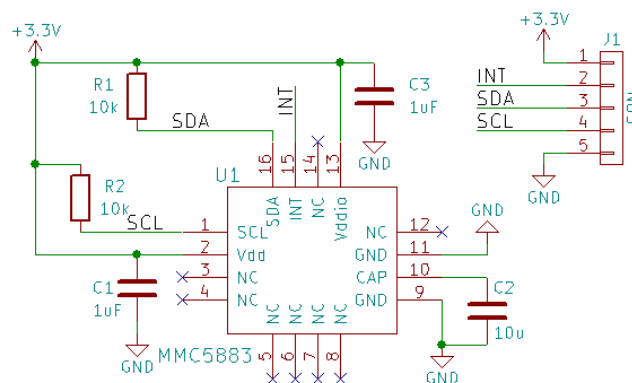
Tabulka 3.7 Parametry ATtiny814 (převzato z [22])

### 3.3.1 Hardware

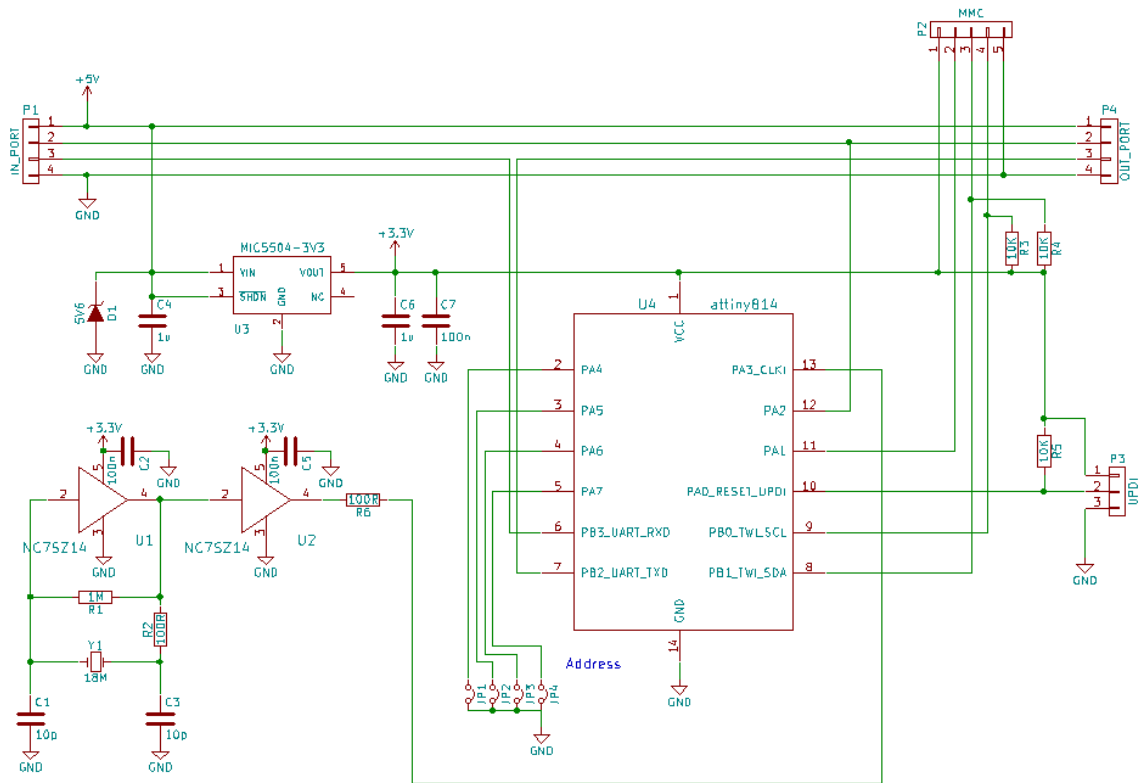
Mikroprocesorové desky jsou zřetězeny pomocí UART rozhraní, vyjma prvního a posledního modulu je vždy zapojen Tx výstup uzlu do Rx vstupu sousedního, první uzel iniciuje vyčítání a výstup posledního uzlu je veden do PC přes FTDI UART->USB převodník, ze kterého se zároveň celý řetězec napájí. Průměrný odběr při měření je cca 120 mA @ 4 V.

Každý uzel disponuje krystalovým oscilátorem pro MCU a LDO stabilizátorem. Celé schéma zapojení je na obrázku 3.28. Desky plošných spojů jsou dvouvrstvé a byly vyrobeny v domácích podmínkách (fotocesta, postříbření, pájitelný lak).

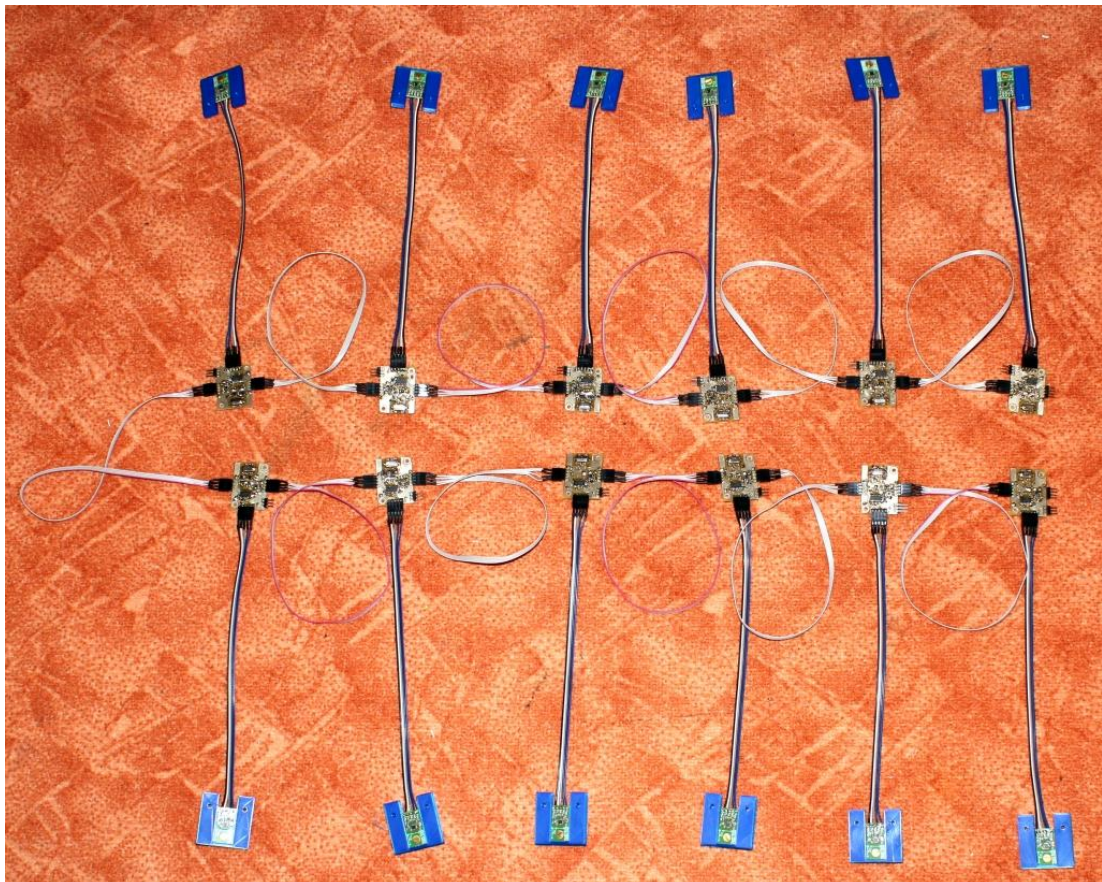
Pro uchycení senzorů na dřevěnou konstrukci byl vytvořen model držáku senzoru a pomocí 3D tiskárny vytisknut v 12-ti kusech, detail viz obrázek 3.30. Sensorové desky jsou k držáku přišroubovány pomocí mosazného šroubu M3 a k dřevěné konstrukci pomocí mosazných vrutů. Samotná dřevěná konstrukce je spojována měděnými hřebíky (z důvodu neovlivňování měření feromagnetiky - měď i mosaz jsou nemagnetické - mají relativní permeabilitu blízkou 1). Fotografie celého řetězce před umístěním na dřevěnou lať je na obrázku 3.29.



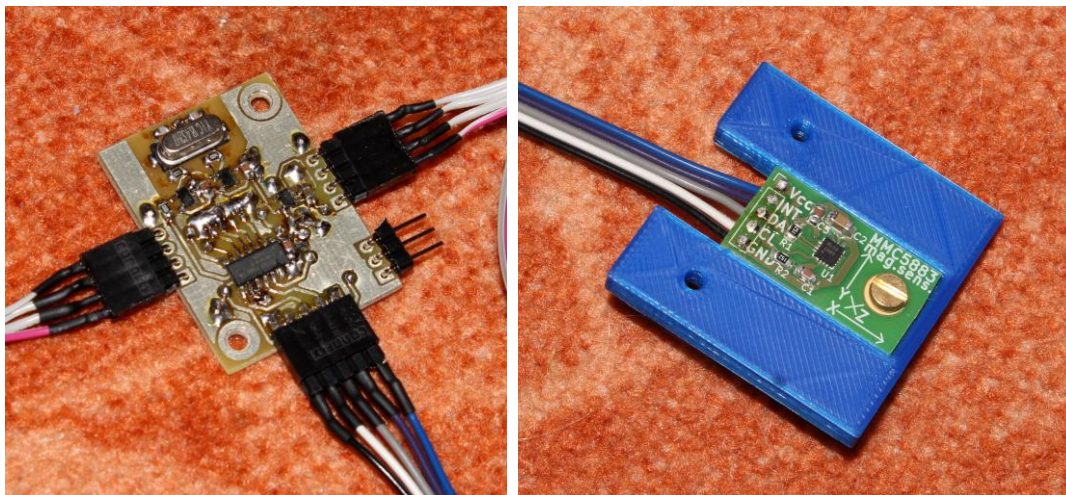
Obrázek 3.27 Schéma modulu s magnetometrem MMC5883



Obrázek 3.28 Schéma mikroprocesorového uzlu



Obrázek 3.29 Celé, zřetěžené magnetometrické pole senzorů



Obrázek 3.30 Nalevo - foto elektroniky mikroprocesoru, napravo senzorový modul v nastavci

### 3.3.2 Firmware

Každý MCU asynchronně vyčítá přes I<sup>2</sup>C rozhraní data ze senzorů maximální rychlostí, kterou senzory dokážou data poskytovat. Po každém odměru se provede flipovací pulz (SET/RESET) a provádí se stejné zpracování dat, jako u auto-detektorů (filtrace pro získání offsetu, SW demodulace a místo FIR filtrování pouze průměrování). Data se průměrují od jednoho vyčtení dat do dalšího. Vyčítání dat ze senzorů a DSP se provádí v hlavní smyčce, komunikace probíhá pomocí přerušení od UART příjmu.

### 3.3.3 Průběh komunikace

Posílání dat z řetězu magnetometrů probíhá po UART rozhraní, všechny uzly vyjma prvního (nultého) přeposílají vše co přijmou na vstupu ihned na výstup. A pokud správně detekují, že uzel s předchozí adresou odeslal celý paket dat, začnou posílat paket se svými daty. Nultý uzel plní funkci řízení, samočinně posílá data, jakmile jich dostatek naměří a zprůměruje (snadno nastavitelné změnou firmware, v tomto případě je to cca 6 Sa/s). Adresa jednotlivých uzlů se nastavuje zapájením SMD propojek.

Pomocí počítače pak stačí zaznamenávat data posílaná posledním uzlem (např. pomocí programu Realterm) a pomocí Matlabu je pak lze ex-post dekodovat a zpracovat.

Datový paket je dlouhý 10 Byte (110 bit pro UART komunikaci s 1 start a 1 stop bitem). Přenosová rychlost je 921600 baud/s. Přenos celého rámce tedy teoreticky trvá 120 us a celý řetězec je vyčtený za 1,4 ms. Reálně je to o něco málo více (ATtiny nedisponuje DMA, je tak nutné dotazovat status registr UART rozhraní před odesláním dalšího byte dat).

První a poslední byte paketu má nejvyšší bit nastavený do jedničky, všechny ostatní je mají vynulované. První a poslední byte jsou navíc jednoznačně rozlišitelné (poslední byte je vždy 192, první je 128+adresa, která může nabývat hodnot 0-15). Tím je zajištěna snadná synchronizace paketů. Pro detekci chyb je paket doplněn jednoduchým kontrolním součtem na místě předposledního byte.

## 4 Dosažené výsledky

### 4.1 Parametry elektroniky detektoru aut

#### 4.1.1 Měření šumu

Šumové spektrum jakožto jeden z hlavních kvalitativních údajů magnetických senzorů bylo měřeno průběžně při vývoji jak HW tak i FW. Měření vždy pobíhalo se senzorem v magnetickém stínění (7 vrstev vysoce permeabilního materiálu - Permalloye). Data z měřeného senzoru se zaznamenávala na PC pro pozdější zpracování v Matlabu.

Dosažená hodnota šumu je pro gradientní senzory  $1.7\text{nT}_{\text{rms}}$  a  $2.7\text{nT}_{\text{rms}}$  pro astatizační (data vyfiltrovaná dolno-propustním filtrem s mezním kmitočtem 5 Hz). Špičkové hodnoty šumu lze posoudit buď z obrázku 4.3, kde je časový průběh senzoru ve stínění, nebo RMS hodnotu vynásobit koeficientem 6,6, čímž dostaneme velikost intervalu, ve kterém by se mělo nacházet 99,9 % všech hodnot náhodného (Gaussovského) šumu s danou RMS hodnotou [23]. Touto metodou by vyšly hodnoty špička-špička 11.2 a 17.8 nT.

Na obrázku 4.1 je šumové spektrum, ze kterého je zřetelná flipovací frekvence (největší špička ve spektru na frekvenci 25 Hz) a její liché násobky. Poměr RMS hodnoty šumu grad. a kolm. senzoru je 1,6 což přibližně odpovídá poměru napájecích napětí AMR můstku, který je  $5\text{V}/3,3\text{V} = 1,52$ . Citlivost AMR můstku je lineárně závislá na jejich napájecím napětí (až k hodnotě limitního magnetického a tepelného šumu senzorů). Pokud je šum dán převážně vstupním šumem ADC, pak by i šum měl lineárně klesat s rostoucí citlivostí senzorů.

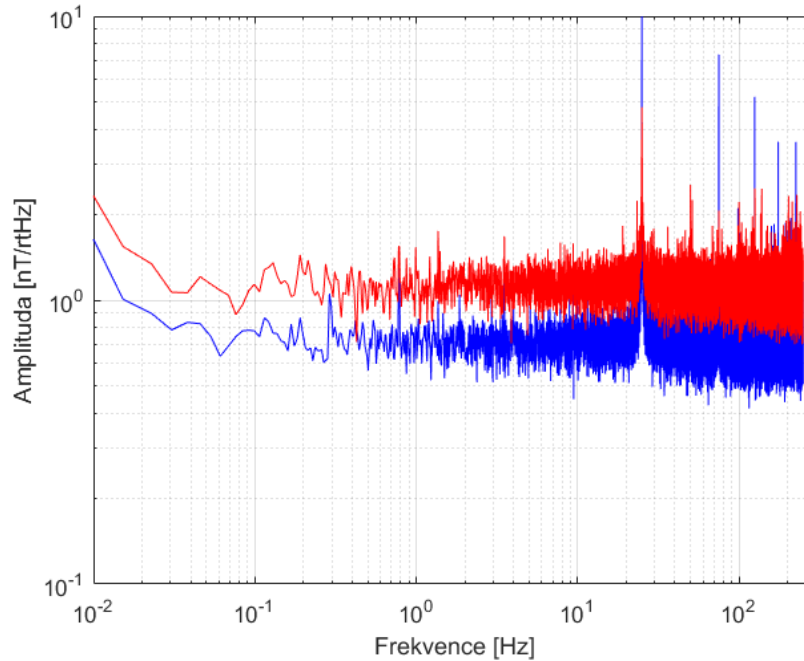
Porovnáním šumového spektra senzorů a šumového pozadí je zřetelné (stejně jako z výše uvedeného konstatování), že v tomto případě je limit šumu dán především vlastním šumem AD převodníku, viz obrázek 4.2 (šum ADC - senzor nahrazený ekvivalentním rezistorem). Senzor HMC1021 sám o sobě by dosahoval lepších hodnot, vyžadovalo by to však buď nízkošumový předzesilovač, který by zvyšoval cenu auto-detektoru, nebo vyšší napájecí napětí sensorového můstku, které by zvyšovalo spotřebu, současná hodnota je navíc pro autodetekci postačující. Vlastní šum ADC (spolu s ekvivalentním odporem na vstupu) dosahuje dle měření hodnoty  $25\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (od 25 Hz výše,  $1/f$  šum je potlačen demodulací flipování).

Z reálného měření se senzory v Praze (Dejvický kampus ČVUT FEL) je patrné, že na měření homogenní složky má velký vliv rušení od trakčních vedení (metra a tramvají), viz obrázek 4.4. Špičková hodnota šumu klesá pravidelně od cca půlnoci do 3. hodiny ráno na méně než desetinu oproti hodnotám ve zbytku dne (což přibližně odpovídá noční přestávce metra linky A, která je od 0:33 do 4:40, další vliv bude mít pravděpodobně blízká tramvajová linka). Zatímco ve stínění senzor vykazuje šum cca  $8\text{ nT}_{\text{pp}}$ , v reálném nasazení se ukazuje, že šumové pozadí v dané lokalitě je zhruba o řád horší (okolo  $80\text{ nT}_{\text{pp}}$ ).

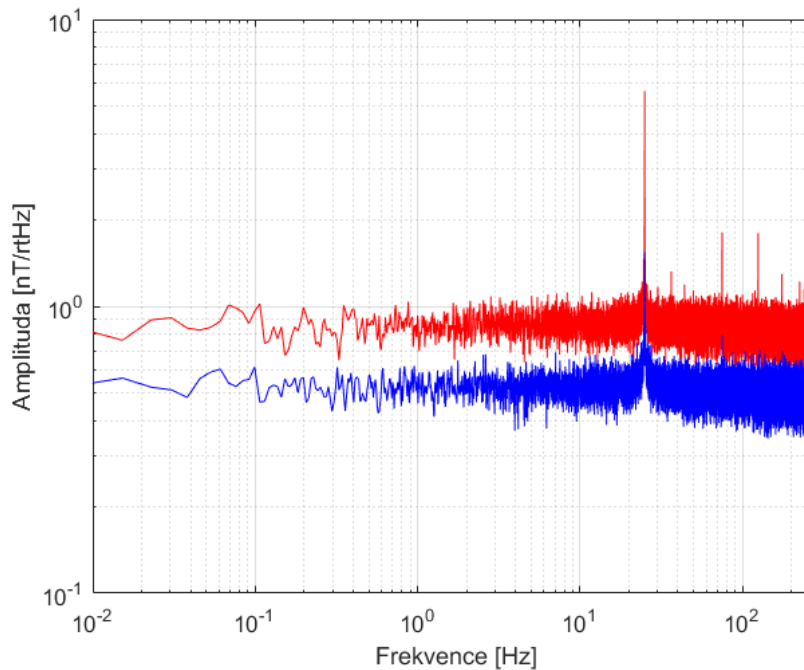
Protože zdroje tohoto rušení jsou od senzoru poměrně hodně vzdáleny, projevují se jako homogenní rušivé pole, šum gradiometru proto nijak znatelně nezhoršují. Gradiometr dle záznamu z obrázku 4.4 dosahuje hodnoty šumu cca 100

$nTpp/m$ . Tato hodnota zhruba odpovídá vypočítanému šumu od jednotlivých senzorů (za předpokladu jejich nekorelovanosti, stejné hodnoty a stejné šířce pásma):

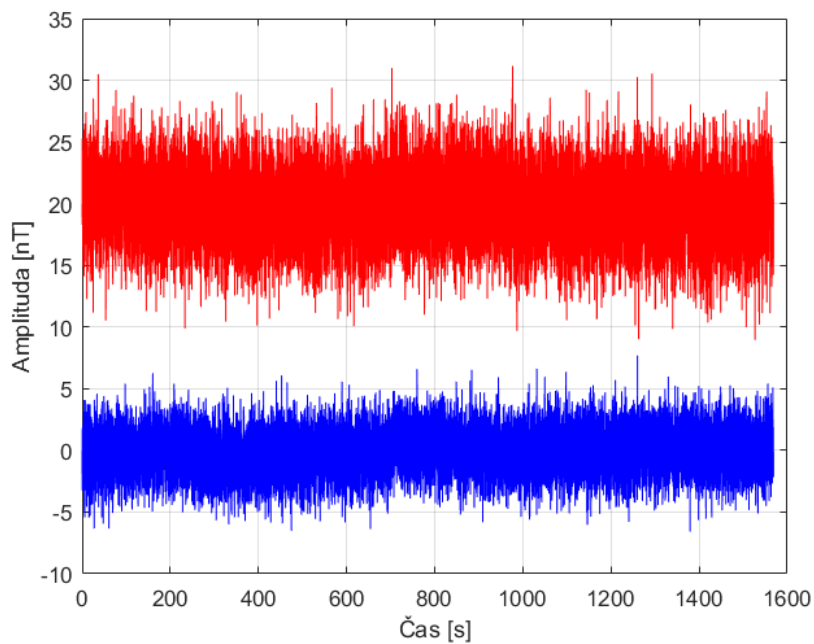
$$G_n = \frac{\sqrt{B_{n_1}^2 + B_{n_2}^2}}{X_{base}} = \frac{B_n}{X_{base}} \cdot \sqrt{2} = \frac{8 nT_{\xi-\xi}}{0.075 m} \sqrt{2} = 151 nT_{\xi-\xi}/m$$



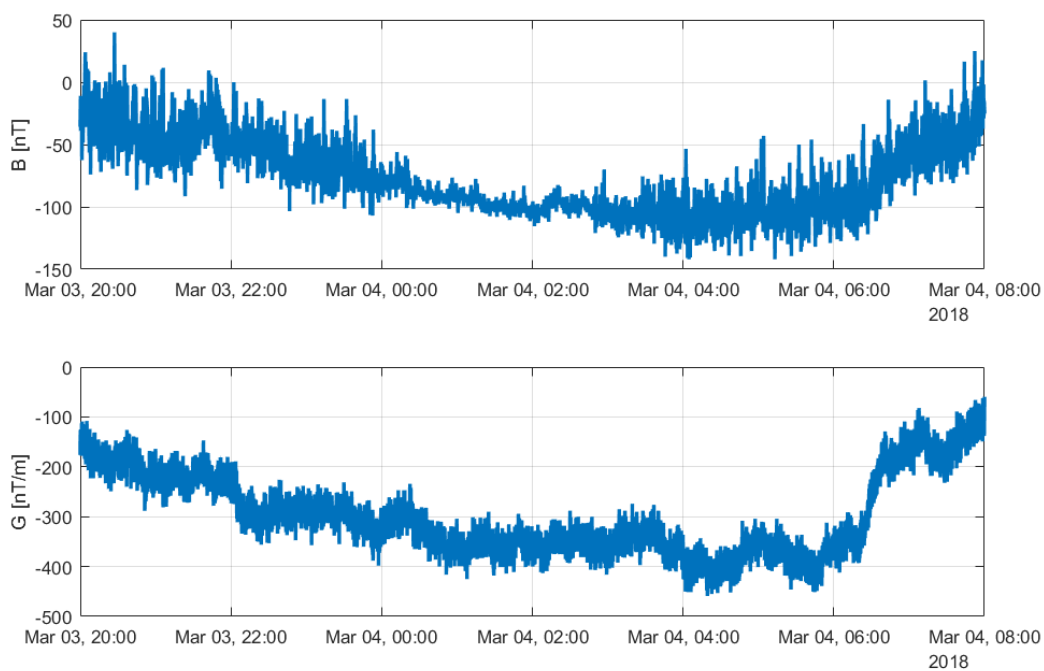
Obrázek 4.1 Šumové spektrum senzorů  
(modrý - gradientní senzor, červený - kolmý)



Obrázek 4.2 Šumové spektrum ADC bez senzoru  
(modrý - přepočítáno na citlivost gradientního senzoru, červený - astatizační)



Obrázek 4.3 Časový průběh šumu (modrý - gradientní senzor, červený - kolmý) (červený průběh pro přehlednost posunutý o 20 nT)

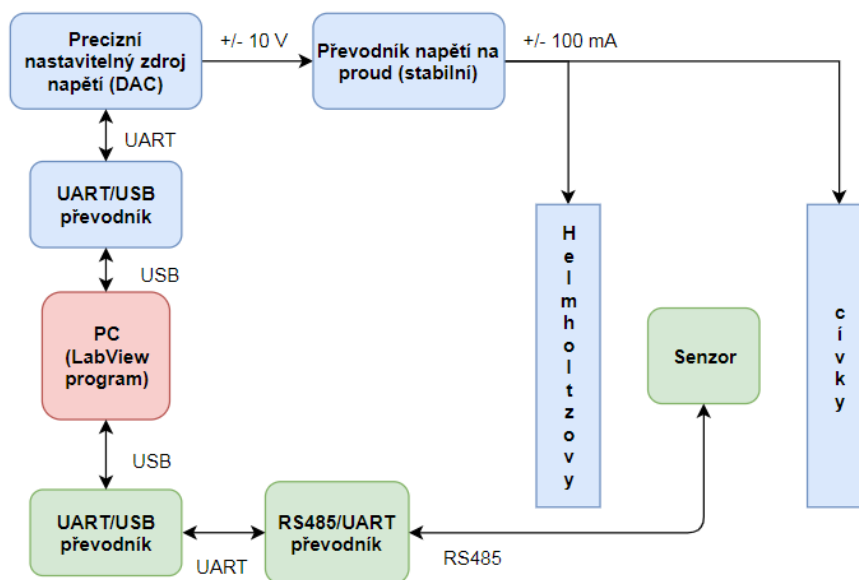


Obrázek 4.4 Záznam šumu z reálného nasazení senzorů v Dejvicích

### 4.1.2 Měření linearity

Linearita senzoru je jedním z důležitých parametrů (nejen) pro tuto aplikaci. Měření chyby linearity bylo provedeno pomocí sestavy zdroje proudu řízeného z PC, Helmholtzových cívek a senzoru samotného, viz blokové schéma na obrázku 4.5. O automatizované řízení procesu měření a ukládání dat do souboru se staral program vytvořený pro tento účel v prostředí LabView.

Naměřené hodnoty jsou ve shodě s katalogovými údaji senzoru HMC1021 (jsou s rezervou v deklarovaném intervalu). Srovnání naměřených hodnot a katalogových je v tabulce 4.1.



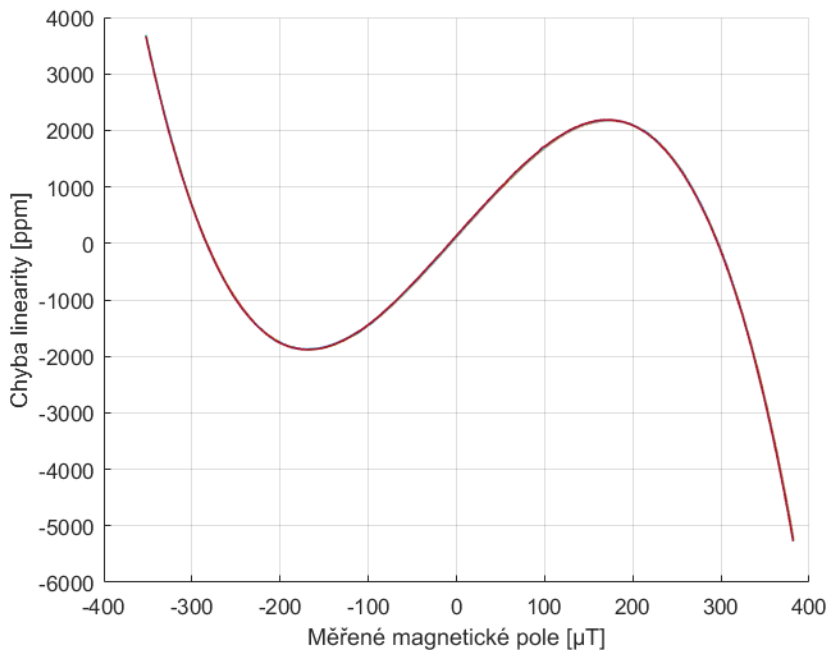
Obrázek 4.5 Blokové schéma sestavy pro měření linearity senzorů

Rozsah měření [ $\mu\text{T}$ ]	Katalogová chyba linearity (typ.) [ppm]	Naměřená chyba linearity [ppm]
$\pm 100$	$\pm 500$	$\pm 200$
$\pm 300$	$\pm 4000$	$\pm 2000$
$\pm 600$	$\pm 16000$	neměřeno

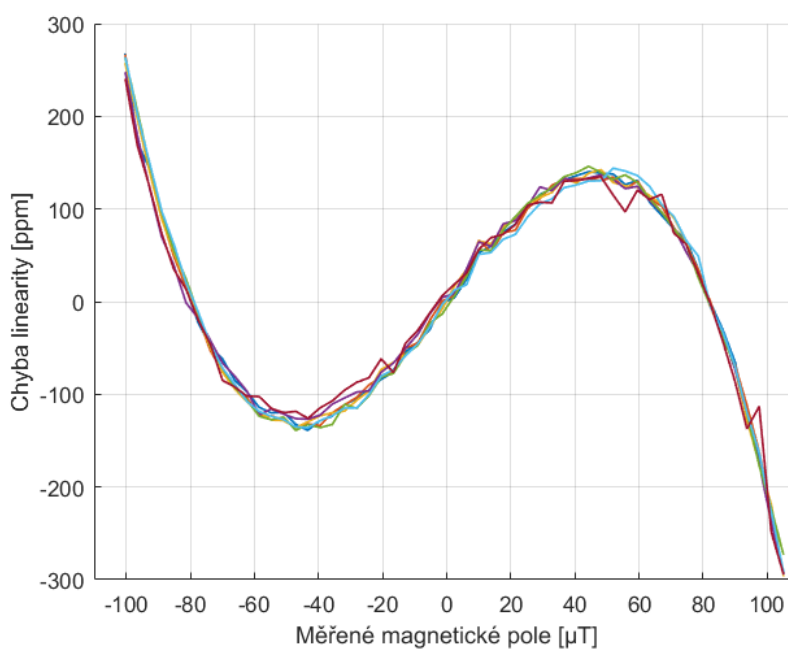
Tabulka 4.1 Srovnání katalogových a naměřených hodnot nelinearity

Naměřené průběhy nelinearity (rezidua po odečtení ideální přímky převedená na ppm z rozsahu) jsou na obrázcích 4.6 a 4.7. V obou případech je zobrazeno 7 měření, každé bylo provedeno v 200 bodech. U obrázku 4.6 splývají v jeden průběh (dobrá opakovatelnost v čase, každé měření trvalo cca 10 min). Na obrázku 4.7 je nelinearita přepočítaná pro rozsah  $\pm 100 \mu\text{T}$ , ve kterém senzory nejčastěji pracují (vyjma případu umístění senzoru blízko kovového předmětu je tomu tak, při amplitudě zemského mag. pole, vždy).





Obrázek 4.6 Průběh nelinearity auto-detekčního senzoru pro celý rozsah



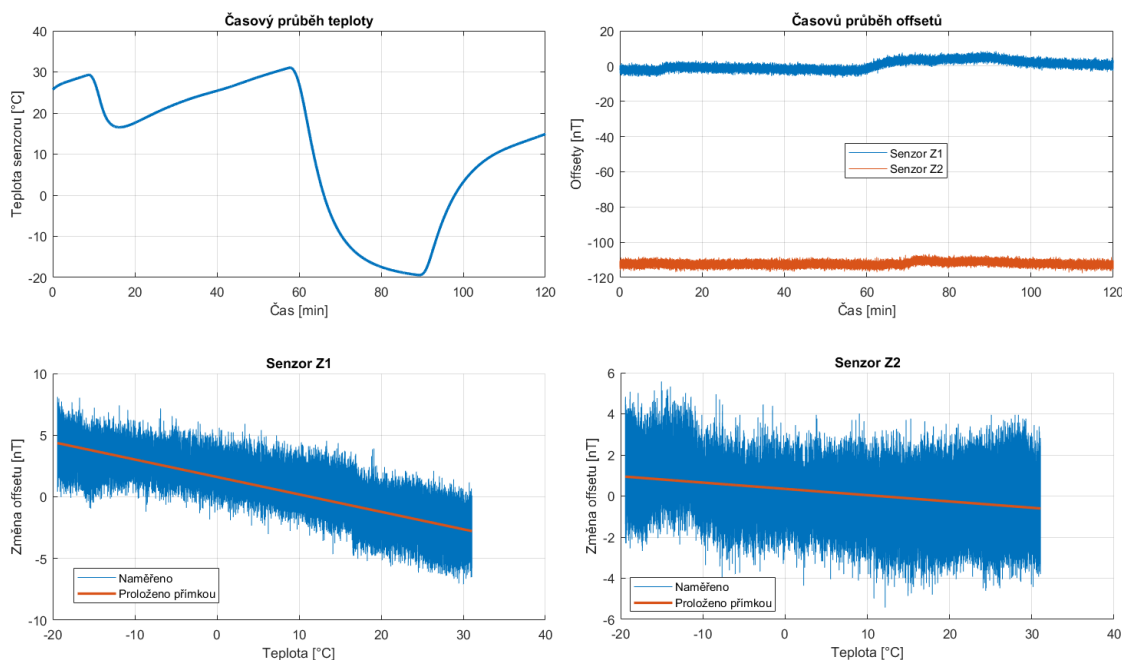
Obrázek 4.7 Průběh nelinearity auto-detekčního senzoru pro běžný rozsah

### 4.1.3 Měření teplotních závislostí

Protože jsou senzory umístěny v proměnném venkovním prostředí, je jejich teplotní stabilita důležitým parametrem, který je potřeba alespoň přibližně znát. Sice jsou vlivy teploty kompenzovány pomocí firmware, ale pro správnou funkci této kompenzace je třeba vědět, jaký vliv teplota na měření může mít (jaká změna je ještě vlivem teploty a jaká už vlivem příjezdu/odjezdu auta nebo vlivem poruchy).

#### 4.1.3.1 Teplotní závislost offsetu

Teplotní stabilita offsetů byla změřena v magnetickém stínění, které uvnitř obsahovalo tepelný výměník a bylo tak možné provádět změny teploty na testovaném senzoru. Elektronika se senzory byla nejdříve mírně zahřátá (maximum bylo cca 30 °C) a následně zchlazena až k cca -20 °C a zase zahřátá. Viz obrázek 4.8 (průběh vlevo nahoře). Došlo přitom k pouze malé změně offsetů, která se takřka ztrácela v šumu (průběh vpravo nahoře).



Obrázek 4.8 Data z měření teplotních závislostí offsetů

Při proložení dat přímkou (závislost offsetu B na teplotě), vyšly koeficienty závislosti: -0,14 nT/K pro kanál Z1 a -0,03 nT/K pro kanál Z2. Dá se tak snadno dopočítat vliv na surový gradient, který je vlivem těchto závislostí offsetu sám závislý na teplotě:

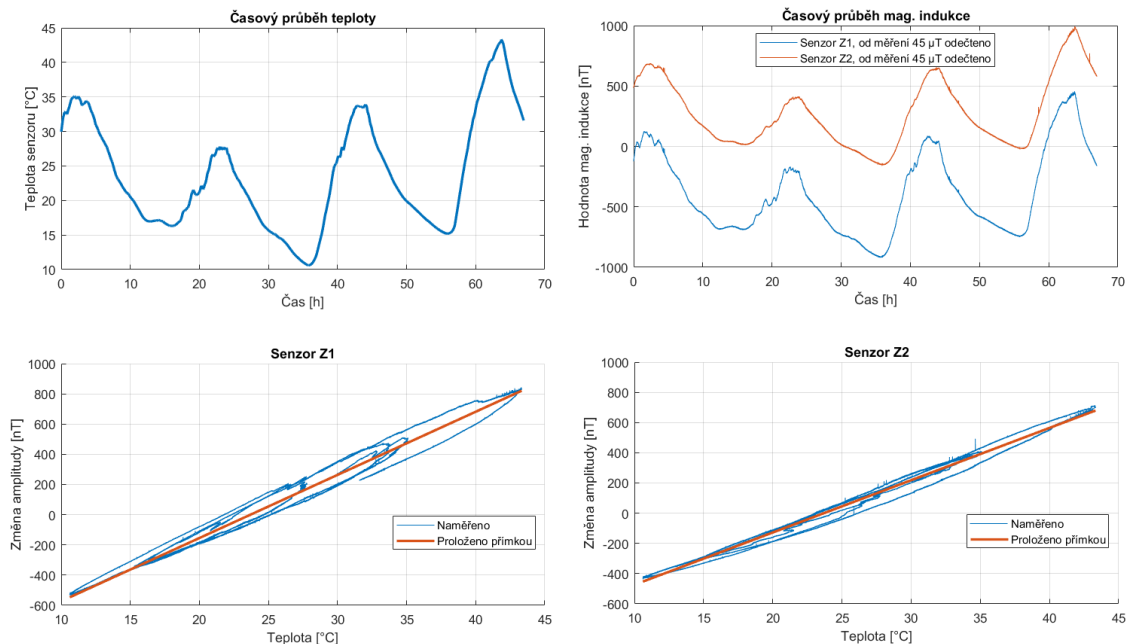
$$\frac{dGz}{dT} = \frac{d\left(\frac{Bz1 - Bz2}{\Delta x}\right)}{dT} = \frac{dBz1}{dT} - \frac{dBz2}{dT} = -1,5 \frac{nT/m}{K}$$

Při běžných ročních variacích teploty (cca -20 až +40°C) budou změny odpovídat 8,14 a 1,8 nT pro Bz1 a Bz2. Pro Gz je to 90 nT/m, což jsou z hlediska měřených hodnot zanedbatelné vlivy.

#### 4.1.3.2 Měření teplotní závislosti konstanty (zesílení)

Měření závislosti zesílení na teplotě bylo provedeno ve venkovních podmínkách. Senzor byl pevně zafixován v poloze, která hlavní (gradientní) senzory vystavovala největší složce (vertikální) vektoru magnetického pole Země. Venkovní teplota při měření kolísala cca mezi 5 až 25 °C, senzory samotné měly teplotu vyšší vlivem samo-ohřevu (uvnitř uzavřené krabice senzorů byl ztrátový výkon cca 0,75 W). Závislosti na teplotě podle naměřených dat nejsou časově nezávislé (ale to je spíš

dáno jednak drobnými změnami zemského mag. pole v průběhu dne a také dynamickou chybou - teplo mezi teploměrem PT100 a samotnými senzory může prostupovat s různým zpožděním). Viz průběhy na obrázku 4.9.



Obrázek 4.9 Data z měření teplotních závislostí konstant

Z přímkou proložených průběhů vycházejí koeficienty teplotní závislosti zesílení:

$$\alpha_1 = 929 \text{ ppm/K}$$

$$\alpha_2 = 769 \text{ ppm/K}$$

Z hlediska měření G to znamená, že pokud bude mít zkalibrovaný gradiometr nulovou odezvu na homogenní pole, dojde-li ke změně teploty o 1 °C, bude odezva na hom. pole (pro B v nT a bázi  $\Delta x$ ):

$$G = B \frac{\alpha_1 - \alpha_2}{\Delta x} = B \frac{(929 - 769) \cdot 10^{-6}}{0.075} = 2.13 \cdot 10^{-3} \cdot B \left[ \frac{nT/m}{K} \right]$$

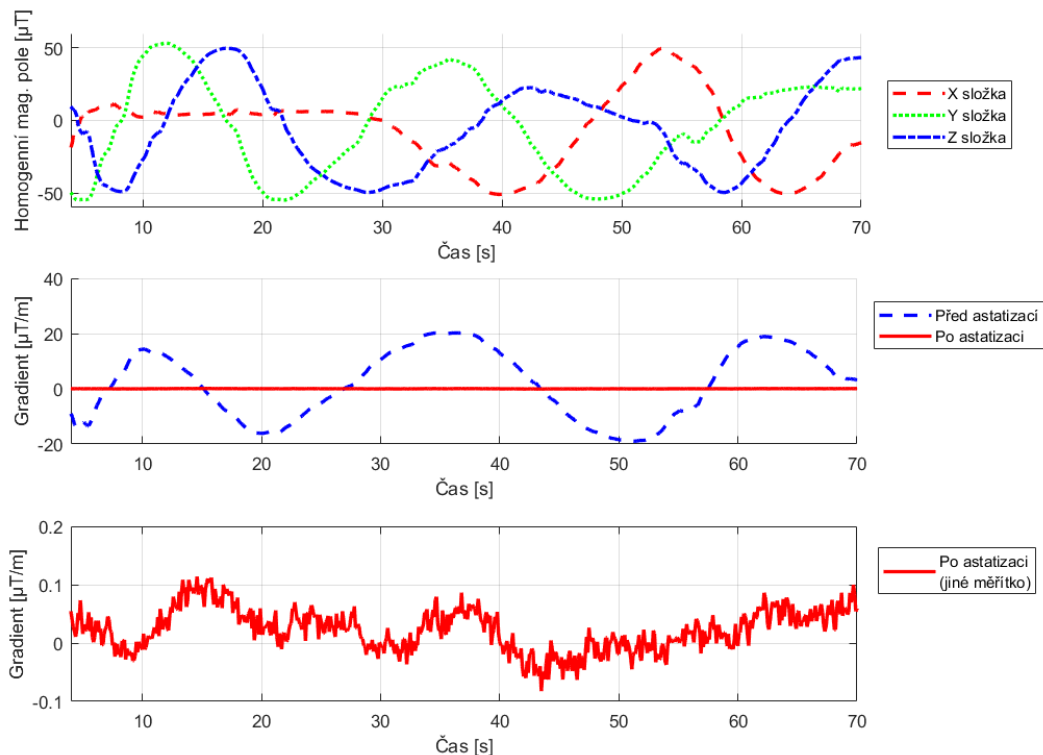
Pokud bude senzor natočen při běžné montáži ve směru sever-jih, ve kterém je hodnota magnetické indukce okolo 20  $\mu T$  a dojde-li v průběhu dne ke změně teploty o 20 °C (den/noc), bude změna měření gradientu:

$$G = 2.13 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \mu T \cdot 20 \text{ } ^\circ C = 0,852 \left[ \frac{\mu T}{m} \right]$$

Měření teplotních závislostí bylo provedeno pouze na jednom senzoru (ostatní jsou osazené na parkovišti). Nelze tak bohužel posoudit výrobní rozptyl driftů více senzorů.

#### 4.1.4 Astatizace gradiometru

Výsledné potlačení nechtěné citlivosti gradiometru na hom. pole se pro poslední verzi auto-detektorů pohybuje řádově okolo hodnoty 40 dB. Viz reprezentativní průběh na obrázku 4.10, který ukazuje stav před a po astatizaci, současně s jednotlivými složkami B (při rotaci senzoru v hom. poli země - cca  $50 \mu\text{T}$ ).



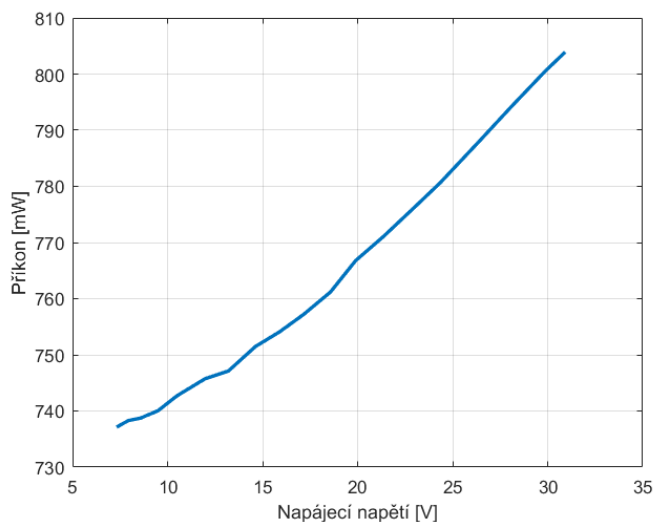
Obrázek 4.10 Gradient před a po astatizaci (pro názornost v posledním grafu změněné měřítko)

V tomto případě byla RMS hodnota gradientu před astatizací  $11,2 \mu\text{T}/\text{m}$ , po astatizaci pouze  $50,4 \text{ nT}/\text{m}$ , došlo tedy ke snížení nežádoucí citlivosti 222-krát (47 dB).

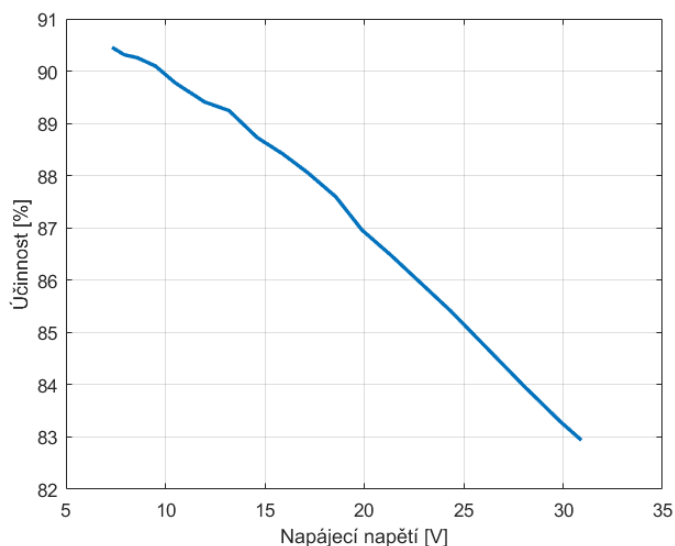
#### 4.1.5 Měření spotřeby (příkonu)

Příkon byl měřen nepřímou metodou. Ampérmetrem (HP34401) sériově s napájecím zdrojem a voltmetrem (UT139B) paralelně na vstup napájení auto-detektorů. Součin napájecího napětí a proudu odpovídá příkonu.

Průběh příkonu (obrázek 4.11) mírně roste a účinnost (obrázek 4.12) klesá s napájecím napětím. Pro typická napájecí napětí  $12 \text{ V}$  a  $24 \text{ V}$  je příkon  $745 \text{ mW}$ , respektive  $780 \text{ mW}$ .



Obrázek 4.11 Závislost příkonu auto-detektoru na napájecím napětí



Obrázek 4.12 Závislost účinnosti hlavního měniče auto-detektoru na napájecím napětí

Naměřenou spotřebu můžeme porovnat s vypočítanou hodnotou, která odpovídá součtu následujících dílčích příkonů (přepočítaných na výstup 4,95 V DC/DC měniče a následně na jeho vstup). Jednotlivé veličiny jsou označeny následovně:

$P_{astat}$  ... příkon astatizačních sensorů

$P_{grad}$  ... příkon hlavních sensorů

$P_{AUX_{DCDC}}$  ... celkový příkon pomocných měničů

$P_{ADC}$  ... příkon AD převodníku

$P_{MCU}$  ... příkon MCU

$P_{TOT_{DCDC}}$  ... celkový příkon na výstupu hlavního DCDC

$P_{TOT}$  ... celkový příkon autodetektoru

$\eta_{AUX_{DCDC}}$  ... účinnost pomocného měniče

$\eta_{MAIN_{DCDC_{12V}}}$  ... účinnost hlavního měniče při 12V napájení

$U_{AUX_{DCDC_P}}$  ... pozitivní výstupní napětí pomocného měniče

$U_{AUX_{DCDC_N}}$  ... negativní výstupní napětí pomocného měniče

$U_{MAINDCDC}$  ... výstupní napětí hlavního měniče

$I_{HMC}$  ... proud do astatizačních senzorů

$I_{HMCGRAD}$  ... proud do hlavních senzorů

$I_{TL431}$  ... proud do reference TL431

$I_{TL074}$  ... celkový odběr proudu OZ TL074

$I_{FLIPAVRG}$  ... průměrný proud do flipování

$I_{ADCANA}$  ... proudový odběr analogové části ADC

$I_{ADCDIG}$  ... proudový odběr dig. části ADC

$I_{MCU}$  ... proudový odběr MCU

Napájení astatizačních senzorů (1100  $\Omega$  odpor můstku na 3,3 V napětí stabilizovaných LDO z 4,95 V):

$$P_{astat} = 2 \cdot I_{HMC} \cdot U_{MAINDCDC} = 2 \cdot \frac{3,3}{1100} \cdot 4,95 = 30 \text{ mW}$$

Hlavní část příkonu tvoří napájení gradientních senzorů a podpůrné elektroniky (z pomocného DC/DC měniče):

$$P_{grad} = (2 \cdot I_{HMCGRAD} + I_{TL431} + I_{TL074} + I_{FLIPAVRG}) \cdot U_{AUXDCDCP} + (2 \cdot I_{HMCGRAD} + I_{TL074}) \cdot U_{AUXDCDCN}$$

$$P_{grad} = (2 \cdot 5 + 2 + 6 + 1) \cdot 10^{-3} \cdot 7,6 + (2 \cdot 5 + 6) \cdot 10^{-3} \cdot 12,6$$

$$P_{grad} = 152 \text{ mW} + 201,6 \text{ mW} = 353,6 \text{ mW}$$

Pro přepočítání na výstup hlavního měniče je třeba vzít v potaz účinnost pomocného měniče, proto byl změřen příkon před tímto měničem:

$$P_{AUXDCDC} = 4,95 \cdot 98,8 \cdot 10^{-3} = 489 \text{ mW}$$

Z čehož vyplývá jeho účinnost:

$$\eta_{AUXDCDC} = \frac{P_{grad}}{P_{AUXDCDC}} = \frac{353,6 \cdot 10^{-3}}{4,95 \cdot 98,8 \cdot 10^{-3}} = 0,72 = 72 \%$$

Napájení AD převodníku (analogové i dig. větve):

$$P_{ADC} = P_{ADCANA} + P_{ADCDIG} = U_{MAINDCDC} \cdot (I_{ADCANA} + I_{ADCDIG})$$

$$P_{ADC} = 4,95 \cdot (5 + 2) \cdot 10^{-3} = 35 \text{ mW}$$

Napájení MCU:

$$P_{MCU} = U_{MAINDCDC} \cdot I_{MCU} = 4,95 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 74 \text{ mW}$$

Celková spotřeba (přepočítaná na výstup DC/DC):

$$P_{TOTDCDC} = P_{astat} + P_{grad} + P_{ADC} + P_{MCU} = 628 \text{ mW}$$

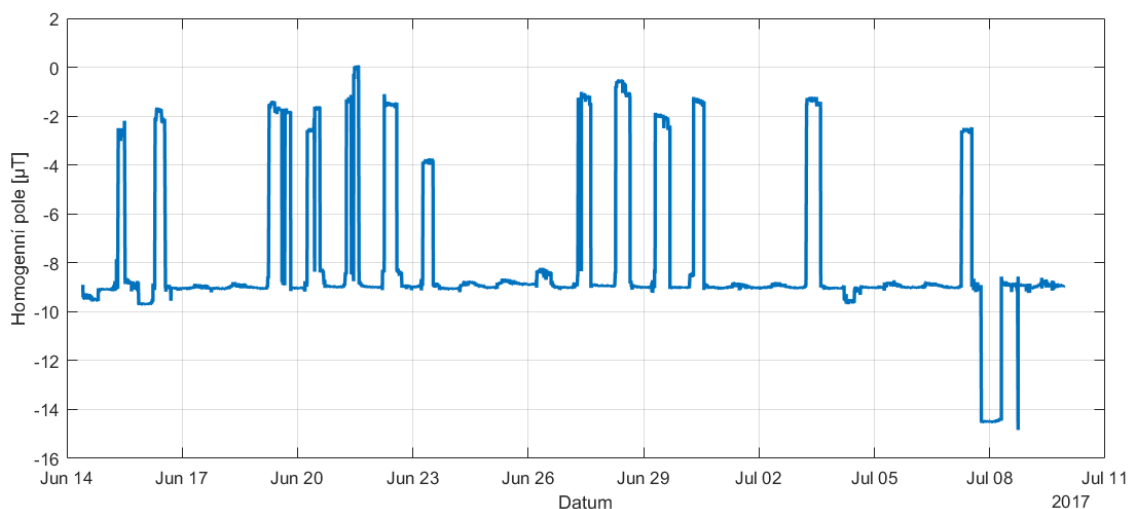
Pro napájecí napětí 12 V je přepočítání na vstupu měniče:

$$P_{TOT} = \frac{P_{TOTDCDC}}{\eta_{MAINDCDC12V}} = \frac{658}{0,899} = 699 \text{ mW}$$

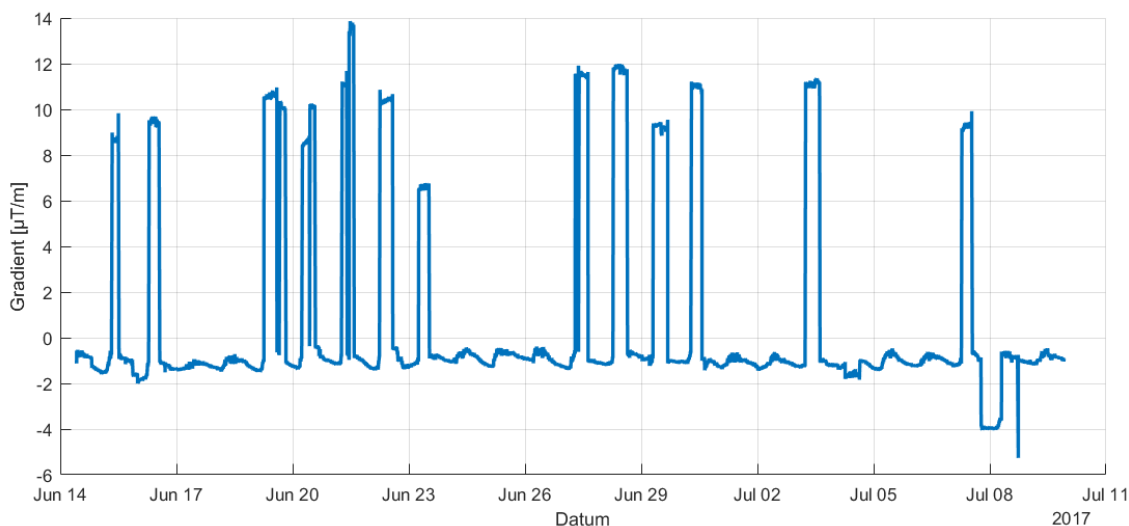
Pro porovnání, naměřená spotřeba při napájecím napětí 12 V je 745 mW.

### 4.1.6 Data ze senzorů na parkovišti

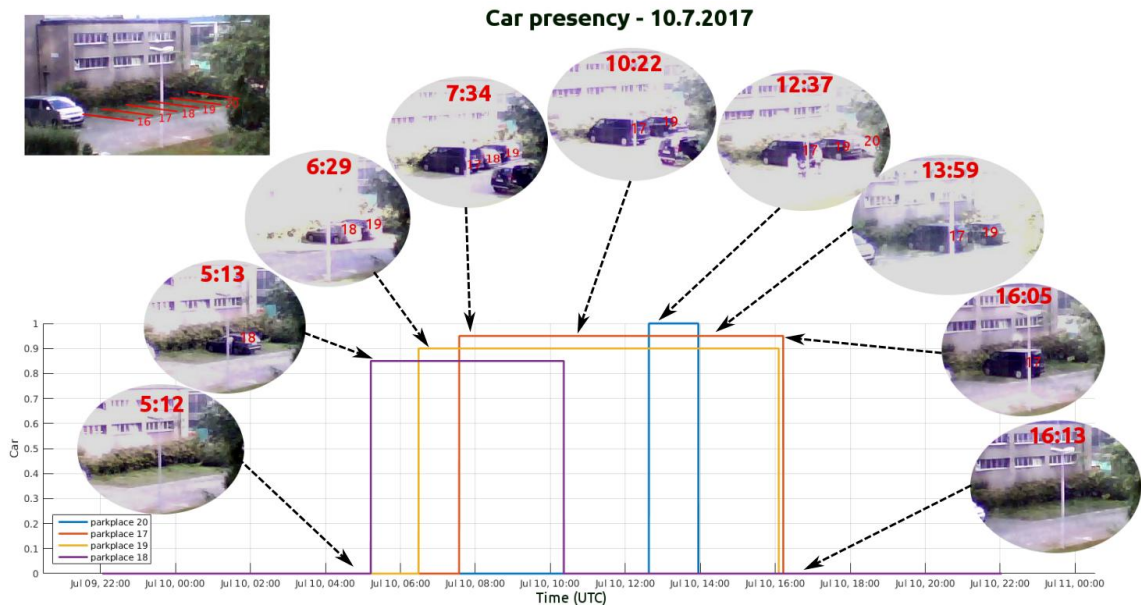
Pro testování senzorů v reálném nasazení posloužilo vnitroblokové parkoviště v kampusu ČVUT FEL v Dejvicích. Zde bylo osazeno nejprve pět a později další dva senzory, celkem tedy sedm senzorů. Všechny propojené pomocí RS485 sběrnice s jedno-deskovým počítačem Raspberry-Pi. Ten s nimi pomocí Modbus protokolu komunikuje a vyčtená data zaznamenává. Navíc vytváří jednoduché webové rozhraní pro online zobrazení stavu parkoviště a grafů posledních 12 hodin dat. Obrázky 4.14 a 4.15 zobrazují záznam dat (necelý měsíc) - homogenní a gradientní složku mag. pole. Obrázek 4.16 ukazuje porovnání dat ze senzorů s webkamerou za jeden den (v úseku kdy docházelo ke změnám).



Obrázek 4.13 Záznam dat z auto-detektoru (homogenní složka mag. pole)



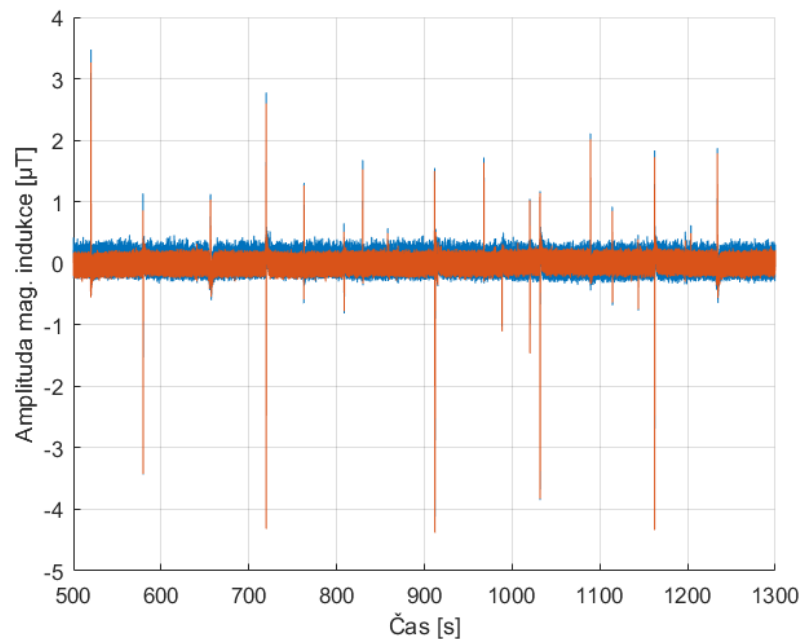
Obrázek 4.14 Záznam dat z auto-detektoru (gradient mag. pole)



## 4.2 Výsledky korelačního měření rychlosti

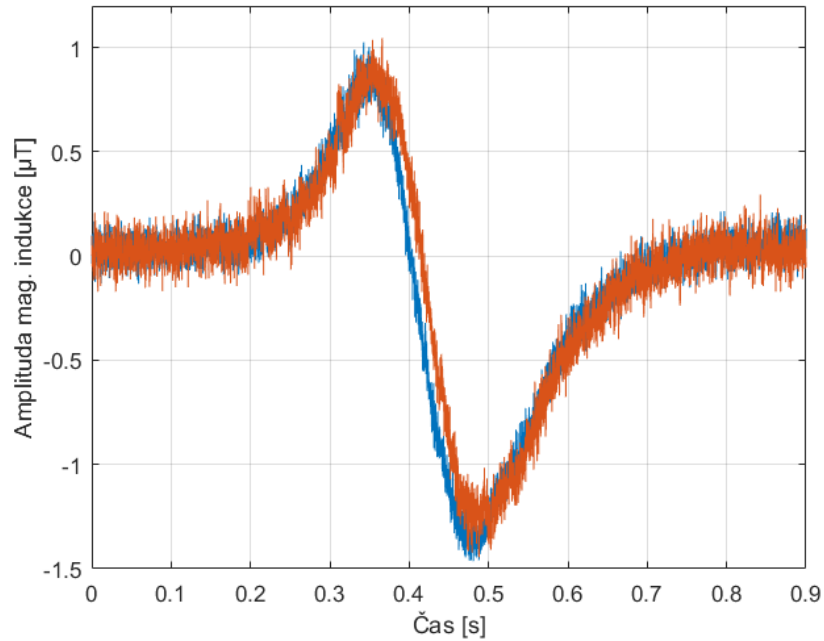
Pro posouzení přesnosti měření byla vytvořena optická závora, která slouží pro referenční měření (které se předpokládá být přesnější a spolehlivější). Posouzením přesnosti se tak myslí porovnání výsledků z opto-závory a z korelačního měření.

Naměřené průběhy magnetické indukce v čase (z měření, kdy byly senzory umístěny u silnice s malým provozem) jsou na obrázku 4.17. Detail dat při průjezdu auta je na obrázku 4.18.



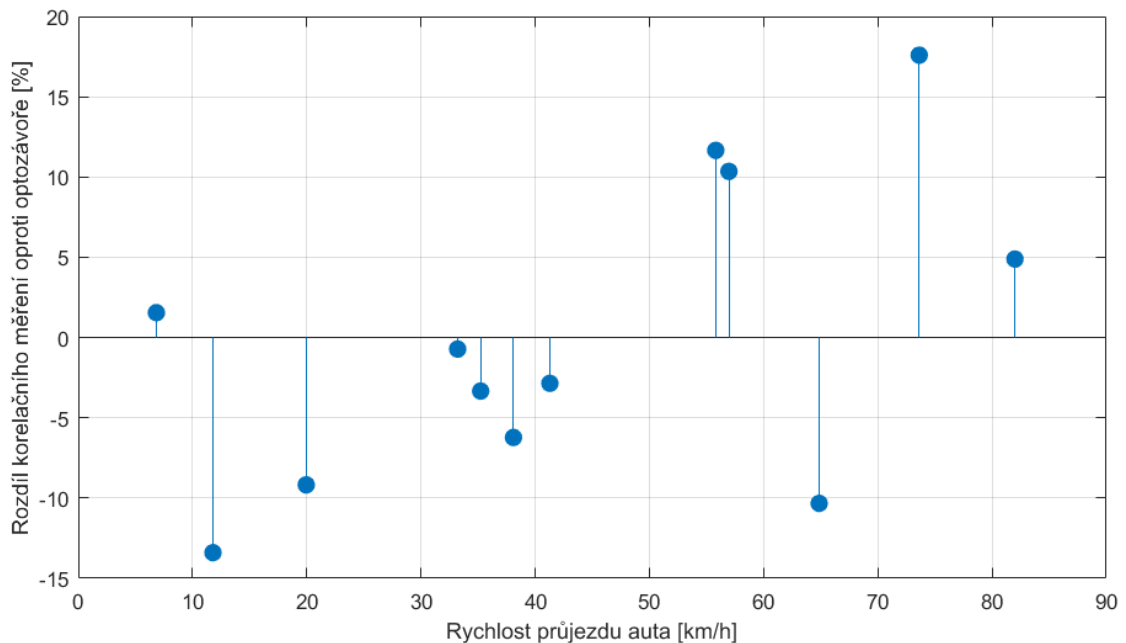
**Obrázek 4.16 Časový průběh měřených hodnot B (senzor 1 a 2) při korelačním měření rychlosti**





Obrázek 4.17 Detail časového posunu měřených hodnot B (senzor 1 a 2) při průjezdu auta

Při měření v reálném provozu se ukázalo být problematické, když auta projížděla velmi těsně za sebou a když se těsně mýjela v protisměru. V takovém případě docházelo k velkým chybám měření (i řádovým). Po odstranění těchto chybných úseků dat vychází RMS hodnota odchylky korelačního měření od měření opto-závorou 9 % (počítáno z 12-ti naměřených průjezdů). Průběh odchylky měření v závislosti na rychlosti průjezdu je na obrázku 4.19.



Obrázek 4.18 Průběh odchylky měření korelací od opto-závory pro různé rychlosti průjezdu

## 5 Závěr

Přes počáteční problémy se senzory, které nesplnily očekávání, se podařilo vyvinout a vyrobit plně funkční, testovací sérii 10-ti kusů gradiometrů pro detekci automobilů. Tyto senzory splňují všechny požadavky nutné pro detekci na parkovišti.

Detektory pracují s napájecím napětím v rozsahu 8-50 V, typická spotřeba při 12 V je 0,75 W. Šum gradiometru je 150 nT/m špička-špička při šířce pásma 5 Hz, šum měření homogenní složky v ose gradientu je 8 nT<sub>ss</sub>. Chyba linearit při běžném provozním rozsahu (max. ± 100 μT) nepřekračuje ± 200 ppm.

Sedm kusů prošlo více než ročním testováním v reálných venkovních podmínkách parkoviště a ve spolupráci s kolegou Lukášem Pavelkou se podařilo vyladit auto-detekční algoritmus do plně funkčního stavu.

Potenciální možná vylepšení elektroniky spočívají především ve využití zpětnovazební kompenzace hlavních senzorů (musela by ale být plně digitální - využívající buď interní DAC MCU nebo LPF PWM, aby příliš nezvyšovala cenu senzoru). Díky zpětnovazebnímu zapojení by se výrazně potlačila závislost zesílení na teplotě a zlepšila linearita). Pro účely astatizace je v plánu v nové verzi aut-detektorů nahradit HMC1021 levnějším tří-osým MMC5883, který je plně digitální (komunikuje po I<sup>2</sup>C). Bylo by tak možné digitalizovat hlavní senzory pouze dvoukanálovým ADC, což by také přineslo finanční úsporu.

Jistý drobný prostor je i pro redukci spotřeby (lépe řešená stabilizace proudu do senzorů, kde se na lineárních prvcích maří nezanedbatelná část příkonu). Další možnost úspory energie by spočívala v měření v ne-kontinuálním režimu, kdy by k měření docházelo jen např. se střídou 1:100 oproti stavu "spánku". Tím by se efektivní spotřeba snížila téměř stonásobně (nutno připočítat navýšení spotřeby spojené s každým "probuzením").

Ověření korelačního měření rychlosti pomocí magnetických senzorů ukázalo relativně dobrou použitelnost této metody. Pro budoucí použití je potřeba zjistit příčinu odchylek od referenčního měření. Vysvětlení se prozatím nabízí více - chyba referenčního měření (předek automobilů není vždy zcela rovný, může se stát že první senzor opto-závory zjistí přítomnost v jiném bodě automobilu než druhý, vznikne tak chyba). Další možná příčina je nerovnoběžnost korelačního a referenčního senzoru (mohlo by tak docházet opět k nezanedbatelné odchylce, která by navíc mohla být různá pro oba směry průjezdu).

V návaznosti na tuto práci bude v brzké době vyvinut samostatný senzor rychlosti s dálkovým sběrem dat, pomocí IoT sítě, pravděpodobně bude využita LoRa komunikace (denní statistika provozu - průměrná rychlost, maximální rychlost, medián). Ke zvážení ještě bude využito AMR senzorů místo testovaných integrovaných fluxgate DRV425. HMC1021 při podobné ceně dosahuje cca 10x lepších hodnot šumu, což by umožnilo zhruba dvojnásobný dosah měření. Další možné vylepšení, které bude pravděpodobně aplikováno, by spočívalo v měření gradientu namísto homogenního pole, což by umožnilo větší selektivitu měření (omezení na jízdní pruh, kde bude senzor umístěn). Nevznikaly by tak chyby měření vlivem těsného nebo současného průjezdu aut v obou pruzích.

## 6 Literatura

- [1] Smart parking sensor. IOTSENS [online]. [cit. 2018-05-16]. Dostupné z: [http://www.iotsens.com/sensors\\_en/smart-parking-sensor-road-surface/](http://www.iotsens.com/sensors_en/smart-parking-sensor-road-surface/)
- [2] Geomagnetic observatory of Kelčany. MAGLAB [online]. [cit. 2018-05-16]. Dostupné z: <http://measure.feld.cvut.cz/groups/maglab/geomagnetic/>
- [3] JANOŠEK, M, A PLATIL a J VYHNÁNEK. Simple estimation of dipole source z-distance with compact magnetic gradiometer. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering [online]. 2016, 108, 012025- [cit. 2018-05-19]. DOI: 10.1088/1757-899X/108/1/012025. ISSN 1757-8981. Dostupné z: <http://stacks.iop.org/1757-899X/108/i=1/a=012025?key=crossref.babc2ab0e6fc636edbf0f5254f2176e6>
- [4] JANOŠEK, Michal, Jan VYHNÁNEK a Antonín PLATIL. Compact Magnetic Gradiometer and its Astatization. Procedia Engineering [online]. 2015, 120, 1249-1252 [cit. 2018-05-19]. DOI: 10.1016/j.proeng.2015.08.841. ISSN 18777058. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1877705815025114>
- [5] The Discrete Fourier Transform, Part 6: Cross-Correlation. LYON, Douglas. JOURNAL OF OBJECT TECHNOLOGY [online]. 9. ETH Zurich, 2010, s. 17-22 [cit. 2018-05-23]. Dostupné z: [http://www.jot.fm/issues/issue\\_2010\\_03/column2.pdf](http://www.jot.fm/issues/issue_2010_03/column2.pdf)
- [6] DYAL, P. a D. GORDON. Lunar surface magnetometers. IEEE Transactions on Magnetics [online]. 1973, 9(3), 226-231 [cit. 2018-05-19]. DOI: 10.1109/TMAG.1973.1067650. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1067650/>
- [7] RIPKA, Pavel. Magnetic sensors and magnetometers. Boston: Artech House, 2001. ISBN 15-805-3057-5.
- [8] J. CARUSO, Michael, Carl H. SMITH, Tamara BRATLAND a Robert SCHNEIDER. A New Perspective on Magnetic Field Sensing [online]. In: . 5. Honeywell, 1998 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: [https://aerospace.honeywell.com/en/~media/aerospace/files/technical-articles/anewperspectiveonmagneticfieldsensing\\_ta.pdf](https://aerospace.honeywell.com/en/~media/aerospace/files/technical-articles/anewperspectiveonmagneticfieldsensing_ta.pdf)
- [9] 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022 [online]. In: . Honeywell [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: [https://aerospace.honeywell.com/~media/aerospace/files/datasheet/1and2axismagneticsensorshmc1001-1002-1021-1022\\_ds.pdf](https://aerospace.honeywell.com/~media/aerospace/files/datasheet/1and2axismagneticsensorshmc1001-1002-1021-1022_ds.pdf)
- [10] VEDRAL, Josef a Jan FISCHER. *Elektronické obvody pro měřící techniku*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-01-02966-2.

- [11] VOPAĽENSKY, Michal a Antonin PLATIL. Temperature Drift of Offset and Sensitivity in Full-Bridge Magnetoresistive Sensors. IEEE Transactions on Magnetics [online]. 2013, 49(1), 136-139 [cit. 2018-05-19]. DOI: 10.1109/TMAG.2012.2220535. ISSN 0018-9464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6392404/>
- [12] DRV425 Fluxgate Magnetic-Field Sensor [online]. In: . Texas Instruments, March 2016 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv425.pdf>
- [13] AFF755B MagnetoResistive Field Sensor [online]. In: . Sensitec, July 2017 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: [https://www.sensitec.com/fileadmin/sensitec/Service\\_and\\_Support/Downloads/Data\\_Sheets/AFF700\\_800/SENSITEC\\_AFF755B\\_DSE\\_05.pdf](https://www.sensitec.com/fileadmin/sensitec/Service_and_Support/Downloads/Data_Sheets/AFF700_800/SENSITEC_AFF755B_DSE_05.pdf)
- [14] STM32L432xx: Ultra-low-power ARM® Cortex®-M4 32-bit MCU+FPU [online]. In: . STMicroelectronics, June 2017 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/24/01/9f/59/f0/83/47/fc/DM00257205.pdf/files/DM00257205.pdf/jcr:content/translations/en.DM00257205.pdf>
- [15] MCP3912: 3V Four-Channel Analog Front End [online]. In: . Microchip Technology, 2014 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20005348A.pdf>
- [16] TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers [online]. In: . July 2017 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl072b.pdf>
- [17] Interface Circuits for TIA/EIA-485 (RS-485): Application Report [online]. In: . Texas Instruments, August 2008 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slla036d/slla036d.pdf>
- [18] Modicon Modbus Protocol Reference Guide [online]. In: . June 1996 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: [http://modbus.org/docs/PI\\_MBUS\\_300.pdf](http://modbus.org/docs/PI_MBUS_300.pdf)
- [19] STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced Arm®-based 32-bit MCUs: Reference manual [online]. In: . STMicroelectronics, April 2018 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference\\_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:content/translations/en.DM00031020.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:content/translations/en.DM00031020.pdf)
- [20] Digital signal processing for STM32 microcontrollers using CMSIS: Application note [online]. In: . STMicroelectronics, February 2018 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z: [http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application\\_note/group0/c1/ee/18/7a/f9/45/45/3b/DM00273990/files/DM00273990.pdf/jcr:content/translations/en.DM00273990.pdf](http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/group0/c1/ee/18/7a/f9/45/45/3b/DM00273990/files/DM00273990.pdf/jcr:content/translations/en.DM00273990.pdf)
- [21] MMC5883MA: ±8Gauss, High Performance, Low Cost 3-axis Magnetic Sensor [online]. In: . MEMSIC, 2017 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z:

<http://www.memscic.com/userfiles/files/DataSheets/Magnetic-Sensors-Datasheets/MMC5883MA-RevC.pdf>

[22] ATTiny416/417/816/817 [online]. In: . Microchip Technology, 2018 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z:

[http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATTtiny416\\_417\\_816\\_817\\_automotive\\_DS40002014A.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATTtiny416_417_816_817_automotive_DS40002014A.pdf)

[23] Op Amp Noise Relationships: 1/f Noise, RMS Noise, and Equivalent Noise Bandwidth [online]. In: . Analog Devices, 10/2008 [cit. 2018-05-19]. Dostupné z:

<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-048.pdf>

## 7 Seznam použitých zkratek

ADC	Analogově-digitální převodník
AD	Analogově-digitální
DAC	Digitálně-analogový převodník
DA	Digitálně-analogový
IO	Integrovaný obvod
DSP	Digitální zpracování signálu
GPIO	Univerzální vstup a výstup
UART	Univerzální asynchronní přijímač/vysílač
SPI	Sériové rozhraní pro periférie
AC	Střídavý proud
DC	Stejnoseměrný proud
TC	Teplotní koeficient
RMS	Efektivní hodnota
PSRR	Potlačení napájecího rušení
FS/FSR	Celý rozsah
HW	Hardware
SW	Software
FW	Firmware
OZ	Operační zesilovač
DPS	Deska plošných spojů
PSU	Napájecí jednotka
ARM	Typ architektury procesoru
FLASH	Ne-volatilní paměť s libovolným přístupem
SRAM	Statická RAM
RAM	Paměť s náhodným (libovolným) přístupem
MSB	Nejvíce významný bit (nejvyšší bit)
LSB	Nejméně významný bit (nejnižší bit)
SNR	Poměr signál-šum
LDO	Nízký úbytek napětí
SMD	Součástka povrchové montáže
LED	Svítlivá dioda
MOSFET	Tranzistor řízený polem (s kovovou řídicí elektrodou)
GND	Uzemnění
DC/DC	Spínaný měnič
MCU	Mikrokontrolér
LPF	Dolno-propustní filtr
PWM	Pulzně-šířková modulace

## 8 Seznam obrázků a tabulek

### 8.1 Seznam obrázků

Obrázek 1.1 Parkoviště ČVUT FEL v Dejvicích .....	1
Obrázek 1.2 Sensory nainstalované v keřích na parkovišti .....	2
Obrázek 2.1 Ilustrativní obrázek montáže komerčního senzoru.....	3
Obrázek 2.2 Komerční samostatný modul auto-detektoru .....	3
Obrázek 2.3 Fotografie z měření magnetického pole před autem .....	4
Obrázek 2.4 Vypočítané průběhy gradientu před a za autem v orientaci V-Z a S-J .....	5
Obrázek 2.5 Naměřené změny amplitudy magnetické indukce kolem automobilu .....	6
Obrázek 2.6 Naměřené změny amplitudy magnetické indukce kolem automobilu .....	6
Obrázek 2.7 Naměřené změny magnetické indukce nad autem.....	6
Obrázek 2.8 Naměřené změny magnetické indukce nad autem.....	7
Obrázek 2.9 Průběh chyby měření reálným gradiometrem s bází 75 mm.....	8
Obrázek 2.10 Ilustrační schéma vinutí fluxgate senzoru.....	14
Obrázek 2.11 Ilustrační znázornění průchodu el. proudu permalloyovým páskem .....	14
Obrázek 2.12 Průběh změny odporu na měřené magnetické intenzitě .....	15
Obrázek 2.13 Plný AMR můstek.....	15
Obrázek 3.1 Auto-detekční senzor instalovaný před parkovacím místem.....	17
Obrázek 3.2 Elektronika první verze auto-detektorů s DRV425.....	17
Obrázek 3.3 Prototyp auto-detektoru se senzory AFF755 .....	18
Obrázek 3.4 Prototyp se senzory HMC1021, vyjmutý z krabičky .....	18
Obrázek 3.5 DPS auto-detektorů, navržené v KiCADu (pouze strana TOP).....	19
Obrázek 3.6 Současná verze auto-detektoru v krabičce s konektory .....	19
Obrázek 3.7 Zjednodušené blokové schéma elektroniky auto-detektorů .....	20
Obrázek 3.8 Hlavní spínaný zdroj.....	21
Obrázek 3.9 LDO stabilizátory.....	21
Obrázek 3.10 Pomocné spínané zdroje.....	22
Obrázek 3.11 Mikrokontrolér .....	22
Obrázek 3.12 AD převodník se vstupními filtry .....	23
Obrázek 3.13 Hallův senzor a spínače LED .....	24
Obrázek 3.14 Gradientní senzory se zdroji proudu.....	25
Obrázek 3.15 Sensory kolmých složek mag. pole .....	25
Obrázek 3.16 Flipovací polomůstek .....	26
Obrázek 3.17 Budič sběrnice RS485.....	26
Obrázek 3.18 Zjednodušený diagram autodetekčního firmware .....	27
Obrázek 3.19 Diagram DSP auto-detektorů .....	28
Obrázek 3.20 Zjednodušený diagram detekčního algoritmu .....	29
Obrázek 3.21 Zjednodušený diagram algoritmu korekce offsetů .....	30
Obrázek 3.22 Screenshot GUI (s Modbus) pro zobrazování dat ze senzoru.....	31
Obrázek 3.23 Schéma předzesilovače a filtru pro senzory .....	33
Obrázek 3.24 Schéma jednoho kanálu přijímače optozávory .....	33
Obrázek 3.25 Fotografie testovacího uspořádání korelačního měření na silnici .....	34
Obrázek 3.26 Vlevo pohled na optozávory s korelačním senzorem, vpravo stojan s lasery .....	34
Obrázek 3.27 Schéma modulu s magnetometrem MMC5883 .....	36

Obrázek 3.28 Schéma mikroprocesorového uzlu .....	37
Obrázek 3.29 Celé, zřetěžené magnetometrické pole senzorů.....	37
Obrázek 3.30 Nalevo - foto elektroniky mikroprocesoru, napravo senzorový modul v nástavci.....	38
Obrázek 4.1 Šumové spektrum senzorů.....	40
Obrázek 4.2 Šumové spektrum ADC bez senzoru.....	40
Obrázek 4.3 Časový průběh šumu (modrý - gradientní senzor, červený - kolmý) .....	41
Obrázek 4.4 Záznam šumu z reálného nasazení senzorů v Dejvicích .....	41
Obrázek 4.5 Blokové schéma sestavy pro měření linearity senzorů .....	42
Obrázek 4.6 Průběh nelinearity auto-detekčního senzoru pro celý rozsah .....	43
Obrázek 4.7 Průběh nelinearity auto-detekčního senzoru pro běžný rozsah .....	43
Obrázek 4.8 Data z měření teplotních závislostí offsetů .....	44
Obrázek 4.9 Data z měření teplotních závislostí konstant .....	45
Obrázek 4.10 Gradient před a po astatizaci (pro názornost v posledním grafu změněné měřítko).....	46
Obrázek 4.11 Závislost příkonu auto-detektoru na napájecím napětí .....	47
Obrázek 4.12 Závislost účinnosti hlavního měniče auto-detektoru na napájecím napětí .....	47
Obrázek 4.14 Záznam dat z auto-detektoru (homogenní složka mag. pole) .....	49
Obrázek 4.15 Záznam dat z auto-detektoru (gradient mag. pole).....	49
Obrázek 4.16 Porovnání výstupu 4 auto-detektorů s reálným stavem podle webkamery .....	50
Obrázek 4.17 Časový průběh měřených hodnot B (senzor 1 a 2) při korelačním měření rychlosti.....	50
Obrázek 4.18 Detail časového posunu měřených hodnot B (senzor 1 a 2) při průjezdu auta.....	51
Obrázek 4.19 Průběh odchylky měření korelací od opto-závory pro různé rychlosti průjezdu .....	51

## 8.2 Seznam tabulek

Tabulka 2.1 Vybrané termoelektrické koeficienty.....	16
Tabulka 3.1 Vybrané katalogové údaje senzorů a jejich ceny.....	20
Tabulka 3.2 Vybrané parametry mikroprocesoru STM32L432KB .....	23
Tabulka 3.3 Vybrané parametry AD převodníku MCP3912 .....	23
Tabulka 3.4 Vybrané parametry OZ TL074 .....	25
Tabulka 3.5 Vybrané parametry STM32F407 .....	33
Tabulka 3.6 Vybrané parametry MMC5883 .....	35
Tabulka 3.7 Parametry ATtiny814 .....	36
Tabulka 4.1 Srovnání katalogových a naměřených hodnot nelinearity.....	42

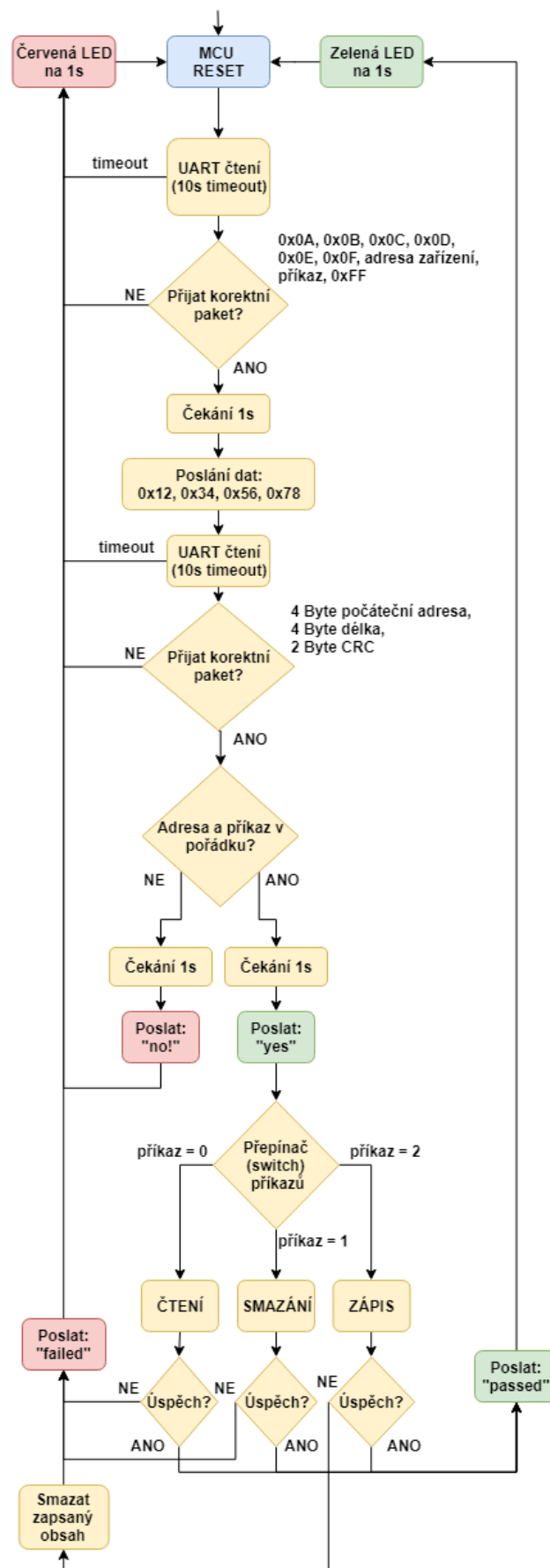
## 9 Přílohy

### Seznam příloh obsažených na CD:

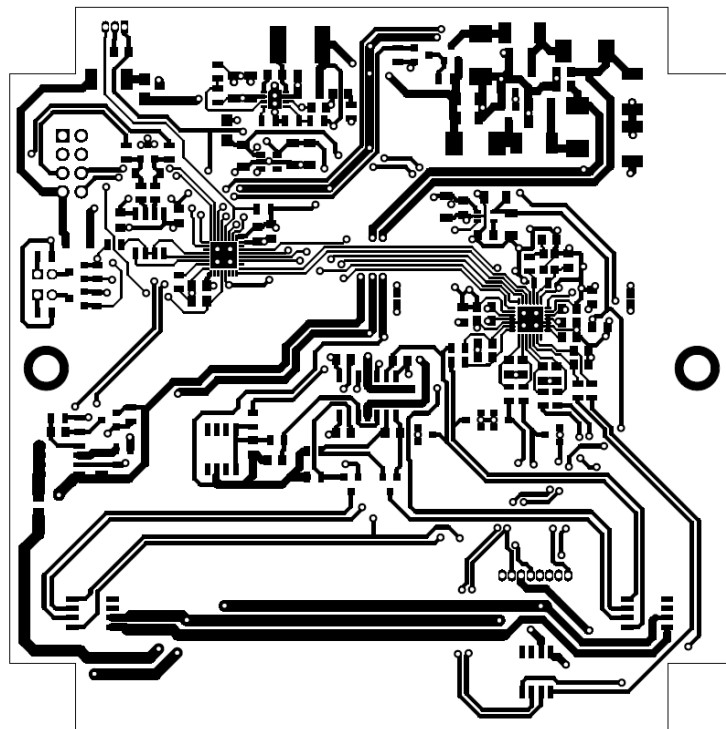
Složka <b>DRV425_triplet</b>	... KiCAD projekt měřícího tripletu s DRV425
Složka <b>auto-detektor_DRV425</b>	... KiCAD projekt auto-detektoru s DRV425
Složka <b>auto-detektor_AFF755</b>	... KiCAD projekt pokusného auto-detektoru s AFF755 (pouze an. elektr. bez ADC a MCU)
Složka <b>auto-detektor_HMC1021_test</b>	... KiCAD projekt pokusného auto-det. s HMC1021 (bez ADC a MCU)
Složka <b>auto-detektor_HMC1021_finalni</b>	... KiCAD projekt finální verze auto-det. s HMC1021
Složka <b>ATtiny_merici_ram</b>	... KiCAD projekt ATtiny814 komunikačního rozhraní I <sup>2</sup> C -> UART
Složka <b>MMC_LPE</b>	... KiCAD projekt modulu s MMC5883 z výuky LPE
Složka <b>korelace_zes</b>	... KiCAD projekt zesilovače signálu pro korelační měření
Složka <b>data_mereni_auta</b>	... txt soubory, Matlab scripty
Složka <b>RS485_programator</b>	...CodeBlocks projekt s programovacím SW
Složka <b>GUI_ModBus</b>	...LabView projekt pro ModBus komunikaci s auto-detekčním senzorem
Složka <b>HMC_autodet_FW</b>	... SW4STM32 projekt FW auto-detektorů
Složka <b>RS485_bootloader_FW</b>	... SW4STM32 projekt bootloaderu
Složka <b>DRV425_korelace</b>	...SW4STM32 projekt FW korelačního měření
Soubor <b>drzak_MMC.stl</b>	... soubor pro 3D tisk držáku MMC



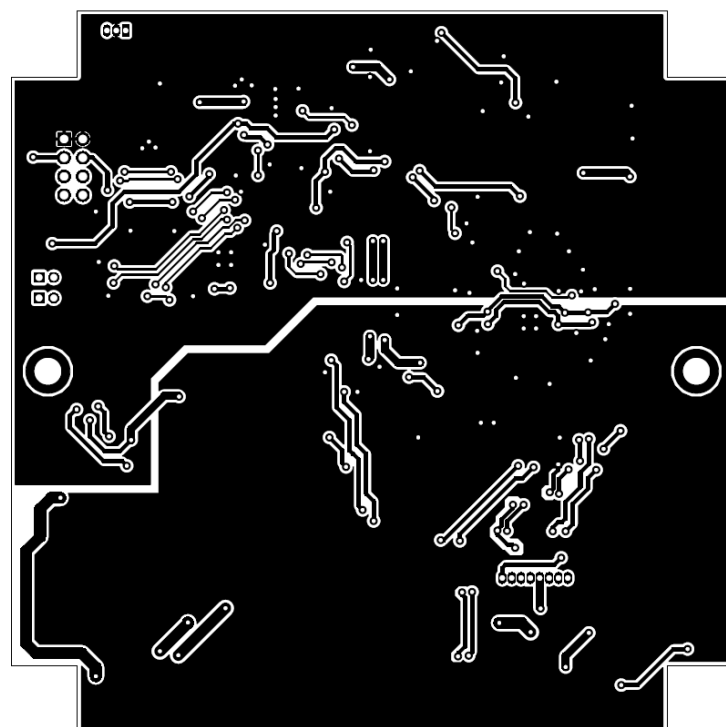
## 9.1 Zjednodušený diagram bootladeru



## 9.2 Motivy DPS finálního auto-detektoru



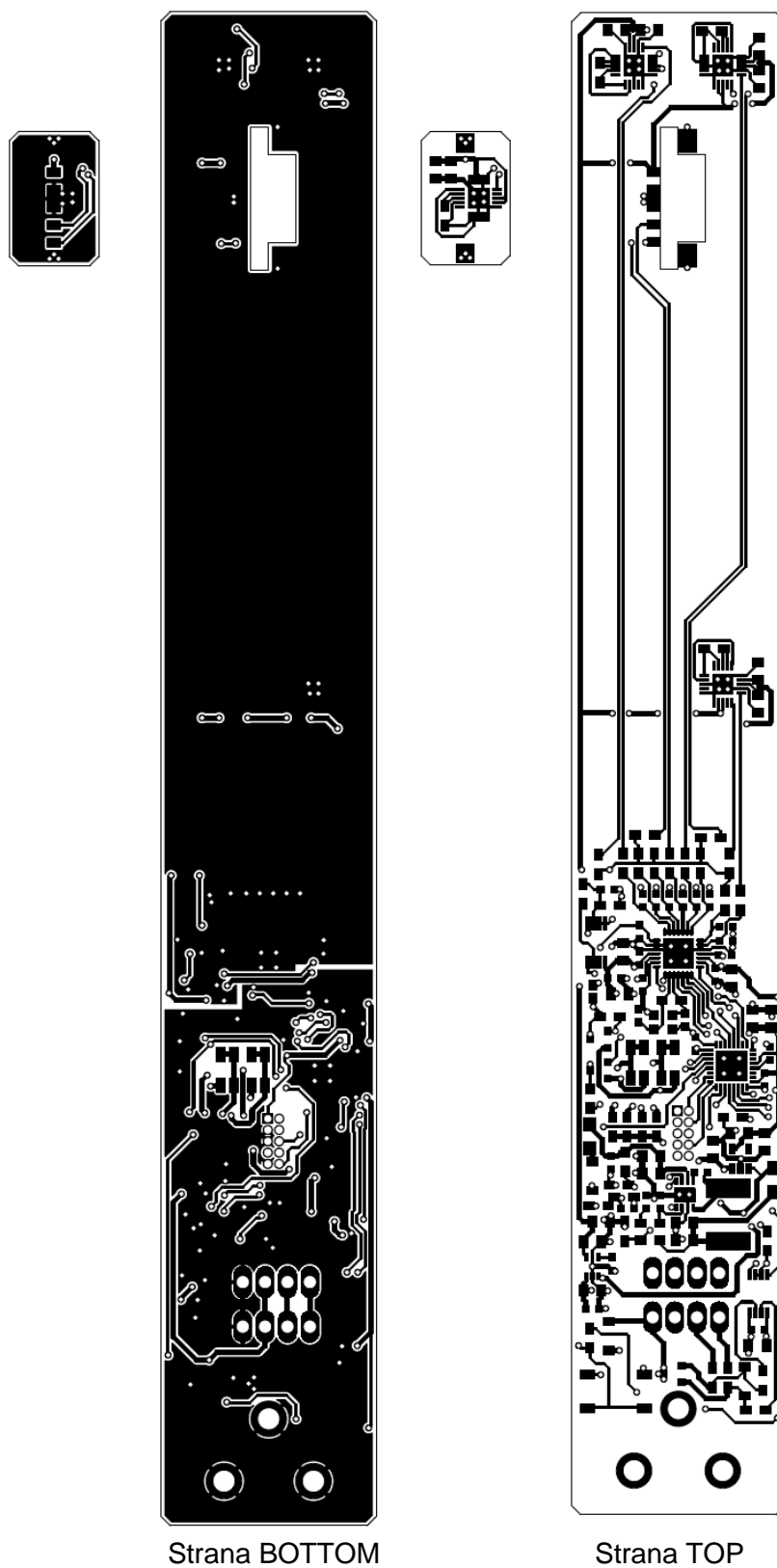
Strana TOP



Strana BOTTOM

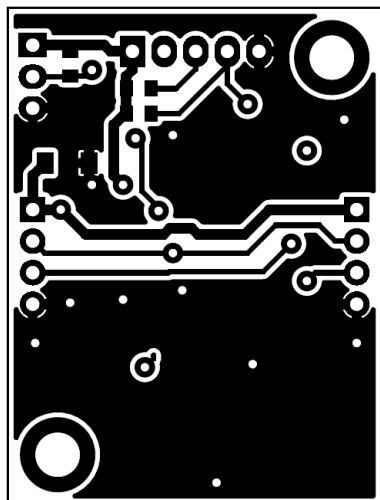
Správné rozměry desky: 98 x 98 mm

### 9.3 Motivy DPS auto-detektoru s DRV425

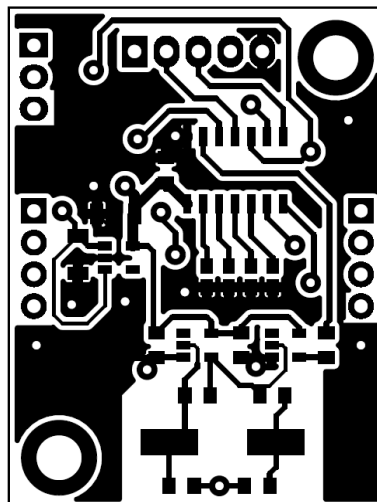


Správné rozměry desky: 170 x 24 mm

## 9.4 Motivy DPS obvodu s ATtiny814



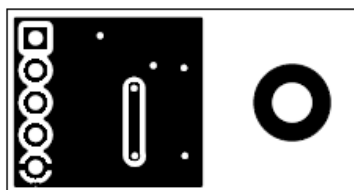
Strana BOTTOM



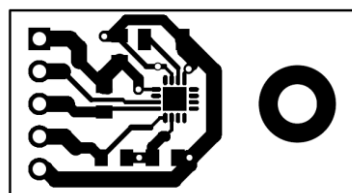
Strana TOP

Správné rozměry desky: 30 x 40 mm

## 9.5 Motivy DPS modulu MMC5883 z předmětu LPE



Strana BOTTOM



Strana TOP

Správné rozměry desky: 14,6 x 27,5 mm