

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Alternativní metody měření magnetického pole

**vedoucí práce: Ing. Richard Linhart Ph.D.
autor: Bc. David Markvart**

2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **David MARKVART**
Osobní číslo: **E10N0084P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**
Název tématu: **Alternativní metody měření magnetického pole**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Náplní práce je experiment s měřením velikosti magnetického pole principem precesního protonového magnetometru.

1. Aplikací vztahu pro Larmorovu frekvenci určete potřebný rozsah a rozlišení měření frekvence v magnetickém poli Země.
2. Pro různé uspořádání měřicí cívky určete velikost indukovaného napětí pomocí empirických vztahů z literatury nebo simulací.
3. Proveďte návrh a realizaci budiče a prvního stupně zesilovače.
4. Ověřte hodnoty výstupního napětí a frekvence měřením a jejich shodu s předpokládanými hodnotami.

Účelem práce je získání slabého signálu, který odpovídá teoretickým předpokladům.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Richard Linhart**

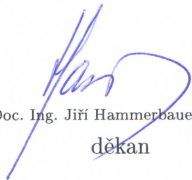
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Konzultant diplomové práce: **Ing. Richard Linhart**

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **17. října 2011**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev

vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Alternativní metody měření magnetického pole

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je řešení alternativní metody měření magnetického pole, konkrétně se jedná o precesní protonový magnetometr. Práce je zaměřena na porovnání několika typů možností řešení jednotlivých bloků magnetometru, zejména přepínacího obvodu a předzesilovače. V první části práce jsou popsány základní principy této metody a shrnuty dostupné teoretické poznatky. Druhá část je zaměřena na počítačovou simulaci a praktickou realizaci jednotlivých částí a jejich popis. Na závěr jsou porovnány a vyhodnoceny různé varianty řešení jednotlivých bloků.

Klíčová slova

Precesní protonový magnetometr, Larmorova frekvence, senzor magnetického pole, předzesilovač, měření magnetického pole Země.

Alternative Methods for the Magnetic Field Measurement

Abstract

The aim of this thesis is solving of alternative measuring method of magnetic field, concretely is focused on proton precession magnetometer. The thesis is focused on comparison of several solving of magnetometers parts, especially on switching circuit and preamplifier. At first, the basic principles and accessible theoretical knowledge of this method are described. The second part is focused on computer simulation and realization separate parts and their description. Comparison and evaluation of different solutions of these separate blocks are described at the final part.

Key words

Proton precession magnetometer, Larmor frequency, magnetic field sensor, preamplifier, measurement of Earth's magnetic field.

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 8. 5. 2012

David Markvart

.....

Poděkování

Tato práce vznikla s podporou projektu SGS-2012-019 "Moderní řešení elektronických řídicích a informačních systémů".

Obsah

| | |
|---|-----------|
| SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ | IX |
| SEZNAM POUŽITÝCH ZKRATEK | X |
| SEZNAM OBRÁZKŮ | XI |
| ÚVOD | 1 |
| 1 PRINCIPY PRECESNÍHO PROTONOVÉHO MAGNETOMETRU | 2 |
| 1.1 FYZIKÁLNÍ PRINCIP PRECESNÍHO POHYBU PROTONŮ | 2 |
| 1.2 ZÍSKÁNÍ SIGNÁLU NESOUCÍ LARMOROVU FREKVENCÍ POMOCÍ PPM..... | 3 |
| 1.3 ZÁKLADNÍ KONFIGURACE PPM | 4 |
| 1.3.1 <i>Senzor pro PPM</i> | 5 |
| 1.3.2 <i>Zdroj polarizačního proudu</i> | 8 |
| 1.3.3 <i>Řídící elektronika přepínacího obvodu</i> | 8 |
| 1.3.4 <i>Přepínací obvod</i> | 8 |
| 1.3.5 <i>Nízkošumový předzesilovač, pásmová propust, zesilovač</i> | 12 |
| 2 PROBLEMATIKA POUŽITÉHO SENZORU PPM A ZDROJ POLARIZAČNÍHO PROUDU..... | 14 |
| 2.1 PARAMETRY ZREALIZOVANÉHO SENZORU | 14 |
| 2.2 NÁVRH KONSTRUKCE SENZORU S ODSTRANĚNÍM PŘEDCHOZÍCH NEDOSTATKŮ | 17 |
| 2.2.1 <i>Návrh senzoru se solenoidní cívkou</i> | 17 |
| 2.2.2 <i>Návrh senzoru s toroidní cívkou</i> | 18 |
| 2.3 ZDROJ POLARIZAČNÍHO PROUDU..... | 18 |
| 3 NÁVRH A REALIZACE PŘEPÍNACÍCH OBVODŮ, GENERÁTOR ŘÍDÍCÍCH SIGNÁLŮ | 19 |
| 3.1 PŘEPÍNACÍ OBVOD ŘEŠENÝ POMOCÍ TRANZISTORŮ HEXFET | 20 |
| 3.2 PŘEPÍNACÍ OBVOD ŘEŠENÝ POMOCÍ RELÉ A POMOCNÉHO TRANZISTORU HEXFET..... | 24 |
| 3.3 ODEZNĚNÍ PŘECHODOVÉHO DĚJE CÍVKY SENZORU POMOCÍ ZENEROVY DIODY TRANZISTORU IRF540.... | 25 |
| 4 NÁVRH A REALIZACE PŘEDZESILOVAČŮ | 31 |
| 4.1 TRANZISTOROVÝ PŘEDZESILOVAČ..... | 32 |
| 4.1.1 <i>Výsledky počítačových analýz tranzistorového předzesilovače</i> | 32 |
| 4.1.2 <i>Výsledky měření na zkonstruovaném tranzistorovém předzesilovači</i> | 35 |
| 4.2 PŘEDZESILOVAČ S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI | 37 |
| 4.2.1 <i>Výsledky počítačových analýz předzesilovače s operačními zesilovači</i> | 38 |
| 4.2.2 <i>Výsledky měření na zkonstruovaném předzesilovači s operačními zesilovači</i> | 40 |
| 4.3 VYHODNOCENÍ VARIANT KONSTRUKCÍ PŘEDZESILOVAČŮ | 41 |
| 5 ZPRACOVÁNÍ ZÍSKANÉHO SIGNÁLU Z PPM..... | 43 |
| 5.1 VYFILTROVÁNÍ SIGNÁLU FILTREM TYPU PÁSMOVÁ PROPUST | 43 |
| 5.2 URČENÍ FREKVENCE SIGNÁLU A NÁSLEDNĚ VELIKOSTI MAGNETICKÉ INDUKCE | 44 |
| ZÁVĚR | 45 |
| SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ | 47 |
| SEZNAM PŘÍLOH..... | 49 |
| PŘÍLOHY | 1 |

Seznam použitých symbolů

| | |
|------------------|--|
| SNR..... | Poměr signál/šum [dB] |
| f_L | Larmorova frekvence [Hz] |
| γ | Gyromagnetický poměr [MHz/T] |
| μ | Permeabilita [H/m] |
| N..... | Počet závitů cívky [-] |
| I_p | Polarizační proud [A] |
| B_Z | Magnetická indukce Země [T] |
| B_P | Magnetická indukce polarizační cívky senzoru [T] |
| B_{vysl} | Magnetická indukce jako vektorový součet B_Z a B_P [T] |
| Φ | Úhel mezi B_P a B_{vysl} [°] |
| U_Z | Zenerovo napětí [V] |
| C..... | Kapacita kondenzátoru [F] |
| L..... | Indukčnost cívky [H] |
| u_{ef} | Efektivní hodnota napětí [V] |
| u_{efN} | Efektivní hodnota šumové napětí [V] |
| A..... | Zisk [dB] |
| L_u | Hladina efektivní hodnoty napětí vztažena k 1 V [dB] |

Seznam použitých zkratk

PPM Proton Precession Magnetometr, precesní protonový magnetometr

LNA Low Noise Amplifier, nízkošumový předzesilovač

Seznam obrázků

| | |
|--|----|
| OBR. 1.1 PRECESNÍ POHYB PROTONU | 2 |
| OBR. 1.2 BLOKOVÉ SCHÉMA PPM | 5 |
| OBR. 1.3 MOŽNÁ USPOŘÁDÁNÍ DVOU SOLENOIDNÍCH CÍVEK PRO ELIMINACI VNĚJŠÍHO RUŠENÍ ... | 7 |
| OBR. 1.4 TYPICKÉ ZAPOJENÍ PŘEPÍNAČÍHO OBVODU POMOCÍ RELÉ | 9 |
| OBR. 1.5 SCHEMATICKÉ ZAPOJENÍ PŘEPÍNAČÍHO OBVODU POMOCÍ TRANZISTORŮ (PRO JEDNODUCHOST TRANZISTORY NAHRAZENY SPÍNAČI)..... | 10 |
| OBR. 1.6 VEKTORY MAGNETICKÝCH INDUKCÍ PŘI POLARIZACI | 11 |
| OBR. 1.7 ZÁNİK POLARIZAČNÍHO PROUDU I_p CÍVKOU | 12 |
| OBR. 2.1 ROZMĚRY KONSTRUKCE SENZORU | 14 |
| OBR. 3.1 PRINCIPIÁLNÍ SCHÉMA SÉRIO-PARALELNÍHO PŘEPÍNÁNÍ CÍVEK SENZORU | 19 |
| OBR. 3.2 SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEPÍNAČÍHO OBVODU REALIZOVANÉHO POMOCÍ TRANZISTORŮ HEXFET | 20 |
| OBR. 3.3 SEKVENCE ŘÍDÍCÍCH SIGNÁLŮ PRO PŘEPÍNAČÍ OBVOD | 21 |
| OBR. 3.4 TRANSIENTNÍ ANALÝZA, I_p ODPOVÍDÁ $I(L1)$, NAPĚTÍ NA VSTUPU PŘEDZESILOVAČE $V(Z:2)$ | 22 |
| OBR. 3.5 ZÁKMITY NA VSTUPU PŘEDZESILOVAČE ZMĚŘENY NA ZKONSTRUOVANÉM PŘEPÍNAČÍM OBVODU, 0 NA ČASOVÉ OSE ODPOVÍDÁ 10,014 s V PRŮBĚHU JEDNOHO CYKLU | 23 |
| OBR. 3.6 ŠUMOVÁ ANALÝZA PŘEPÍNAČÍHO OBVODU Z TRANZISTORŮ..... | 23 |
| OBR. 3.7 SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEPÍNAČÍHO OBVODU REALIZOVANÉHO POMOCÍ RELÉ A POMOCNÉHO TRANZISTORU HEXFET | 24 |
| OBR. 3.8 KONFIGURACE OBVODU PŘI ZÁNÍKU POLARIZAČNÍHO PROUDU PRO TRANZISTOROVÉ PŘEPÍNÁNÍ..... | 26 |
| OBR. 3.9 ZÁNİK POLARIZAČNÍHO PROUDU ($I(L1)$), PRO TRANSPARENTNOST 100X ZVĚTŠEN) A NAPĚTÍ NA CÍVCE ($V(M1:D)$) PŘI ODEZNÍVÁNÍ PŘECHODOVÉHO DĚJE CÍVKY PŘES TRANZISTOROVÝ PŘEPÍNAČÍ OBVOD | 27 |
| OBR. 3.10 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA CÍVCE PŘI ODEZNÍVÁNÍ PŘECHODOVÉHO DĚJE CÍVKY PŘES TRANZISTOROVÝ PŘEPÍNAČÍ OBVOD, 0 NA ČASOVÉ OSE ODPOVÍDÁ 10,002 s V PRŮBĚHU JEDNOHO CYKLU | 28 |
| OBR. 3.11 KONFIGURACE OBVODU PŘI ZÁNÍKU POLARIZAČNÍHO PROUDU PRO PŘEPÍNAČÍ OBVOD S RELÉ..... | 29 |
| OBR. 3.12 ZÁNİK POLARIZAČNÍHO PROUDU ($I(L1)$), PRO TRANSPARENTNOST 100X ZVĚTŠEN) A NAPĚTÍ NA CÍVCE ($V(M1:D)$) PŘI ODEZNÍVÁNÍ PŘECHODOVÉHO DĚJE CÍVKY PŘES PŘEPÍNAČÍ OBVOD S RELÉ | 29 |
| OBR. 3.13 PRŮBĚH NAPĚTÍ NA CÍVCE PŘI ODEZNÍVÁNÍ PŘECHODOVÉHO DĚJE CÍVKY PŘES PŘEPÍNAČÍ OBVOD S RELÉ, 0 NA ČASOVÉ OSE ODPOVÍDÁ 10,012 s V PRŮBĚHU JEDNOHO CYKLU | 30 |
| OBR. 4.1 ZDROJ SYNTETICKÉHO SIGNÁLU, JAKO NÁHRADA SENZORU | 31 |
| OBR. 4.2 AMPLITUDOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA DIGITÁLNÍ PÁSMOVÉ PROPUSTI..... | 31 |
| OBR. 4.3 TRANSIENTNÍ ANALÝZA TRANZISTOROVÉHO PŘEDZESILOVAČE, $V(Rz:2)$ NAPĚTÍ NA VÝSTUPU PŘEDZESILOVAČE | 32 |
| OBR. 4.4 FREKVENČNÍ ANALÝZA TRANZISTOROVÉHO PŘEDZESILOVAČE, $DB(V(Rz:2))$ ZISK PŘEDZESILOVAČE..... | 33 |
| OBR. 4.5 ŠUMOVÁ ANALÝZA TRANZISTOROVÉHO PŘEDZESILOVAČE, $V(INOISE)$ EKVIVALENTNÍ HODNOTA SPEKTRÁLNÍ HUSTOTY ŠUMOVÉ NAPĚTÍ NA VSTUPU | 33 |
| OBR. 4.6 ŠUMOVÁ ANALÝZA TRANZISTOROVÉHO PŘEDZESILOVAČE, $SQRT(S(NTOT(ONoise)))$ EFEKTIVNÍ HODNOTA ŠUMOVÉHO NAPĚTÍ NA VÝSTUPU | 34 |

| | |
|--|----|
| OBR. 4.7 ZISK ZKONSTRUOVANÉHO TRANZISTOROVÉHO PŘEDZESILOVAČE V ZÁVISLOSTI NA FREKVENCÍ | 35 |
| OBR. 4.8 FREKVENČNÍ SPEKTRUM NA VÝSTUPU TRANZISTOROVÉHO PŘEDZESILOVAČE..... | 36 |
| OBR. 4.9 SCHÉMA ZAPOJENÍ PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI, RZ REPREZENTUJE VSTUPNÍ IMPEDANCI NÁSLEDUJÍCÍ ČÁSTI PPM..... | 37 |
| OBR. 4.10 TRANSIENTNÍ ANALÝZA PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI, V(Rz:2) NAPĚTÍ NA VÝSTUPU PŘEDZESILOVAČE..... | 38 |
| OBR. 4.11 FREKVENČNÍ ANALÝZA PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI, DB(V(Rz:2)) ZISK PŘEDZESILOVAČE..... | 38 |
| OBR. 4.12 ŠUMOVÁ ANALÝZA PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI, V(INOISE) EKVIVALENTNÍ HODNOTA SPEKTRÁLNÍ HUSTOTY ŠUMOVÉ NAPĚTÍ NA VSTUPU..... | 39 |
| OBR. 4.13 ŠUMOVÁ ANALÝZA PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI, EFEKTIVNÍ HODNOTA ŠUMOVÉHO NAPĚTÍ NA VÝSTUPU $\text{SQRT}(S(\text{NTOT}(\text{ONOISE})))$ | 39 |
| OBR. 4.14 ZISK ZKONSTRUOVANÉHO PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI V ZÁVISLOSTI NA FREKVENCÍ | 40 |
| OBR. 4.15 FREKVENČNÍ SPEKTRUM NA VÝSTUPU PŘEDZESILOVAČE S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI | 41 |
| OBR. 5.1 SCHÉMA ZAPOJENÍ FILTRU TYPU PÁSMOVÁ PROPUST..... | 43 |
| OBR. 5.2 AMPLITUDOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA FILTRU TYPU PÁSMOVÁ PROPUST, DB(V(OUT)) CELÉ ZAPOJENÍ, DB(V(R4:1)) PRVNÍ STUPEŇ..... | 44 |

Úvod

Existuje mnoho metod a principů, jak měřit magnetické pole. Některé metody, například založené na Hallově jevu, jsou málo citlivé a lze s nimi měřit indukci magnetického pole od jednotek mT. Oproti tomu magnetometry založené na principu magnetorezistivity jsou mnohem citlivější a nejrozšířenější pro měření magnetického pole Země například v mobilních telefonech a jiné elektronice. Tyto magnetometry, a i další určené pro měření magnetické indukce pole Země, mají tu nevýhodu, že jsou závislé na teplotě a jiných proměnných veličinách. Z tohoto důvodu se tato práce zabývá metodou měření magnetického pole Země založené na precesním pohybu protonů. Určení magnetické indukce pomocí tohoto principu není závislé na žádné proměnné veličině, ale pouze na gyromagnetické konstantě prvku, jehož protony jsou v této metodě využívány, převážně se jedná o vodík. Díky tomu je takový magnetometr vhodný jako referenční pro kalibrace magnetometrů založených na zmíněných principech, kde se projevuje závislost na proměnných veličinách.

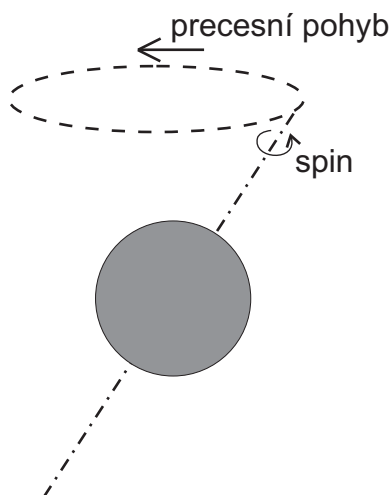
Cílem práce je navrhnout a realizovat různé varianty řešení jednotlivých bloků magnetometru, porovnat jejich důležité vlastnosti a parametry s ohledem na optimální funkci celého magnetometru a získat zesílený signál ze senzoru pro následné digitální zpracování. Zejména se jedná o řešení bloků přepínacího obvodu a předzesilovače. Přepínací obvod zajišťuje spínání proudu okolo 1 A v přípravné fázi měření a následné připojení předzesilovače k samotnému senzoru, ve kterém se indukují slabý užitečný signál v řádech jednotek μV . Jednotlivá řešení jsou navrhována a analyzována pomocí programu PSpice. Samotné konstrukce jsou provedeny jako vývojové přípravky na univerzální desce plošného spoje především pro ověření funkčnosti.

Práce je rozdělena na dvě základní části, kde v první je popsán fyzikální princip precesního protonového magnetometru a dále varianty řešení a dostupné teoretické poznatky ohledně jednotlivých bloků z použité literatury. Ve druhé části jsou řešeny reálné problémy návrhu a konstrukce, nejprve senzoru, dále dvě varianty přepínacího obvodu, s použitím tranzistorů, nebo relé, s řešením rozpínání poměrně velkého proudu. U předzesilovače jsou řešeny také dvě varianty, a to diskretní tranzistorové a s použitím operačních zesilovačů. Kvůli jednotné koncepci kreslení elektrických schémat je použit program OrCAD PSpice, ve kterém jsou symboly elektrotechnických značek podle americké normy.

1 Principy precesního protonového magnetometru

1.1 Fyzikální princip precesního pohybu protonů

Každá elektricky nabitá částice v pohybu je zdrojem magnetického pole. Jádro atomu obsahuje neutrony a protony. Neutrony jsou elektricky neutrální, avšak protony mají kladný náboj a rotují kolem vlastní osy. Tímto pohybem se z protonů stávají elementární magnety. Proto, aby se celé jádro navenek chovalo magneticky aktivně, musí být protonové číslo, tedy počet protonů v jádře, liché. V jádrech atomů prvků se sudým protonovým číslem se totiž tyto elementární magnety vytvořené rotujícími protony navzájem spárují, tím vyruší, a navenek působí magneticky neutrálně. Proto jsou pro tyto účely velice vhodné atomy vodíky, které mají v jádře pouze jeden proton.



Obr. 1.1 Precesní pohyb protonu

Protony v jádře vykonávají vedle vlastního spinu ještě další pohyb, a to precesní. Tento pohyb je zapříčiněn působením vnějšího magnetického pole, které vychyluje rotační osu protonu. Frekvence tohoto pohybu se nazývá Larmorova a je proměnná s velikostí vnějšího magnetického pole působícího na protony, a to na její absolutní hodnotě, a dále závisí na gyromagnetickém poměru γ , který je dán chemickým prvkem. Larmorovu frekvenci lze spočítat dle vztahu 1.1.

$$f_L = \gamma \cdot B_z \quad (1.1)$$

Pro vodík je $\gamma = 42,577$ MHz/T a indukce magnetického pole Země B_Z se pohybuje okolo $50 \mu\text{T}$ v závislosti na poloze na Zemi. U pólů je pole nejsilnější a směrem k rovníku slábne.

Pro konkrétní místo na Zemi lze určit parametry magnetického pole z modelu magnetosféry Země dostupného na

<http://www.ngdc.noaa.gov/geomagmodels/IGRFWMM.jsp>

kde byla pro Plzeň, tedy souřadnice $49^\circ 44' 24''$ N, $13^\circ 22' 48''$ E, dne 5. 3. 2012, určena absolutní velikost $B_Z = 48733$ nT se změnou $27,5$ nT/rok a inklinací $65^\circ 37'$. Podle vztahu 1.1 je Larmorova frekvence pro Plzeň v období řešení této práce $f_L = 2075$ Hz. Změně indukce magnetického pole Země o 1 nT odpovídá změna Larmorovy frekvence o $0,042577$ Hz. Naopak, aby došlo ke změně Larmorovy frekvence o 1 Hz, musí se indukce magnetického pole změnit o $23,5$ nT.

1.2 Získání signálu nesoucí Larmorovu frekvenci pomocí PPM

Velmi důležitou součástí PPM je senzor, který se skládá z cívky navinuté kolem média, které obsahuje velké množství prvků s lichým protonovým číslem. Nejběžnější vyhovující médium je destilovaná voda. Jak je uvedeno v kapitole 1.1, frekvence precesního pohybu protonů je spojena s pohybem elementárních magnetů – protonů v pohybu. Osy precesního pohybu protonů jsou však v magnetickém poli Země orientovány nesystematicky a fáze jejich precesního pohybu není stejná, a tím se vzájemně vyruší účinky jednotlivých elementárních magnetů. S takovýmto uspořádáním a pohybem protonů kolem sebe médium nevytváří magnetické pole a nelze tedy snímat cívkou indukované napětí. Proto je měřicí cyklus rozdělen na základní 2 fáze, a to polarizační a měřicí.

V polarizační fázi je cívka protékána poměrně velkým polarizačním proudem I_p , který musí při dané konfiguraci cívky vytvořit magnetické pole mnohem silnější oproti magnetickému poli Země, a tím se osy protonů, a tedy póly elementárních magnetů, stočí dle tohoto silného pole a fáze precesního pohybu se sjednotí, takže se médium zpolarizuje ve směru polarizačního magnetického pole, které je třeba orientovat co nejvíce kolmo ke směru magnetického pole Země. Počet protonů, které jsou zpolarizovány, roste s časem exponenciálně. Pro destilovanou vodu je časová konstanta tohoto exponenciálního růstu uváděna okolo 2 až 3 sekund (viz [1]). Pro dosažení téměř maximálního zpolarizování média je žádoucí trvání polarizace přibližně čtyřnásobek této časové konstanty, tedy 10 sekund. Po uplynutí polarizační doby je potřeba, aby polarizační proud cívky co nejrychleji zanikl a byla

ukončena polarizační fáze. Po zániku polarizačního magnetického pole se protony začnou stáčet zpět z kolmé orientace vůči magnetickému poli Země do chaotického seskupení v magnetickém poli Země, ovšem se stejnou fází precesního pohybu, a nyní se do cívky senzoru indukuje velmi malé napětí s Larmorovou frekvencí. Počet protonů, které se takto podílejí na magnetické indukci, s časem exponenciálně klesá, a tím klesá i velikost indukovaného napětí v cívce. Polarizační magnetické pole by mělo zaniknout mnohem rychleji než jaká je perioda Larmorovy frekvence. Je-li perioda precesního pohybu přibližně 0,5 ms, je třeba, aby polarizační pole zaniklo do doby $T_S = 0,05$ ms. Je to z důvodu, že kdyby pole zaniklo pomaleji, soufázový precesní pohyb protonů a jejich stáčení do chaotického seskupení by začal dříve a hlavně ne z kolmé orientace vůči magnetickému poli Země, a tím by bylo indukované napětí měřeného signálu výrazně slabší.

Ve fázi pro měření je v cívce indukováno velmi malé napětí s Larmorovou frekvencí, které, jak bylo řečeno, exponenciálně slábne, a to řádově od jednotek μV efektivní hodnoty. Velikost závisí na množství média a v něm počtu protonů podílejících se na indukci a dále na konstrukci cívky. Uváděná časová konstanta exponenciálního poklesu indukovaného napětí je pro vodu okolo 2,1 s, proto lze měřicí fázi přibližně po 5 s ukončit (viz [1]).

Za senzorem, tedy cívkou, musí následovat nízkošumový předzesilovač, který bude schopen bez přidání významné hodnoty šumu takto slabý signál zesílit. Po zesílení by měl následovat blok pásmových propustí naladěných na Larmorovu frekvenci se šířkou pásma několik stovek Hz. Tyto jednotlivé bloky budou popsány v následující kapitole.

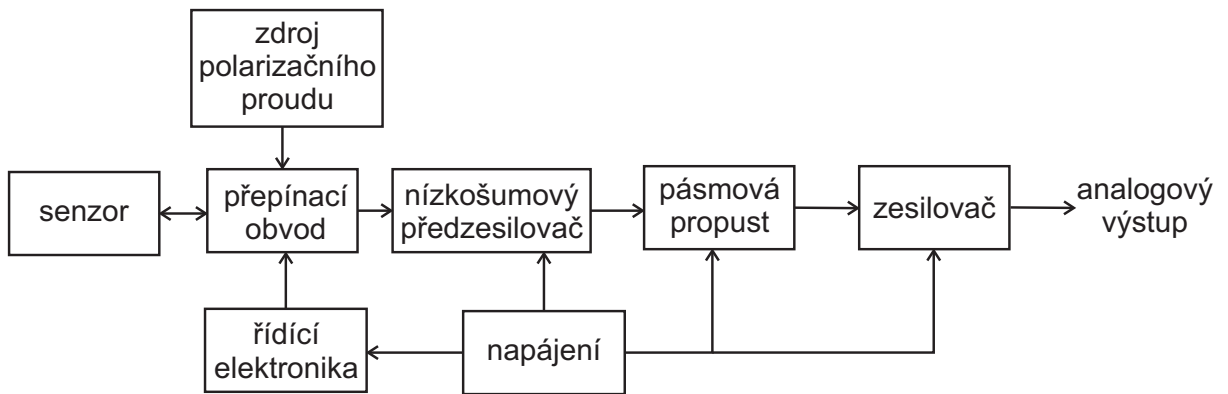
1.3 Základní konfigurace PPM

Základní jednosenzorový PPM, který je předmětem této práce, slouží k měření absolutní hodnoty magnetické indukce a je tedy vhodný i jako referenční magnetometr pro účely kalibrace jiných typů magnetometrů založených například na principu magnetorezistivity.

Druhý typ PPM je diferenční, který využívá dva identické senzory, od sebe vzdálené (jednotky metrů), zapojené do série k jednomu zesilovači. Cílem této konfigurace je najít nehomogenity v magnetickém poli Země. Je-li pole homogenní, tedy oba senzory snímají indukci magnetického pole o stejné velikosti, tak po sloučení těchto dvou signálů je výsledkem čistě exponenciální pokles amplitudy signálu jako u jednosenzorového PPM. Objeví-li se nehomogenní pole, frekvence signálu z každého senzoru je mírně odlišná a sloučením těchto signálů se v exponenciální obálce poklesu napětí objeví navíc kolísání amplitudy způsobené vzájemnou modulací obou signálů.

Další variantou PPM je gradiometr. Ten se skládá ze dvou samostatných jednosenzorových PPM, jejichž senzory jsou umístěny vertikálně několik metrů nad sebou. Polarizační a měřicí fáze obou PPM musí být synchronizované. Výsledné frekvence změřených signálů se odečtou a z tohoto výsledku je určen rozdíl velikosti indukce magnetického pole. Tímto způsobem lze proměřit oblast a určit gradient magnetického pole.

Na Obr. 1.2 je uvedeno základní blokové schéma PPM. V následujících podkapitolách budou popsány teoretické informace, požadavky a principy jednotlivých bloků, které jsou dostupné z použité literatury.



Obr. 1.2 Blokové schéma PPM

1.3.1 Senzor pro PPM

Senzor má dvě základní části. Jedna z nich je nádoba s vhodným médiem. Mimo již zmíněné destilované vody lze použít například benzen, metanol, etanol, a další, které se liší v časových konstantách exponenciálního průběhu polarizace a poklesu signálu díky rozdílnému počtu atomů vodíku na jednu molekulu (viz [1]).

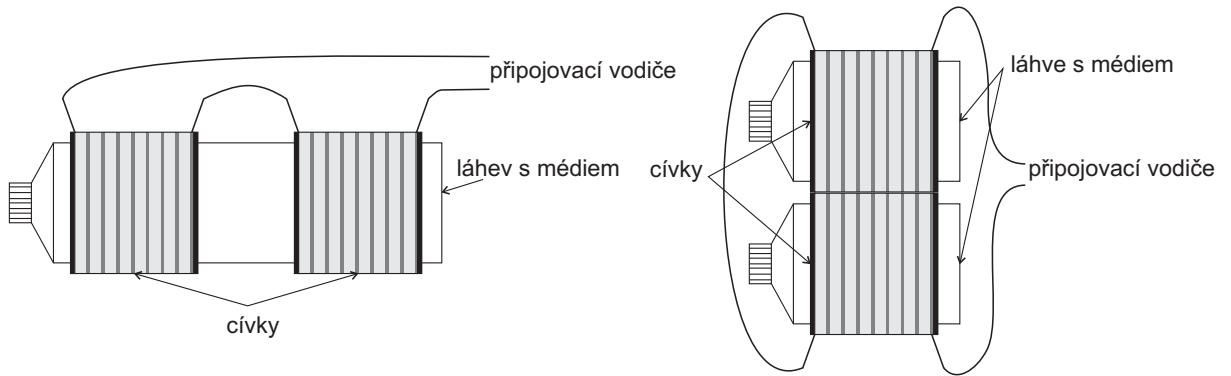
Druhou částí je cívka navinutá kolem média. Ta musí být realizována tak, aby byla schopna vytvořit polarizační magnetické pole mnohem silnější, než magnetické pole Země, v literatuře [9] se uvádí více než 10 mT, ale při výpočtech velikosti indukce magnetického pole cívek používaných v jiných literaturách (například [1, 6]) se podle vztahu 1.3, nebo 1.4 pohybuje převážně okolo této hodnoty. Je výhodné, aby měla cívka co nejmenší stejnosměrný odpor pro nižší hodnoty efektivní hodnoty šumového napětí senzoru podle vztahu 1.2.

$$u_{efN} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (1.2)$$

Na druhou stranu to znamená velký průměr vodiče, což omezuje potřebný počet závitů pro dosažení dané magnetické indukce a také se tím snižuje proudová hustota v závitech a tedy opět i magnetická indukce. Proto je třeba zvolit rozumný kompromis. Cívka může mít tvar buď toroidu, nebo solenoidu.

Solenoidní tvar cívky má výhodu ve snadné konstrukci, kde jako nádoba postačí například obyčejná plastová láhev a navíjení cívky je také snadné. To jsou ale veškeré výhody spojené s touto variantou senzoru. Pro maximální napětí signálu ze solenoidního senzoru je potřeba, aby směr polarizačního magnetického pole senzoru byl co nejvíce kolmo ke směru magnetického pole Země. Zmenšováním tohoto úhlu k nule se i už tak malé napětí ze senzoru ještě zmenšuje, takže při rovnoběžné pozici podélné osy senzoru, tedy polarizačního magnetického pole, a magnetického pole Země není v měřicí fázi indukováno žádné napětí. V literatuře (viz [9]) se uvádí, že pro pozici na Zemi, kde je inklinace magnetického pole Země větší, než 45° , je vhodné sensor umístit horizontálně. Naopak pro inklinaci menší než 45° je třeba sensor umístit vertikálně. Další nevýhoda je citlivost na vnější elektromagnetické rušení. To lze ale částečně eliminovat pomocí vhodného uspořádání a zapojení dvou, nebo více cívek. Příklady uspořádání pro dvě cívky jsou znázorněny na Obr. 1.3. Společnou podmínkou pro obě varianty uspořádání cívek je, že musí být zapojeny v sérii a navzájem v opačném směru vinutí. Pro případ cívek na jedné nádobě je důležité, aby byla mezi cívkami mezera, protože by při těsném umístění cívek vedle sebe docházelo k vzájemnému ovlivňování média polarizačními magnetickými poli, které v tomto zapojení mají opačný směr. Nelze je umístit ale zase příliš daleko, protože by se z nich stalo diferenční zapojení PPM. Při umístění cívek na dvou nádobách je dobré přitisknou obě k sobě, aby byly co možná nejvíce v homogenním poli. Při těchto zapojeních se v cívkách sice indukuje rušivé napětí z okolního elektromagnetického rušení, ale je-li toto rušení pro obě cívky stejné, rušivá napětí se navzájem eliminují. Další možností eliminace vnějšího elektromagnetického rušení je elektrostatické stínění senzoru. Stínění však musí být umístěno ve vzdálenosti několikrát větší, než jsou rozměry použité solenoidní cívky, protože její magnetické pole není uzavřeno, proto je toto řešení velice nepraktické. Velikost polarizačního proudu a počet závitů solenoidní cívky pro požadovanou velikost polarizační magnetické indukce lze orientačně určit pomocí vztahu 1.3, kde l je délka cívky.

$$B_p = \mu \frac{N \cdot I_p}{l} \quad (1.3)$$



Obr. 1.3 Možná uspořádání dvou solenoidních cívek pro eliminaci vnějšího rušení

S použitím toroidní cívky senzoru je spojena jedna nevýhoda, ale mnoho výhod oproti solenoidní cívce. Nevýhodou je obtížnější konstrukce, jednak nádoby s médiem, která musí mít tvar prstence, a také navíjení toroidní cívky je komplikovanější než u solenoidní. Výhodou toroidní cívky je, že není tolik citlivá na okolní elektromagnetické rušení jako solenoidní cívka, a to díky svému kruhovému tvaru, který plní obdobnou funkci jako uspořádání solenoidních cívek pro eliminaci vnějšího rušení. Navíc ji lze velice dobře elektrostaticky stínit, protože elektromagnetické pole toroidní cívky je zcela uzavřeno uvnitř vinutí a lze tedy stínění umístit těsně kolem senzoru. Další výhodou toroidní cívky je, že při jakékoliv pozici vůči magnetickému poli Země se v měřicí fázi indukuje napětí. Počet závitů a potřebný polarizační proud pro požadovanou magnetickou indukci toroidní cívky lze orientačně určit ze vztahu 1.4, kde R je délka střední siločáry magnetického pole uvnitř toroidní cívky.

$$B_p = \mu \cdot \frac{N \cdot I_p}{2 \cdot \pi \cdot R} \quad (1.4)$$

Pro návrh cívky, jak toroidní, tak solenoidní, a pro přibližné určení velikosti signálu a odstupu signál/šum, je vhodné použít tabulkový kalkulátor [Příloha D], který vytvořil J. A. Koehler, dostupný na

<http://perso.infonie.be/j.g.delannoy/BAT/ppm.xls>

Obecně platí, že optimální senzor by měl mít co největší objem média pro co největší indukované napětí. Ze stejného důvodu je vhodné použít co největší polarizační proud a maximální B_p . Pro redukci šumového napětí je optimální použít co největší možný průměr drátu vinutí cívky kvůli malému odporu vinutí.

1.3.2 Zdroj polarizačního proudu

Zdroj polarizačního proudu musí být schopen dodávat potřebný proud cívkou pro vytvoření dostatečně silného polarizačního magnetického pole. V mnohých návodech na konstrukce PPM je upřednostňována klasická 12 V autobaterie (například viz [5, 6, 10]), a to především díky mobilitě a také není zdrojem elektromagnetického rušení. Zároveň má pro většinu konstrukcí cívek v senzoru, které vykazují stejnosměrný odpor okolo 10 Ω , dostatečné napětí a možný ztrátový výkon pro zajištění polarizačního proudu.

1.3.3 Řídící elektronika přepínacího obvodu

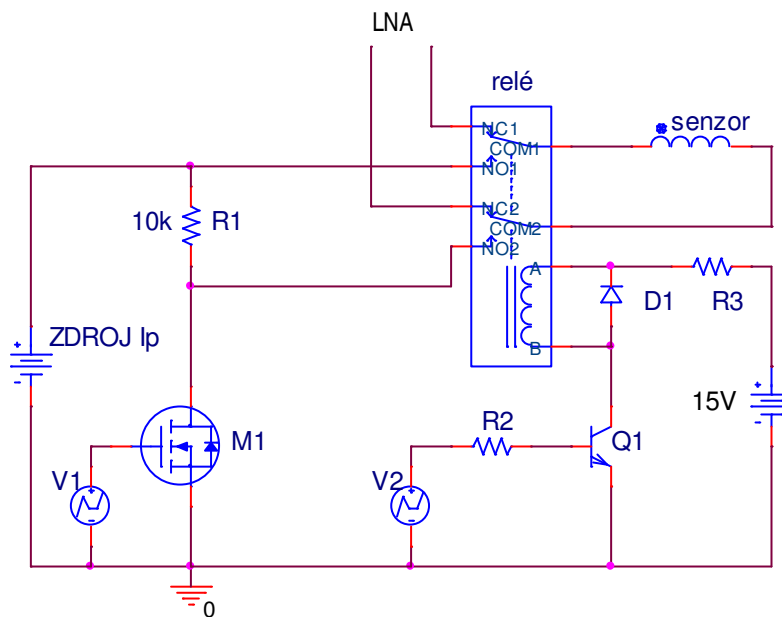
Řídící elektronika v sobě zahrnuje řízení spínačů v přepínacím obvodu. Tento blok lze v krajním případě nahradit manuálním přepínáním. To je ale nevhodné pro opakující se měření. Elektronicky je realizován v některých návodech na konstrukci PPM pomocí multivibrátoru (například [6]). Tím lze však realizovat pouze přepínání polarizace/měření, ale sofistikovanější metody přepínání, které zahrnují ochranné intervaly a kontrolované odeznění přechodového děje cívky, je zapotřebí realizovat pomocí mikrokontrolérů umožňující generovat nezávisle více signálů pro řízení (například viz [5, 8]).

1.3.4 Přepínací obvod

Přepínací obvod musí splňovat několik požadavků pro správnou funkci PPM. V polarizační fázi musí zajistit připojení zdroje polarizačního proudu k cívce a zároveň pro ochranu odpojit předzesilovač. Po odpojení zdroje polarizačního proudu je zapotřebí zajistit dostatečně rychlý průběh přechodového děje cívky, tedy zánik polarizačního magnetického pole, z důvodu uvedeného v kapitole 1.2. Po odeznění tohoto přechodového děje je již možné připojit předzesilovač a provést měřicí fázi, ve které by cívkou ideálně neměl protékat žádný proud, protože by vytvářel slabé magnetické pole v cívce a tím negativně ovlivňoval měření. Pro realizaci přepínacího obvodu lze použít buď relé, nebo výkonové unipolární tranzistory typu HEXFET.

Vzhledem k tomu, že relé je zdrojem vlastního magnetického pole, není proto vhodné pro konstrukce, kde se senzor nachází v jejich blízkosti. Výhodou je téměř nulový odpor sepnutého kontaktu a také minimální přidaný šum k signálu v měřicí fázi. Naopak v rozepnutém stavu jsou jednotlivé části obvodu skutečně galvanicky rozpojeny a v měřicí fázi jednak neprotéká senzorem žádný proud a také se na vstupu předzesilovače neobjevuje žádné stejnosměrné napětí, tudíž není zapotřebí vstupní oddělovací kondenzátor. Nevýhoda tohoto mechanického přepínání je, že při velkém počtu opakování měřicího cyklu dochází

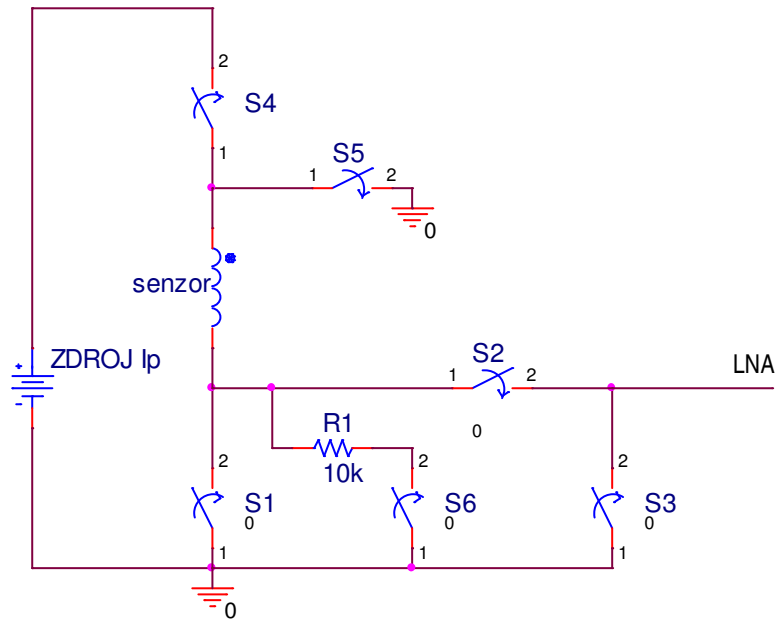
k opotřebení kontaktů a k degradaci spínacích parametrů, které je urychleno rozpínáním velkého polarizačního proudu, při kterém se opalují kontakty. Tento nedostatek se v praxi řeší pomocným výkonovým tranzistorem, který řídí spínání polarizačního proudu a relé je přepínáno, až když skrz jeho kontakty neteče velký polarizační proud. Typické zapojení přepínacího obvodu s relé a pomocným spínacím tranzistorem M1 je na Obr. 1.4.



Obr. 1.4 Typické zapojení přepínacího obvodu pomocí relé

Není-li použit tranzistor M1 a přepínání je řešeno pouze pomocí relé, postačí pro generování řídicích signálů již zmíněný multivibrátor. Takové zapojení se doplňuje přidáním zenerovy diody paralelně k senzoru pro vybíjení přechodového děje (viz [6]). Důvod použití zenerovy diody bude vysvětlen níže.

Výkonové unipolární tranzistory HEXFET se vyznačují velmi nízkým odporem při sepnutí $R_{DS(on)}$, desítky $m\Omega$. Jejich výhoda spočívá ve spínání bez problematiky opotřebení mechanických kontaktů a také neovlivňují vnější magnetické pole, proto je tento typ přepínání vhodný pro kompaktní konstrukce PPM. Nevýhodou tranzistorů je jejich vlastní šum, kterým snižují původní SNR senzoru. Vzor přepínacího obvodu řešeného pomocí tranzistorů je na Obr. 1.5.

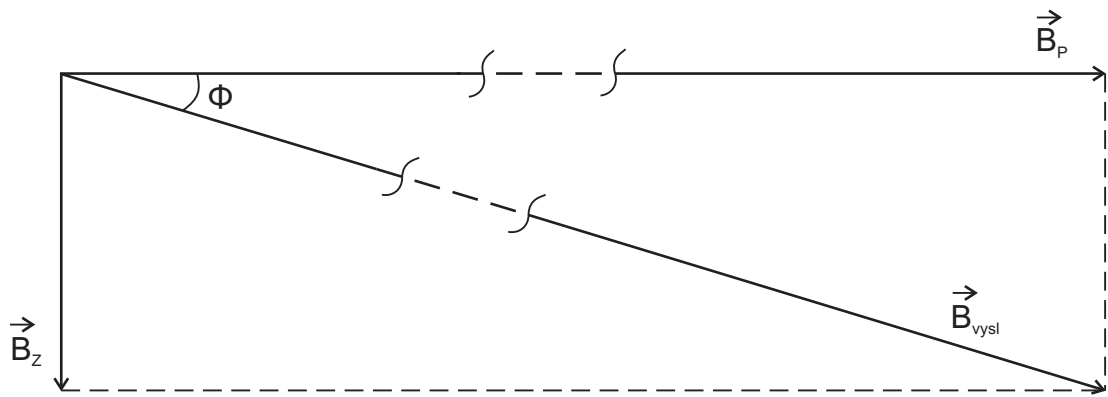


Obr. 1.5 Schematické zapojení přepínacího obvodu pomocí tranzistorů (pro jednoduchost tranzistory nahrazeny spínači)

Tato koncepce je převzata z [1] a v modifikacích se vyskytuje v některých návodech na konstrukci PPM (například viz [8]). Tranzistory S1, S4 spínají polarizační proud. Kvůli závěrnému proudu tranzistoru S4 v rozpojeném stavu tranzistor S5 uzemní jeden konec senzoru, a tím minimalizuje proud, který teče senzorem během měřicí fáze. Odpor R1 je pomocí tranzistoru S6 odpojen pouze v době měřicí fáze a je zde pro vybití možných zákmitů po odeznění přechodového děje po odpojení zdroje polarizačního proudu před připojením předzesilovače. Tranzistory S2 v rozepnutém stavu a S3 v sepnutém stavu oddělují vstup předzesilovače v polarizační fázi a následně jej připojí v měřicí fázi.

Zánik polarizačního magnetického pole při odpojení polarizačního proudu

Jak bylo řečeno, přechodový děj musí zaniknout velice rychle. Pro specifikaci tohoto procesu byla použita úvaha podle Obr. 1.6. Při polarizaci je indukce polarizačního magnetického pole B_P mnohem větší a kolmá na indukci magnetického pole Země B_Z . Výsledná indukce magnetického pole B_{vysl} , podle které se polarizuje médium, je výsledkem působení B_P a B_Z . Úhel Φ je v tuto chvíli zanedbatelně malý. Během přechodového děje cívky exponenciálně klesá polarizační proud, s ním velikost B_P , a tím se zvětšuje úhel Φ . Jak je uvedeno v [1], dosáhne-li úhel Φ přibližně 10° , nastane zmíněná kritická část, kdy musí polarizační magnetické pole zaniknout do uvedených 0.05 ms, a tedy polarizační proud přechodového děje cívky se musí rovnat nule.



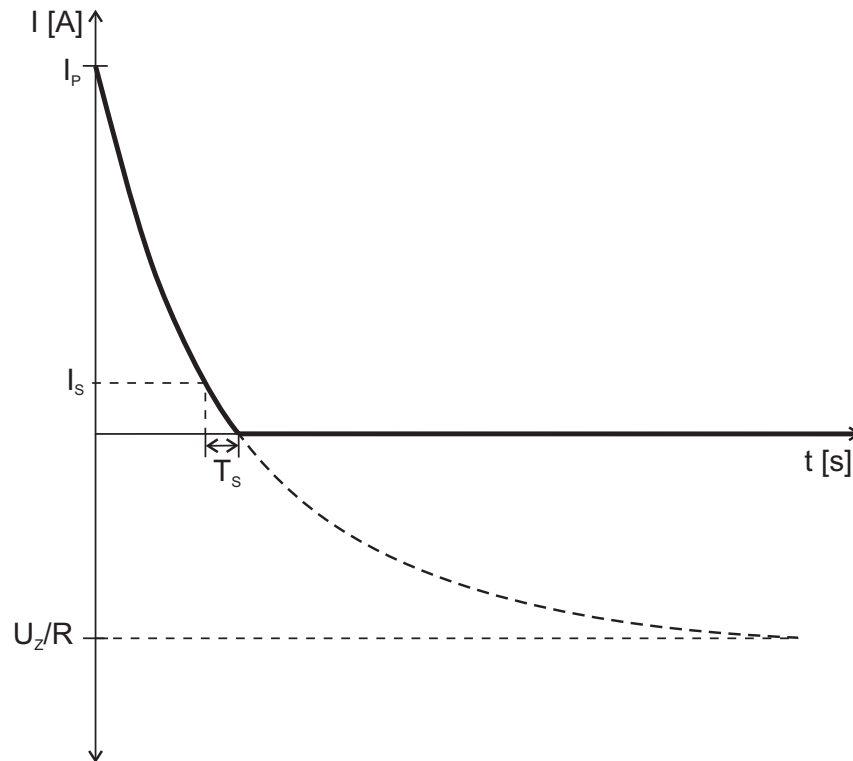
Obr. 1.6 Vektory magnetických indukcí při polarizaci

V okamžiku, kdy $\Phi = 10^\circ$ a B_z budeme uvažovat $50 \mu\text{T}$, je B_p podle vztahu 1.5 rovna přibližně $0,3 \text{ mT}$.

$$\operatorname{tg}\Phi = \frac{B_z}{B_p} \quad (1.5)$$

Máme-li hodnotu B_p , lze podle vztahu 1.3, nebo 1.4, záleží na konstrukci cívky, určit hranici proudu I_S , od které se začne počítat čas T_S (viz Obr. 1.7).

Kdybychom použili pro vybíjení cívky odpor, nastal by problém s velikým (jednotky kV) napětím na cívce, které by bylo tím větší, čím rychlejší přechodový děj by proběhl a zde je třeba přechodový děj velice rychlý. Navíc je tento průběh zániku polarizačního proudu exponenciální, což znamená, že pro hodnoty proudu blíží se nule je tento děj velice pozvolný. Proto se pro tyto účely používá vybíjení přes zenerovu diodu. V tomto případě je napětí omezeno na zenerovo napětí (vhodné zvolit několikanásobek napětí zdroje polarizačního proudu). A nejdůležitějším poznatkem je, že polarizační proud nezaniká do nuly, ale teoretický proud cívkou v nekonečnu by dosáhl opačné polarity o hodnotě U_Z/R , kde U_Z je napětí na zenerově diodě a R je stejnosměrný odpor cívky. Díky tomu je průběh zániku polarizačního proudu jako na Obr. 1.7, přičemž napětí na cívce je po celou dobu rovno závěrnému napětí zenerovy diody. Podrobnější rozbor a konkrétní řešení tohoto děje je uveden v kapitole 3.3.



Obr. 1.7 Zánik polarizačního proudu I_p cívkou

1.3.5 Nízkošumový předzesilovač, pásmová propust, zesilovač

Úkolem nízkošumového předzesilovače (LNA) v PPM je zesílit slabý signál ze senzoru s Larmorovou frekvencí s co nejlepším odstupem signálu od šumu (SNR) na úroveň vhodnou k dalšímu zpracování. Jako první stupeň, tedy rozhodující z hlediska přidaného šumu, je možné zvolit buď diskrétní, tedy tranzistorové, řešení, nebo zvolit operační zesilovač. Tento první stupeň s nízkou hodnotou ekvivalentní spektrální hustoty šumového napětí na vstupu by měl mít co možná největší zesílení pro zajištění vysokého SNR v následujících stupních. Vzhledem k velkému zesílení, kterého je potřeba dosáhnout (cca 120 dB), abychom získali signál řádově v jednotkách voltů, je potřeba celkové zesílení rozložit i do dalších stupňů, které již nemusí splňovat vysoké nároky na vlastní přídavný šum díky silnějšímu signálu, který zpracovávají za prvním LNA stupněm a je vhodné je realizovat jednoduchým zapojením s operačním zesilovačem. Tyto další zesilovací stupně je možné rozdělit a některé je vhodné umístit až za pásmovou propust (blok zesilovače na Obr. 1.2), a tím případně doladit výstupního úroveň analogového signálu.

Pásmová propust slouží k omezení výsledné šířky frekvenčního pásma kvůli redukci celkového výkonu šumu na výstupu, tedy ke zlepšení SNR.

Možnost, jak realizovat pásmovou propust navíc a zároveň získat několik dB zesílení ještě před prvním LNA stupněm bez přidání šumu, je dát na vstup LNA kondenzátor naladěný společně s indukčností cívky senzoru na rezonanční frekvenci předpokládané Larmorovy frekvence signálu. Pro nízkoimpedanční vstup LNA bude tento kondenzátor zapojen sériově do jeho vstupu. Pro vysokoimpedanční LNA naopak paralelně k jeho vstupu. Velikost takového kondenzátoru lze spočítat podle Thomsonova vztahu 1.6.

$$C = \frac{1}{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot \omega)} \quad (1.6)$$

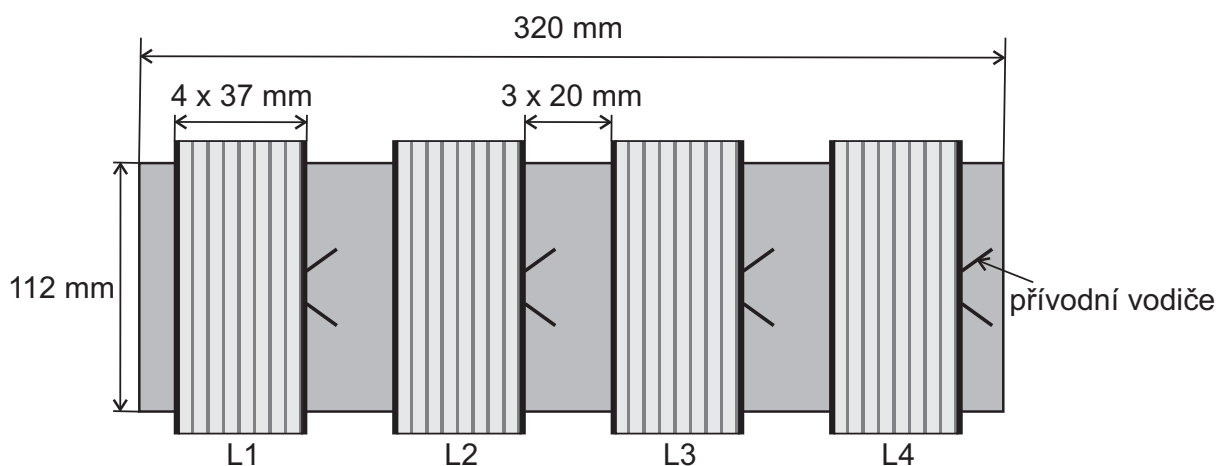
Použití rezonančního kondenzátoru není vhodné pro PPM, který bude používán na různých lokalitách na Zemi, tedy bude-li se měnit Larmorova frekvence. To samé platí pro použití úzkých pásmových propustí. Při jejich návrhu je potřeba vzít v úvahu budoucí použití PPM.

2 Problematika použitého senzoru PPM a zdroj polarizačního proudu

Vlastní senzor je kritickou součástí celého PPM. Bohužel senzor, který byl zkonstruován již dříve, se časem ukázal jako nevhodný. Po sestavení přepínacího obvodu, který bude popsán v další kapitole, byla snaha otestovat senzor a funkčnost celého principu PPM použitím selektivního milivoltmetru s využitím jeho předzesilovačů, ale neúspěšně. Zmíněný neúspěch byl zpočátku přisuzován nehomogennímu magnetickému poli v budově FEL ZČU, takže byla následně použitím magnetometru schopného měřit pole v kartézských souřadnicích vytyčena oblast, kde je pole homogenní. Následné pokusy byly opět neúspěšné. Po těchto problémech byl senzor důkladněji analyzován a výsledky jsou uvedeny v této kapitole.

2.1 Parametry zrealizovaného senzoru

Cívky senzoru jsou navinuty z měděného drátu o průměru 0,5 mm na plastové rouře, do které lze přesně vložit PET-láhev o objemu 2 litry. Celkový stejnosměrný odpor vinutí senzoru je 50,2 Ω . Pro různé možnosti konfigurace zapojení cívek kvůli eliminaci indukovaného elektromagnetického rušení z okolí bylo vinutí senzoru rozděleno na 4 cívky s rozměry podle Obr. 2.1.



Obr. 2.1 Rozměry konstrukce senzoru

Senzor byl zkonstruován již před časem a údaj o počtu navinutých závitů není k dispozici. Podle výpočtů z odporu vinutí podle 2.1 a vlastní indukčnosti cívky podle 2.2 bylo dokázáno, že jedna cívka je navinuta přibližně z 395 závitů.

$$R = \rho \cdot \frac{l}{S} \quad (2.1)$$

$$l = \frac{R \cdot S}{\rho} = \frac{12,52 \cdot \pi \cdot 0,25^2 \cdot 10^{-6}}{1,69 \cdot 10^{-8}} = 145,49 \text{ m}$$

$$o = \pi \cdot d = \pi \cdot 0,114 = 0,358 \text{ m}$$

$$N = \frac{l}{o} = \frac{145,49}{0,358} = \underline{\underline{406}} \text{ závitů}$$

Kde:

l ... délka vinutí jedné cívky [m]

R ... průměrný odpor vinutí jedné cívky [Ω]

S ... plocha průřezu drátu vinutí [m^2]

ρ ... měrný elektrický odpor mědi $1,68 \cdot 10^{-8}$ [$\Omega \cdot \text{m}$]

d ... průměr cívky [m]

o ... střední délka jednoho závitu [m]

$$L = k \cdot \mu \cdot \frac{\pi \cdot r^2 \cdot N^2}{l} \quad (2.2)$$

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l}{k \cdot \mu \cdot \pi \cdot r^2}} = \sqrt{\frac{21,64 \cdot 10^{-3} \cdot 0,037}{0,43 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \pi \cdot 0,057^2}} = \underline{\underline{381}} \text{ závitů}$$

Kde:

L ... průměrná vlastní indukčnost jedné cívky [H]

l ... délka jedné cívky [m]

k ... koeficient pro solenoid konečné délky odvozen z poměru d/l [Příloha A]

r ... poloměr cívky

Možnosti zapojení cívek z hlediska směru vinutí, výsledné vlastní a vzájemné indukčnosti a odpory jsou v Tab. 2.1, kde cívky zapojené v jednom směru vinutí jsou značeny jako L_i a cívky zapojené v opačném směru vinutí jako \mathbf{L}_i , vzájemné indukčnosti jako $M_{i,j}$, kde i, j jsou indexy cívek.

Tab. 2.1 Indukčnosti a odpory cívek, jejich kombinací a vzájemné indukčnosti v senzoru PPM

| | L [mH] | R [Ω] |
|---|--------|----------------|
| L1 | 22,09 | 12,78 |
| L2 | 21,00 | 12,44 |
| L3 | 21,89 | 12,37 |
| L4 | 21,59 | 12,50 |
| L1, L2, L3, L4 | 118,90 | 50,29 |
| L1, \mathbf{L}_2 , L3, \mathbf{L}_4 | 63,60 | 50,20 |
| L1, L2, \mathbf{L}_3 , \mathbf{L}_4 | 90,08 | 50,20 |

| | M [mH] |
|------|--------|
| M1,2 | 4,4425 |
| M1,3 | 1,1775 |
| M1,4 | 0,4475 |
| M2,3 | 4,4050 |
| M2,4 | 1,1750 |
| M3,4 | 4,5175 |

| | L [mH] | R [Ω] |
|--------|--------|----------------|
| L1, L2 | 51,97 | 25,25 |
| L1, L3 | 46,33 | 25,20 |
| L1, L4 | 44,56 | 25,40 |
| L2, L3 | 51,70 | 24,90 |
| L2, L4 | 44,92 | 25,00 |
| L3, L4 | 52,50 | 24,96 |

| | L [mH] | R [Ω] |
|--------------------|--------|----------------|
| L1, \mathbf{L}_2 | 34,20 | 25,23 |
| L1, \mathbf{L}_3 | 41,62 | 25,20 |
| L1, \mathbf{L}_4 | 42,77 | 25,30 |
| L2, \mathbf{L}_3 | 34,08 | 24,80 |
| L2, \mathbf{L}_4 | 40,22 | 25,00 |
| L3, \mathbf{L}_4 | 34,43 | 24,94 |

Jak bylo uvedeno dříve, velikost signálu ze senzoru je závislá na objemu využitého polarizovaného média a také na úhlu vůči magnetickému poli Země, ve kterém je polarizováno. Tyto podmínky nejlépe splňuje zapojení L1, L2, L3, L4. Výhodou tohoto zapojení je, že magnetické pole vytvářené jednotlivými cívkami je ve stejném směru, a tudíž je celkové magnetické pole nad celým objemem média nejvíce homogenní ze všech kombinací. Nevýhoda je, že se takto nekompensuje vnější rušení, jak je uvedeno v kapitole 1.3.1. Toto rušení by mělo naopak nejvíce eliminovat zapojení v kombinaci L1, \mathbf{L}_2 , L3, \mathbf{L}_4 , ale nevýhodou takového zapojení je, že magnetické pole jednotlivých cívek, které jsou poměrně úzké, působí proti sobě, projevuje se tu ve veliké míře vliv okrajových jevů cívek a tím je efekt polarizace velice malý, prakticky jen v malé části uvnitř každé cívky.

Z těchto úvah vyplývá, že nejvhodnější kombinací zapojení je L1, L2, \mathbf{L}_3 , \mathbf{L}_4 . Takto je realizována jednak eliminace vnějšího rušení, tak i magnetické pole je částečně homogenní.

Nedostatkem této konstrukce senzoru rozděleného na 4 separátní cívky je, že velikost indukce magnetického pole vytvářené tímto systémem cívek dle vztahu 1.3 je 8,5 mT, což je

hodnota menší, než požadavek minimálně 10 mT, ale v porovnání s jinými konstrukcemi, jak je uvedeno v kapitole 1.3.1, by se taková hodnota neměla projevit jako fatální. Tato hodnota je taktéž podložena namodelováním magnetického pole polarizačních cívek v programu Agros2D [viz Příloha B]. Tento model však také ukázal fakt, že směrem k podélné ose senzoru magnetické pole ještě výrazně slábne, což se může negativně projevit na funkci senzoru.

Zásadní problém, který činí takto navržený senzor nepoužitelný, je, že objem média, které se podílí na indukovaní signálu nesoucí Larmorovu frekvenci v měřicí fázi, je velice malý. To je zapříčiněno rozdělením vinutí senzoru do úzkých cívek, takže se indukuje napětí jen z objemu média, které je přímo pod jednotlivými cívkami. Médium, které je pod mezerami mezi cívkami, je sice také zpolarizováno, ale výsledný efekt na velikost indukovaného napětí je naprosto minimální.

2.2 Návrh konstrukce senzoru s odstraněním předchozích nedostatků

Po zanalyzování zkonstruovaného senzoru v předchozí podkapitole je zde uveden návrh na zlepšení konstrukce senzoru se solenoidními cívkami, která by měla splňovat očekávané parametry pro správnou funkci. Nicméně z poznatků v kapitole 1.3.1 vyplývá, že vhodnější konstrukce by byla s použitím toroidní cívky, proto je uveden návrh i této varianty.

2.2.1 Návrh senzoru se solenoidní cívkou

Návrh byl realizován pomocí tabulkového kalkulátoru [Příloha D], vztahu 1.3 a modelem cívky a jejího magnetického pole v programu Agros2D.

Jako základní koncepci bych zvolil použití dvou cívek pro eliminaci vnějšího rušení s uspořádáním na Obr. 1.3 vpravo, tedy cívky umístěné vodorovně těsně vedle sebe. Tím se zlepší homogenita magnetického pole u okrajů cívek a nebude docházet k deformaci a ovlivnění polí obou cívek zapříčiněného zapojením s opačnou orientací vinutí.

Průměr cívek menší kvůli vyrovnané velikosti magnetické indukce uvnitř senzoru, tedy okolo 5 cm a délka jedné cívky 10 cm. Vinutí provedené ze stejného drátu jako existující senzor, tedy průměr 0,5 mm z mědi. Vinutí v 8 vrstvách, čemuž odpovídá přibližně 1600 závitů na jednu cívku a odpor vinutí jedné cívky 24 Ω . Díky těmto parametrům lze použít stejný zdroj polarizačního proudu jako pro existující senzor. Této konstrukci senzoru odpovídá dle vztahu 1.3 magnetická indukce přibližně 20 mT a podle modelu provedeného v programu Agros2D by se taková hodnota měla objevovat až na okraje cívky, kde ovšem nepoklesne pod 10 mT, v celém objemu. Podle tabulkového kalkulátoru by se efektivní

hodnota napětí signálu z jedné cívky měla rovnat $1,7 \mu\text{V}$, takže s použitím dvou cívek až $3,4 \mu\text{V}$. Následně je nutné provést měření celkové indukčnosti senzoru s ohledem na vzájemnou indukčnost cívek zapojených v opačném směru vinutí, aby bylo možné určit velikost rezonančního kondenzátoru podle vztahu 1.6.

2.2.2 Návrh senzoru s toroidní cívkou

Návrh senzoru s toroidní cívkou je založen na informacích o návrhu cívky v literatuře [1]. Použit byl taktéž zmíněný tabulkový kalkulátor a vztah 1.4.

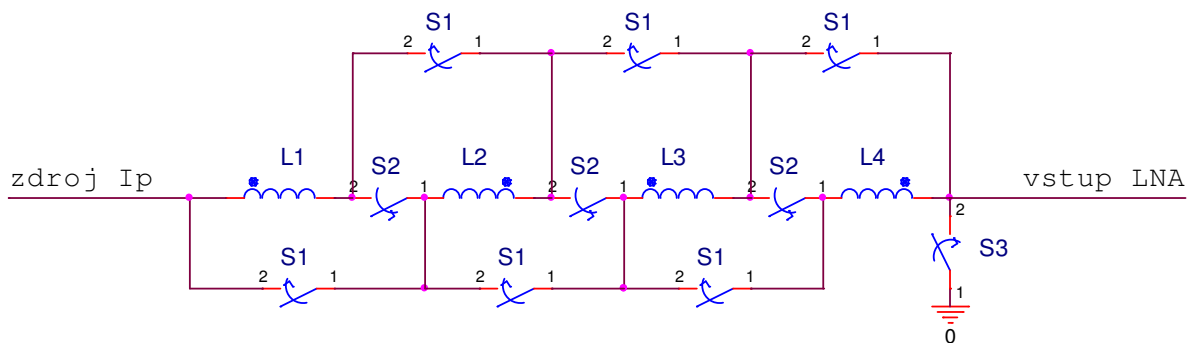
Střední poloměr toroidní cívky $R = 5 \text{ cm}$ a poloměr vinutí cívky $r = 2 \text{ cm}$. Na nádobu s médiem s těmito rozměry by mělo být v 10 vrstvách navinuto 2000 závitů z měděného drátu o průměru $0,8 \text{ mm}$, čemuž odpovídá stejnosměrný odpor cívky přibližně $10,5 \Omega$. Takový odpor umožňuje s výhodou použít jako zdroj polarizačního proudu zmiňovanou 12 V autobaterii. Při jejím použití by se polarizační magnetická indukce uvnitř toroidní cívky měla podle vztahu 1.4 pohybovat okolo 9 mT . Podle tabulkového kalkulátoru by se pak měla efektivní hodnota napětí signálu dostat na $1,3 \mu\text{V}$. Použití zdroje schopným dodat vyšší polarizační proud se zvýší B_p a tím i efektivní hodnota napětí signálu. Po zkonstruování senzoru je pro navržení rezonančního kondenzátoru vhodné změřit vlastní indukčnost cívky.

2.3 Zdroj polarizačního proudu

Vzhledem ke konstrukci senzoru a jeho odporu 50Ω byl jako zdroj polarizačního proudu pro pokusná měření se senzorem použit laboratorní zdroj schopný dodat polarizační proud minimálně 1 A . Vzhledem k tomu, že měření se senzorem bylo neúspěšné, nebyl důvod tento zdroj nahrazovat. Ideálním řešením je případný návrh vhodného zdroje přímo k funkčnímu senzoru s ohledem na jeho potřebný příkon.

3 Návrh a realizace přepínacích obvodů, generátor řídicích signálů

Primární vize pro návrh a strukturu přepínacího obvodu byla taková, že bude zkonstruován z tranzistorů HEXFET pro spínání cívek v kombinaci **L1**, **L2**, **L3**, **L4**, pro zmíněnou maximální eliminaci vnějšího elektromagnetického rušení. Díky velikému celkovému odporu vinutí měl polarizační proud téct paralelně jednotlivými cívkami, a tedy by mohl být použit zdroj 12 V. Pro měřicí fázi by se cívky spojily do dané konfigurace sériově. Struktura takového přepínacího obvodu však vyšla nadměru komplikovaná (viz Obr. 3.1). Muselo by být použito o 9 spínacích prvků (HEXFET tranzistorů) více, doplněných ještě navíc o budící tranzistory tranzistorů HEXFET s P-kanálem, než bez tohoto sério-paralelního přepínání. Při průchodu polarizačního proudu jsou sepnuty spínače S1, S3 a rozepnuty jsou S2. Pro měřicí fázi naopak spínače S2 sepnuty a S1, S3 rozepnuty. Navíc nastal problém s ochrannými diodami tranzistorů, spínače S2, díky kterým není možné zamezit průtoku proudu v obou směrech při zavřeném tranzistoru, což s sebou přináší ještě další složitost pro odstranění tohoto problému. Vzhledem ke zmíněné komplikovanosti už nebylo toto zapojení navrhováno ani pomocí relé a bylo zavrhnuto. Navíc se později ukázalo, že zmíněná kombinace cívek je nevyhovující (viz kapitola 2.1).



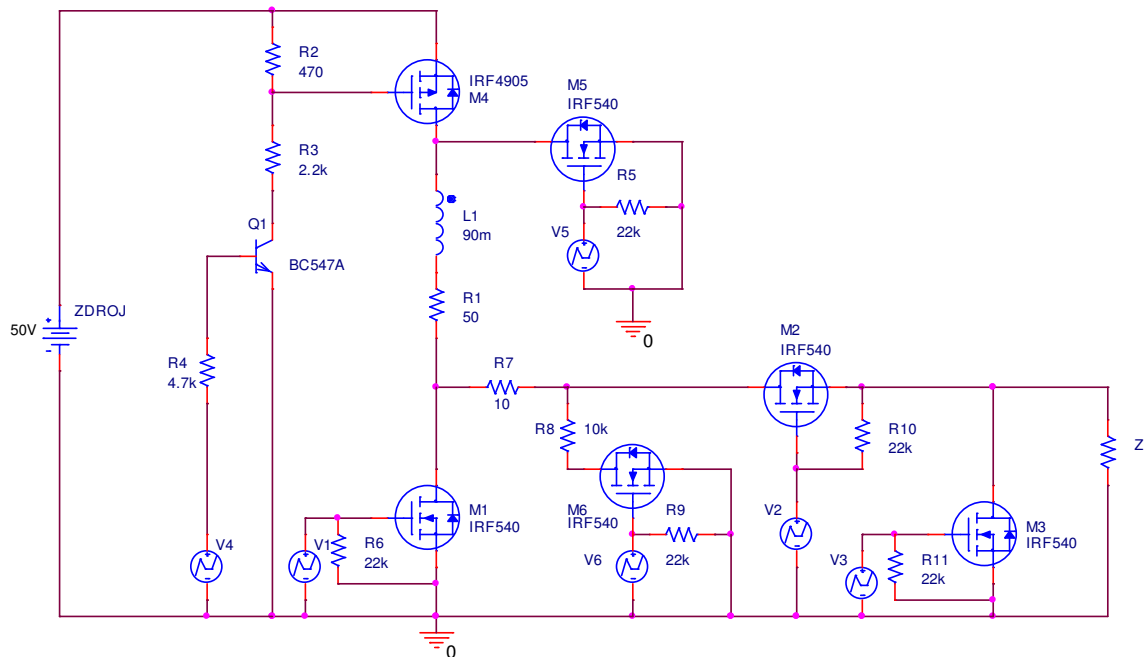
Obr. 3.1 Principiální schéma sério-paralelního přepínání cívek senzoru

Nadále již byl koncept takový, že přepínací obvod bude plnit pouze funkce spínání polarizačního proudu a odpojování předzesilovače jak je popsáno v kapitole 1.3.4. Pro ověření funkčnosti a možnosti porovnání byl navržen a zkonstruován přepínací obvod jednak z tranzistorů HEXFET a potom také za použití relé v kombinaci s tranzistorem HEXFET.

3.1 Přepínací obvod řešený pomocí tranzistorů HEXFET

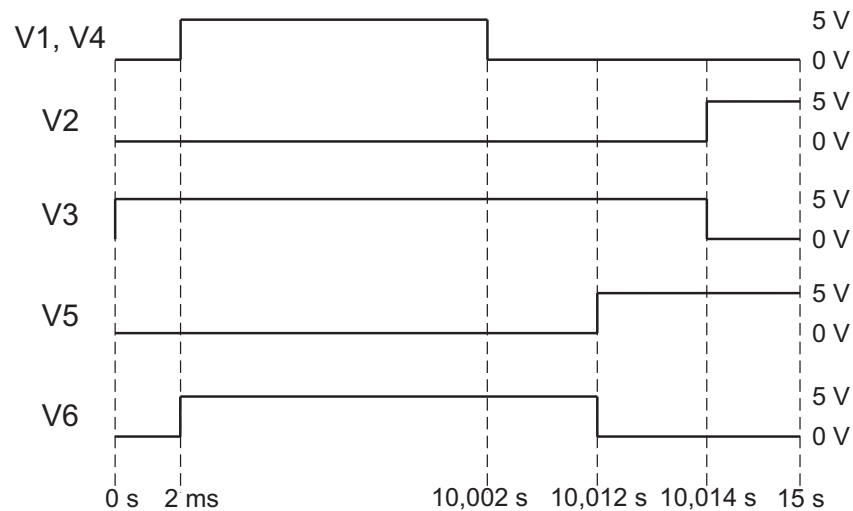
Pro realizaci této varianty přepínacího obvodu byl jako hlavní spínací prvek použit výkonový MOSFET tranzistor s N-kanálem IRF540N, který má maximální odpor v sepnutém stavu 44 m Ω . Ten je doplněn opět výkonovým MOSFET tranzistorem s P-kanálem IRF4905, který má maximální odpor v sepnutém stavu 20 m Ω . Schéma zapojení pro transientní analýzu a konstrukci je na Obr. 3.2.

Sekvence řídicích signálů V1 až V6 je na Obr. 3.3. Pro jejich generování se využívá univerzální jednotka osazená mikrokontrolérem Atmel ATmega8515, který pracuje na frekvenci 14,31818 MHz. Výstupy pro řídicí signály jsou podle tabulky v příloze C. Napětí řídicích signálů je 0 V, nebo 5 V. Generování řídicích signálů je řízeno obslužným programem v souladu s časovými sekvencemi na Obr. 3.3.



Obr. 3.2 Schéma zapojení přepínacího obvodu realizovaného pomocí tranzistorů HEXFET

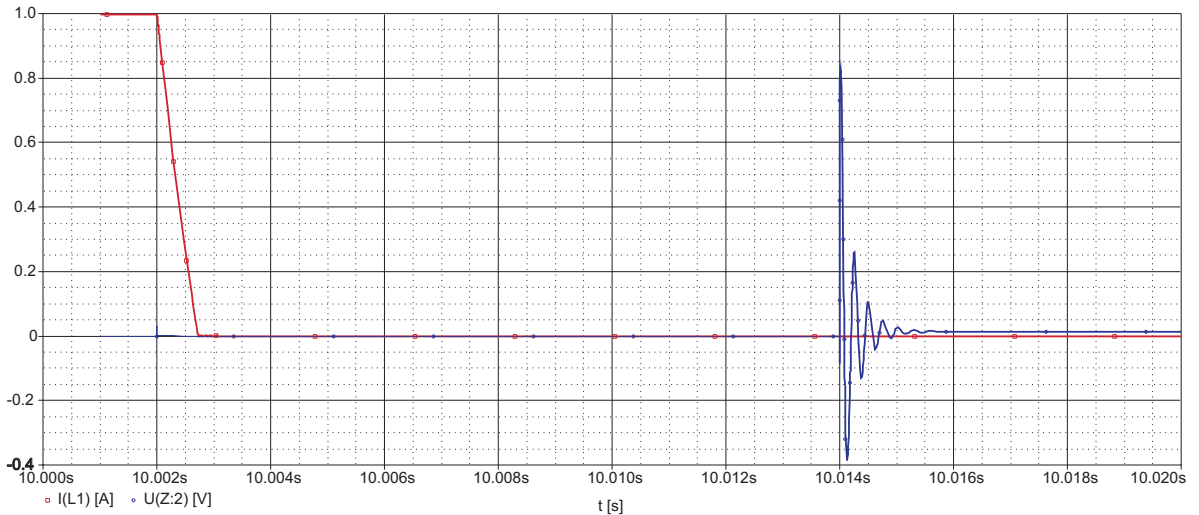
Cívka L1 a odpor R1 reprezentují senzor. Tranzistor Q1 a odpory R2, R3, R4 jsou zde pouze pro zajištění sepnutí tranzistoru M4, který má P-kanál. Odpory mezi G a S tranzistorů s N-kanálem o hodnotě 22 k Ω zajišťují vybití parazitní kapacity hradla, a tedy bezpečné rozepnutí tranzistorů. Odpor Z reprezentuje vstupní impedanci předzesilovače.



Obr. 3.3 Sekvence řídicích signálů pro přepínací obvod

Na začátku celého sekvenčního cyklu je prodleva 2 ms, nemá důležitý význam, slouží jen k bezpečnému odpojení vstupu předzesilovače pomocí sepnutého tranzistoru M3 a rozepnutého M2 před připojením polarizačního proudu. Po těchto 2 ms nastává polarizační fáze, ve které jsou sepnuty tranzistory M1 a M4, přes které teče polarizační proud. Zároveň se také sepne tranzistor M6, který připojí odpor R8, nyní bezvýznamný. Po uplynutí 10 s, kdy probíhá vlastní polarizace, se rozepnou tranzistory M1 a M4. Zde je prodleva 10 ms pro bezpečné odeznění přechodového děje cívky senzoru a také zde odeznívají zákmity přes sepnutý odpor R8. Rozbor odeznění přechodového děje bude proveden v podkapitole 3.3. Odpor R7 je zde z důvodu, aby se během odeznívání přechodového děje cívky proud vybíjel výhradně přes zenerovu diodu tranzistoru M1 a netekl přes ochranné tranzistory M2 a M3, které by v této fázi plnily stejnou roli jako M1. Po těchto 10 ms, tedy v čase 10,012 s, se pomocí tranzistoru M6 odpojí odpor R8 a zároveň se sepne tranzistor M5, který uzemní jednu stranu senzoru kvůli minimalizaci proudu, který protéká skrz cívku senzoru díky závěrnému proudu tranzistoru M1. Po dalších 2 ms (čas 10,014 s) se pouze připojí vstup předzesilovače, a to sepnutím tranzistoru M2 a rozepnutím M3. Nyní probíhá necelých 5 s měřicí fáze a po jejím skončení začíná celý cyklus opět od začátku.

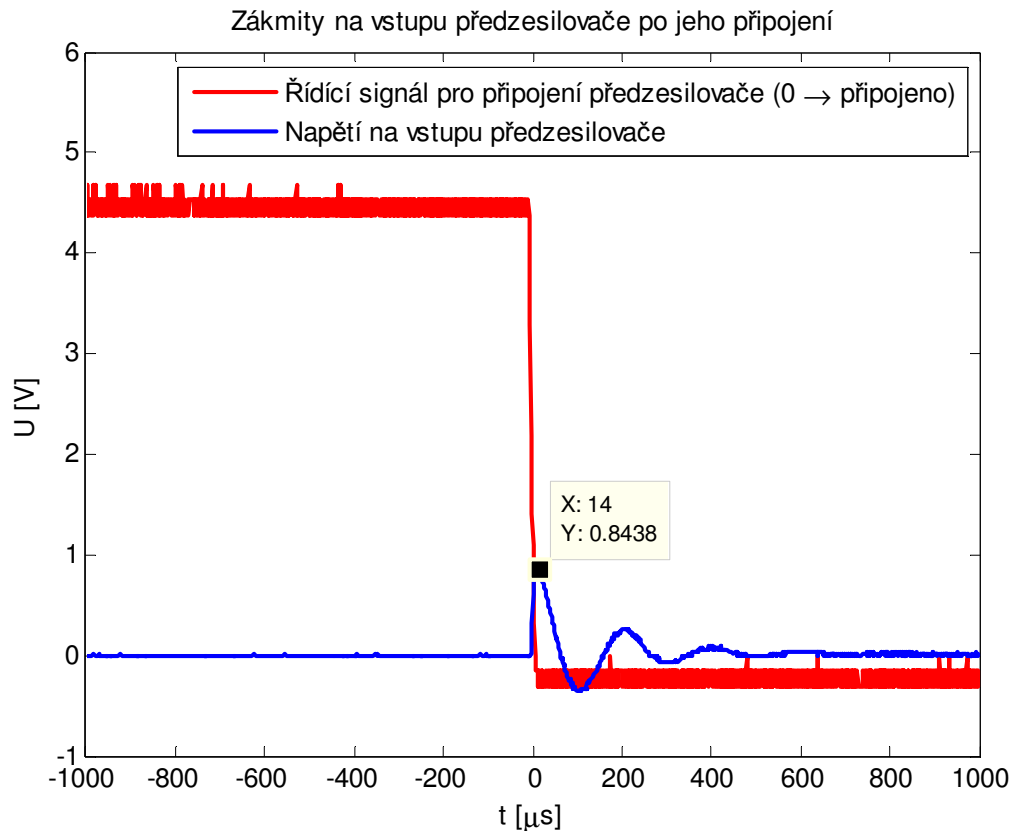
Z pohledu simulace je zajímavá transientní analýza v časovém úseku, kde dochází k zániku polarizačního proudu a následnému připojení předzesilovače (viz Obr. 3.4). Nedostatkem tohoto obvodového řešení je, že při měřicí fázi se na výstup, tedy na vstup předzesilovače, dostává stejnosměrná složka napětí okolo 13,5 mV, což je problém u předzesilovače s operačním zesilovačem, jak bude uvedeno v kapitole 4.1.2.



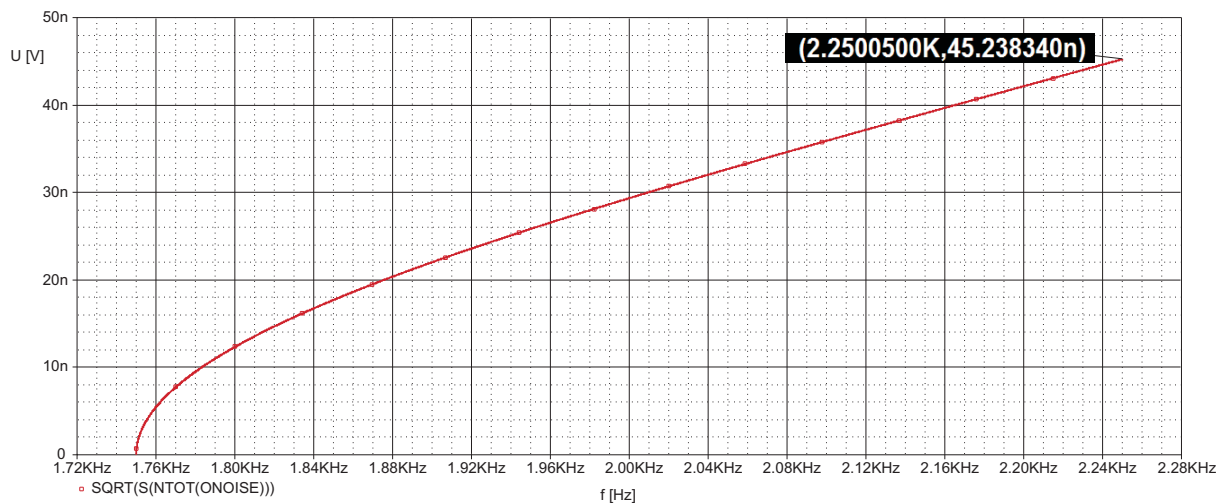
Obr. 3.4 Transientní analýza, I_P odpovídá $I(L1)$, napětí na vstupu předzesilovače $V(Z:2)$

Kdyby nebyl zařazen odpor R7, bylo by vidět zvýšení napětí na vstupu předzesilovače v době poklesu polarizačního proudu. To způsobí zmíněný vybíjecí proud, který by tek l i přes tranzistory M2 a M3. Zákmity na vstupu předzesilovače v čase 10,014 s jsou způsobeny vybíjením kapacit přechodů tranzistorů M2 a M3 při jejich přepínání. Tento jev se objevuje i při případném nesoučasném přepnutí obou tranzistorů. Špičkové napětí okolo 800 mV však není natolik veliké, aby ohrozilo vstup předzesilovače. Tyto zákmity napětí se shodně objevují i u zkonstruovaného obvodu (viz Obr. 3.5), a to s téměř shodnou špičkovou hodnotou jako v simulaci.

Z hlediska šumu má přepínací obvod z tranzistorů také vliv na průchozí signál. Výsledek šumové analýzy provedené v konfiguraci sepnutých/rozepnutých tranzistorů jako v měřicí fázi cyklu je na Obr. 3.6 (zapojení pro tuto simulaci je stejné jako na Obr. 3.2, jen mezi prvky L1 a R1 byl vložen zdroj V_{ac} , potřebný pro šumovou analýzu).



Obr. 3.5 Zámkity na vstupu předzesilovače změřeny na zkonstruovaném přepínacím obvodu, 0 na časové ose odpovídá 10,014 s v průběhu jednoho cyklu

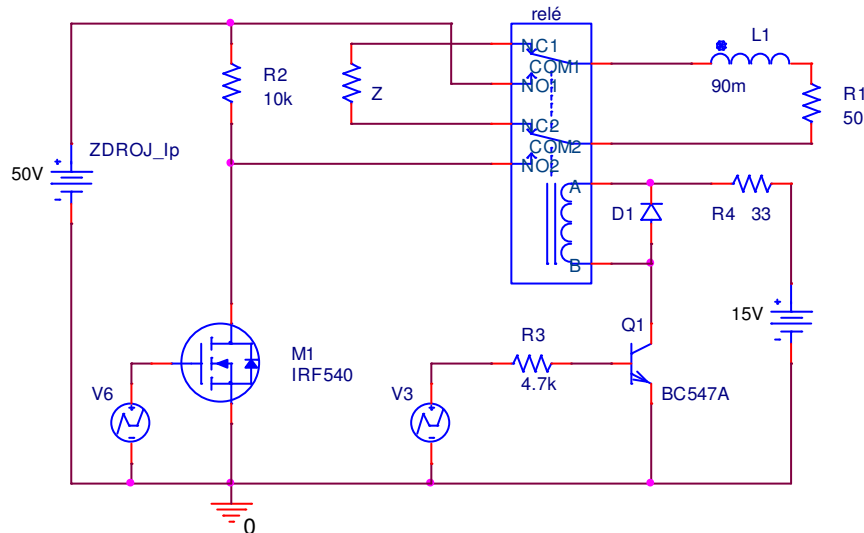


Obr. 3.6 Šumová analýza přepínacího obvodu z tranzistorů

Vzhledem k tomu, že podle vztahu 1.2 má vlastní odpor cívky senzoru efektivní hodnotu šumového napětí 20,35 nV, tak se šumové poměry na výstupu přepínacího obvodu oproti samotnému senzoru zhorší o 6,94 dB.

3.2 Přepínací obvod řešený pomocí relé a pomocného tranzistoru HEXFET

Návrh této varianty je převzat z [10]. Schéma zapojení pro transientní analýzu a konstrukci je na Obr. 3.7. Jako pomocný tranzistor pro spínání polarizačního proudu je použit opět tranzistor IRF540N. Relé bylo použito od firmy OMRON. Pro jeho odpor vinutí $160\ \Omega$ je doporučeno stejnosměrné buzení 12 V. Vzhledem k použití napětí 15 V, které se využívá i na napájení předzesilovače, byl zařazen odpor R4.



Obr. 3.7 Schéma zapojení přepínacího obvodu realizovaného pomocí relé a pomocného tranzistoru HEXFET

Jako řízení pro spínání byly s výhodou využity řídicí signály V3 a V6 vytvořené pro tranzistorové přepínání, protože plně vyhovují potřebám této konfigurace. V klidové poloze relé je připojen předzesilovač. Spuštěním cyklu přepnou kontakty relé pomocí tranzistoru Q1 řízeného V3 a připojí se zdroj I_p . Polarizační proud, ale nezačne protékat hned, ale až po 2 ms sepnutím tranzistoru M1, který řídí spínání I_p . Nyní probíhá polarizační fáze a předzesilovač je zcela odpojen. V čase 10,012 s se rozezne tranzistor M1, a tím začne přechodový děj zániku polarizačního proudu přes zenerovu diodu tranzistoru M1. Rozbor odeznění přechodového děje bude proveden v podkapitole 3.3. Po 2 ms již cívkou neprotéká žádný proud a relé je přepnuto rozepnutím tranzistoru Q1. Následuje měřící fáze a po jejím skončení se celý cyklus opakuje.

Šumová analýza v PSpice s relé nelze provést, protože není dostupný přesný model použitého relé v konstrukci. Lze ale říci, že přidaný šum by měl být zanedbatelně malý, a to způsoben přechodovým odporem kontaktů, který je nepatrný. Z tohoto důvodu je z hlediska

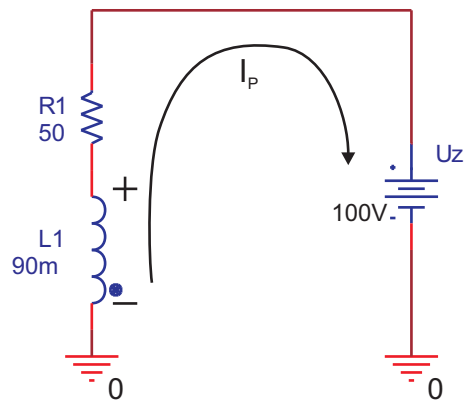
šumových parametrů lepší přepínací obvod s relé. To bylo i dokázáno pomocí jednoduchého měření se zkonstruovaným zesilovačem změřením efektivní hodnoty napětí šumového pozadí osciloskopem s šířkou pásma 100 MHz na 50 Ω odporu. Nejprve byl odpor připojen přímo na vstup zesilovače a následně přes přepínací obvod v měřící fázi. Při měření přes tranzistorový přepínací obvod byla efektivní hodnota šumového pozadí o 1,11 dB vyšší, než bylo změřeno při připojeném odporu přímo na vstupu zesilovače. S použitím přepínacího obvodu s relé nebylo zaznamenáno žádné zvýšení efektivní hodnoty napětí šumového pozadí oproti měření s odporem přímo na vstupu zesilovače.

3.3 Odeznění přechodového děje cívky senzoru pomocí zenerovy diody tranzistoru IRF540

Vyřešen zde bude ilustrativní příklad pro použití zkonstruovaného senzoru v kombinaci zapojení cívek **L1**, **L2**, **L3**, **L4** a pro tranzistorový přepínací obvod podle Obr. 3.2. Vzhledem k tomu, že situace pro případ na Obr. 3.7 s relé je mírně odlišná, bude uveden způsob řešení i pro tuto variantu. Indukčnost $L = 90$ mH, odpor $R = 50$ Ω , celkový počet závitů $N = 1580$, zenerovo napětí diody v tranzistoru IRF540N $U_Z = 100$ V a polarizační proud $I_p = 1$ A. Pro úplnost, hodnota magnetické indukce pole, od které se začíná počítat doba $T_S = 0,3$ mT, jak je uvedeno v kapitole 1.3.4.

Řešení pro tranzistorový přepínací obvod

Ve fázi, kdy dochází k odeznívání přechodového jevu cívky, se obvod na Obr. 3.2 zjednoduší podle Obr. 3.8. Pól cívky označen tečkou byl v polarizační fázi připojen ke zdroji I_p a měl kladnou polaritu, nyní je uzemněn přes ochrannou diodu tranzistoru M5. Vzhledem k tomu že cívka během přechodového děje zachovává směr proudu, přepóluje se a na zenerově diodě tranzistoru M1 se objeví napětí znázorněno zde jako zdroj stejnosměrného napětí. Díky tomuto napětí přechodový děj probíhá tak, že v čase blížícím se nekonečnu by tekl proud na opačnou stranu a jeho zdrojem byl zdroj U_Z . To se ale nestane, protože jakmile se vybijí polarizační proud cívky, zanikne i napětí na zenerově diodě, a tím celý přechodový děj skončí.



Obr. 3.8 Konfigurace obvodu při zániku polarizačního proudu pro tranzistorové přepínání

Rovnicí 3.1 je popsán obvod na Obr. 3.8 pro okamžité hodnoty napětí.

$$u_z(t) + i_p(t) \cdot R1 + L1 \cdot \frac{di_p(t)}{dt} = 0 \quad (3.1)$$

Vyřešením této rovnice za podmínek, že proud v čase $t = 0$ je roven I_p a v čase $t \rightarrow \infty$ by dosáhl hodnoty $U_z/R1$, dostaneme průběh vybíjení polarizačního proudu podle rovnice 3.2, který odpovídá průběhu na Obr. 1.7.

$$i_p(t) = \left(I_p + \frac{U_z}{R1} \right) \cdot e^{-\frac{R1}{L1}t} - \frac{U_z}{R1} \quad (3.2)$$

Z rovnice 3.2 lze vyjádřit čas t (viz rovnice 3.3), při kterém dosáhne vybíjený proud nuly, tedy při podmínce $i_p(t) = 0$. Pro toto konkrétní zadání je $t = 0,73$ ms, což je celková doba odeznění přechodového děje cívky.

$$t = \frac{L1}{R1} \cdot \ln\left(1 + \frac{R1 \cdot I_p}{U_z}\right) \quad (3.3)$$

Kritická doba pro zánik polarizačního magnetického pole je ale T_s , která se podle vztahu 3.4 rovná $28,3 \mu\text{s}$, kde proud I_s je podle vztahu 3.5 roven $31,43$ mA a derivace polarizačního

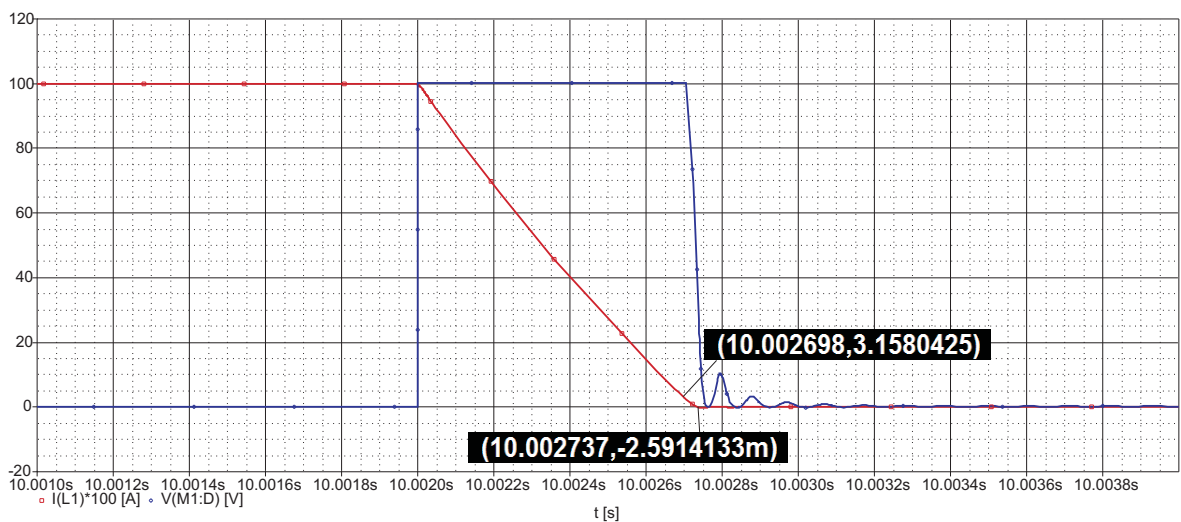
proudu v době průchodu nulou, tedy v čase $t = 0,73$ ms, která udává strmost průběhu proudu při průchodu nulou, je podle rovnice 3.6 rovna -1111 A/s.

$$T_s = \frac{I_s}{\left| \frac{di_p(t)}{dt} \right|} \quad (3.4)$$

$$I_s = B \cdot \frac{l}{\mu \cdot N} \quad (3.5)$$

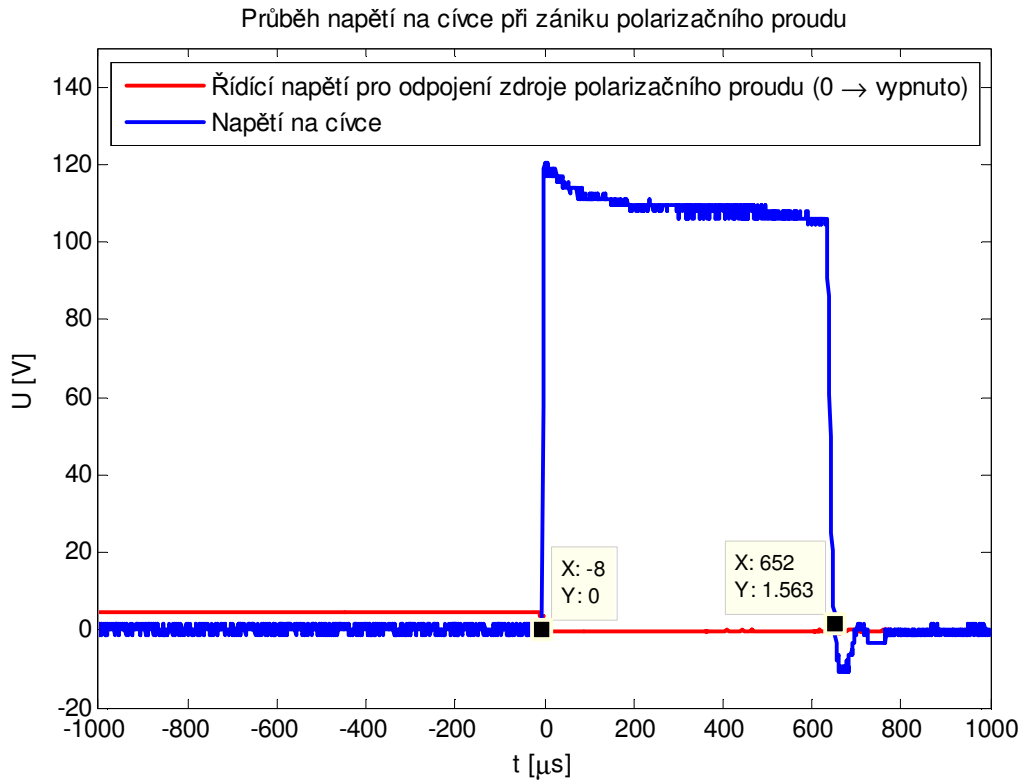
$$\frac{di_p(t)}{dt} = -\frac{Rl}{Ll} \cdot \left(I_p + \frac{U_Z}{Rl} \right) \cdot e^{-\frac{Rl}{Ll}t} \quad (3.6)$$

Časové průběhy tohoto přechodového děje jsou pro transientní analýzu na Obr. 3.9 a změřený skutečný průběh napětí na cívce zkonstruovaného tranzistorového přepínacího obvodu na Obr. 3.10. Z těchto průběhů je vidět, že při transientní analýze je celková doba přechodového děje $0,747$ ms a doba T_s je podle simulace $34 \mu\text{s}$, což je nepatrně víc, než spočtená hodnota.



Obr. 3.9 Zánik polarizačního proudu ($I(L1)$), pro transparentnost $100x$ zvětšen) a napětí na cívce ($V(M1:D)$) při odeznívání přechodového děje cívky přes tranzistorový přepínací obvod

Změřená celková doba přechodového děje je $0,66$ ms, zkrácení této doby je způsobeno vyšším reálným U_Z diody použitého tranzistoru IRF540N. Díky tomu lze předpokládat, že skutečná doba T_s bude také ještě kratší, než teoreticky vypočítaná, což je výhodné.



Obr. 3.10 Průběh napětí na cívce při odeznívání přechodového děje cívky přes tranzistorový přepínací obvod, 0 na časové ose odpovídá 10,002 s v průběhu jednoho cyklu

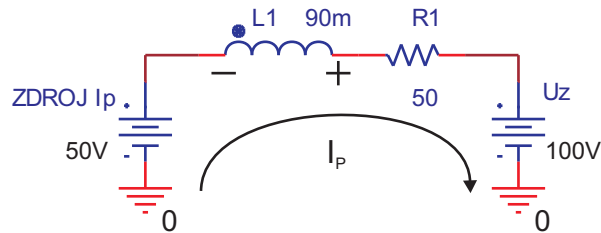
Celkově lze tedy říct, že při této konfiguraci přepínacího obvodu a použití zkonstruovaného senzoru probíhá zánik polarizačního magnetického pole cívky mnohem rychleji, než je perioda precesního pohybu protonů, tedy do doby 50 μs .

Řešení pro obvod s relé a pomocným tranzistorem

Řešení pro tuto variantu je velice podobné jako v předchozím případě. Rozdíl je v konfiguraci obvodu v době odeznívání přechodového děje (viz Obr. 3.11), kde se neodpojí od zdroje I_p a neuzemní tečkou označený pól cívky. Tím se mírně změní obvodová rovnice pro okamžité hodnoty napětí podle 3.7, kde U_{I_p} je napětí zdroje I_p 50 V. To lze však odstranit použitím dalších tranzistorů, jako jsou M4 a M5 na Obr. 3.2.

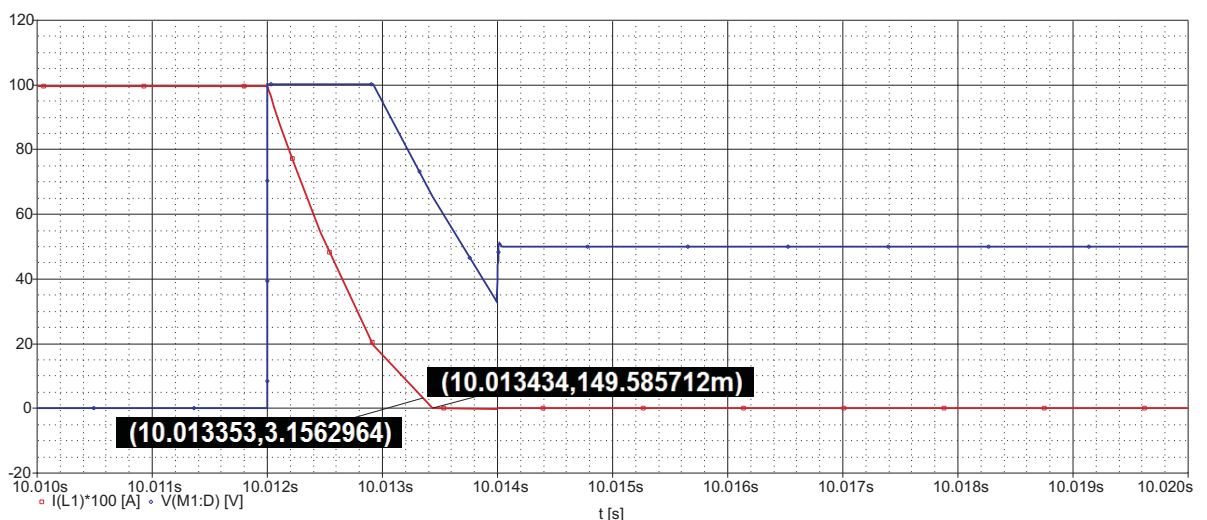
$$u_z(t) - U_{I_p} + i_p(t) \cdot R_1 + L_1 \cdot \frac{di_p(t)}{dt} = 0 \quad (3.7)$$

Následující rovnice pro řešení jsou obdobné jako rovnice 3.2 až 3.6, jen místo napětí U_Z se zde bude vyskytovat $(U_Z - U_{Ip})$. To znamená, že se sníží hodnota napětí na cívce při vybíjení polarizačního proudu, a tím i hodnota proudu, který by teoreticky v nekonečnu protékal cívkou v opačném směru, a to má za následek celkové zpomalení přechodového děje. Proto dle výpočtu vychází celková doba trvání přechodového děje $t = 1,25$ ms, odtud strmost proudu při průchodu nulou -555 A/s, a tedy doba $T_S = 56,6$ μ s.



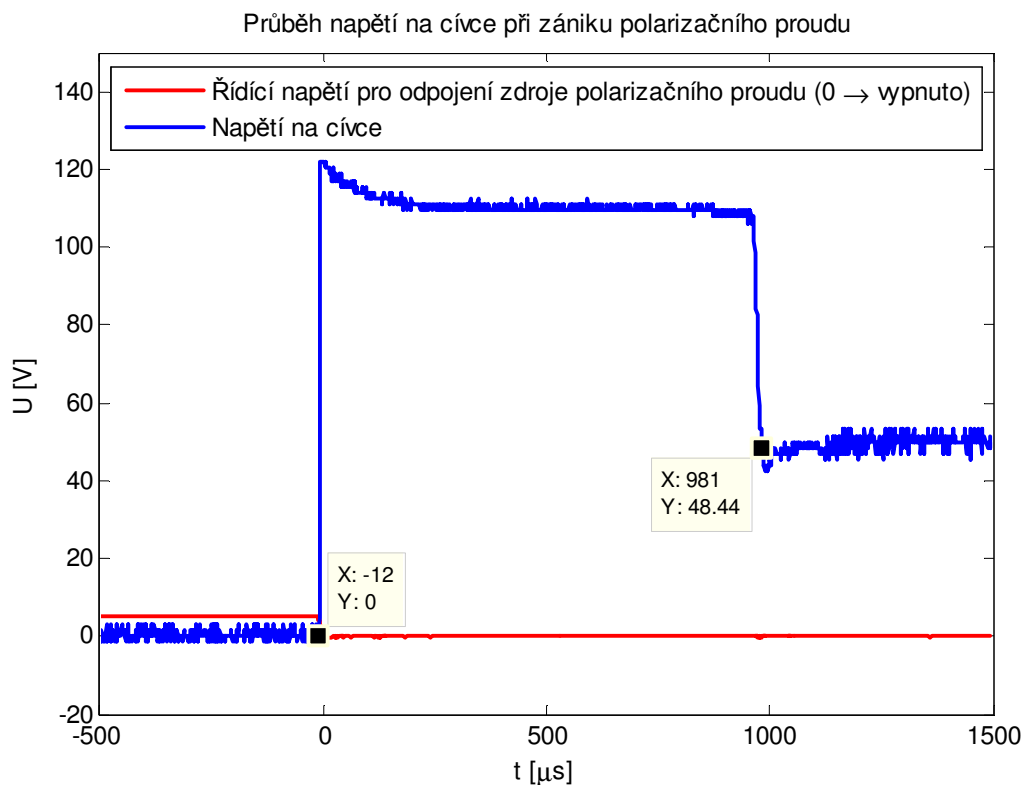
Obr. 3.11 Konfigurace obvodu při zániku polarizačního proudu pro přepínací obvod s relé

Průběh transientní analýzy (viz Obr. 3.12) neodpovídá teoreticky předpokládanému průběhu. Po 900 μ s od začátku přechodového děje zde dochází k lineárnímu poklesu napětí na cívce, a tím i ke snížení strmosti vybíjení polarizačního proudu. Díky tomu se v tomto případě doba T_S rovná 81 μ s.



Obr. 3.12 Zánik polarizačního proudu ($I(L1)$, pro transparentnost 100x zvětšen) a napětí na cívce ($V(M1:D)$) při odeznívání přechodového děje cívky přes přepínací obvod s relé

Jak je ale vidět na Obr. 3.13, který zobrazuje reálný průběh napětí na cívce změřený na zkonstruovaném obvodu, nedochází zde k lineárnímu poklesu napětí jako u průběhu transientní analýzy a tento průběh odpovídá teoreticky předpokládanému. Celková doba trvání přechodového děje se rovná 0,993 ms, což je méně než spočtená, a proto lze konstatovat, že zánik polarizačního magnetického pole zde proběhne také rychleji a je tedy možné, že splní požadavek pro zánik do 50 μ s. Způsobeno je to opět vyšším reálným U_Z diody použitého tranzistoru IRF540N.



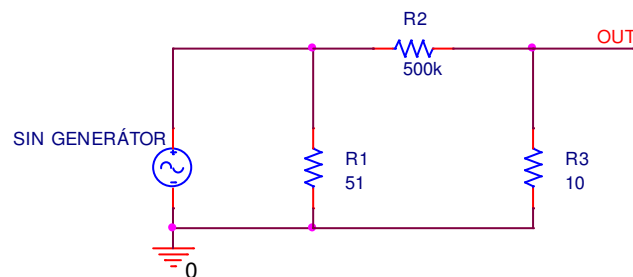
Obr. 3.13 Průběh napětí na cívce při odeznívání přechodového děje cívky přes přepínací obvod s relé, 0 na časové ose odpovídá 10,012 s v průběhu jednoho cyklu

Z uvedených řešení zániku polarizačního proudu, respektive tedy polarizačního magnetického pole, vyplývá, že pro daný příklad řešení s použitím zkonstruovaného senzoru je splněna podmínka, že doba T_S má být kratší, než 50 μ s. U přepínacího obvodu s relé je to však velice na hranici, a to pouze pro reálnou konstrukci, proto by bylo lepší použít jiný senzor a zdroj I_p , nebo obvod doplnit o zmíněné tranzistory M4 a M5. Závěry vyplývající z této analýzy jsou takové, že pro rychlost zániku polarizačního magnetického pole je vhodné senzor optimalizovat takto: malý odpor vinutí a malá vlastní indukčnost cívky, malé napětí zdroje I_p , velká B_p .

4 Návrh a realizace předzesilovačů

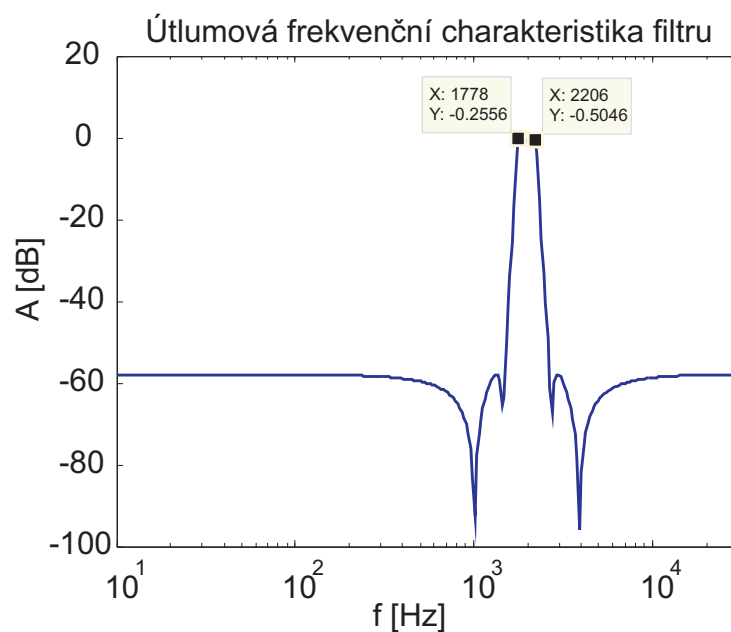
Pro porovnání z hlediska šumových vlastností byly řešeny dvě varianty předzesilovače zmíněny v kapitole 1.3.5, a to předzesilovač z tranzistorů a z operačních zesilovačů.

Vzhledem k tomu, že zkonstruovaný senzor byl nefunkční, nebylo možné předzesilovače testovat se skutečným signálem, proto byl použit harmonický generátor doplněný o útlumový článek (viz Obr. 4.1) pro dosažení napětí odpovídajícímu očekávaným hodnotám napětí ze senzoru, tedy řádově jednotek μV .



Obr. 4.1 Zdroj syntetického signálu, jako náhrada senzoru

Pro měření celkové efektivní hodnoty šumového napětí na výstupu předzesilovačů byl použit přístroj Audio precision a v něm navržen digitální filtr s šířkou pásma 500 Hz a centrální frekvencí 2 kHz, jehož amplitudová frekvenční charakteristika je na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Amplitudová frekvenční charakteristika digitální pásmové propusti

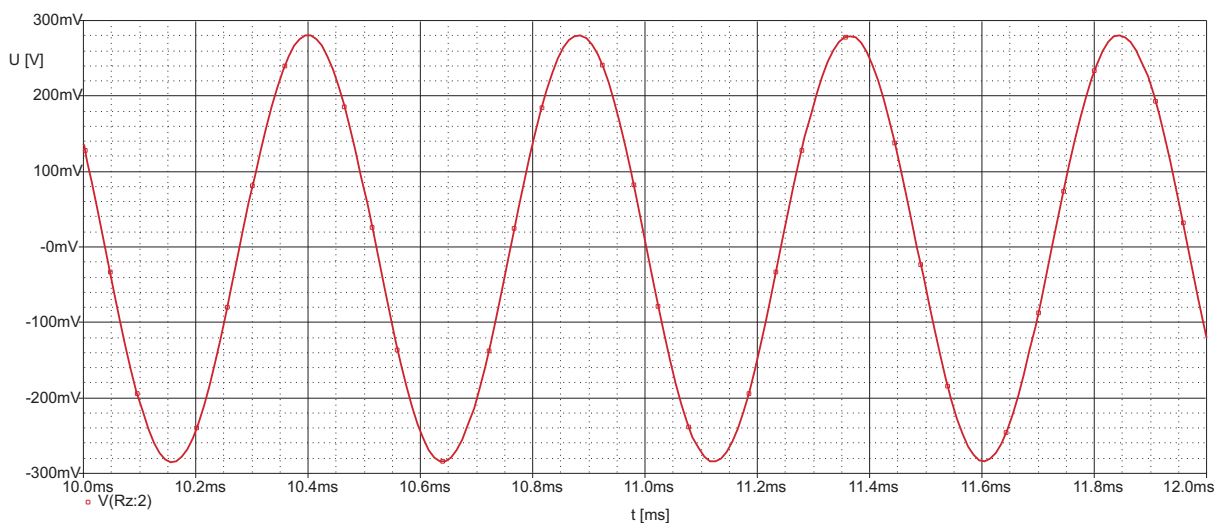
4.1 Tranzistorový předzesilovač

Pro řešení této varianty bylo převzato a mírně modifikováno zapojení z [6]. Schéma zapojení pro transientní analýzu a konstrukci je uvedeno na obrázku v příloze E, kde zdroj V3 nahrazuje indukované napětí v měřící fázi, přičemž pro frekvenční a šumovou analýzu je místo zdroje V3 zapojen zdroj V2.

Změněn byl typ použitých tranzistorů z 2N2222 na BC548B. Tato změna nemá žádný podstatný vliv na funkci ani šumové vlastnosti, byla provedena pouze kvůli aktuální dostupnosti při konstrukci zesilovače. Z těchto běžně dostupných levných tranzistorů, by nejvíce vyhovoval typ BC549, který je určen pro nízkošumové aplikace a od BC548B se liší pouze v nižší toleranci maximálního šumového čísla. Odpor R1 reprezentuje stejnosměrný odpor cívky senzoru.

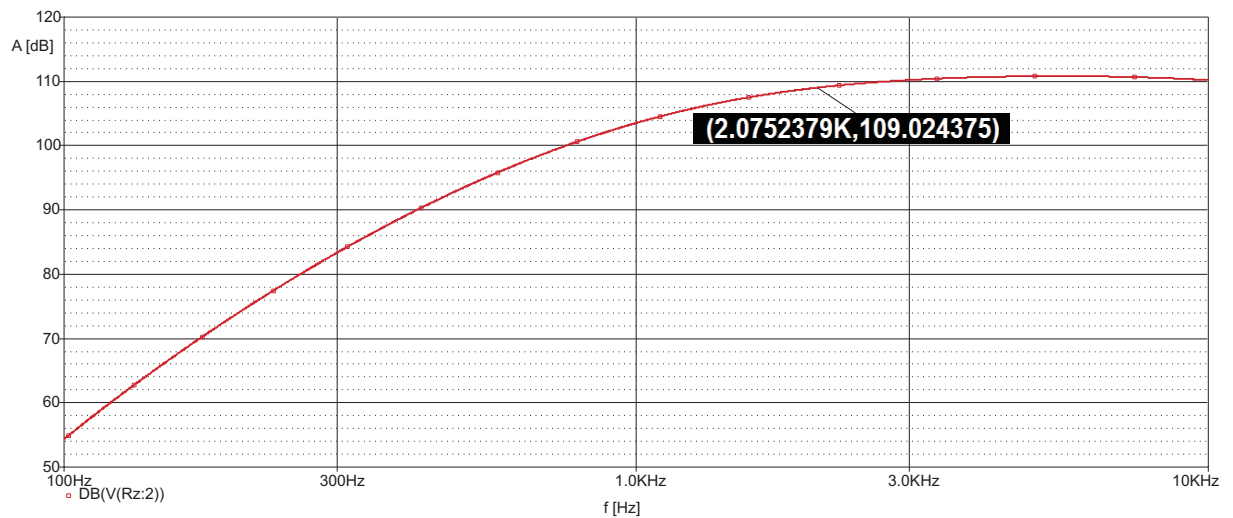
4.1.1 Výsledky počítačových analýz tranzistorového předzesilovače

Výsledek transientní analýzy na Obr. 4.3 ukazuje průběh napětí na výstupu předzesilovače při amplitudě vstupního napětí $1 \mu\text{V}$ a frekvenci 2075 Hz.



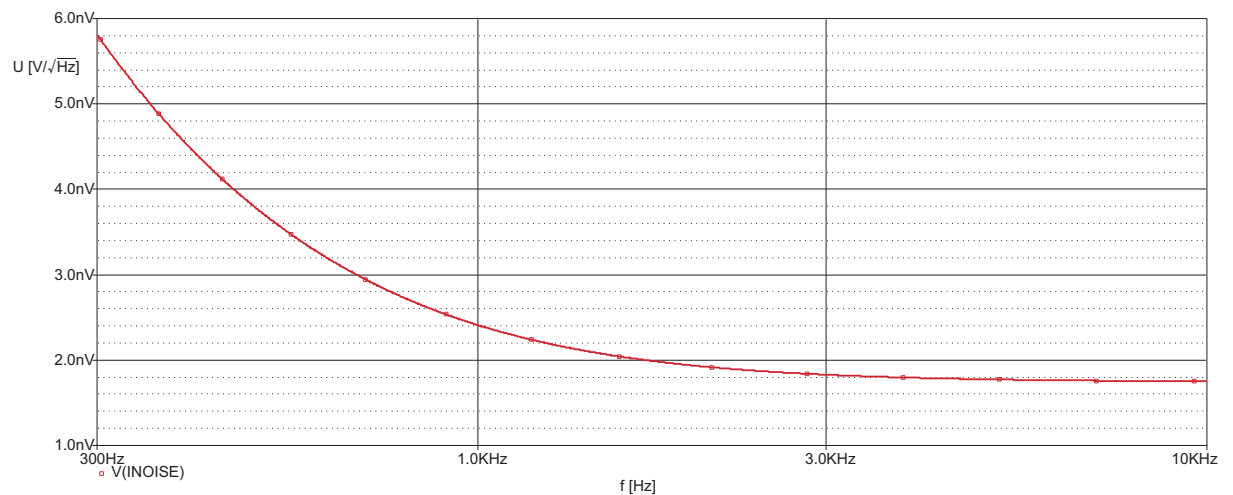
Obr. 4.3 Transientní analýza tranzistorového předzesilovače, $V(Rz:2)$ napětí na výstupu předzesilovače

Celkový zisk předzesilovače na frekvenci 2075 Hz je 109,024 dB, který je rovnoměrně rozložen mezi 3 tranzistorové zesilovací stupně.



Obr. 4.4 Frekvenční analýza tranzistorového předzesilovače, $DB(V(Rz:2))$ zisk předzesilovače

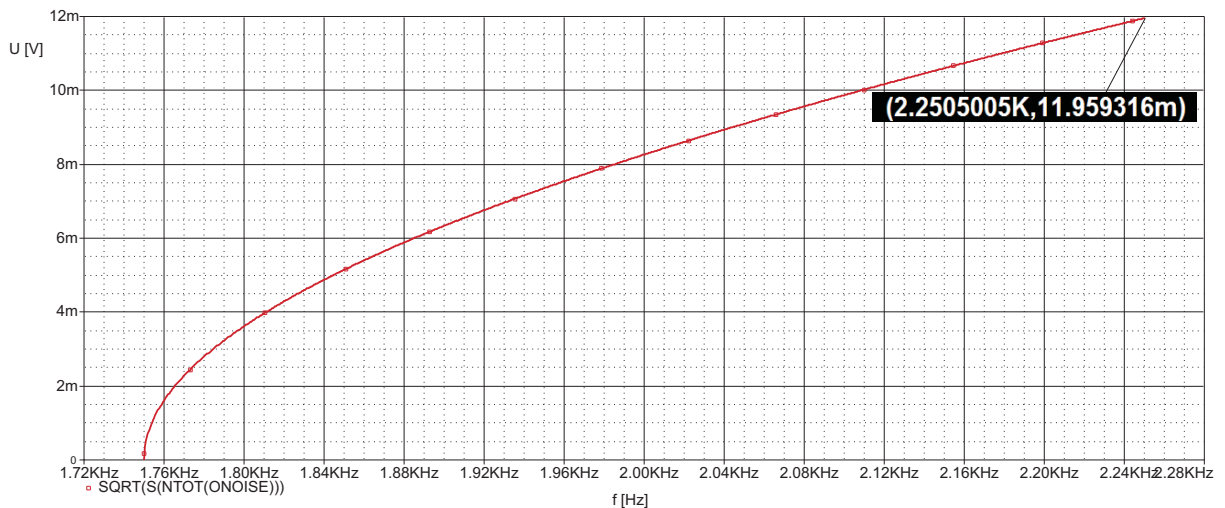
Ekvivalentní hodnota spektrální hustoty šumového napětí na vstupu předzesilovače se ve frekvenčním pásmu okolo 2 kHz pohybuje mírně pod $2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$.



Obr. 4.5 Šumová analýza tranzistorového předzesilovače, $V(INOISE)$ ekvivalentní hodnota spektrální hustoty šumové napětí na vstupu

Celková efektivní hodnota šumového napětí na výstupu předzesilovače ve frekvenčním pásmu 1750 – 2250 Hz je 11,959 mV. Pro efektivní hodnotu napětí vstupního signálu 0,707 μV , je výstupní efektivní hodnota napětí $u_{ef} = 200 \text{ mV}$ a SNR (podle vztahu 4.1) na výstupu předzesilovače se rovná 24,46 dB. SNR na vstupu předzesilovače, tedy samotného senzoru, je 30,82 dB, kde podle vztahu 1.2 je $u_{efN} = 20,35 \text{ nV}$. Pro počítačovou simulaci tedy vychází zhoršení poměru signál/šum u tranzistorového předzesilovače o 6,36 dB. To vše při uvažování zpracovávané šířky frekvenčního pásma 500 Hz okolo předpokládané frekvence užitečného signálu.

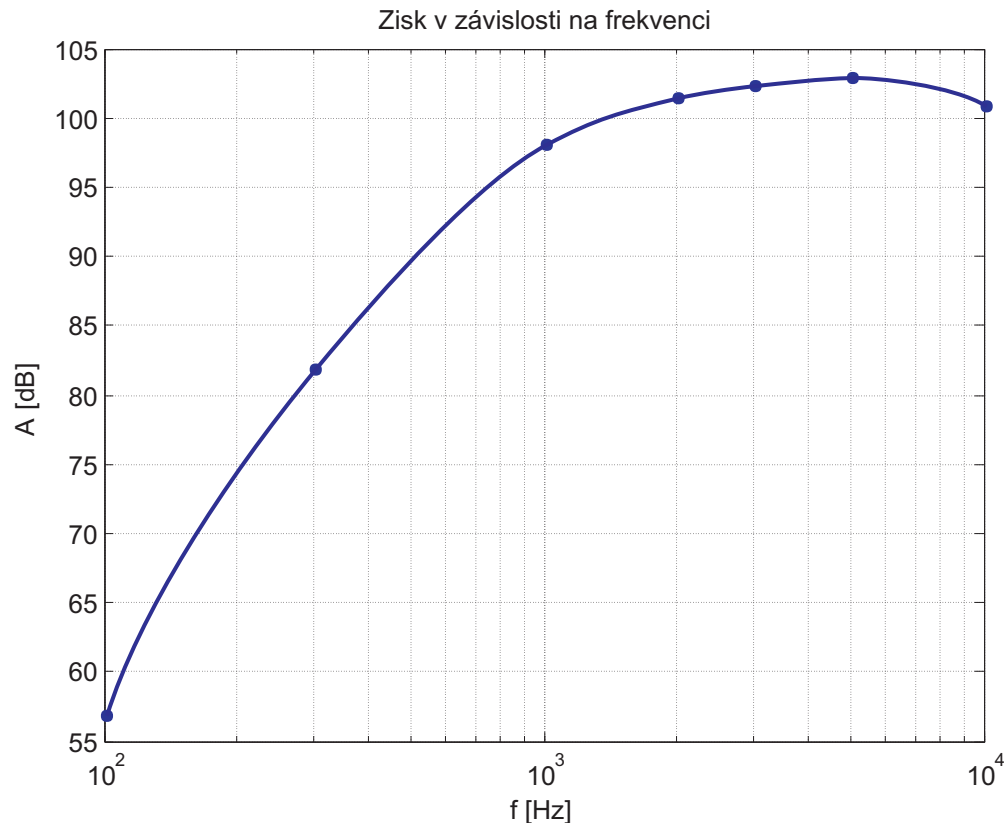
$$SNR = 20 \cdot \log\left(\frac{u_{ef}}{e_{efN}}\right) \quad (4.1)$$



Obr. 4.6 Šumová analýza tranzistorového předzesilovače, $\text{SQRT}(S(\text{NTOT}(\text{ONOISE})))$ efektivní hodnota šumového napětí na výstupu

4.1.2 Výsledky měření na zkonstruovaném tranzistorovém předzesilovači

Průběh zisku v závislosti na frekvenci se oproti počítačové simulaci neliší co do tvaru průběhu, ale změřená velikost zisku na frekvenci 2075 Hz je pouze 101,5 dB.

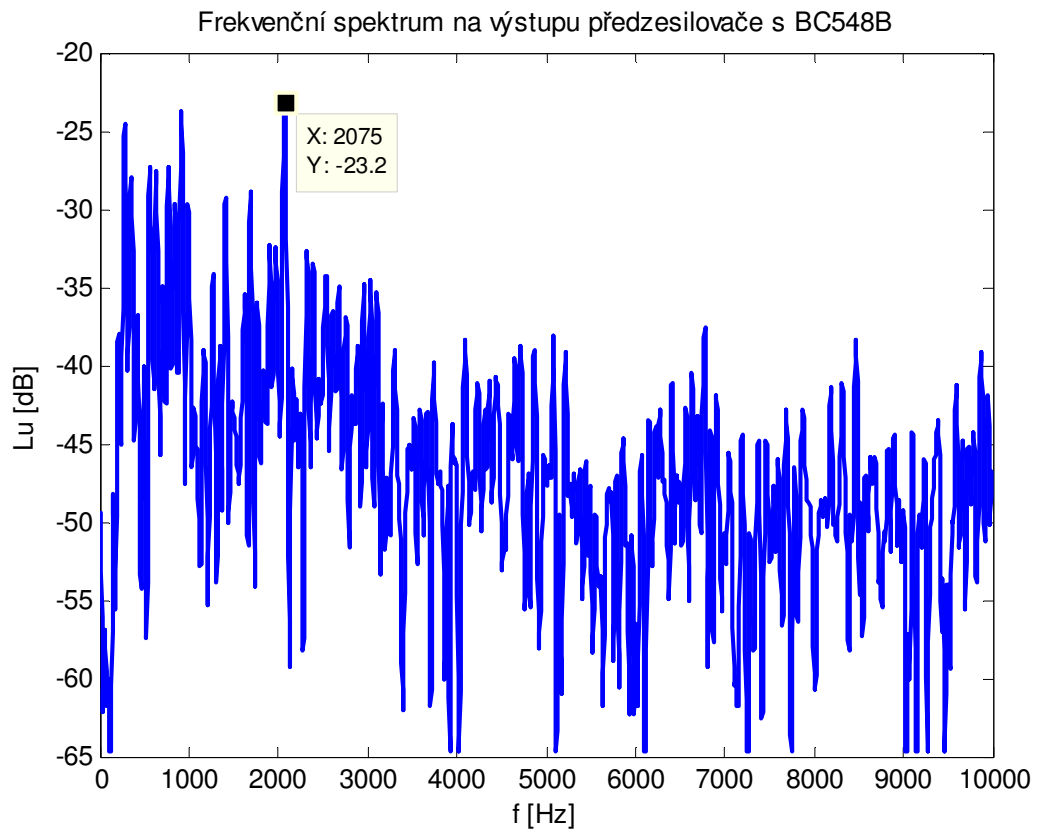


Obr. 4.7 Zisk zkonstruovaného tranzistorového předzesilovače v závislosti na frekvenci

Šumové poměry jsou řešeny na frekvenční šířce pásma 500 Hz okolo 2 kHz stejně jako u počítačové analýzy. Efektivní hodnota šumového napětí na vstupu tranzistorového předzesilovače je spočtena teoreticky podle vztahu 1.2, kde byl použit jako náhrada za senzor odpor 10Ω , jehož $u_{efN} = 9,06 \text{ nV}$. Efektivní hodnota napětí vstupního signálu předzesilovače ze syntetického zdroje signálu je $0,472 \mu\text{V}$. SNR na vstupu podle vztahu 4.1 je tedy 34,33 dB. Změřená efektivní hodnota napětí signálu na výstupu předzesilovače je 56,09 mV a změřená efektivní hodnota šumového napětí na výstupu předzesilovače je 15,3 mV, z toho se SNR na výstupu rovná 11,28 dB, a tedy zhoršení SNR tranzistorového předzesilovače je o 23,05 dB. Takový výrazný nárůst šumu je zapříčiněn především způsobem konstrukce, která je provedena na univerzální desce plošného spoje, a také absencí jakéhokoliv stínění při měření, takže lze předpokládat, že při správném navržení desky plošného spoje a patřičném stínění se šumové poměry tranzistorového předzesilovače výrazně vylepší. Na výsledku se také podílí

šumové číslo tranzistorů, které se pro BC548B může pohybovat v širokém rozmezí, což se dá odstranit použitím tranzistorů BC549, jak je uvedeno v úvodu kapitoly 4.1. Dalším faktorem ovlivňující tento výsledek je použití teoretické hodnoty šumového napětí senzoru, protože tak nízké efektivní hodnoty napětí nelze jednoduše změřit.

Na Obr. 4.8 je zobrazeno frekvenční spektrum na výstupu předzesilovače, kde efektivní hodnota napětí signálu na vstupu byla $0,472 \mu\text{V}$ a frekvence 2075 Hz.

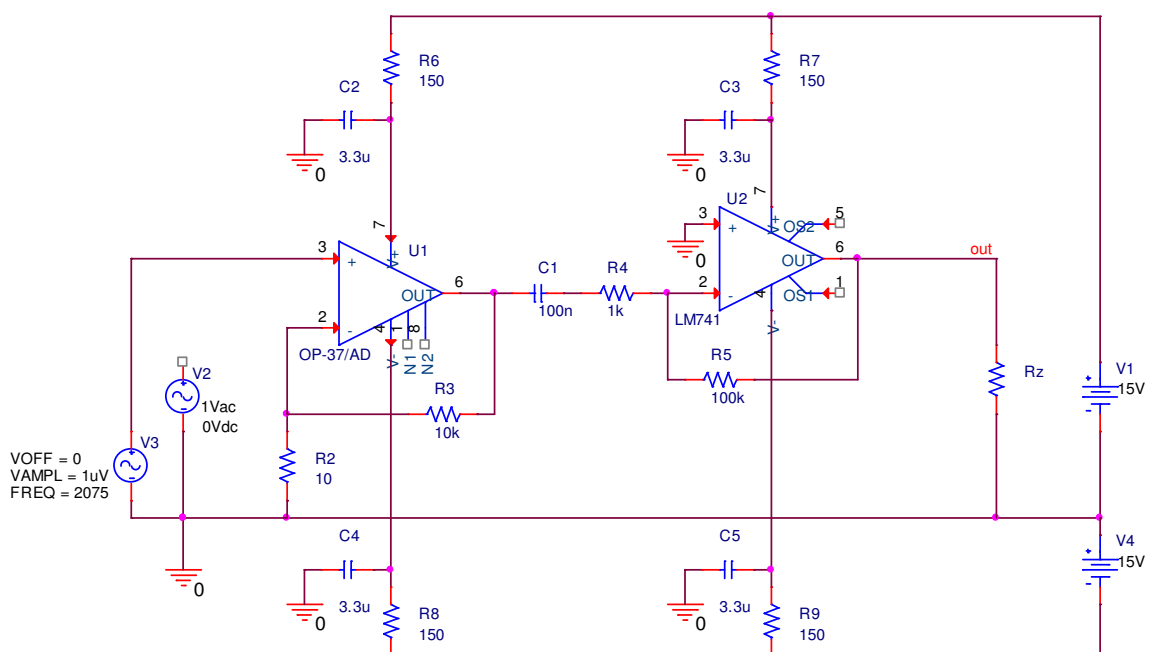


Obr. 4.8 Frekvenční spektrum na výstupu tranzistorového předzesilovače

4.2 Předzesilovač s operačními zesilovači

Pro konstrukci této varianty předzesilovače byl jako první stupeň, tedy rozhodující z hlediska šumových poměrů, zvolen operační zesilovač OP-37. Vybíráno bylo z řady běžně dostupných operačních zesilovačů pro nízkošumové aplikace v audio frekvenčním pásmu a OP-37 lze podle jeho šumových parametrů zvolit jako jeden z nejlepších. Jeho spektrální hustota vstupního šumového napětí je v datasheetu uváděna na 1 kHz $3,2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a spektrální hustota vstupního šumového proudu na 1 kHz je $1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Kvůli zachování vysoké vstupní impedance a podle doporučení v datasheetu pro nízkošumové aplikace, je zvoleno zapojení předzesilovače jako neinvertující zesilovač. Z tohoto důvodu však nemůže být na jeho vstupu zapojen oddělovací kondenzátor, protože díky této vysoké impedanci vstupu není uzemněn a udržuje se na něm napětí v řádech stovek mV a tím se saturuje výstup operačního zesilovače. Tato varianta předzesilovače je tedy funkční pouze ve spojení s přepínacím obvodem s relé, kde se v měřicí fázi nedostává na jeho vstup stejnosměrná složka.

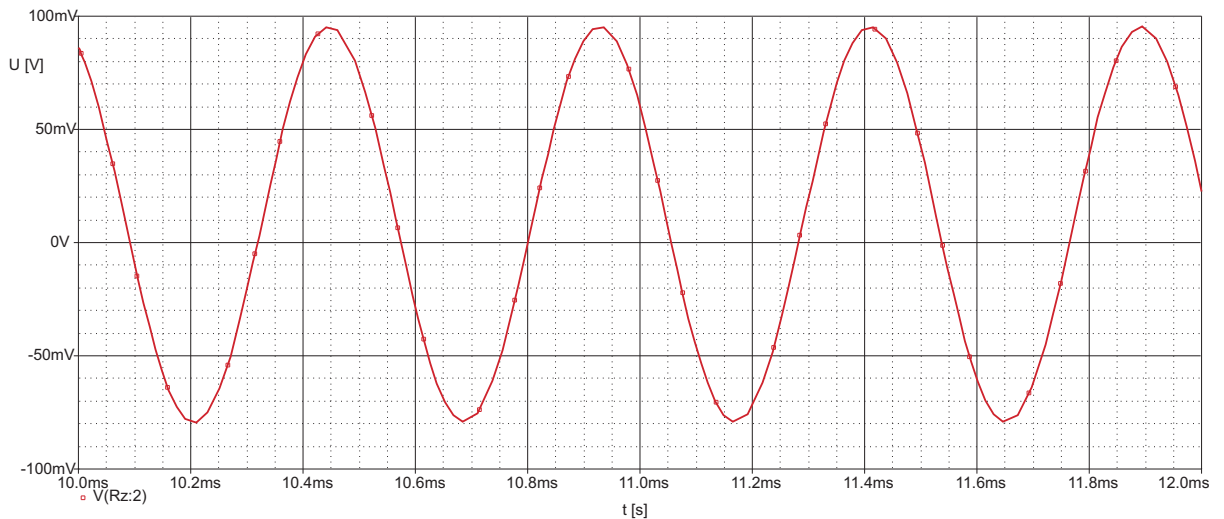
Schéma zapojení pro počítačové simulace a konstrukci je na Obr. 4.9. První zesilovací stupeň s OP-37 má nastaven zisk 60 dB a jako další stupeň je zvolen již univerzální operační zesilovač LM741 s nastaveným ziskem na 40 dB.



Obr. 4.9 Schéma zapojení předzesilovače s operačními zesilovači, R_z reprezentuje vstupní impedanci následující části PPM

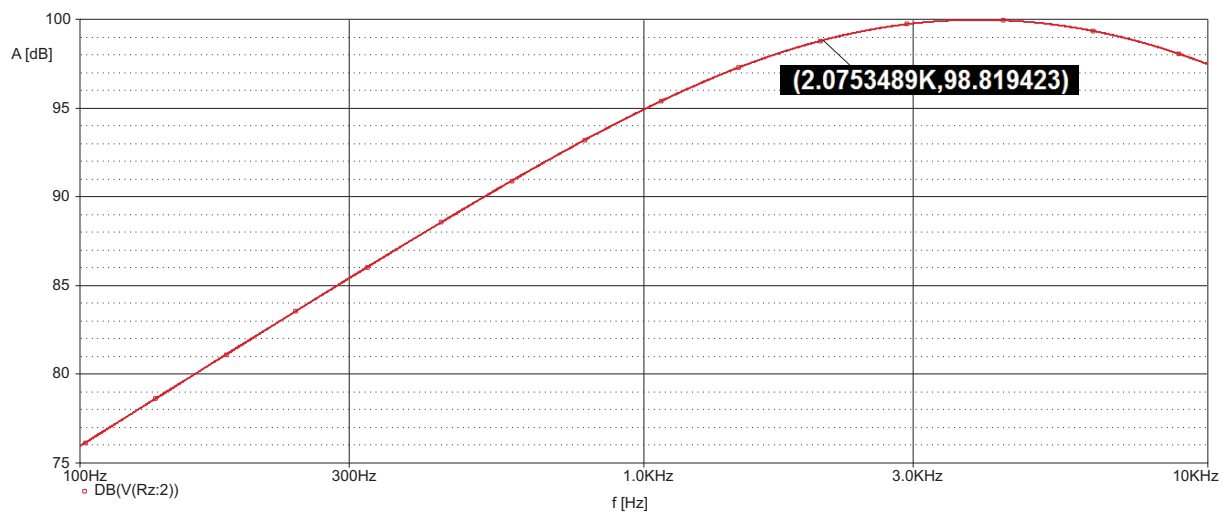
4.2.1 Výsledky počítačových analýz předzesilovače s operačními zesilovači

Výsledek transientní analýzy na Obr. 4.10 ukazuje průběh napětí na výstupu předzesilovače při amplitudě vstupního napětí $1 \mu\text{V}$ a frekvenci 2075 Hz.



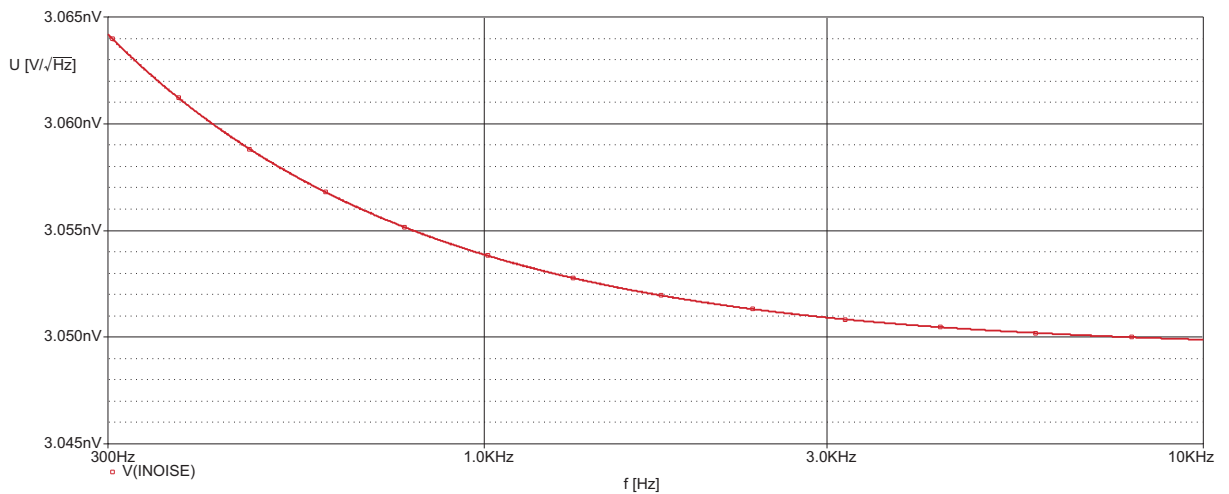
Obr. 4.10 Transientní analýza předzesilovače s operačními zesilovači, $V(Rz:2)$ napětí na výstupu předzesilovače

Celkový zisk předzesilovače na frekvenci 2075 Hz je 98,82 dB.

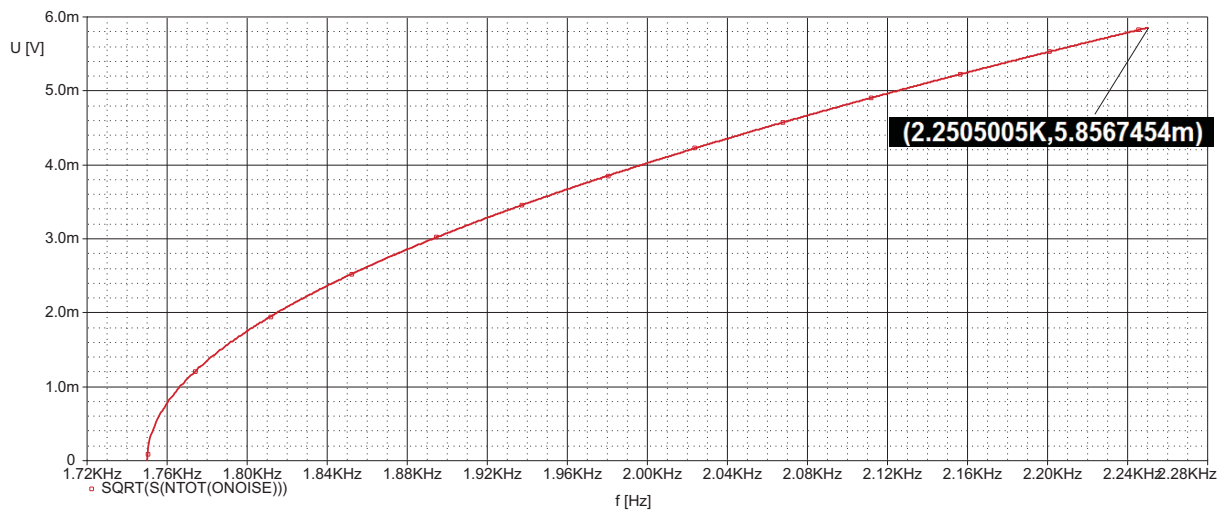


Obr. 4.11 Frekvenční analýza předzesilovače s operačními zesilovači, $DB(V(Rz:2))$ zisk předzesilovače

Ekvivalentní hodnota spektrální hustoty šumového napětí na vstupu předzesilovače se ve frekvenčním pásmu okolo 2 kHz pohybuje mírně nad 3,05 nV/√Hz.



Obr. 4.12 Šumová analýza předzesilovače s operačními zesilovači, $V(INOISE)$ ekvivalentní hodnota spektrální hustoty šumové napětí na vstupu

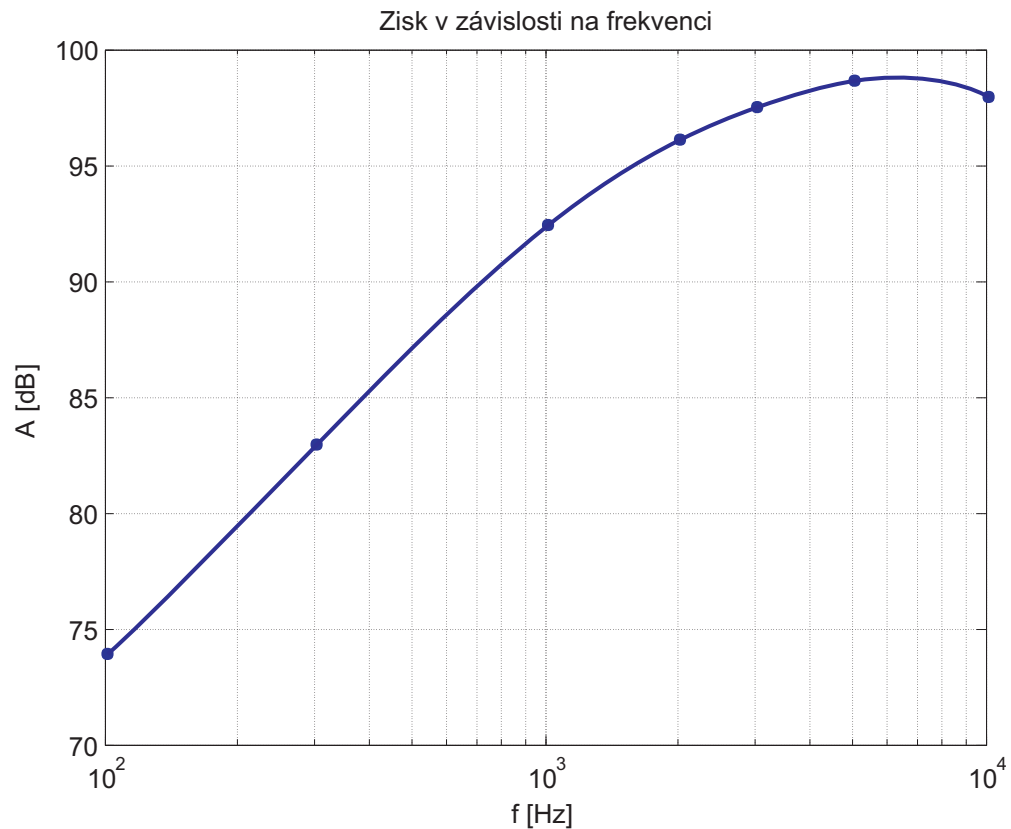


Obr. 4.13 Šumová analýza předzesilovače s operačními zesilovači, efektivní hodnota šumového napětí na výstupu $SQRT(S(NTOT(ONOISE)))$

Celková efektivní hodnota šumového napětí na výstupu předzesilovače ve frekvenčním pásmu 1750 – 2250 Hz je 5,857 mV. Pro efektivní hodnotu napětí vstupního signálu 0,707 μ V, je výstupní efektivní hodnota napětí $u_{ef} = 61,72$ mV a SNR (podle vztahu 4.1) na výstupu předzesilovače se rovná 20,46 dB. SNR na vstupu předzesilovače, tedy samotného senzoru, je 30,82 dB, kde podle vztahu 1.2 je $u_{efN} = 20,35$ nV. Pro počítačovou simulaci tedy vychází zhoršení SNR u předzesilovače s operačními zesilovači o 10,36 dB.

4.2.2 Výsledky měření na zkonstruovaném předzesilovači s operačními zesilovači

Průběh zisku v závislosti na frekvenci se oproti počítačové simulaci neliší co do tvaru průběhu, ale změřená velikost zisku na frekvenci 2075 Hz je pouze 96,2 dB.

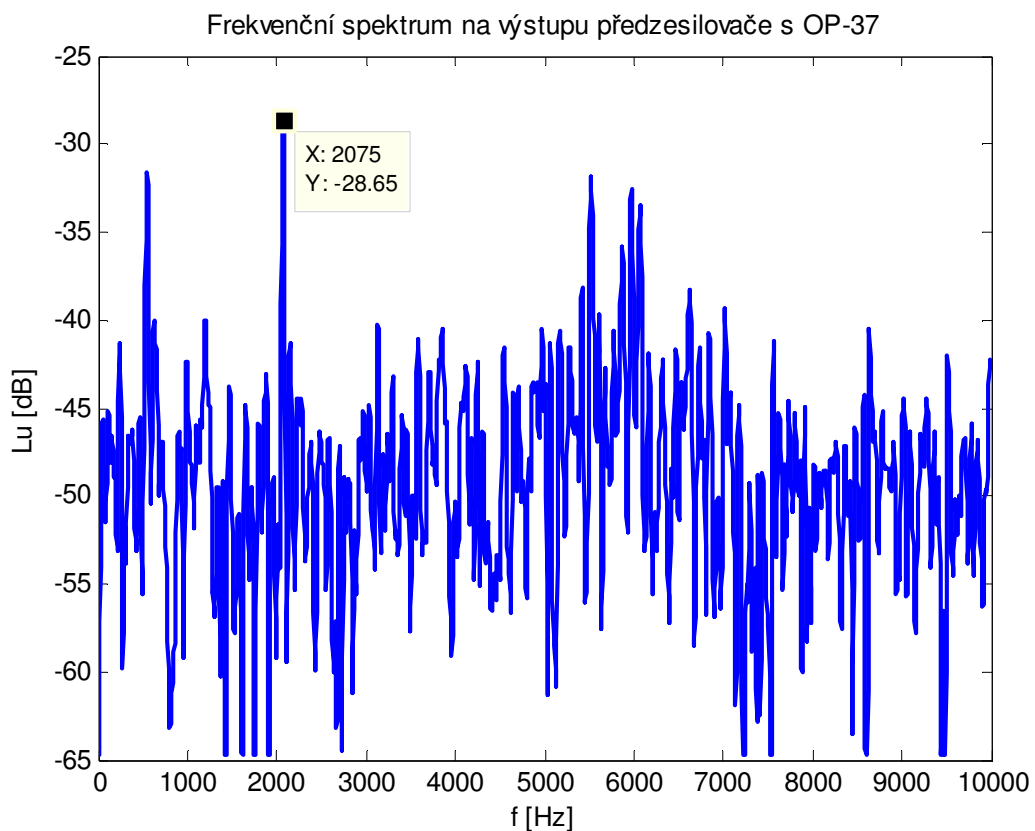


Obr. 4.14 Zisk zkonstruovaného předzesilovače s operačními zesilovači v závislosti na frekvenci

Šumové poměry jsou řešeny na frekvenční šířce pásma 500 Hz okolo 2 kHz stejně jako u počítačové analýzy. Efektivní hodnota šumového napětí na vstupu předzesilovače je spočtena teoreticky podle vztahu 1.2, kde byl použit jako náhrada za senzor odpor 10Ω , tedy $u_{efN} = 9,06 \text{ nV}$. Efektivní hodnota napětí vstupního signálu předzesilovače ze syntetického zdroje signálu je $0,472 \mu\text{V}$. SNR na vstupu podle vztahu 4.1 je tedy 34,33 dB. Změřená efektivní hodnota napětí signálu na výstupu předzesilovače je 30,47 mV a změřená efektivní hodnota šumového napětí na výstupu předzesilovače je 5,9 mV, z toho se SNR na výstupu rovná 14,26 dB, a tedy zhoršení SNR předzesilovače s operačními zesilovači je o 20,07 dB. Takový výrazný nárůst šumu je zapříčiněn především způsobem konstrukce, která je provedena na univerzální desce plošného spoje, a také absencí jakéhokoliv stínění při měření,

takže při správném návržení desky plošného spoje a patřičném stínění lze předpokládat, že se šumové poměry předzesilovače výrazně vylepší. Stejně jako u tranzistorového předzesilovače je zde jako šumové napětí senzoru uvažována teoretická hodnota, což se negativně projeví na vlivu předzesilovače na zhoršení SNR. Další vylepšení šumových poměrů lze dosáhnout při použití speciálních nízkošumových operačních zesilovačů, například typ AD797, které jsou z vyšší cenové kategorie.

Na Obr. 4.15 je zobrazeno frekvenční spektrum na výstupu předzesilovače, kde efektivní hodnota napětí signálu na vstupu byla $0,472 \mu\text{V}$ a frekvence 2075 Hz.



Obr. 4.15 Frekvenční spektrum na výstupu předzesilovače s operačními zesilovači

4.3 Vyhodnocení variant konstrukcí předzesilovačů

V případě počítačové simulace vychází z hlediska zhoršení šumových poměrů o 4 dB lépe předzesilovač sestavený pomocí tranzistorů. Pro dosažení lepších výsledků s operačními zesilovači je zapotřebí použít zmíněné speciální drahé nízkošumové operační zesilovače. Cena jednoho takového se pohybuje okolo 150 – 250 Kč a jejich dostupnost na území České

republiky je obtížná. Naproti tomu tranzistor BC549 stojí 1 Kč. Nevýhodou tranzistorového předzesilovače je komplikovanost návrhu z hlediska optimálních šumových parametrů.

U zkonstruovaných předzesilovačů vychází naopak o 3 dB lépe předzesilovač s operačními zesilovači. To může být způsobeno větší náchylností tranzistorového předzesilovače na okolní rušení díky větší rozlehlosti obvodu a na správný návrh desky plošného spoje. Je pravděpodobné, že se při použití kvalitního stínění a odpovídající desky plošného spoje, bude z pohledu zhoršení šumových parametrů lépe chovat také tranzistorový předzesilovač. Zmíněné používání teoretické hodnoty efektivní hodnoty šumového napětí senzoru pro výpočet SNR u zkonstruovaného senzoru má výrazný dopad na zhodnocení vlivu předzesilovače na zhoršení SNR. Avšak pro objektivní porovnání obou variant předzesilovačů z hlediska šumových poměrů je to postačující.

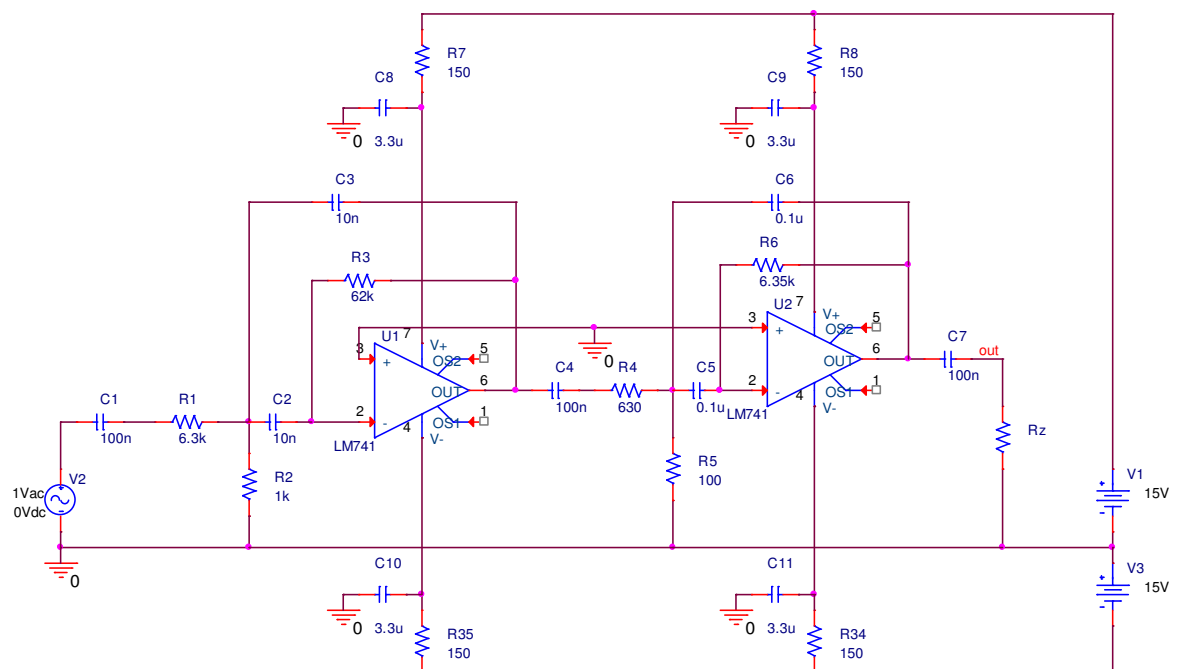
Jak je vidět z uvedených frekvenčních spekter na Obr. 4.8 a Obr. 4.15, tak i při takovéto konstrukci a velkém zhoršení šumových poměrů je možné konstatovat, že obě varianty zesilovačů jsou schopné zesílit a oddělit od šumu velice slabý signál, který měl efektivní hodnotu napětí $0,472 \mu\text{V}$, což je méně, než jsou předpokládané hodnoty napětí, které by měl dodávat navržený senzor.

Vylepšení odstupu signálu od šumu lze ve velké míře ovlivnit šířkou zpracovávaného frekvenčního pásma, které zde bylo uvažováno 500 Hz, ale v praxi se může použitím úzkopásmového digitálního filtru výrazně zúžit a tím dosáhnout lepšího SNR. Například u počítačové simulace předzesilovače s operačními zesilovači by se zúžením frekvenčního pásma na 100 Hz dosáhlo zlepšení SNR o 6,85 dB.

5 Zpracování získaného signálu z PPM

5.1 Vyfiltrování signálu filtrem typu pásmová propust

Pro úpravu užitečného signálu pomocí filtru byla navržena dvoustupňová pásmová propust (viz Obr. 5.1), jako aktivní filtry s operačním zesilovačem, která ale nebyla zkonstruována, protože následné zpracování signálu za předzesilovačem bude prováděno digitálně, takže i filtr bude použit digitální. Je to z důvodu, že digitální filtry umožňují větší strmost a snadnou realizaci s možností variability šířky frekvenčního pásma a centrální frekvence pásmové propusti.



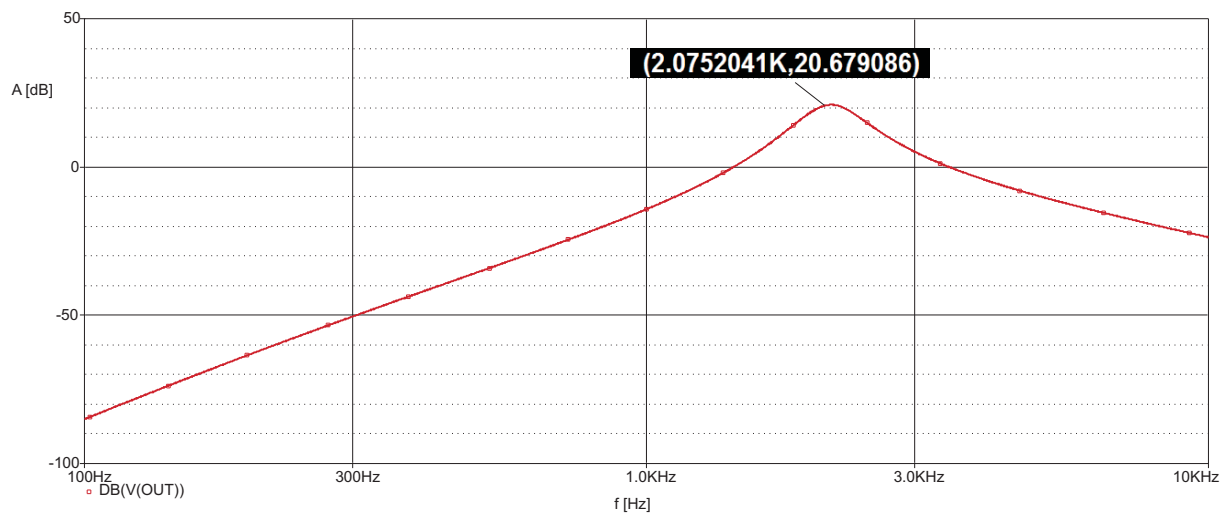
Obr. 5.1 Schéma zapojení filtru typu pásmová propust

Návrh hardwarového filtru byl proveden pomocí tabulkového kalkulátoru pro návrh zpětnovazebního aktivního filtru dostupného na

perso.infonie.be/j.g.delannoy/BAT/BandPassFilter.xls.

Pro větší strmost je použita dvoustupňová konfigurace. Oba stupně jsou navrženy na centrální frekvenci 2075 kHz s šířkou pásma 500 Hz a celkovým ziskem na této frekvenci 20 dB, který má zajistit ve spojení s předzesilovači popsány v kapitole 4 výstupní úroveň signálu řádově

jednotky voltů. Amplitudová frekvenční charakteristika takového dvoustupňového filtru je zobrazena na Obr. 5.2.



Obr. 5.2 Amplitudová frekvenční charakteristika filtru typu pásmová propust, $DB(V(OUT))$ celé zapojení, $DB(V(R4:1))$ první stupeň

Centrální frekvence se nepatrně liší od navrhované 2075 Hz, a to díky použití hodnot odporů z výrobních řad, avšak na 2075 Hz je zisk stále 20.68 dB, což je pouze o 0,3 dB méně, než maximální zisk na frekvenci 2133 Hz. Frekvenční šířka pásma pro pokles o 3 dB celého zapojení pásmové propusti vychází na 394 Hz, a to s sebou přináší pozitivní vliv na odstup signál/šum oproti 500 Hz. Přičemž vliv samotného zapojení z hlediska přidaného šumového napětí je naprosto minimální vzhledem k velkým vstupním napěťovým úrovním užitečného signálu v řádech desítek až stovek mV, proto je možné použít univerzální operační zesilovače.

5.2 Určení frekvence signálu a následně velikosti magnetické indukce

Jak bylo uvedeno výše, v tomto případě bude signál zpracováván digitálně. Rozhodující vliv na přesnost měření frekvence, a tedy určení velikosti magnetické indukce má frekvence, kterou bude signál vzorkován, ale vzhledem k poměrně nízké frekvenci signálu okolo 2 kHz je tento problém snadno řešitelný pomocí dostupné techniky. Další vliv na přesnost určení frekvence má výsledný odstup signál/šum. Popis vlivu šumu na přesnost určení frekvence je popsán v [1].

Jedna z možností určení frekvence je pomocí čítače. S výhodou lze použít i spektrální analýzu s vysokým rozlišením. Pro eliminaci chyb spojených s těmito metodami, a tedy pro co nejpřesnější výsledek je vhodné určit výslednou frekvenci jako statistickou střední hodnotu z opakovaných měřících cyklů.

Závěr

Cílem této práce bylo rozebrat princip a jednotlivé části PPM a navrhnout a realizovat různé varianty prepínacího obvodu a předzesilovače se zaměřením na optimální funkci a lepší šumové parametry a získat zesílený signál s Larmorovou frekvencí.

Princip PPM, funkce a požadavky na jednotlivé části jsou popsány v první části práce.

Prepínací obvod byl navržen, počítačově nasimulován a zkonstruován ve dvou funkčních variantách. První pomocí výkonových tranzistorů HEXFET, která splňuje požadavky pro správnou funkci PPM, ale nedostatkem je vlastní šum těchto tranzistorů, což bylo dokázáno počítačovou šumovou analýzou i měřením na funkčním přípravku, a ve fázi pro měření se dostává na výstup prepínacího obvodu, tedy na vstup předzesilovače, stejnosměrná složka napětí. Tyto problémy odstraňuje druhá varianta prepínacího obvodu s relé, které sice generuje vlastní slabé magnetické pole, a proto není vhodné umístění tohoto obvodu poblíž senzoru, ale v tomto případě to není problém. Potřebné odeznění přechodového děje cívky senzoru, tedy dostatečně rychlý zánik polarizačního proudu, je zabezpečeno přes zenerovu diodu tranzistoru HEXFET v prepínacím obvodu. Tento problém je vyřešen v kapitole 3.3 a uvedené teoretické výpočty jsou ověřeny počítačovou simulací a měřením na zkonstruovaných obvodech.

Předzesilovač byl také navržen ve dvou variantách, a to s tranzistory a operačními zesilovači. Obě varianty byly zkonstruovány a plně funkční podle provedených počítačových simulací. Tranzistorový předzesilovač vykazuje v simulaci lepší šumové vlastnosti než předzesilovač z operačních zesilovačů, lze ho také na vstupu doplnit o oddělovací kondenzátor, a proto je použitelný u obou variant prepínacího obvodu. Předzesilovač s operačními zesilovači naopak vykazoval lepší šumové vlastnosti u zkonstruovaného přípravku, což je ale do značné míry ovlivněno konstrukcí na univerzální desce plošného spoje a neodstíněním přípravků, protože tranzistorový zesilovač je díky větší rozlehlosti obvodu více náchylný na elektromagnetické rušení a správný návrh desky plošného spoje. Ověření, že jsou i při této konstrukci předzesilovače schopné zesílit a oddělit od šumu užitečný signál, proběhlo s použitím generátoru syntetického signálu úspěšně, i při nižší vstupní úrovni signálu, než je předpokládána ze senzoru.

Generátor syntetického signálu byl použit pro testování funkčnosti a měření prepínacích obvodů a předzesilovačů místo nefunkčního senzoru, který měl nevyhovující rozměry a nevhodně rozdělené cívky jak je uvedeno v kapitole 2.1, a tudíž se do něj neindukovalo

očekávané napětí s Larmorovou frekvencí. Proto byly v kapitole 2.2 navrženy dvě varianty senzoru, které by měly být podle teoretických předpokladů funkční.

Pro sestavení funkčního PPM, je potřeba zkonstruovat některý z navržených variant senzoru v kapitole 2.2, nejlépe s toroidní cívkou. Jako výhodnější přepínací obvod pro účely, za kterým je tento PPM navrhován, vychází s použitím relé, protože nezhoršuje šumové poměry a lze jej bez problémů umístit v dostatečné vzdálenosti od senzoru. Předzesilovač by mohl být z důvodu jednoduchosti použit s operačními zesilovači, ale tranzistorový předzesilovač by měl podle šumové analýzy při precizní konstrukci vykazovat nepatrně menší zhoršení odstupů signál/šum. Vzhledem k tomu, že PPM bude měřit indukci magnetického pole stále ve stejné lokalitě, je možné pro výrazné zlepšení SNR použít co nejužší pásmovou propust pro omezení frekvenční šířky pásma doplněnou ještě na vstupu předzesilovače o rezonanční kondenzátor.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] KOEHLER, J. A. *Proton Precession Magnetometers* [online]. Rev 2. Comox, BC, Canada, November, 2004, 62 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://perso.infonie.be/j.g.delannoy/BAT/KoehlerMag.pdf>
- [2] *Měření magnetických polí* [online]. ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE, 2006, 7 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://www.turecek.info/fel/FY1/4%20-%20Mereni%20magnetickych%20poli.pdf>
- [3] HOLLOS, Stefan a Richard HOLLOS. *Signals from the subatomic world: how to build a proton precession magnetometer* [online]. Longmont, CO: Abrazol Pub., c2008, 150 s. [cit. 2012-04-14]. ISBN 978-188-7187-008. Dostupné z: http://books.google.cz/books?id=91GpkCLevt0C&printsec=frontcover&hl=cs&source=gbs_ge_summary_r&cad=0#v=onepage&q&f=false
- [4] VYBÍRAL, Bohumil. *ELEKTROMAGNETICKÁ INDUKCE: Studijní text pro soutěžící FO a ostatní zájemce o fyziku* [online]. 2007, 76 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://fyzikalniolympiada.cz/texty/indukce.pdf>
- [5] RUHUNUSIRI, W. D. S. a M. K. JAYANANDA. *Construction of a Proton Magnetometer* [online]. Department of Physics, University of Colombo, Colombo 3, 2008, 8 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://www.ip-sl.org/procs/2008/ipsl0812.pdf>
- [6] DARMAWAN, Budhi. *BUILD A PROTON PRECESSION MAGNETOMETER* [online]. 2009, 14 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://dc153.4shared.com/doc/Zx1YDB11/preview.html>
- [7] BREINER, S. GEOMETRICS. *APPLICATIONS MANUAL FOR PORTABLE MAGNETOMETERS* [online]. San Jose, California 95131 U.S.A., 1999, 58 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://www.georentals.co.uk/ampm-opt.pdf>

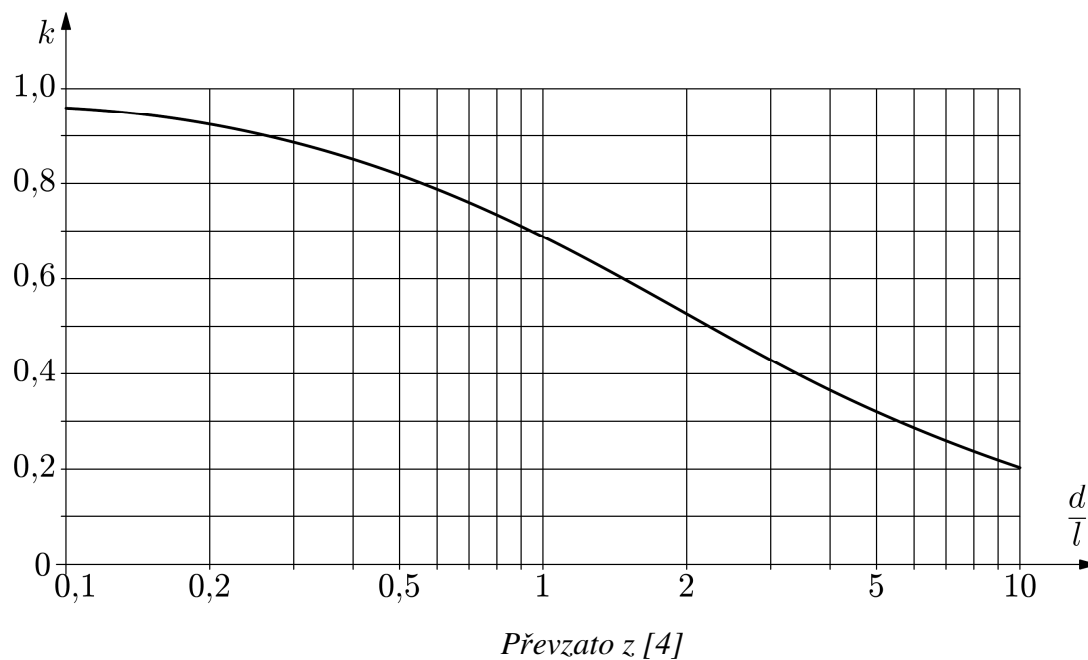
- [8] *Abstract Project AR1746 A Modern Proton Precession Magnetometer* [online]. 2005, 7 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: http://www.jandspromotions.com/philips2005/Winners/Abstracts/AR1746_abstract.pdf
- [9] BAYOT, W. *Practical Guidelines for building a Magnetometer by Hobbyists: Part 1: Introduction to Magnetometer Technology* [online]. 2005, 16 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://perso.infonie.be/j.g.delannoy/BAT/IntroductiontoMagnetometerTechnology.pdf>
- [10] BAYOT, W. *Practical Guidelines for building a Magnetometer by Hobbyists: Part 2: Practical Building Guidelines* [online]. 2005, 17 s. [cit. 2012-04-11]. Dostupné z: <http://perso.infonie.be/j.g.delannoy/BAT/PracticalBuildingGuidelines.pdf>

Seznam příloh

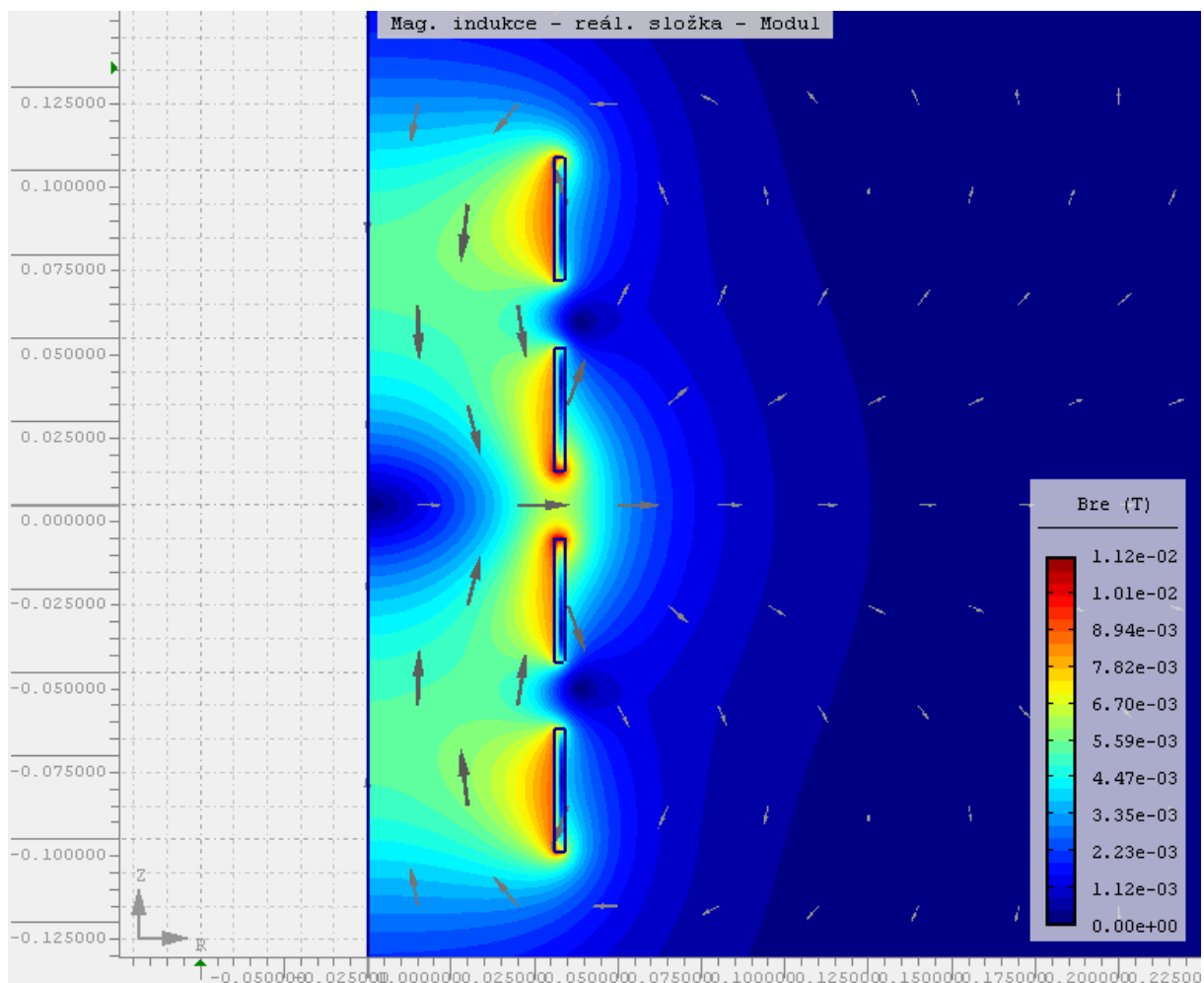
- A** Korekční koeficient pro výpočet solenoidní cívky
- B** Model magnetického pole polarizačních cívek senzoru
- C** Přiřazení pinů mikrokontroléru a řídicích signálů pro přepínací obvod
- D** Tabulkový kalkulátor pro návrh senzoru PPM na přiloženém CD
- E** Schéma zapojení tranzistorového předzesilovače

Přílohy

Příloha A – Korekční koeficient pro výpočet solenoidní cívky



Příloha B – Model magnetického pole polarizačních cívek senzoru



Model vytvořen v programu Agros2D

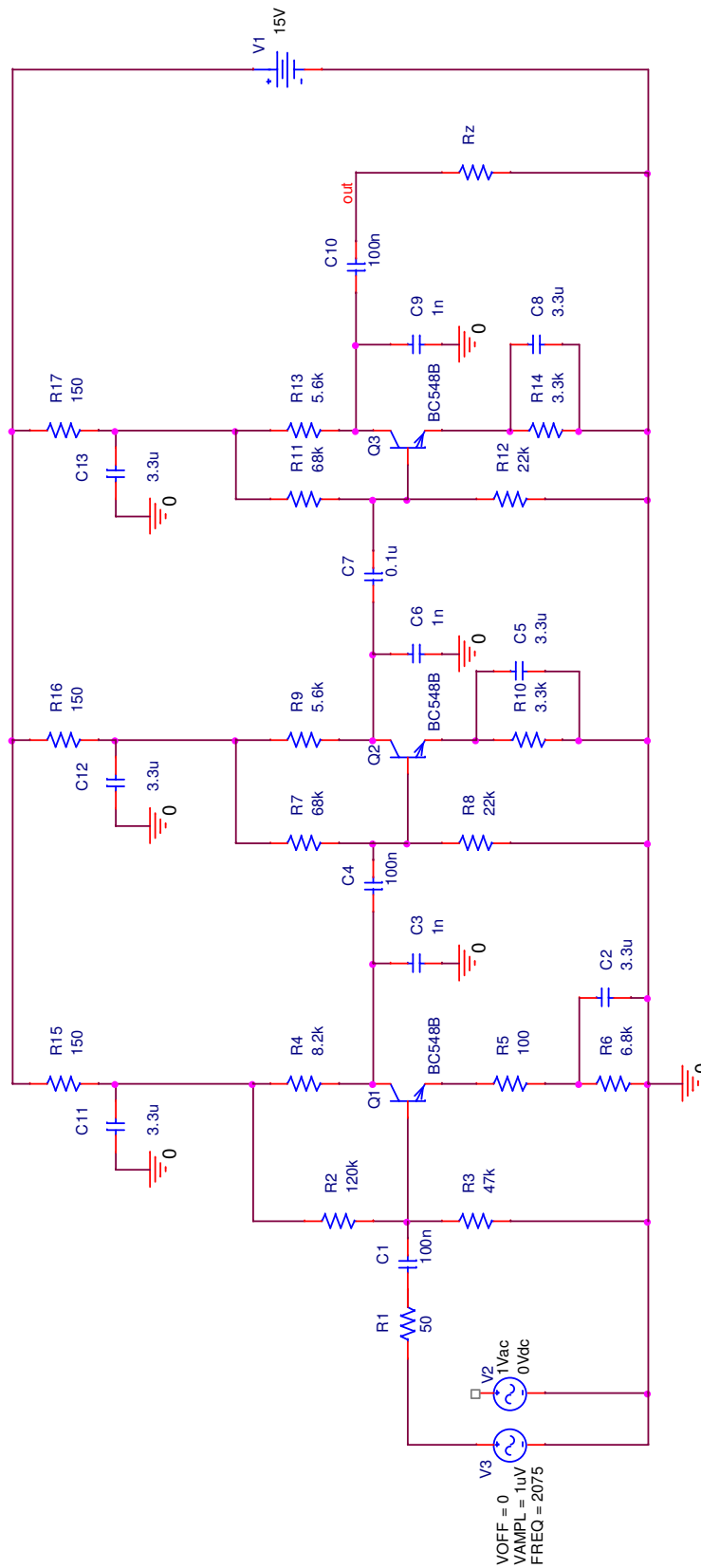
Příloha C – Přiřazení pinů mikrokontroléru a řídicích signálů pro přepínací obvod

| pin | port A | řídicí signál |
|-----|--------|--|
| 39 | PA0 | V1 |
| 38 | PA1 | V2 |
| 37 | PA2 | V3 |
| 36 | PA3 | V4 |
| 35 | PA4 | V5 |
| 34 | PA5 | V6 |
| 33 | PA6 | - |
| 32 | PA7 | pomocný signál, krátký impuls při opakování sekvence |

Příloha D – Tabulkový kalkulátor pro návrh senzoru PPM na přiloženém CD

Soubor ppm.xls na přiloženém CD.

Příloha E – Schéma zapojení tranzistorového předzesilovače



Rz reprezentuje vstupní impedanci následující části PPM