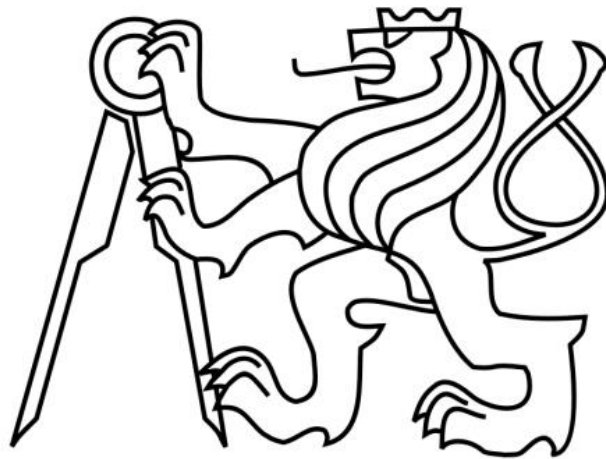


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ – KATEDRA MĚŘENÍ



DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Inovace úloh do předmětu Zpracování a digitalizace
analogových signálů**

Bc. Martin Kozelka

2014



**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**Fakulta elektrotechnická
Katedra měření

Akademický rok 2012-2013

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Martin Kozelka**

Studijní program: **Kybernetika a robotika**
Obor: **Senzory a přístrojová technika**

Název tématu česky: **Inovace úloh do předmětu Zpracování a digitalizace analogových signálů**

Název tématu anglicky: **Inovation of Analog Signal Processing and Digitalization Subject**

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se se současným stavem problematiky výuky zpracování analogových signálů a jejich digitalizace. Na základě těchto znalostí navrhněte a realizujte inovaci všech úloh v předmětu A3M38ZDS Zpracování a digitalizace analogových signálů. Práce bude obsahovat nové zadání pro každou inovovanou úlohu včetně teoretického rozboru a její softwarovou i hardwarovou podporu. Při práci využijte nástroje od firmy National Instruments a stávající programové a hardwarové vybavení laboratoře – NI Multisim a NI LabVIEW a výukovou platformu NI Elvis II.

Seznam odborné literatury:

- [1] Vedral, J., Fischer, J.: Elektronické obvody pro měřicí techniku, ČVUT, Praha 1999.
- [2] Juránek, A.: MultiSIM - elektronická laboratoř na PC, BEN, Praha 2008.
- [3] Johnson, G. W., Jennings, R.: LabVIEW Graphical Programming, McGraw-Hill, 2006.

Vedoucí diplomové práce: Ing. Jakub Svatoš

Datum zadání diplomové práce: 20. září 2012

Platnost zadání do¹: 30. června 2014Prof. Ing. Vladimír Haasz, CSc.
vedoucí katedryProf. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 20. 9. 2012

¹ Platnost zadání je omezena na dobu tří následujících semestrů.

**Abstrakt**

Diplomová práce se zabývá inovací úloh ve cvičení předmětu A3M38ZDS Zpracování a digitalizace analogových signálů. K řešení práce je použita hardwarová výuková platforma NI Elvis II[®] od firmy National Instruments[®] a simulační software Multisim[®] s využitím prvků Labview[®]. Diplomová práce je rozdělena do několika tematických celků. Úvodní kapitoly jsou věnovány popisu současného stavu výuky zpracování a digitalizace analogového signálu na Fakultě elektrotechnické ČVUT a na vysokých školách obdobného zaměření. Kromě popisu současného stavu výuky je také rozebráno, v jakém stavu se nachází výuka předmětu A3M38ZDS. V další části jsou představeny koncepty inovovaných úloh doplněné o jejich rozbor. Předposlední část obsahuje popis prostředí simulačního software Multisim[®] a popis hardwarové výukové platformy NI Elvis II[®]. Závěrečná část je obsahující porovnání výsledků simulací a reálných měření.

Abstract

This thesis deals with innovation of the A3M38ZDS (Innovation of Analog Signal Processing and Digitalization Subject) laboratory seminar tasks. Seminars are based on National Instruments Elvis II learning platform and on the Labview, Multisim simulation software. The thesis is divided into several thematic units. Introductory chapters are devoted to description of the current state of teaching in a subject at the Faculty of Electrical Engineering at Czech Technical University in Prague and at another similar universities. The next chapters introduces the draft of laboratory seminar tasks innovations and their complete analysis. The the last but one chapter describes the Multisim simulation environment software and NI Elvis II learning platform hardware. The last part contains a comparison between simulation results and real measurements. The task samples are attached.



Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literatury, projekty, software atd.) uvedené v příloženém seznamu.

Nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu § 60 Zákona č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorských zákonů).

V Milevsku dne 12.5.2014

podpis





Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu diplomové práce panu Ing. Jakubu Svatošovi za odborné vedení diplomové práce, rady a věcné připomínky. Dále panu doc. Ing. Josefu Vedralovi, CSc. za poskytnutí cenných rad. Velký dík patří celé mé rodině, přítelkyni, kamarádům za trpělivost a poskytnutí podpory během studia.

**Obsah:**

Obsah:.....	7
1 Úvod.....	10
2 Teoretický rozbor	11
2.1 Současný stav výuky zpracování a digitalizace signálu na FEL ČVUT a školách s podobným zaměřením.....	11
2.1.1 FEL ČVUT Praha.....	11
2.1.2 FEKT VUT Brno.....	11
2.1.3 FMIMS TUL Liberec	11
2.1.4 FEL ZČU Plzeň	11
2.2 Současný stav výuky předmět Zpracování a digitalizace analogových signálů.....	12
2.3 Procvičované úlohy	12
2.3.1 Zesilovače napětí a proudu.....	12
2.3.2 Obvody odporových můsteků	12
2.3.3 Obvody kapacitních snímačů	13
2.3.4 Obvody odporových snímačů a termočlánků	13
2.3.5 Analogové filtry DP, HP, PP, PZ a univerzální filtr.....	13
2.3.6 Multiplexer a vzorkovací obvod.....	13
2.3.7 Logaritmické, exponenciální zesilovače a logaritmická násobička.....	14
2.3.8 Převodníky střední, efektivní a maximální hodnoty.....	14
2.3.9 Převodníky U/f a delta sigma modulátor.....	14
2.3.10 Digitalizace a rekonstrukce signálu.....	14
2.4 Nové a inovované úlohy.....	15
2.4.1 Měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů	15
2.4.2 Kompenzace operačního zesilovače.....	15
2.4.3 Měření na odporových můstcích	15
2.4.4 Analogový multiplexer a vzorkovací obvod	16
2.4.5 Filtrační obvody	16
2.4.6 Aplikace synchronního detektoru.....	16
2.4.7 Dvoucestný operační usměrňovač a zpětnovazební špičkový detektor.....	16
2.4.8 Tepelně kompenzovaný exponenciální zesilovač a logaritmický převodník efektivní hodnoty.....	17
2.4.9 Převodník napětí / frekvence a sigma delta modulátor.....	17
2.4.10 Digitalizace a rekonstrukce analogového signálu	17



2.5	Rozbor inovovaných úloh	18
2.5.1	Měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů	18
2.5.2	Kompensace operačního zesilovače	22
2.5.3	Měření na odporových můstcích.....	24
2.5.4	Filtrační obvody	31
2.5.5	Dvoucestný operační usměrňovač a zpětnovazební špičkový detektor	34
2.5.6	Převodník napětí / frekvence a Σ/Δ modulátor	36
2.5.7	Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač a logaritmický převodník efektivní hodnoty	40
2.5.8	Analogový multiplexor a vzorkovací obvod.....	43
2.5.9	Aplikace synchronního detektoru	48
2.5.10	Digitalizace a rekonstrukce analogového signálu	52
3	Praktická realizace	58
3.1	Simulační prostředí Multisim®	58
3.2	Hardwarová vývojová platforma Elvis II®	58
3.2.1	Osciloskop.....	59
3.2.2	Digitální multimetr.....	59
3.2.3	Funkční generátor	59
3.2.4	Impedanční analyzátor	60
3.2.5	Integrovaná měřicí karta DAQ.....	60
3.2.6	Variabilní napěťový zdroj.....	60
3.2.7	Prototypová vývojová deska	60
3.3	Návrh a simulace obvodů.....	60
3.3.1	Měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů	60
3.3.2	Frekvenční kompenzace operačního zesilovače	63
3.3.3	Měření na odporových můstcích.....	64
3.3.4	Filtrační obvody	68
3.3.5	Dvoucestný operační usměrňovač a zpětnovazební špičkový detektor	69
3.3.6	Převodník napětí / frekvenci a sigma delta modulátor.....	71
3.3.7	Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač a logaritmický převodník efektivní hodnoty	73
3.3.8	Analogový multiplexer a vzorkovací obvod.....	76
3.3.9	Aplikace synchronního detektoru	79
3.3.10	Digitalizace a rekonstrukce analogového signálu	80
4	Závěr	83
	Seznam obrázků:.....	85



Seznam tabulek	86
Použitá literatura:	87
Přílohy k diplomové práci	0
Fotodokumentace	1



1 Úvod

V současné době se v každodenním životě setkáváme se zařízeními využívajícími senzory pro diagnostiku či měření různých veličin. Ke své správné funkci potřebují mnoho obvodů pro zpracování nebo úpravu signálu. Mnohdy tyto obvody bývají součástí zařízení určených ke zpracování měřených dat. Může se ale stát, že se objeví netypické požadavky na úpravu signálu před samotným zpracováním a bude nutné navrhnout nový obvod. V takovém případě se při návrhu vychází z obvodů, které se již běžně používají.

Zpracováním analogových signálů a návrhem obvodů pro předzpracování signálu se mimo jiné zabývá předmět A3M38ZDS vyučovaný katedrou měření FEL ČVUT. Výuka cvičení předmětu probíhá formou simulací obvodů na počítači v simulačním software Multisim[®] od firmy National Instruments[®]. Vzhledem k tomu, že katedra před časem získala do svého vlastnictví vývojové hardwarové platformy Elvis II[®], jejichž výrobcem je také National Instruments[®], vyvstala potřeba provést inovaci předmětu. Tohoto faktu si všiml autor diplomové práce, a tak požádal vedoucího diplomové práce o vypsání tohoto tématu.

Cílem diplomové práce bylo seznámení se se současným stavem problematiky výuky zpracování a digitalizace analogového signálu a na jejich základě navrhnout a realizovat změny všech úloh v předmětu Zpracování a digitalizace analogového signálu A3M38ZDS. Výuková platforma Elvis II[®] umožňuje sestavení a oživení funkčního vzorku obvodu, na kterém lze následně provádět měření. Výhodou využití této komponenty je její kompatibilita se simulačním software Multisim[®], jenž byl doposud využíván k výuce cvičení předmětu. Díky spojení teoretických znalostí, poznatků ze simulací a praktických realizací dojde k zefektivnění výuky celého předmětu.

Při vytváření diplomové práce bylo postupováno následovně. V první řadě by proveden průzkum na vysokých školách podobného zaměření za účelem získání povědomí o tom, jakým způsobem vyučují podobnou problematiku, případně jaký simulační software používají. Mezi vytipovanými školami byla Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií na VUT v Brně, Fakulta elektrotechnická na ZČU v Plzni, Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií na TUL v Liberci. Na základě získaných informací byl vytvořen ve spolupráci s vedoucím diplomové práce koncept inovovaných úloh, jenž byl následně předložen ke schválení garantovi předmětu. Po odsouhlasení konceptů k jednotlivým úlohám byla vytvořena zadání inovovaných úloh, podle nichž byly provedeny simulace v simulačním software Multisim[®]. Vytvořená zadání byla doplněna o vzorové protokoly shrnující výsledky simulací a stručný návod. Simulované obvody pak byly následně sestaveny na nepájivém poli výukové platformy Elvis II[®]. Na závěr byly porovnány naměřené hodnoty s nasimulovanými.

V první části se práce věnuje analýze současného stavu výuky zpracování a digitalizace analogového signálu na vysokých školách stejného zaměření a na Fakultě elektrotechnické ČVUT. V druhé části je popsán současný stav výuky cvičení předmětu Zpracování a digitalizace analogového signálu, úlohy a jejich obsah. Třetí část obsahuje koncepty jednotlivých inovovaných úloh, čím se liší. Čtvrtá část obsahuje rozbor nových úloh. V páté části je popsáno prostředí simulačního softwaru Multisim[®] s využitím prvků Labview[®] a hardwaru Elvis II[®]. Šestá část je věnována porovnání naměřených a simulovaných výsledků.

2 Teoretický rozbor

2.1 Současný stav výuky zpracování a digitalizace signálu na FEL ČVUT a školách s podobným zaměřením

Obsahem této kapitoly je rozbor stavu výuky zpracování a digitalizace analogového signálu na FEL ČVUT a na školách s podobným zaměřením. Cílem bylo zjistit, zda na dané fakultě existuje předmět s podobnou tematikou a jaký používají simulační software.

2.1.1 FEL ČVUT Praha

Na Fakultě elektrotechnické Českého vysokého učení technického v Praze se kromě předmětu Zpracování a digitalizace analogového signálů vyučuje předmět Konstrukce lékařských přístrojů zabývající se zpracováním signálů v lékařských přístrojích. K simulaci je používán stejně jako v předmětu Zpracování a digitalizace signálů Multisim[®]. Mezi další předměty zabývající se touto tematikou patří předmět Analogové obvody a systémy a Implementace analogových soustav, kde je k simulaci užíván simulační software Micro-Cap[®]. Dalším simulačním softwarem využívaným na FEL ČVUT jsou produkty firmy Cadence[®]. [1]

2.1.2 FEKT VUT Brno

Na Fakultě elektrotechnické a komunikačních technologiích Vysokého učení technického v Brně se vyučuje předmět s obdobným názvem, a to Zpracování a digitalizace analogových signálů. Náplň předmětu je stejná jako předmětu vyučovanému na FEL ČVUT. Při výuce cvičení je využíván simulační software Multisim[®] a výuková platforma NI Elvis II. Základním zpracováním signálu pomocí analogových obvodů se zabývá předmět Analogové elektrické obvody, v jehož cvičení se používá simulační software SNAP[®] a Micro-Cap[®]. Obsahem cvičení je kromě simulování obvodů také měření reálných obvodů sestavených na nepájivém poli. Mimo vyjmenovaný simulační software se používá také OrCAD[®] PSPICE[®] a další produkty firmy Cadence[®]. [2]

2.1.3 FMIMS TUL Liberec

Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií Technické univerzity v Liberci vyučuje předmět Elektrické obvody a komponenty, kde je využíván simulační software OrCAD[®] PSPICE[®]. Obsahem předmětu je seznámení se analogovými a číslicovými obvody využívanými především v oblasti elektroniky. Fakulta využívá mimo už zmiňovaného OrCAD[®] PSPICE[®] také simulační software Micro - Cap[®] [3]

2.1.4 FEL ZČU Plzeň

Na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni je vyučován předmět Elektronické součástky a systémy, jehož náplň je stejná jako náplň předmětu Zpracování a digitalizace analogového signálu. Při cvičeních je k simulování elektronických obvodů použit OrCAD[®] PSPICE[®]. Dalším předmětem s podobným obsahem jako je A3M38ZDS je Syntéza elektrických obvodů 1, kde je rovněž využíván k simulaci OrCAD[®] PSPICE[®]. Kromě zmiňovaného softwaru je používán také simulační software LTspice[®] společnosti Linear Technology[®] [4]



2.2 Současný stav výuky předmět Zpracování a digitalizace analogových signálů.

V současné době se při výuce cvičení předmětu Zpracování a digitalizace analogového signálu využívá simulační software firmy National Instrument® Multisim®. Na webových stránkách předmětu mají studenti k dispozici zadání, a tak se mohou předem seznámit s obsahem úlohy. Na cvičení pak dopočítají potřebné součástky dle požadovaných parametrů obvodu a provedou měření na simulovaných obvodech. U některých úloh je možné provést i reálné měření na přípravcích. Mnohdy tyto přípravy zastupují samotné simulace, jelikož výsledky simulací neodpovídají reálným obvodům, z důvodu nepřesností použitých součástek modelů.

Předmět Zpracování a digitalizace analogových signálů navazuje na povinné předměty z bakalářské studijní etapy, jako jsou Elektrické obvody a prvky, Senzory a měření, Teorie signálu. Kromě zmiňovaných předmětů studenti absolvují povinný oborový předmět oboru Senzory a přístrojová technika Mikroprocesory v měřicí technice. Vyjmenované předměty kromě předmětu Mikroprocesory v měřicí technice neumožňují studentovi přímý kontakt se součástkami. Při laboratorních úlohách byly používány hotové přípravy. [1]

2.3 Procvičované úlohy

Aktuálně se ve cvičeních předmětu Zpracování a digitalizace analogového signálu cvičí následující úlohy. [7]

2.3.1 Zesilovače napětí a proudu

Obsahem úlohy je frekvenční kompenzace neinvertujícího a invertujícího zapojení bipolárního operačního zesilovače a unipolárního operačního zesilovače z hlediska stability. Stabilita je zajišťována pomocí kondenzátorů, jejichž hodnota je potřeba určit. Mimo hodnotu kompenzačních kondenzátorů se u neinvertujícího zesilovače určuje také hodnota vstupního a výstupního napětového offsetu a doba náběhu ve vykompenzovaném stavu. V případě invertujícího zesilovače se určuje hodnota výstupního napětového offsetu a vstupního proudového offsetu. [

2.3.2 Obvody odporových můstků

V úloze se provádí měření závislosti výstupního napětí na rozvážení napětově a proudově napájeného čtvrtinového můstku. Kromě měření výstupní závislosti napětově a proudově napájeného můstku se navrhuje asymetrický přístrojový zesilovač, pomocí něhož je pak zesilováno výstupní napětí napětově napájeného můstku. Velikosti rezistorů mají být zvoleny tak, aby výstupní napětí asymetrického přístrojového zesilovače odpovídalo při rozvážení napětově napájeného čtvrtinového můstku předem stanovené hodnotě. V případě symetrického přístrojového zesilovače se provádí návrh velikostí rezistorů, aby velikost výstupního napětí symetrického přístrojového zesilovače byla při rozvážení proudově napájeného čtvrtinového můstku rovna 2,5 V. Na závěr se provádí měření stejnosměrného zesílení G_c pro oba typy přístrojového zesilovače.

2.3.3 Obvody kapacitních snímačů

Úloha je zaměřená na vyhodnocování změny kapacity u jednoduchého kapacitního snímače a diferenciálního kapacitního snímače. U jednoduchého kapacitního snímače se určuje velikost zpětnovazebního kondenzátoru, aby byla zachována stabilita obvodu při buzení signálem o určité frekvenci a při změně kapacity kondenzátoru umístěného na vstupu snímače. U diferenciálního kapacitního snímače se provádí návrh hodnot zpětnovazebních kondenzátorů, aby nebyla ohrožena stabilita obvodu při buzení signálem o určité frekvenci. Následně je prováděno měření závislosti střední hodnoty výstupního napětí obvodu na změně kapacity proměnných kondenzátorů v daném rozmezí.

2.3.4 Obvody odporových snímačů a termočláneků

Obsahem úlohy je v první řadě návrh můstkového odporového snímače Pt1000, aby při napětí daném referenčním napětím U_r procházel snímačem požadovaný proud. Zesílení operačního zesilovače má být voleno tak, aby výstupní napětí obvodu v rozmezí 0 až 1 V odpovídalo teplotnímu rozmezí 0 °C až 100 °C. Kromě můstkového odporového snímače Pt1000 studenti navrhnou obvod platinového snímače teploty Pt1000 pro vyšší proud procházející snímačem a zároveň výstupní napětí operačního zesilovače proudové můstku bylo menší než předem stanovené napětí. Výstupní napětí má jako v předchozím případě odpovídat rozmezí teplot. Druhá část úlohy je věnována termočlánekovým snímačům teploty, kde je navrhován termočlánekový zesilovač pro termočlánek typu J s teplotní kompenzací, jehož výstupní napětí má být v rozmezí 0 V až 1 V a odpovídat teplotnímu rozmezí 0 °C až 100 °C. Kromě návrhu již zmiňovaného termočlánekového zesilovače je zde také navrhována jeho můstková varianta, u níž jsou požadovány stejné podmínky pro výstupní napětí.

2.3.5 Analogové filtry DP, HP, PP, PZ a univerzální filtr

Obsahem úlohy je seznámení se s frekvenčními charakteristikami filtru typu dolní, horní a pásmová propust, pásmová zadrž a univerzálního filtru. Amplitudové charakteristiky odpovídají Beselově, Butterworthově a Čebyševově aproximaci. V případě filtru typu dolní, horní, pásmová propust a pásmové zadrž jsou rezistory navrhovány tak, aby odpovídaly zesílení pro danou aproximaci frekvenční amplitudové charakteristiky. Pro každý filtr se určuje zlomová frekvence f_m . U filtru typu pásmová propust a pásmová zadrž se navíc určuje šířka pásma B a činitel jakosti Q .

2.3.6 Multiplexer a vzorkovací obvod

První část úlohy je zaměřena na seznámení se s funkcí analogového multiplexeru, měření odporu v sepnutém stavu R_{ON} , dynamických parametrů, mezikanálového průniku D_{OFF} a mezinkanálového přeslechu CT . Druhá část je věnována seznámení se s funkcí vzorkovacího obvodu, měření statické charakteristiky, měření rychlosti přeběhu a doby ustálení, měření průniku vstupního sinusového napětí na výstup, měření doby změny výstupního napětí obvodu ve stavu pamatování, měření doby rozepnutí T_r a doby sepnutí T_u .



2.3.7 Logaritmické, exponenciální zesilovače a logaritmická násobička

Obsahem úlohy je seznámení se s logaritmickým a exponenciálním zesilovačem, u nichž se měří statická charakteristika. U obou zesilovačů se zaznamenává výstupní napětí při vstupním trojúhelníkovém napětí. Poslední část úlohy je věnována logaritmické násobičce, kde se určuje odchylka převodní konstanty, doba ustálení a rychlost přeběhu, frekvenční závislost přenosu násobičky ze vstupu na výstup a mezní kmitočet f_m , a převodní charakteristika při zapojení násobičky jako kvadrátor.

2.3.8 Převodníky střední, efektivní a maximální hodnoty

Cílem úlohy je seznámení se s převodníkem střední, efektivní a maximální hodnoty. U operačního usměrňovače jako u převodníku střední hodnoty se měří převodní charakteristika a její linearita, znázorňuje se průběh jednocestně a dvoucestně usměrněného signálu, dynamická převodní charakteristika při vstupním sinusovém napětí a její linearity, frekvenční charakteristika a mezní frekvence. Na závěr je provedeno ověření funkce převodníku střední hodnoty na základě převodu efektivní hodnoty napětí na střední hodnotu napětí. U převodníku efektivní hodnoty se určuje statická převodní charakteristika a její linearita, frekvenční charakteristika a mezní frekvence. Nakonec se provádí ověření funkce převodníku na vstupním sinusovém, trojúhelníkovém a obdélníkovém signálu. U špičkového detektoru jako převodníku maximální hodnoty se určuje statická převodní charakteristika, doba ustálení T_u a pokles výstupního napětí ΔU_2 při vstupním obdélníkovém signálu se střídou 10 % a 50 % při vybíjení vybíjecím různých velikostí. Posledním bodem je ověření funkce převodníku maximální hodnoty pomocí vstupního signálu o proměnné střídě, amplitudě a frekvenci.

2.3.9 Převodníky U/f a delta sigma modulátor

První část úlohy je zaměřena na seznámení s funkcí převodníku napětí na frekvenci, kde se určuje hodnota doby kyvu T_k a ověřuje funkce převodníku při vstupním napětí. U naměřené charakteristiky se pak určuje linearita. Mimo uvedená měření se u převodníku napětí na kmitočet zaznamenává průběh výstupního napětí integrátoru U_{INT} a výstupní napětí klopného obvodu. Druhá část úlohy je věnována sigma delta modulátoru, u něhož je měřena střída výstupního napětí integrátoru U_{INT} a výstupního napětí klopného obvodu. U změřené závislosti se určuje linearita. Na závěr jsou zaznamenány průběhy výstupního napětí integrátoru U_{INT} a klopného obvodu při zkratovaném vstupu na zem. U zaznamenaných průběhů je určena střída a je vysvětlena případná neperiodicita obou signálů.

2.3.10 Digitalizace a rekonstrukce signálu

Úloha je tvořena dvěma částmi, z nichž první je věnována digitalizaci analogového signálu, kde je ověřen vzorkovací teorém, určen odstup signálu od šumu a zkreslení *SINAD* a efektivní počet bitů *ENOB*. Druhá část je věnována rekonstrukci digitalizovaného signálu, určení spektra rekonstruovaného signálu pro daný počet vzorků na periodu M , amplitud a frekvencí spektra pomocí měření a výpočtu. Na základě znalosti spektra rekonstruovaného signálu je pak pomocí výpočtu určeno harmonické zkreslení *THD* pro nefiltrovaný a filtrovaný rekonstruovaný signál pomocí doplní propusti prvního řádu.

2.4 Nové a inovované úlohy

V této kapitole jsou popsány koncepty nových a inovovaných úloh. Koncepty inovovaných úloh obsahují informace o provedených změnách. Součástí každé nové a inovované úlohy je nové zadání s teoretickým rozбором, simulace obvodů, vzorový protokol se simulovanými a reálnými hodnotami. Pro zjednodušení jsou zobrazovány součástky jako ideální bez napájení, a tak pokud není uvedeno jinak, jsou myšleny jako reálné. Reálná měření se provádějí na hardwarové platformě Elvis II[®]. [5], [6], [7], [8],[12], [13]

2.4.1 Měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů

Cílem úlohy je seznámení studentů s metodami měření vybraných statických a dynamických parametrů. Mezi vybrané parametry patří vstupní napětíová nesymetrie U_0 , klidové proudy I_{BN} a I_{BP} , na jejichž základě je možné určit vstupní proudovou nesymetrii I_0 , činitel potlačení souhlasného rušení $CMRR$, rychlost přeběhu SR , mezní výkonový kmitočet f_p a tranzitní kmitočet f_T . Měření byla prováděna na unipolárním operačním zesilovači TL 081 a na bipolárním operačním zesilovači LM 741. Tato úloha je zcela nová.

2.4.2 Kompenzace operačního zesilovače

Obsahem úlohy je frekvenční kompenzace neinvertujícího a invertujícího operačního zesilovače u bipolárního operačního zesilovače TL081. Kompenzace je prováděna pro dvě různé hodnoty zesílení, z něhož studenti dopočítávají hodnotu rezistorů. U neinvertujícího zapojení zesilovače jsou ke kompenzaci použity dva kondenzátory, jejichž hodnotu studenti musí stanovit na základě znalosti zlomového kmitočtu f_m . Studenti taktéž určují hodnotu vstupního rezistoru tak, aby byly kompenzovány vstupní klidové proudy I_{BN} a I_{BP} . Následně je prováděn výpočet vstupního U_{OIN} a výstupní U_{OOUT} hodnoty napětíového offsetu pro předem definované hodnoty klidových proudů a pro klidové proudy kompenzovaného neinvertujícího zesilovače. Studenti určují dobu náběhu T_n u nekompenzovaného neinvertujícího zesilovače. U invertujícího zapojení je prováděna frekvenční kompenzace, určuje se vstupní proudový offset I_{OIN} a výstupní napětíový offset U_{OOUT} . V inovované úloze proběhla změna v podobě kompenzace vstupní klidových proudů neinvertujícího zesilovače, stanovení offsetu pro nekompenzovaný neinvertující zesilovač. Kromě uvedených změn se také nově měří doba náběhu pro nekompenzovaný neinvertující zesilovač.

2.4.3 Měření na odporových můstcích

Úloha je zaměřena na pochopení tematiky týkající se můstků, jenž jsou ve velké míře využívány jako základní zapojení senzorů určujících tlak, teplotu atd. V úloze se pracuje s čtvrtinovým, polovičním a celým můstkem ve variantách s proudovým a napětíovým napájením. Mimo vyjmenované typy můstků je v úloze také obsaženo měření na aktivním můstku a měření se symetrickým přístrojovým zesilovačem. Inovací je měření na polovičním a celém můstku, měření s aktivním můstkem a určování činitele potlačení souhlasného rušení $CMRR$ u symetrického přístrojového zesilovače.

2.4.4 Analogový multiplexer a vzorkovací obvod

Cílem úlohy je seznámit studenty s funkcí multiplexeru a vzorkovacího obvodu. V úloze je použit osmikanálový analogový multiplexer ADG409BN a vzorkovací obvodu LF398. U multiplexeru se měří proud kanálem I_D v sepnutém a rozepnutém stavu, odpor spínače v sepnutém stavu R_{DON} . Mimo jmenované parametry se dále určují dynamické parametry, mezikanálový přeslech spínače CT a kanálový průnik spínače D_{OFF} . Vzorkovací obvod je kvůli absenci modelu v databázi součástek simulován ve svém náhradním zapojení s použitím ideálních součástek mimo přepínač. Přepínač je realizovaný za pomoci multiplexeru ADG509F, jelikož pak se parametry vzorkovacího obvodu blíží reálnému obvodu. U vzorkovacího obvodu se měří rychlost přeběhu SR , frekvenční charakteristika, statická převodní charakteristika, měření spínací a rozpínací doby. Inovace úlohy se týká analogového multiplexeru, u něhož se nově měří proud kanálem I_D v sepnutém a rozepnutém stavu, a změnou použitého multiplexeru. Multiplexer ADG409BN má lépe vytvořený model, jehož parametry více odpovídají reálné součástce. U vzorkovacího obvodu se nově místo ideálního přepínače používá multiplexer ADG509F.

2.4.5 Filtrační obvody

V úloze Filtrační obvody studenti pracují s filtrem typu horní, dolní propust' a univerzálním filtrem. Filtr typu pásmová propust' je vytvořen spojením horní a dolní propusti. U všech vyjmenovaných filtrů se určuje frekvenční charakteristika a zlomová frekvence f_m . U filtru typu pásmová propust' je navíc určována šířka pásma B a činitel jakosti Q . Studenti si také vyzkouší, jak se mění frekvenční charakteristika se změnou aproximace amplitudové frekvenční charakteristiky. Změna aproximace je prováděna na základě změny zesílení. Pro každé zesílení je nutné určit velikosti rezistorů. Inovací v úloze je vytvoření pásmové propusti složením filtru typu dolní a horní propust'.

2.4.6 Aplikace synchronního detektoru

Cílem úlohy Aplikace synchronního detektoru si studenti sestaví obvod pro měření náhradního zapojení kondenzátoru. Měření je prováděno pomocí dvou obvodů, z nichž jeden je tvořen převodníkem admitance Y na napětí U a spínačovým synchronním detektorem složeným ze součástek. Druhý obvod se skládá taktéž z převodníku admitance Y na napětí U , avšak spínačový synchronní detektor je zde v podobě integrovaného obvodu AD630. Výsledky získané oběma metodami jsou porovnané. Inovací v úloze je měření náhradního zapojení kondenzátoru pomocí dvou uvedených metod namísto měření na jednoduchém a diferenčním snímači kapacity.

2.4.7 Dvoucestný operační usměrňovač a zpětnovazební špičkový detektor

Obsahem úlohy je seznámení s dvoucestným operačním usměrňovačem a zpětnovazebním špičkovým detektorem. U dvoucestného operačního usměrňovače se měří statická převodní charakteristika a frekvenční charakteristika. Kromě zmiňovaných měření se ověřuje funkce dvoucestného operačního usměrňovače jako převodníku střední aritmetické hodnoty U_{sar} při vstupním sinusovém, trojúhelníkovém a obdélníkovém napětí. Měření na zpětnovazebním převodníku zahrnuje měření statické převodní charakteristiky, doby ustálení T_u a poklesu výstupního napětí Δu_2 pro vstupní obdélníkový signál o střídě 10 %, 50 %. Dále pak se u zpětnovazebního špičkového detektoru provádí ověření funkce na proměnném obdélníkovém signálu. Inovací v této úloze je ověření dvoucestného operačního usměrňovače jako převodníku střední aritmetické hodnoty U_{sar} pro



trojúhelníkový a obdélníkový signál. Další inovací je použití NI Elvis Arbitrery Generatoru ke generování obdélníkového proměnného vstupního signálu určeného k ověření funkce zpětnovazebního špičkového detektoru.

2.4.8 Tepelně kompenzovaný exponenciální zesilovač a logaritmický převodník efektivní hodnoty

V úloze studenti sestavují a provádí měření na tepelně kompenzovaném exponenciálním zesilovači a na logaritmickém převodníku efektivní hodnoty. U tepelně kompenzovaného exponenciálního zesilovače je měřena statická převodní charakteristika, u níž je určována odchylka strmosti od ideální statické převodní charakteristiky. Dále pak se znázorňuje průběh výstupního napětí při vstupním sinusovém a trojúhelníkovém napětí. U logaritmického převodníku efektivní hodnoty je měřena statická převodní charakteristika a frekvenční charakteristika. Mimo tato měření se provádí také ověření funkce převodníku pro vstupní sinusový, trojúhelníkový a obdélníkový signál. Inovace úlohy je ve znázornění odezvy tepelně kompenzovaného exponenciálního převodníku na vstupní sinusový signál.

2.4.9 Převodník napětí / frekvence a sigma delta modulátor

Cílem úlohy je seznámení studentů s převodníkem napětí U / frekvence f a sigma delta modulátorem. U převodníku U/f je určována doba kyvu T_k , převodní konstanta převodníku k a nelinearita převodníku U/f . Dále je u převodníku ověřena jeho funkce na vstupním napětí v rozmezí -10 mV až -10 V. U sigma delta převodníku se znázorňují průběhy výstupního napětí integrátoru U_{INT} a klopného obvodu při vstupním nulovém napětí a při vstupním napětí rovném polovině referenčního napětí U_{ref} . Studenti vysvětlují důvody možné neperiodicity výstupních signálů při vstupním napětím rovném nule. Další měření se týká závislosti středy výstupního napětí klopného obvodu na vstupním napětí sigma delta modulátoru. Inovací v této úloze je určování převodní konstanty k převodníku U/f a nelinearity $NL_{U/f}$. Inovace se také týká náhrady napětí řízeného přepínače multiplexerem ADG 409BN. Nejpodstatnější inovací je zprovoznění simulace spouštěné uživatelem. Předtím bylo nutné měření provádět pomocí funkce automatického měření Transient analyses. Tento problém byl odstraněn tak, že se v Interactive Simulation settings nastavili počáteční podmínky na nulu a maximální časový krok nastavil na 0,0001 sekund.

2.4.10 Digitalizace a rekonstrukce analogového signálu

V úloze se studenti seznámí s digitalizací a rekonstrukcí analogového signálu. Vstupní signál analogově-číslíkového převodníku (A/Č) je převeden na digitální a následně pomocí číslicově-analogového převodníku (Č/A) je opět převeden na analogový. Za tímto účelem jsou tedy propojeny A/Č a Č/A. Studenti mají za úkol určit velikost odstupe signálu od zkreslení $SINAD$ a efektivní počet bitů převodníku $ENOB$. Kromě zmiňovaných úkolů si na spektrum rekonstruovaného signálu ověřují platnost vzorkovacího teorému, závislost harmonického zkreslení THD na počtu odebraných vzorků a filtraci. Reálné měření je prováděno na ADC0808 a DAC0808. Inovací této úlohy je reálné měření na ADC0808 a DAC0808. V původní úloze byla měření prováděna pouze na simulaci.

2.5 Rozbor inovovaných úloh

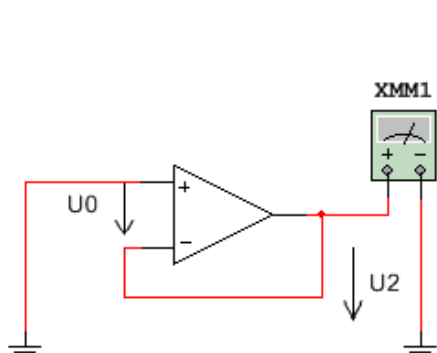
2.5.1 Měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů

Měření napěťové nesymetrie U_0

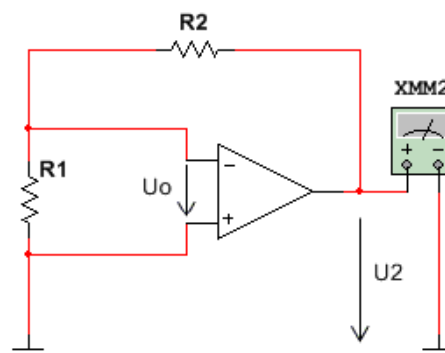
Napěťové nesymetrie je v úloze určována pomocí dvou metod a to pomocí přímé metody uvedené na obr. 1, kdy je operační zesilovač zapojen jako sledovač napětí a jeho neinvertující vstup je připojen na zem. Tato metoda je vhodná v případě, že je napěťová nesymetrie v řádech mV. Druhá metoda uvedená na obr. 2 je založena na předpokladu, že je rozdílové zesílení A_D podstatně větší než 1, a pro vstupní napěťovou nesymetrii platí rov. 1. Výstupní napětí zpětnovazebního napětí je pak dáno rov. 2, z níž určíme napěťovou nesymetrii U_0 .

$$U_0 \gg I_{BP} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

$$U_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_0 \text{ [V]} \quad (2)$$



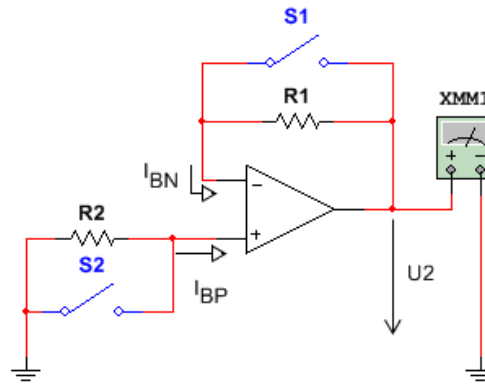
Obr. 1– Měření napěťové nesymetrie operačního zesilovače zapojeného jako sledovač



Obr. 2– Měření napěťové nesymetrie operačního zpětnovazebního zapojení

Měření klidových proudů I_{BN} a I_{BP}

Klidové proudy I_{BP} a I_{BN} na jejichž základě je pak určována vstupní proudová nesymetrie I_0 jsou stanoveny z rov. 3. Měření výstupního napětí U_2 je prováděno pomocí zapojení uvedeného na obr. 3. Velikost výstupního napětí U_2 je ovlivňována napěťovými úbytky vznikajícími na rezistorech R_1 a R_2 . Napěťové úbytky se na výstupním napětí U_2 projeví při rozepnutí spínači, při sepnutých spínačích je výstupní napětí U_2 rovno napěťové nesymetrii U_0 . Budeme-li tedy měřit výstupní napětí U_2 pro výpočet klidového proudu I_{BP} rozepneme spínač S_2 , spínač S_1 necháme sepnutý, aby zkratoval rezistor R_1 a nevznikal na něm napěťový úbytek. V případě, že budeme chtít měřit výstupní napětí U_2 pro výpočet klidového proudu I_{BN} , rozepneme spínač S_1 a spínač S_2 necháme sepnutý. Na rezistoru R_2 nebude vznikat napěťový úbytek, který by ovlivňoval výstupní napětí U_2 . Velikost vstupního proudového nesymetrie I_0 lze pak určit podle rov. 4 a 5. Rezistory R_1 a R_2 se volí stejně velké v řádech k Ω , v případě měření unipolárních tranzistorů se volí v řádech M Ω , aby se napěťový úbytek projevil na výstupním napětí U_2 .

Obr. 3 - Měření vstupních proudů I_{BN} a I_{BP}

$$U_2 = U_0 + I_{BN}R_1 \quad (3)$$

$$U_2 = U_0 - I_{BP}R_2 \quad (4)$$

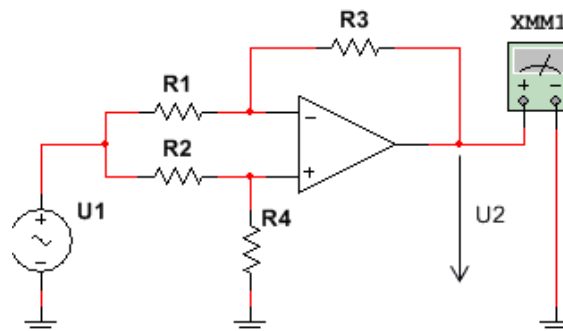
$$U_2 = U_0 - RI_0 \quad (5)$$

$$I_0 = I_{BP} - I_{BN} \quad (6)$$

Kde R je ohmická hodnota rezistoru R_1 a R_2

Měření potlačení souhlasného rušení $CMRR$

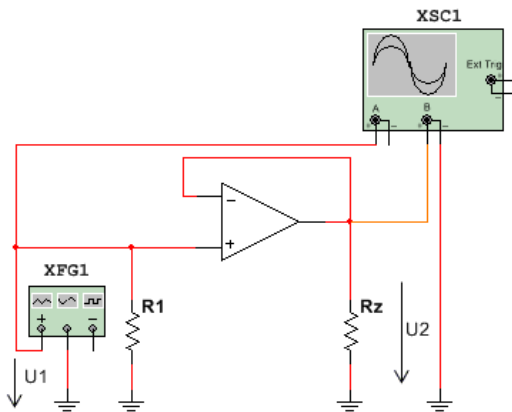
Měření potlačení souhlasného rušení $CMRR$ se provádí dle obr. 4 na operačním zesilovači zapojeném jako rozdílový zesilovač, jehož vstupy jsou buzeny střídavým napětím U_1 . Velikost střídavého napětí U_1 musí být shodná s velikostí souhlasného napětí u_c , což lze dosáhnout díky shodným vstupním rezistorům R_1 a R_2 . Velikost rezistorů R_3 a R_4 je také shodná. Většinou se rezistory R_3 a R_4 volí minimálně desetkrát větší než R_1 a R_2 . Velikost $CMRR$ se pak určí z rov. 6. Výstupní napětí U_2 je v ideálním případě 0. V reálném případě jsou ale na vstupu operačního zesilovače rozdíly v souhlasném napětí u_c , a tak se na výstupu objeví nenulové napětí U_2 .

Obr. 4- Měření potlačení souhlasného rušení $CMRR$

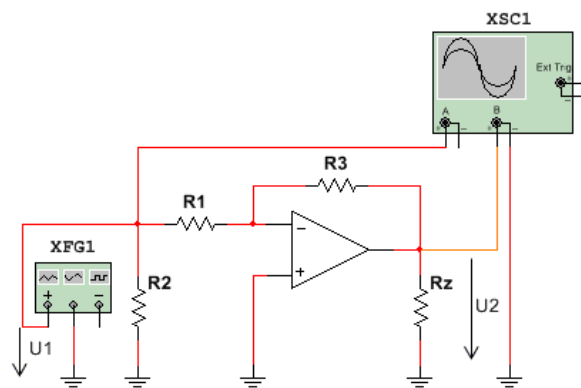
$$CMRR \approx 20 \log \left(\frac{R_3 U_1}{R_1 U_2} \right) [dB] \quad (6)$$

Měření rychlosti přeběhu SR a mezní výkonové frekvence f_p

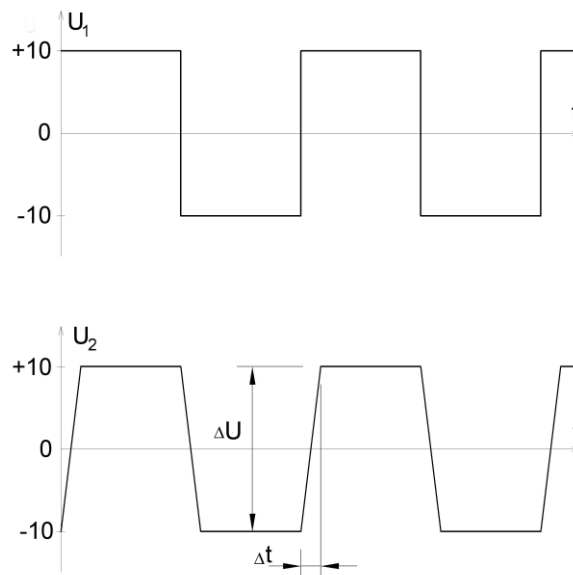
Měření rychlosti přeběhu SR je možné provádět u neinvertujícího zapojení operačního zesilovače podle schématu uvedeného na obr. 5 a u invertujícího zapojení operačního zesilovače podle schématu uvedeného na obr. 6. Rychlost přeběhu popisuje rychlost změny výstupního napětí U_2 při skokové změně vstupního napětí zesilovače U_1 . Měření se provádí za pomoci obdélníkového napětěového průběhu přivedeného na vstup, přičemž na výstupu sledujeme jeho transformaci na lichoběžníkový průběh. Na vstupním a výstupním napětěovém průběhu naměříme podle obr. 7 časový rozdíl Δt , který společně s rozkmitem vstupního napětí ΔU_1 dosadíme do rov. 7. Rezistory R_1 slouží jako impedanční přizpůsobení vstupu zamezující odrazu přiváděného signálu. Rezistor R_Z je zatěžovací rezistor. Velikosti rezistorů R_2 a R_3 jsou nastaveny tak, aby zesílení bylo rovno -1 .



Obr. 5 – Měření rychlosti přeběhu neinvertujícího zapojení operačního zesilovače



Obr. 6 – Měření rychlosti přeběhu invertujícího zapojení operačního zesilovače

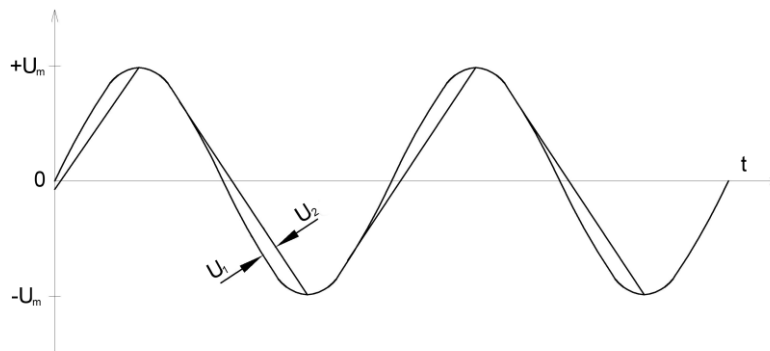


Obr. 7 - Znázornění odčítání parametrů pro výpočet SR

$$SR = \frac{\Delta U}{\Delta t} \left[\frac{V}{\mu s} \right] \quad (7)$$

Mezní výkonová frekvence f_p udává při jaké maximální frekvenci vstupního signálu je operační zesilovač schopný přenést nezkreslený sinusový signál o amplitudě U_2 . Měření mezní výkonové frekvence f_p se provádí pomocí stejných zapojení jako měření rychlosti přeběhu SR . Velikost vstupního napětí U_1 je volena tak, aby operační zesilovač pracoval v lineární oblasti. Frekvence vstupního signálu se mění tak dlouho, dokud nezačne mít výstupní napětí tvar shodný s obr. 8. Vztah mezi mezní výkonovou frekvencí f_p a rychlostí přeběhu SR popisuje rov. 8

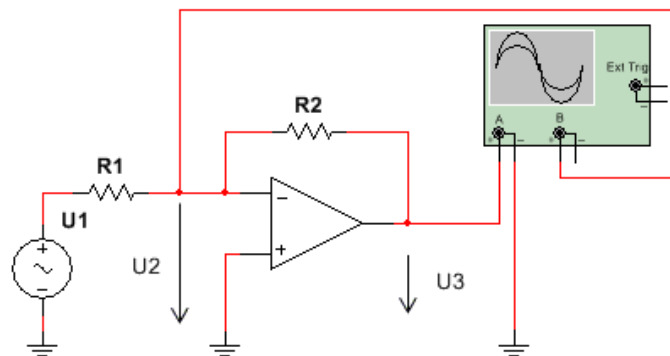
$$f_p = \frac{SR}{2\pi U_2} \text{ [Hz]} \quad (8)$$



Obr. 8 - Průběh vstupní napětí U_1 a výstupního napětí U_2 při měření mezního výkonového kmitočtu f_p

Měření tranzitní frekvence f_T

Tranzitní frekvence f_T udává, při jaké frekvenci vstupního signálu přestane operační zesilovač zesilovat, tedy zesílení poklesne na hodnotu 0 dB. Tranzitní frekvence se měří pomocí zapojení uvedeného na obr. 9. Při měření tranzitní frekvence f_T se zvyšuje frekvence vstupního signálu U_1 , dokud nemají napětí U_2 a U_3 stejnou velikost, a tedy operační zesilovač přestane zesilovat. Velikosti rezistorů R_1 a R_2 jsou veleny tak, aby výsledné zesílení bylo rovno -1.



Obr. 9 - Měření tranzitního kmitočtu f_T

[6], [7], [8], [9], [10]

2.5.2 Kompenzace operačního zesilovače

Frekvenční kompenzace

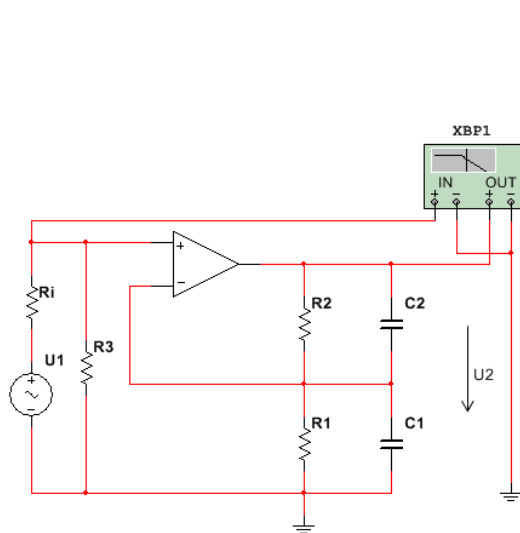
Ideální operační zesilovač má nekonečně velkou šířku pásma B , a tak zesiluje vstupní střídavý signál bez ohledu na jeho frekvenci. U reálného operačního zesilovače je šířka pásma B omezena jeho konstrukcí, a tak s rostoucí frekvencí dochází k poklesu zesílení A . Vzhledem k tomu má amplitudová frekvenční charakteristika reálného operačního zesilovače charakter filtru typu dolní propust. Šířka pásma B reálného operačního zesilovače lze zvětšit zavedením zpětné vazby, ovšem to má za následek pokles zesílení A . Při volbě zesílení je nutné dbát na to, aby se zesilovač nedostal na mez stability. Nestabilitě operačního zesilovače lze zamezit pomocí frekvenční kompenzace.

Neinvertující zesilovač

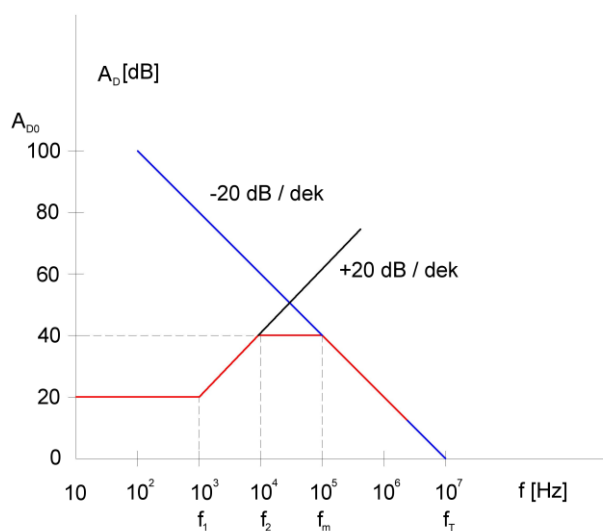
Přenos G neinvertujícího zesilovače uvedeného na obr. 10 je definovaný rov. 9. Velikost přenosu G je rovna zesílení A : Přenos ovlivňuje kromě zesílení zesilovače také výstupní napěťový offset U_{0OUT} , jehož velikost se určí podle rov. 10 z přenosu G a vstupního napěťového offsetu U_{0IN} . Velikost vstupního napěťového offsetu U_{0IN} daná rov. 11 je ovlivněna velikostí vstupní klidových proudů I_{BP} , I_{BN} a rezistorů R_1 , R_2 , R_3 a R_i . Hodnoty rezistorů R_1 a R_2 vycházejí z přenosu G , rezistor R_3 je vstupní odpor neinvertujícího zesilovače a rezistor R_i je vnitřní odpor zdroje napětí U_i . Pomocí rezistoru R_3 je možné provést tzv. symetrizaci klidových proudů I_{BP} a I_{BN} . Namísto proudu I_{BP} je tedy uplatňována proudová nesymetrie I_0 . Velikost rezistoru R_3 je dána rov. 11.

Frekvenční kompenzace se provádí za pomoci dvojice kondenzátorů C_1 a C_2 . Hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 jsou vypočteny z rov. 12 a rov. 13 na základě znalosti frekvencí f_1 a f_2 . Frekvence f_1 a f_2 jsou stanoveny z rov. 14 podle mezní frekvence f_m , jejíž velikost závisí podle rov. 15 na přenosu G a tranzitní frekvenci f_T . Přenos frekvenčně kompenzovaného neinvertujícího zesilovače je dán rov. 16. Frekvenční charakteristika kompenzovaného neinvertujícího zesilovače je na obr. 11.

Na základě znalosti mezní frekvence lze určit podle rov. 17 dobu náběhu T_n , jenž je definována jako časový úsek mezi 10 % až 90 % rozkmitu signálu.



Obr. 11 - Neinvertující zesilovač



Obr. 10 - Frekvenční amplitudová charakteristika neinvertujícího zesilovače

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (9)$$

$$U_{0IN} = U_0 + I_{BP} \frac{R_i R_3}{R_i + R_3} - I_{BN} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (10)$$

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (11)$$

$$U_{0OUT} = U_{0IN} G \quad (12)$$

$$f_m = \frac{f_T}{G} \quad (13)$$

$$f_1 < f_2 < f_m \ll f_T \quad (14)$$

$$\frac{U_2}{U_1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(\frac{1 + j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_2 C_2}\right) \quad (15)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2)} \quad (16)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (17)$$

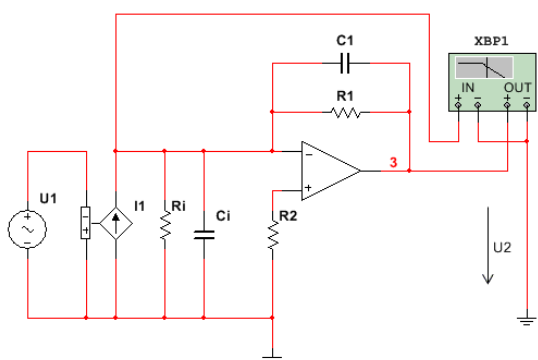
$$T_n = \frac{0,35}{f_m} \quad (18)$$

Invertující zesilovač

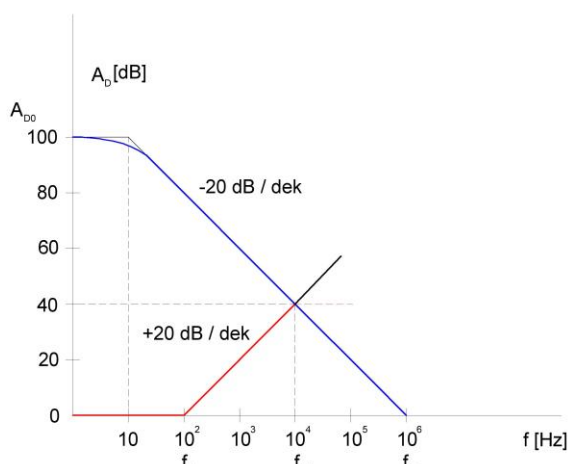
Přenos G invertujícího zesilovače uvedeného na obr.12 je definovaný jako rov. 19. Hodnota přenosu je totožná s hodnotou zesílení A . Hodnota vstupního proudového offsetu I_{0IN} je definována rov. 20. Výstupní napěťový offset je definovaný rov. 21. Velikost vstupního proudového offsetu je ovlivněna velikostí vstupního klidového proudu I_{BP} , vstupní napěťové nesymetrie U_0 a rezistorů R_1 a R_i .

Frekvenční kompenzace je prováděna pomocí dvou kondenzátorů jako u neinvertujícího zesilovače. Mezní frekvence f_m je stanovena na základě výpočtu podle rov. 22, kam je dosazena

tranzitní frekvence f_T a frekvence f_1 . Velikost kondenzátoru C_1 lze určit z frekvence f_1 , a hodnoty rezistoru R_1 podle rov. 25. Frekvenční amplitudová charakteristika kompenzované invertující zesilovače je na obr. 13.



Obr. 12 – Invertující zesilovač



Obr. 13 – Frekvenční amplitudová charakteristika invertujícího zesilovače

$$G = -\frac{1}{R_1} \quad (19)$$

$$I_{0IN} = I_{BN} + \frac{U_0}{\frac{R_1 R_i}{R_1 + R_i}} \quad (20)$$

$$U_{0OUT} = U_0 \left(1 + \frac{R_1}{R_i}\right) + I_{BN} R_1 - I_{BP} R_2 \quad (21)$$

$$f_m = \sqrt{f_1 f_T} \quad (22)$$

$$f_1 \ll f_m \ll f_T \quad (23)$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_i C_i} \quad (24)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (25)$$

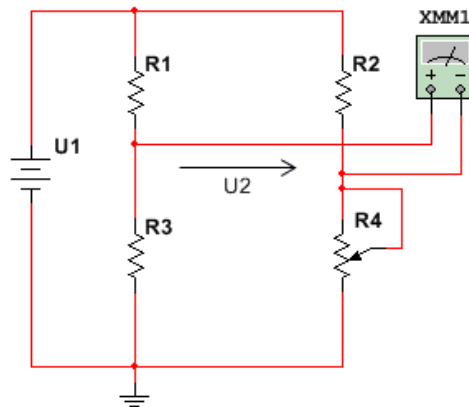
[6], [7], [9], [10], [18]

2.5.3 Měření na odporových můstcích

Můstky jsou ve velké míře používány ke snímání různých veličin, jako je teplota, tlak nebo síla. Fungují na principu Wheatstonova můstku, kdy ve vyváženém stavu je výstupní napětí rovno nule. V praxi se objevují můstky s jedním a více rozvažovanými prvky, a tak se dělí na čtvrtinový, poloviční a celé můstky. S větším počtem rozvažovaných prvků můstku roste linearita.

Čtvrtinový můstek

Čtvrtinový můstek uvedený na obr. 14 je nejjednodušší variantou odporového můstku. V rovnovážném stavu popsaném rov. 26 je výstupní napětí můstku rovno nule. Změní-li se hodnota rezistoru R_4 , bude výstupní napětí definované dle rov. 27 různé od nuly. Výpočet chyby linearity L_e čtvrtinového můstku je definován rov. 28. Nejčastější aplikací čtvrtinového můstku je měření teploty. Velikosti rezistorů R_1 až R_3 jsou shodné. Rezistor R_4 je realizován pomocí víceotáčkového cermetového trimru a pevného rezistoru. Velikost trimru je 20 % z jmenovité hodnoty rezistorů R_1 až R_3 .



Obr. 14 - Napětově napájený čtvrtinový můstek

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (26)$$

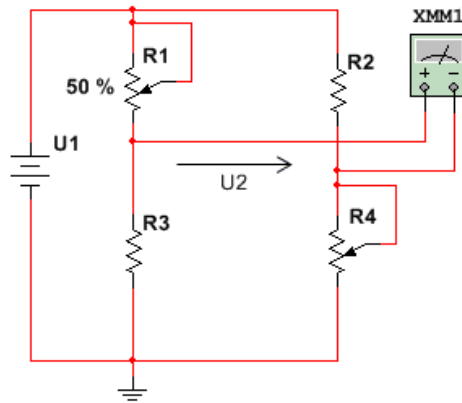
$$U_2 = \frac{U_1}{4} \left(\frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{2}} \right) \quad (27)$$

$$L_e = \frac{\Delta R \%}{2} \quad (28)$$

Kde R ohmická hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a ΔR je hodnota změny odporu R_4

Diagonální poloviční můstek

Diagonální poloviční můstek uvedený na obr. 15 je jednou z variant polovičního můstku. Oproti vertikálnímu polovičnímu můstku, jenž má rezistory umístěné nad sebou, má linearitu stejnou jako čtvrtinový můstek. Neplatí pro něj pravidlo týkající se klesající nelinearity s rostoucím počtem proměnných prvků. Citlivost můstku je dvakrát větší než u čtvrtinového můstku. Výpočet chyby linearity je definovaný stejně jako v předchozím případě dle rov. 29. Výstupní napětí diagonálního polovičního můstku je dáno rov. 30 Velikosti rezistorů R_2 a R_3 jsou shodné. Rezistory R_1 a R_4 jsou realizovány pomocí víceotáčkového cermetového trimru a pevného rezistoru. Velikost trimru je 20 % z jmenovité hodnoty rezistorů R_2 a R_3 .



Obr. 15 - Napětově napájený diagonální poloviční můstek

$$U_2 = \frac{U_1}{2} \left(\frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{2}} \right) \quad (29)$$

$$L_e = \frac{\Delta R \%}{2} \quad (30)$$

Kde R ohmická hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a ΔR je hodnota změny odporu R_1, R_4

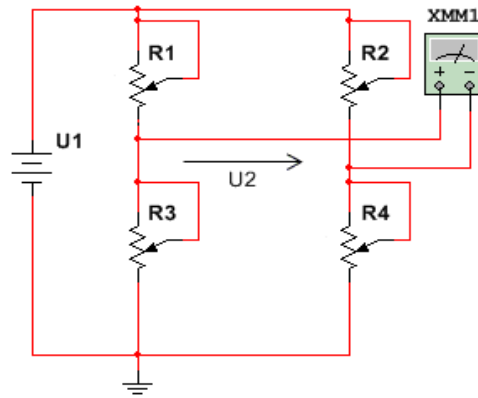
Celý můstek

Celý můstek uvedený na obr. se nejčastěji používá u tenzometrických můstků na měření zkrutu. Jeho výhodou je to, že je v celém svém rozsahu lineární. Tuto vlastnost má díky tomu, že je tvořen čtyřmi rezistory, a tak je čtyřnásobně citlivější než čtvrtinový můstek. Výstupní napětí celého můstku je dáno rov.31. Rezistory R_1 až R_4 jsou realizovány pomocí víceotáčkového cermetového trimru a pevného rezistoru. Velikost trimru je shodná jako v případě čtvrtinového a diagonálního polovičního můstku. Chyba linearit je definována rov. 32.

$$U_2 = U_1 \frac{\Delta R}{R} \quad (31)$$

$$L_e = 0 \quad (32)$$

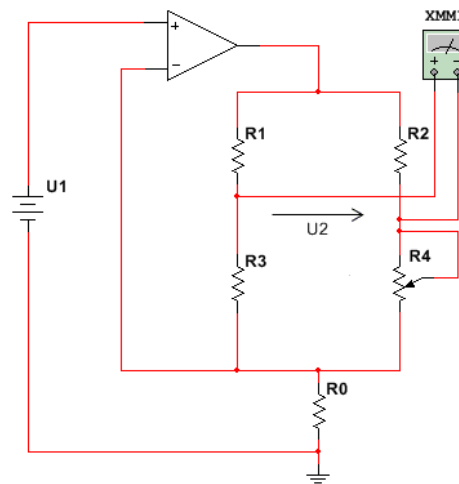
Kde R ohmická hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a ΔR je hodnota změny odporu R_1, R_4



Obr. 16 - Napětově napájený celý můstek

Proudově napájené můstky

Proudově napájené můstky se od napětově napájených můstků liší jednak svým zapojením, jednak lepší linearitou. Teoreticky by měla být až o polovinu lepší. K napájení můstků je použit neinvertující napětím řízený zdroj proudu skládající se z operačního zesilovače a rezistoru R_0 . Rezistor R_0 slouží k nastavení napájecího proudu I a zároveň k nastavení nulového výstupního napětí U_2 při vyváženém můstku. Velikost rezistoru R_0 je definována rov. 14 Na obr. 13 až 15 jsou uvedeny zapojení čtvrtinového, diagonálního polovičního a celého proudem napájeného můstku. Výstupní napětí můstků definované rov. 15 až 17 jsou uvedeny pod příslušnými můstky. Velikosti a realizace rezistorů R_1 až R_4 je stejná jako u napětově napájených můstků



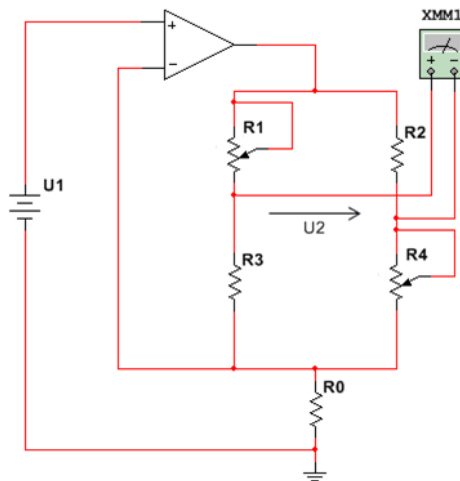
Obr. 17 - Proudově napájený čtvrtinový můstek

$$I = -\frac{U_1}{R_0} \quad (33)$$

$$U_2 = \frac{U_1 R}{4R_0} \left(\frac{\Delta R}{R + \frac{\Delta R}{4}} \right) \quad (34)$$

$$L_e = \frac{\Delta R \%}{2} \quad (35)$$

Kde R ohmická hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a ΔR je hodnota změny odporu R_1, R_4

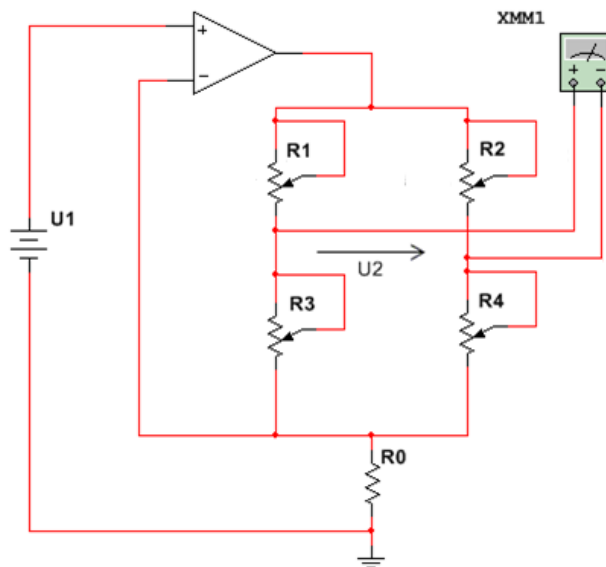


Obr. 18 - Proudově napájený diagonální poloviční můstek

$$U_2 = \frac{U_1}{2R_0} \Delta R \quad (36)$$

$$L_e = 0 \quad (37)$$

Kde R ohmická hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a ΔR je hodnota změny odporu R_1, R_4



Obr. 19 - Proudově napájený celý můstek

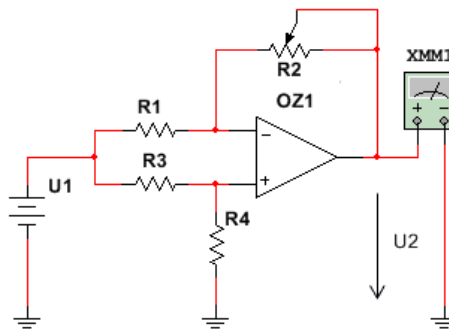
$$U_2 = \frac{I \Delta R}{R_0} \quad (38)$$

$$L_e = 0 \quad (39)$$

Kde I je celkový proud procházející obvodu, ΔR je hodnota změny odporu R_1, R_2, R_3, R_4

Aktivní můstek

Aktivní můstek uvedený na obr. 20 se využívá v aplikacích, kde je potřeba dosáhnout linearity aktivního prvku vůči výstupnímu napětí U_2 . Toho je dosaženo díky operačnímu zesilovači, který si už ze své podstaty snaží udržet na svých vstupech virtuální nulu. Jakmile dojde ke změně hodnoty proměnného rezistoru, dojde k vyrovnávání potenciálů na invertujícím a neinvertujícím vstupu operačního zesilovače. Citlivost aktivního můstku je dvakrát větší než citlivost standardního čtvrtinového můstku. Díky vlastnostem operačního zesilovače je aktivní můstek lineární v celém svém rozsahu. Výstupní napětí můstku je definováno rov. 40. Rezistory R_1, R_3 a R_4 jsou shodné. Rezistor R_2 je realizován pomocí pevného rezistoru a víceotáčkového cermetového trimru, jehož velikost je 20 % jmenovité hodnoty rezistorů R_1, R_3 a R_4 .



Obr. 20 - Aktivní můstek

$$U_2 = -U_1 \frac{\Delta R}{2R} \quad (40)$$

Kde R ohmická hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a ΔR je hodnota změny odporu R_2

Symetrický přístrojový zesilovač

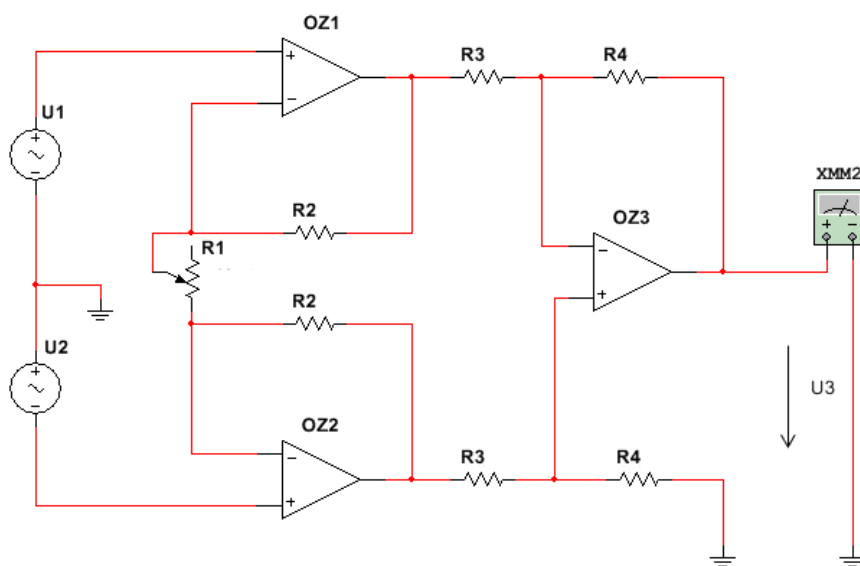
Symetrický přístrojový zesilovač uvedený na obr. 21 se využívá ke měření velice slabých signálů. Je tvořen třemi operačními zesilovači. První dva zesilovače jsou zapojeny jako vstupní zesilovače. Třetí zesilovač je zapojen jako rozdílový zesilovač. Vstupní zesilovače plní funkci zásobníků, díky nimž není třeba impedančního přizpůsobení vstupů. Z toho plyne také využití symetrického přístrojového zesilovače. Výhody využití symetrického přístrojového zesilovače spočívají ve vysoké vstupní impedanci, vysoké odolnosti vůči šumu, malém stejnosměrném, offsetu, vysoké hodnotě činitele potlačení souhlasného rušení $CMRR$. Symetrický přístrojový zesilovač je pro své vlastnosti využíván hojně v lékařské technice, např. EEG, EKG atd. Nastavení zesílení se provádí pomocí rezistoru R_1 . Rozdílové zesílení G_D je definováno rov. 41 a souhlasné zesílení G_C je definováno rov. 42. Měření rozdílového zesílení G_D se provádí pomocí zapojení uvedeného na obr. 21. Rozdílové zesílení se měří pomocí zapojení uvedeného na obr. 22. Činitel potlačení souhlasného rušení $CMRR$ se určí z rozdílového zesílení G_D a souhlasného zesílení G_C podle rov. 43.

$$G_D = \frac{U_3}{U_2 - U_1} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (41)$$

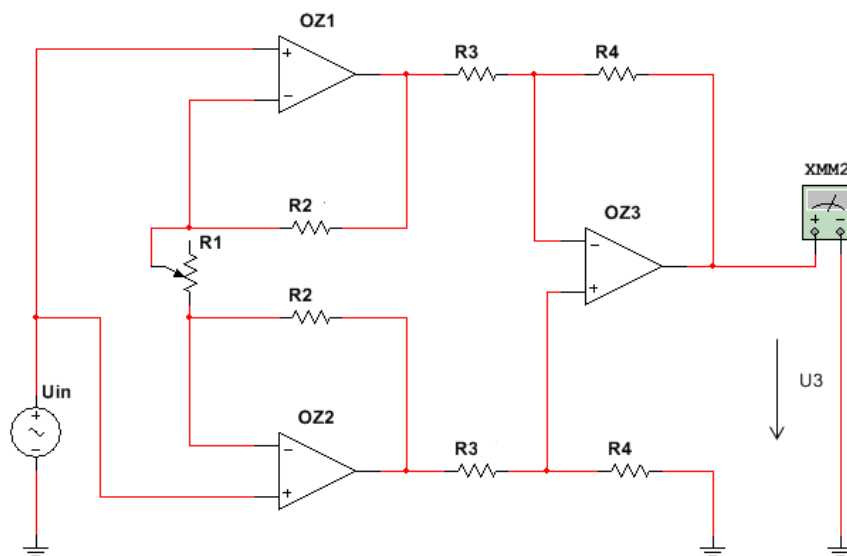
$$G_C = \frac{U_{in(ef)}}{U_{3(ef)}} \quad (42)$$

$$CMRR = 20 \log \frac{G_D}{G_C} \quad [dB] \quad (43)$$

Kde $U_{in(ef)}$ je efektivní hodnota vstupního napětí a $U_{3(ef)}$ je efektivní hodnota výstupního napětí



Obr. 21 – Měření rozdílového zesílení přístrojového zesilovače



Obr. 22- Měření souhlasného zesílení přístrojového zesilovače

[6], [17]

2.5.4 Filtrační obvody

Aktivní filtry se skládají z operačního zesilovače rezistorů a kondenzátorů, jejichž počet vychází z použité architektury a řádu filtru n . Při návrhu aktivního filtru je nutná znalost několika parametrů ovlivňující tvar frekvenční amplitudové charakteristiky. Mezi tyto parametry patří zlomová frekvence f_m , zesílení A , typ aproximace a řád filtru n . Kromě vyjmenovaných parametrů ovlivňuje amplitudovou frekvenční charakteristiku filtru také činitel jakosti Q . Velikost činitele jakosti Q lze určit podle rov. 44 šířky pásma B , která je definována rov. 42.

$$Q = \frac{1}{B} \quad (44)$$

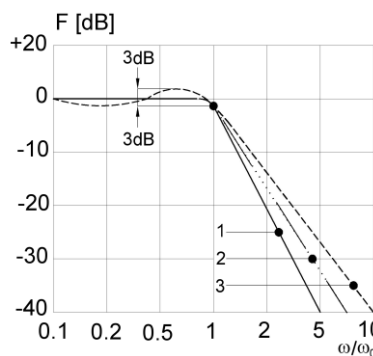
$$B = \Omega_h - \Omega_d \quad (45)$$

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_m} \quad (46)$$

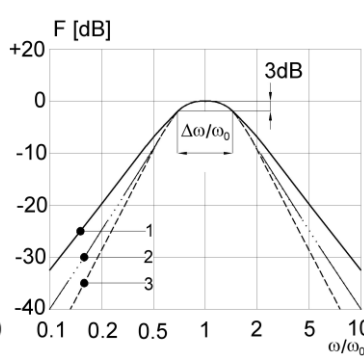
Kde Ω_d je dolní poměrová frekvence a Ω_h je horní poměrová frekvence, ω_m je mezní kruhový frekvence.

Aproximace

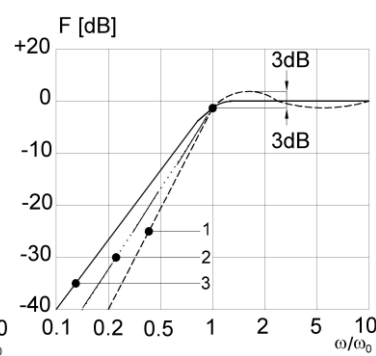
U aktivních filtrů se ve většině případů používá Besselova, Butterworthova a Čebyševova aproximace. Při pohledu na frekvenční amplitudové charakteristiky jednotlivých aproximací je patrné, že nejstrmější aproximací je Čebyševova aproximace. Naproti tomu nejméně strmou aproximací je Besselova. Kompromisem mezi nimi je Butterworthova aproximace. Stejně rozdělení aproximací platí i pro tvorbu překmitů přechodové charakteristiky Cavelese. Pro přenosové charakteristiky filtrů mající Butterworthovu nebo Besselovu aproximaci platí, že je v propustném pásmu monotónní až plochá. Přenosová charakteristika filtru s Čebyševovou aproximací je v propustném pásmu zvlněná. Průběhy frekvenčních amplitudových charakteristik jednotlivých aproximací jsou uvedeny na obr. 23. Činitelé jakosti Q příslušící jednotlivým aproximacím jsou v tab. 1.



Obr. 25 – Amplitudová frekvenční charakteristika dolní propusti



Obr. 23 – Amplitudová frekvenční charakteristika pásmové propusti



Obr. 24 – Amplitudová frekvenční charakteristika horní propusti

Č.	Typ aproximace	Q
1	Besselova aproximace	0,57
2	Butterworthova aproximace	0,70
3	Čebyševova aproximace (-3 dB)	1,30

Tab. 1 – Hodnoty činitelů jakosti Q pro příslušné aproximace

Filtry typu dolní propust

Filtr typu dolní propust uvedený na obr. 26 odpovídá architektuře Sallen – Key. Filtr je tvořen operačním zesilovačem, čtyřmi rezistory R_1, R_2, R_3, R_4 a dvěma kondenzátory C_1 a C_2 . Díky shodným rezistorům R_1, R_2 a kondenzátorům C_1, C_2 je možné přenos filtru zapsat do podoby dané rov.47. Vzhledem k tomu, že mají rezistory R_1, R_2 a kondenzátory C_1, C_2 stejnou velikost, je možné určit kruhovou zlomovou frekvenci ω_m pomocí rov. 48. Vhodně zvoleným zesílením A_0 lze provést změna aproximace. Velikost zesílení A_0 se vypočte pomocí rov. 49 z velikosti činitele jakosti Q . Velikost rezistorů R_3 a R_4 lze podle rov. 50 určit ze zesílení A_0 .

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m} \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2} \quad (47)$$

$$\omega_m = \frac{1}{RC} \quad (48)$$

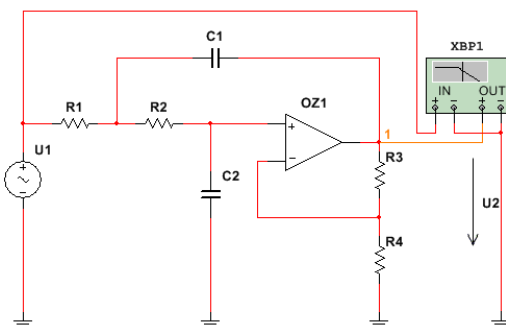
$$Q = \frac{1}{3 - A_0} \quad (49)$$

$$A_{0(\infty)} = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad (50)$$

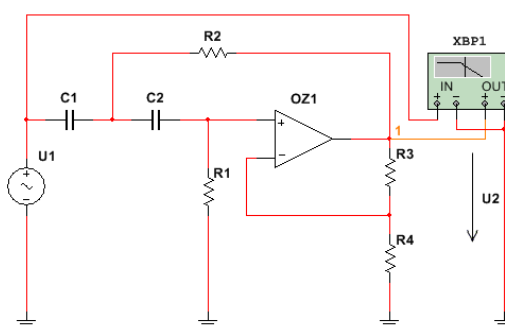
Filtr typu horní propust

Filtr typu horní propust uvedený na obr. 27 odpovídá stejně jako předchozí filtr architektuře Sallen – Key. Filtr typu horní propust vznikne záměnou rezistorů R_1, R_2 a kondenzátorů C_1, C_2 . Přenos filtru je definován rov. 51. Velikost rezistorů R_1, R_2 a kondenzátorů C_1, C_2 je shodná jako v případě filtru typu dolní propust. Díky shodným rezistorům R_1, R_2 a kondenzátorům C_1, C_2 lze kruhovou zlomovou frekvenci ω_m určit z rov. 48. Volba aproximace se provádí pomocí vhodně zvoleného zesílení A_∞ . Velikost zesílení A_∞ je stanovena z rov. 49 na základě znalosti činitele jakosti Q . Velikost rezistorů R_3 a R_4 lze určit podle rov. 50 ze zesílení A_∞ .

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{A_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m} \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2} \quad (51)$$



Obr. 27 Filtr typu dolní propust



Obr. 26 - Filtr typu horní propust

Univerzální filtr

Univerzální filtr, jehož schéma je uvedeno na obr. 28, se skládá ze tří filtrů najednou, a to horní, dolní a pásmovou propustí. Tvoří ho tři operační zesilovače, z nichž první operační zesilovač OZ_1 je zapojený jako invertující zesilovač. Zbylé dva operační zesilovače OZ_2 a OZ_3 zapojené za sebou v sérii pracují jako integrátory. Invertující zesilovač má kladnou vazbu a zápornou zpětnou vazbu. Kladná zpětná vazba je realizována pomocí rezistorů R_4 a R_5 , zatímco záporná zpětná vazba je realizována pomocí rezistoru R_3 . Záporná zpětná vazba vede z výstupu integrátoru s operačním zesilovačem OZ_3 . Velikost rezistorů $R_1, R_2, R_3, R_4, R_6, R_7$ a kondenzátorů C_1, C_2 je shodná, a tak je možné přenosy jednotlivých filtrů zapsat jako rov. 52, 53 a 54. Díky shodným velikostem rezistorů $R_1, R_2, R_3, R_4, R_6, R_7$ a kondenzátorů C_1, C_2 se kruhová zlomová frekvence ω_m vypočte podle rov. 55. Aproximace filtru lze změnit pomocí vhodně zvoleného rezistoru R_4 . Velikost rezistoru R_4 se určuje podle rov. 56 na základě znalosti činitele jakosti Q pro danou aproximaci.

$$\text{Dolní propust} \quad \frac{U_4}{U_1} = \frac{-1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m} \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2} \quad (52)$$

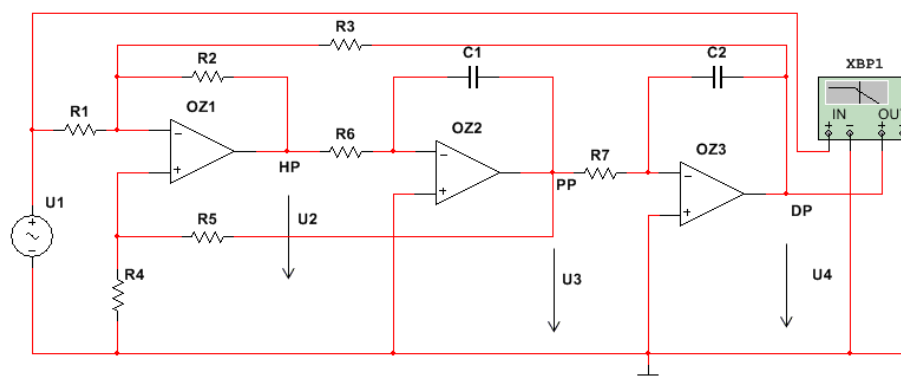
$$\text{Horní propust} \quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m} \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2} \quad (53)$$

$$\text{Pásmová propust} \quad \frac{U_3}{U_1} = \frac{-j \frac{\omega}{\omega_m}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_m} \frac{1}{Q} - \left(\frac{\omega}{\omega_m}\right)^2} \quad (54)$$

$$\omega_m = \frac{1}{RC} \quad (55)$$

Kde R je hodnota rezistorů $R_1, R_2, R_3, R_5, R_6, R_7$ a C je hodnota kondenzátorů C_1, C_2

$$R_4 = \frac{R_5}{3Q - 1} \quad (56)$$



Obr. 28 - Univerzální filtr

[6], [7], [11], [19]

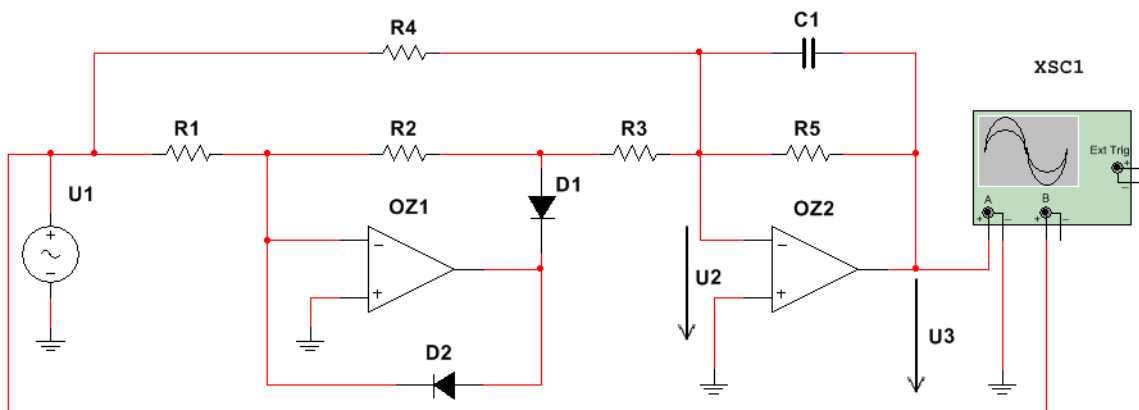
2.5.5 Dvoucestný operační usměrňovač a zpětnovazební špičkový detektor

Dvoucestný usměrňovač

Dvoucestný operační usměrňovač uvedený na obr. 29 je tvořen dvěma obvody. Prvním obvodem je jednocestný usměrňovač skládající se z operačního zesilovače OZ_1 , rezistorů R_1 a R_2 , diod D_1 a D_2 . Druhým obvodem je invertující součtový zesilovač realizovaný pomocí operačního zesilovače OZ_2 a rezistorů R_3 , R_4 , R_5 . Kondenzátor C_1 slouží ke kmitočtové kompenzaci. Výstupní napětí operačního usměrňovače U_3 definované rov. 57 odpovídá střední aritmetické hodnotě vstupního střídavého napětí U_1 .

$$U_3 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u_1(t)| dt \quad (57)$$

Kde T je perioda po kterou dochází k měření signálu, t_0 je počátek sledovaného časového úseku



Obr. 29 - Dvoucestný operační usměrňovač

Je-li na vstup dvoucestného operačního usměrňovače přivedeno kladné napětí U_1 , je dioda D_1 otevřená a dioda D_2 uzavřená. Výstupní napětí jednocestného usměrňovače U_2 odpovídá jednocestně usměrněnému vstupnímu napětí U_1 s obrácenou polaritou. Obrácená polarita výstupního napětí jednocestného usměrňovače U_2 je způsobena záporným zesílením daným rov. 58. Pro záporné vstupní napětí U_1 je výstupní napětí jednocestného usměrňovače nulové, jelikož se otevře dioda D_2 a dioda D_1 zůstane zavřená.

$$A_u = \frac{R_2}{R_1} = -1 \quad (58)$$

Kde A_u je zesílení operačního zesilovače, R_1 a R_2 je ohmická hodnota rezistorů R_1 , R_2

V invertujícím sčítacím zesilovači je ke vstupnímu jednocestně usměrněnému napětí U_2 přičteno vstupní napětí U_1 . Výstupní napětí dvoucestného operačního usměrňovače je definováno podle polaroty rov. 59 a rov. 60,

$$U_3 = \frac{R_5}{R_4} \left(\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} - 1 \right) U_1, \quad U_1 > 0 \quad (59)$$

$$U_3 = -\frac{R_5}{R_4} U_1, \quad U_1 < 0 \quad (60)$$

kde U_3 je výstupní napětí operačního usměrňovače, U_1 je vstupní napětí operačního usměrňovače, R_1 , R_2 , R_3 , R_4 a R_5 jsou ohmické hodnoty rezistorů R_1 , R_2 , R_3 , R_4 a R_5 .

Při splnění platnosti rov. 61 a rov. 62 lze definiční přenos dvoucestného operačního usměrňovače zapsat jako rov. 63

$$\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = 2 \quad (61)$$

$$R_4 = R_5 \quad (62)$$

$$U_3 = |U_1| \quad (63)$$

Střední aritmetickou hodnotu U_{sar} lze určit z maximální hodnoty vstupního napětí U_m dle rov. 64 nebo také z efektivní hodnoty U_{ef} podle rov. 65,

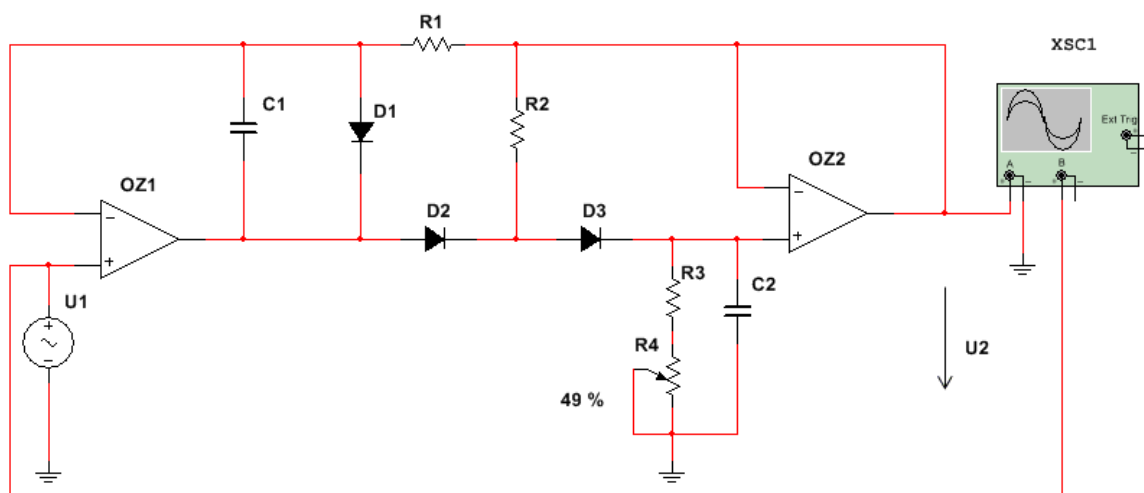
$$U_{sar} = 2 \frac{U_m}{\pi} \quad (64)$$

$$U_{sar} = \frac{U_{ef}}{k_t} \quad (65)$$

kde U_{sar} je střední aritmetická hodnota, U_m je maximální hodnota vstupního napětí, U_{ef} je efektivní hodnota vstupního napětí, k_t je činitel tvaru, jehož hodnota pro sinusové napětí odpovídá 1,11.

Zpětnovazební špičkový detektor

Zpětnovazební špičkový detektor uvedený na obr. 30 se využívá za účelem detekce kladné maximální hodnoty napětí. Tvoří jej operační zesilovače OZ_1 a OZ_2 , diody D_1 , D_2 , D_3 , rezistory, kondenzátory C_1, C_2 . Na výstupu zpětnovazebního špičkového detektoru je umístěn napěťový sledovač s velkým vstupním odporem realizovaný pomocí operačního zesilovače OZ_2 . Při přechodu diody D_3 do vodivého stavu dochází k přesycení operačního zesilovače OZ_1 , což lze však kompenzovat pomocí diody D_1 . Závěrný proud diody D_3 roste s poklesem výstupního napětí zpětnovazebního špičkového detektoru U_2 . Kompenzaci tohoto jevu zajišťuje dioda D_2 a rezistor R_2 . Nelinearita diod D_2 a D_3 se neuplatňuje díky sériové záporné zpětné vazbě vedené z výstupu na vstup zpětnovazebního špičkového detektoru. Rezistory R_3 a R_4 zajišťují průběžné vybíjení paměťového kondenzátoru C_1 .



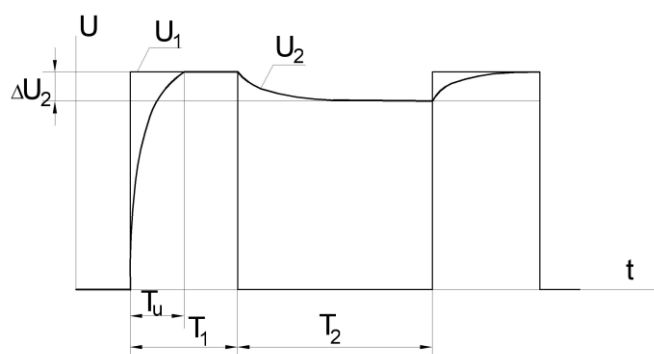
Obr. 30 - Zpětnovazební špičkový detektor

Statické parametry

Statickými parametry zpětnovazebního špičkového jsou chyba zesílení, nuly a linearity. Jejich hodnotu lze vyčíst ze statické charakteristiky.

Dynamické parametry

Dynamickými parametry zpětnovazebního špičkového detektoru jsou doba ustálení T_u a pokles výstupního napětí ΔU_2 . Velikost dobu ustálení T_u je stanovena na základě měření při skokovém vzrůstu vstupního napětí U_1 . Velikost poklesu vstupního napětí ΔU_2 je určena při skokovém poklesu vstupního napětí U_1 . Při skokové změně napětí U_1 může docházet k přechodovým jevům. Na obr. 31 jsou uvedeny průběhy vstupního a výstupního napětí při měření doby ustálení T_u a poklesu výstupního napětí ΔU_2 .



Obr. 31 - Průběhy vstupního a výstupního napětí zpětnovazebního špičkového detektoru

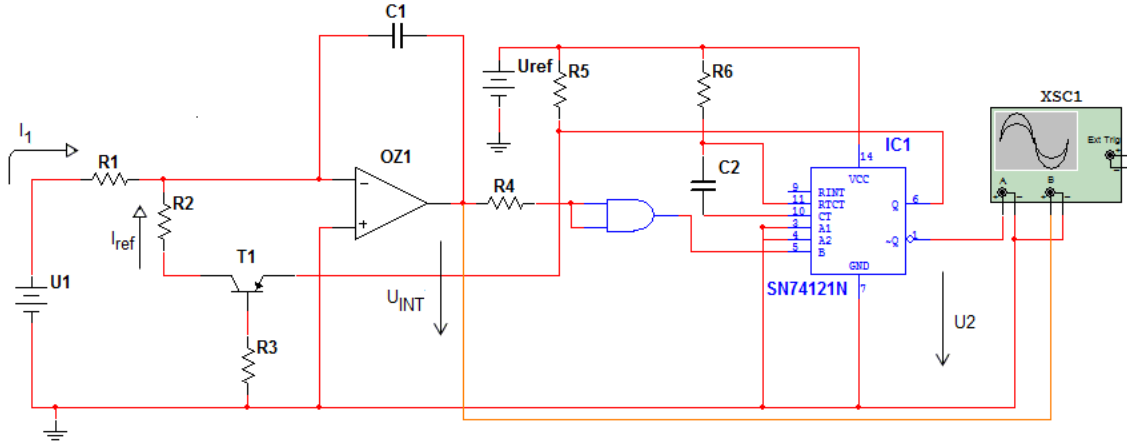
[5], [6,], [7]

2.5.6 Převodník napětí / frekvence a Σ/Δ modulátor

Převodník napětí na frekvence

Převodník napětí na frekvence na uvedený na obr. 32 se skládá z invertujícího integrátoru, napětím řízeného spínače, hradla AND a monostabilního klopného obvodu. Funkce převodníku je založena na vyrovnávání náboje kondenzátoru C_1 umístěného ve zpětné vazbě invertujícího

integrátoru. Výstupní trojúhelníkové napětí integrátoru U_{INT} slouží k řízení monostabilního klopného obvodu kam je přiváděno přes rezistor R_4 a hradlo AND. Hradlo AND upravuje trojúhelníkový signál na pulzy spínající monostabilní klopný obvod, který po dobu kyvu T_k přepíná referenční napětí U_{ref} k invertujícímu vstupu operačního zesilovače. K přepínání je použit napětím řízený spínač realizovaného pomocí rezistoru T_1 a rezistoru R_3 .



Obr. 32 - Převodník napětí na frekvenci

Jakmile připojíme na vstup převodníku záporné napětí U_1 , bude výstupní napětí integrátorem U_{INT} po dobu T_1 lineárně růst, dokud nebude jeho velikost dosahovat úrovně U_H . V ten okamžik se spustí monostabilní klopný obvod, který na dobu kyvu T_k definovanou rov. 66 sepne spínač. Sepnutím spínače dojde k tomu, že je namísto samostatného vstupního proudu I_1 vycházejícího z rov. 67 integrován také referenční proud I_{ref} daný rov. 68.

$$T_k = 0,7 R_6 C_2 \quad (66)$$

$$I_1 = -\frac{U_1}{R_1} \quad (67)$$

$$I_{ref} = \frac{U_{ref}}{R_2} \quad (68)$$

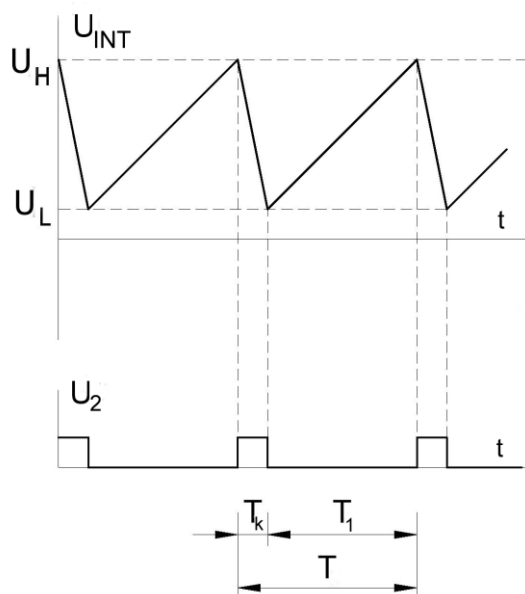
Po uplynutí doby kyvu T_k dojde k rozepnutí spínače a integrátor bude opět integrovat pouze vstupní proud I_1 . Během doby T_1 a T_k se na integračním kondenzátoru C_1 naintegruje stejné množství náboje, a tak je možné rozdíl napěťových úrovní během sepnutého a vypnutého monostabilního klopného obvodu zapsat pomocí rov. 69.

$$\frac{U_1 T_1}{R_1 C_1} = \left(-\frac{U_{ref}}{R_2} + \frac{U_1}{R_1} \right) \quad (69)$$

Délka periody výstupního signálu T je defonována rov. 70 jako součet doby T_1 a doby kyvu T_k .

$$T = T_1 + T_k \quad (70)$$

$$T_1 = T_k \left(1 - \frac{U_{ref} R_1}{U_1 R_2} \right) \quad (71)$$



Obr. 33 – Průběh napětí integrátoru U_{INT} a výstupního napětí U_2

Frekvence výstupního signálu f vychází z délky doby periody T a vypočte se z rov. 72

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2 U_1}{R_1 U_{ref} T_k} \quad (72)$$

Převodní konstanta převodníku napětí na frekvenci k je popsána rov. 73 jako poměr maximální frekvence f_{max} a minimální frekvence f_{min} ku rozdílu napětí při minimální frekvenci U_{min} a napětí při maximální frekvenci U_{max} .

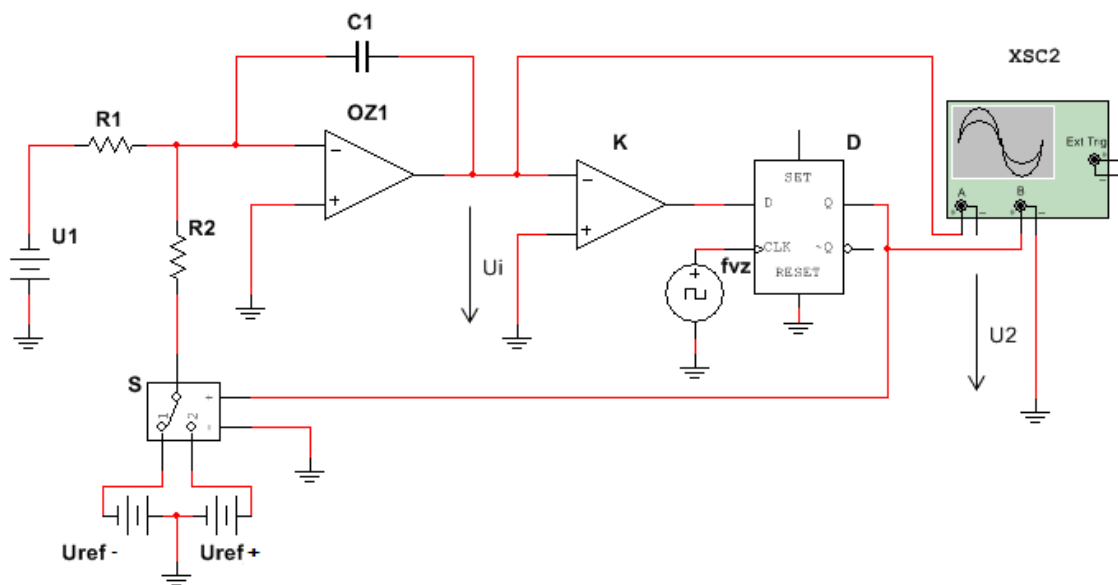
$$k = \frac{f_{max} - f_{min}}{U_{max} - U_{min}} \quad (73)$$

Nelinearita převodníku napětí frekvence $NL_{u/f}$ je definována jako poměr maximální odchylky skutečného a ideálního převodníku Δf_{max} ku rozdílu maximální frekvence f_{max} a minimální frekvence f_{min} . Lze ji vypočítat pomocí rov. 74

$$NL_{u/f} = \frac{\Delta f_{max}}{f_{max} - f_{min}} \quad (74)$$

Σ / Δ modulátor

Sigma – delta modulátor je uvedený na obr. 34 Tvoří jej invertující integrátor složený z operačního zesilovače OZ_1 , rezistoru R_1 a kondenzátoru C_1 . K výstupu invertujícího integrátoru je připojen komparátor K , jehož rozhodovací úroveň je nastavena na nulu. Komparátor zde zastupuje kvantizér. Za komparátorem je umístěn klopný obvod D . Klopný obvod D slouží k řízení spínače S_1 , jenž přepíná mezi kladným a záporným referenčním napětím U_{ref} . Sigma delta modulátor funguje tak, že se nejprve provede integrace vstupního napětí U_1 . Z naintegrovaného signálu se poté v komparátoru vytvoří dvouúrovňový signál. V klopném obvodu D je dvouúrovňový signál navzorkován vzorkovacím kmitočtem f_{vz} . Vzhledem k tomu, že je použitý klopný obvod D řízený náběžnou hranou hodinového signálu, setrvává na jeho výstupu logická úroveň tak dlouho, dokud nepřijde další vzestupná hrana. Výstupní průběhy integátoru U_{INT} a klopného obvodu U_2 j uvedeny na obr.35 a obr.36.

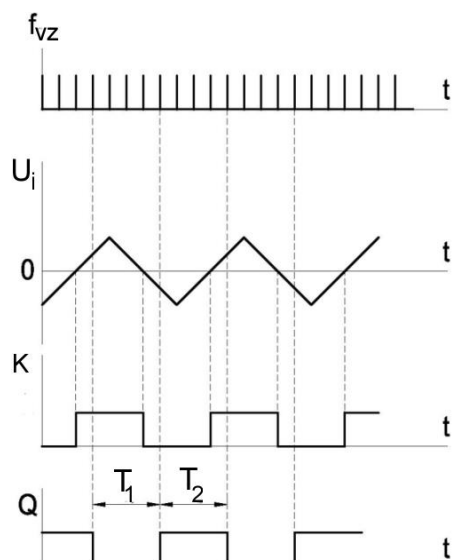
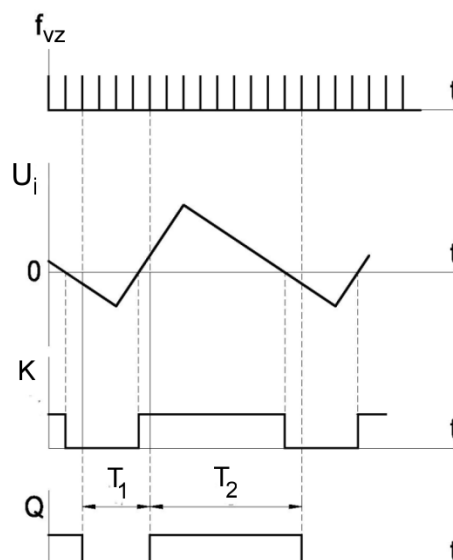


Obr. 34 - Sigma delta modulátor

Pro stanovení střední hodnoty vstupního napětí je zapotřebí nulové střední hodnoty náboje integračního kondenzátoru C_1 . Toho lze dosáhnout pomocí přepínání mezi kladným a záporným referenčním napětím U_{ref} . Platí-li rov. 75 využívající poznatku o shodnosti náboje na integračním kondenzátoru a zároveň je vzorkovací frekvence f_{vz} mnohonásobně větší než frekvenční rozsah vstupního signálu, je střední hodnota výstupního napětí dána rov. 76

$$\left(\frac{U_1}{R_1 C_1} + \frac{U_{ref}}{R_2 C_1}\right) T_1 \approx \left(\frac{U_{ref}}{R_2 C_1} - \frac{U_1}{R_1 C_1}\right) T_2 \quad (75)$$

$$U_1 \approx U_{ref} \frac{T_2 - T_1}{T_1 + T_2} \quad (76)$$

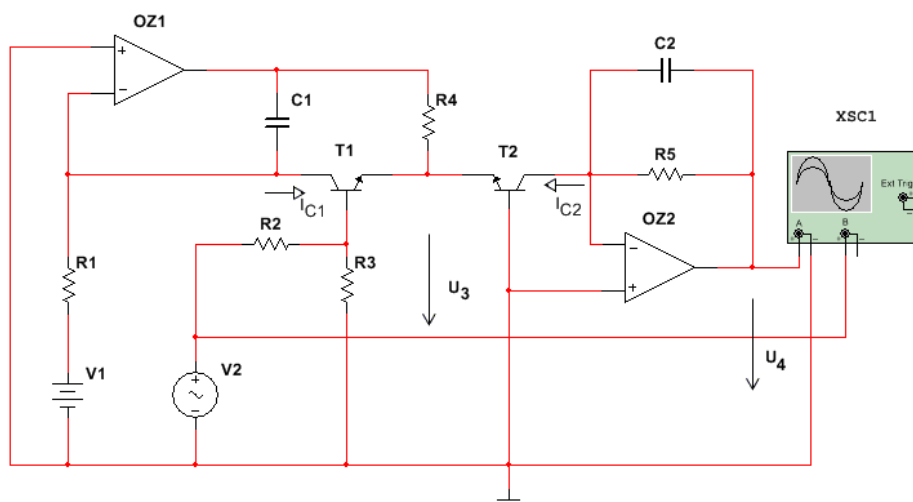
Obr. 35 – Průběh při vstupním napětí $U_1 = 0 \text{ V}$ Obr. 36 – Průběh při vstupním napětí $U_1 = U_i/2$

[5], [6], [7], [25], [26]

2.5.7 Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač a logaritmický převodník efektivní hodnoty

Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač

Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač je uveden na obr. 37. Princip funkce teplotně kompenzovaného exponenciálního zesilovače je stejný jako u běžného exponenciálního zesilovače, kde je využívána exponenciální závislost kolektorového proudu I_C na napětí U_{BE} bipolárního tranzistoru. Rozdíl mezi teplotně kompenzovaným exponenciálním zesilovačem a klasickým exponenciálním zesilovačem je v kompenzaci teplotní nestability výstupního napětí. Teplotní nestabilita výstupního napětí je způsobena teplotní závislostí saturačního proudu I_S . Pak je výstupní napětí závislé pouze na teplotní závislosti teplotního napětí U_T . Pomocí vhodně zvoleného rezistoru R_3 se shodným teplotním odporovým koeficientem lze tuto závislost odstranit.



Obr. 37 - Teplotně kompenzovaný exponenciální zesilovač



Odvození výstupního vztahu pro výpočet výstupního napětí U_4

Pro kolektorové proudy platí rov. 77 a rov. 78,

$$I_{C_1} = I_{S_1} e^{\frac{U_{BE_1}}{U_T}} \quad (77)$$

$$I_{C_2} = I_{S_2} e^{\frac{U_{BE_2}}{U_T}} \quad (78)$$

kde I_{S_1} , I_{S_2} jsou saturační proudy tranzistorů při nulových napětích U_{BE_1} a U_{BE_2}

$$U_T = \frac{kT}{q_e} = 3 \cdot 10^{-3} / K \quad (79)$$

kde U_T je teplotní napětí BE přechodu bipolárního tranzistoru, k je Boltzmanova konstanta a q_e je náboj elektronu.

Za předpokladu rovnosti saturačních proudů I_{S_1} a I_{S_2} , lze kolektorové proudy zapsat jako jejich vzájemný poměr do rov. 80

$$\frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = e^{\frac{U_{BE_2} - U_{BE_1}}{U_T}} \quad (80)$$

Zapsáním kolektorových proudy I_{C_1} a I_{C_2} do podílu příslušný napětí odporů dostaneme rov. 81 a rov 82. Napěťový úbytek na rezistoru R_3 vyjádříme dle rov. 83 jako rozdíl napětí přechodů U_{BE_2} s U_{BE_1} .

$$I_{C_1} = \frac{U_1}{R_1} \quad (81)$$

$$I_{C_2} = \frac{U_4}{R_5} \quad (82)$$

$$U_3 = U_{BE_2} - U_{BE_1} = \frac{U_2 R_3}{R_2 + R_3} \quad (83)$$

Dosadí-li se rov.81, 82 a 83 do rov. 80 a provedou se nutné úpravy vznikne rov. 84

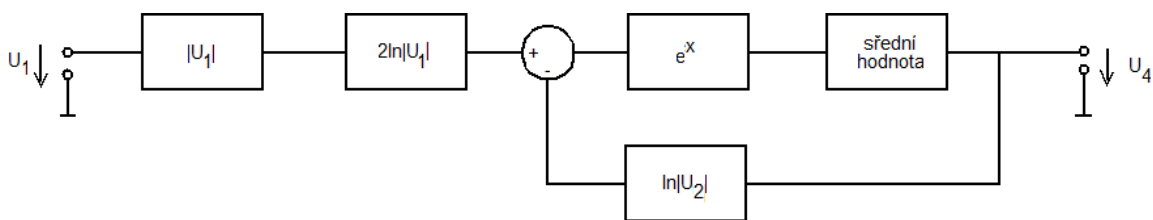
$$U_4 = \frac{U_1 R_1}{R_5} e^{-\left(\frac{U_2 R_3}{U_T (R_2 + R_3)}\right)} \quad (84)$$

Logaritmický převodník efektivní hodnoty

Logaritmický převodník efektivní hodnoty je uveden na obr. 39. Tvoří jej exponenciální a logaritmické zesilovače doplněné o dvoucestný operační usměrňovač. Jednotlivé části jsou pro názornost rozkresleny v blokovém schématu na obr. 38. Prává efektivní hodnota (RMS) vstupního napětí u_1 je definována rov. 85

$$U_4 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u_1^2(t) dt} \quad (85)$$

kde T je délka periody měřeného napětí, t_0 je počáteční doba měření



Obr. 38 - Blokové schéma logaritmického převodníku efektivní hodnoty

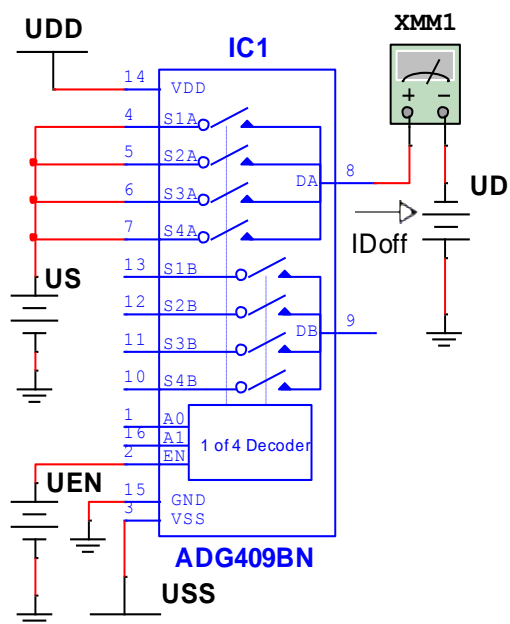
Na vstupu převodníku je umístěn dvoucestný operační usměrňovač složený z operačního zesilovače OZ_1 , diod D_1, D_2 a rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 . Z operačního usměrňovače vychází usměrněný proud I_{SS} , který je následně logaritmován v logaritmickém zesilovači tvořeném operačním zesilovačem OZ_2 dvou bipolárních tranzistorů T_1 a T_2 , rezistoru R_5 a kondenzátorem C_1 . Pracovní body tranzistorů T_1 a T_2 jsou nastaveny do aktivní oblasti pomocí rezistoru R_5 . Frekvenční stabilita logaritmického zesilovače je zajištěna díky kondenzátoru C_1 . Na logaritmický zesilovač navazuje exponenciální zesilovač realizovaný pomocí operačního zesilovače OZ_3 , rezistorem R_6 a tranzistorem T_3 , kde je pak výstupní napětí logaritmického zesilovače U_2 dále upraveno. Výstupní napětí exponenciálního zesilovače U_3 pokračuje dále do již v pořadí druhého logaritmického zesilovače vytvořeného z operačního zesilovače OZ_4 , tranzistoru T_4 , rezistoru R_8 a kondenzátorem C_2 , kde je zlogaritmováno. Podobně jako u předchozího logaritmického zesilovače je prováděno nastavení pracovního bodu tranzistoru a kompenzace stability, jenž je zde realizováno pomocí rezistoru R_8 a kondenzátorem C_2 . Výstupní napětí druhého logaritmického zesilovače U_4 je odečteno od výstupního napětí prvního logaritmického zesilovače U_2 . Výstupní napětí logaritmického převodníku efektivního U_4 bude mít hodnotu efektivní hodnoty vstupního napětí U_1 za předpokladu, že budou použity tranzistory se shodnými saturačními proudy I_S . Výstupní napětí logaritmického zesilovače s operačním zesilovačem OZ_2 je dáno rov. 86 a výstupní napětí exponenciálního zesilovače s operačním zesilovačem OZ_4 je dáno rov. 87.

$$U_2 = -2U_T \ln \frac{U_1}{RI_S} = -U_T \ln \left(\frac{U_1}{RI_S} \right)^2 \quad (86)$$

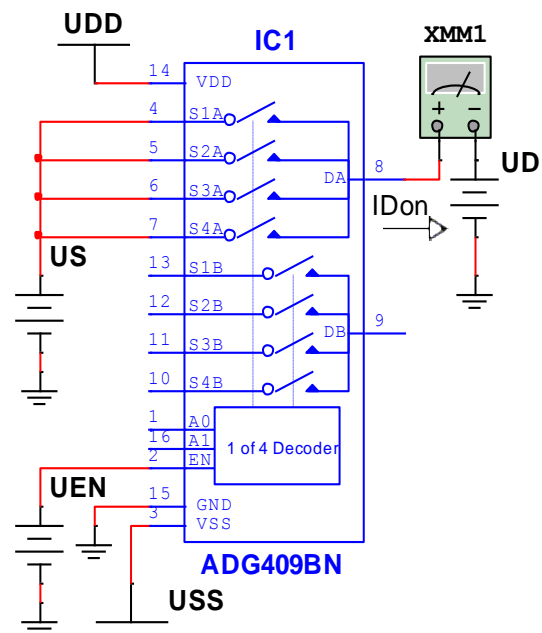
$$U_3 = -2U_T \ln \frac{U_4}{I_S R_7} \quad (87)$$

Statické parametry

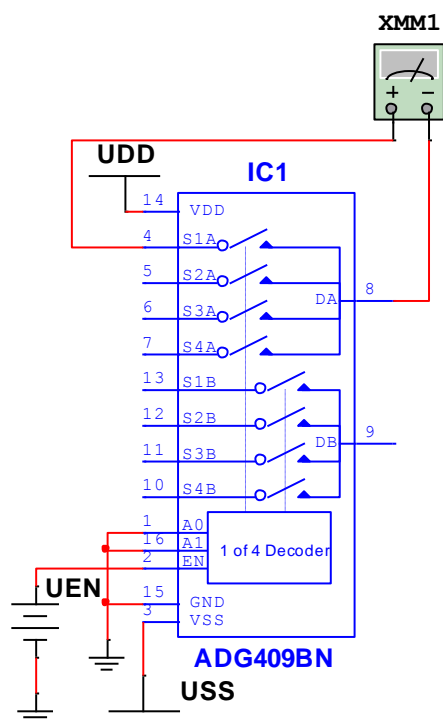
Statickými parametry multiplexeru jsou odpor spínače v sepnutém stavu R_{DON} , proud kanálu v sepnutém stavu I_{DON} , proud kanálem v rozepnutém stavu I_{DOFF}



Obr. 40- Měření proudu rozepnutým kanálem



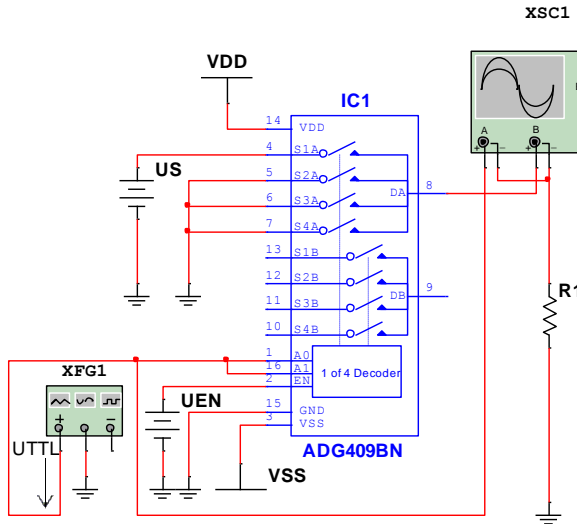
Obr. 41- Měření proudu sepnutým kanálem



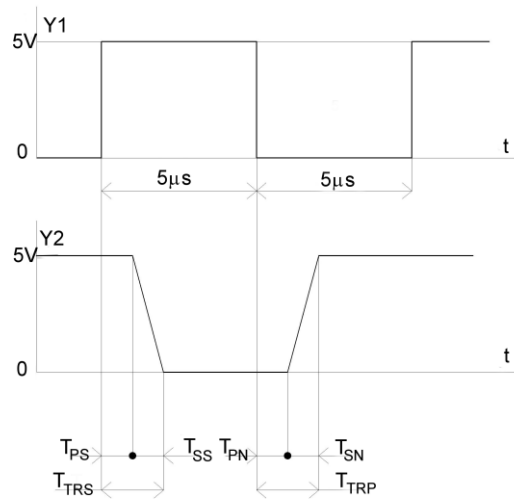
Obr. 42 - Měření odporu v sepnutém stavu

Dynamické parametry

Dynamickými parametry multiplexeru jsou doby T_{TRS} , T_{TRP} udávající, jak dlouho trvá přepnutí jednoho kanálu na druhý, přepínací prodlevy T_{PS} , T_{PP} a doby sepnutí spínačů T_{SS} a T_{SP} . Měření parametrů se provádí pomocí zapojení uvedeného na obr. 43. Odečtení parametrů z průběhu vstupního a výstupního signálu je popsáno na obr. 44.



Obr. 44 – Průběh vstupního a výstupního napětí Multiplexeru



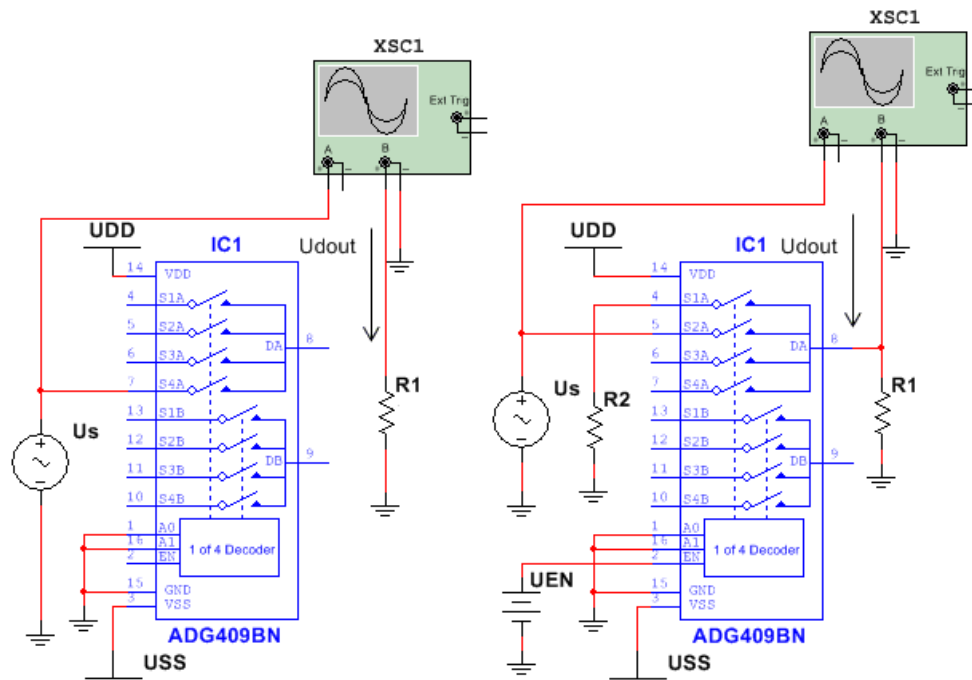
Obr. 43 – Průběh a výstupního napětí Multiplexeru

Kanálový průnik D_{OFF} rozeprnutým spínačem je definovaný jako poměr výstupního napětí U_{Dout} a vstupního napětí U_s . Hodnota mezikanálového průniku D_{OFF} se určí z rov. 88 Schéma popisující způsob měření kanálového průniku je na obr. 45.

$$D_{OFF} = 20 \log \frac{U_{dout}}{U_s} [dB] \quad (88)$$

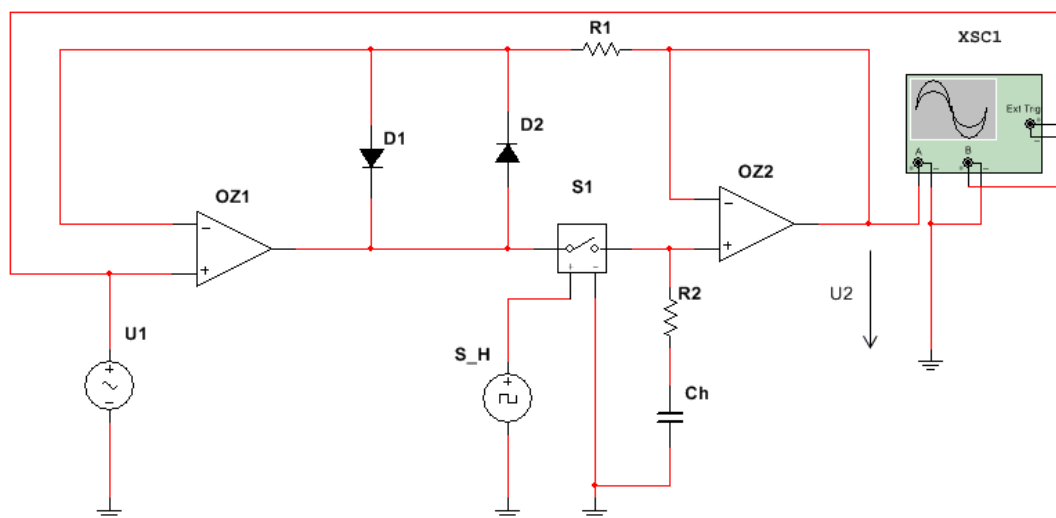
Mezikanálový přeslech CT se měří mezi různými kanály, kdy jeden kanál má rozeprnutý spínač a druhý kanál má seprnutý spínač. Mezikanálový přeslech je definován jako poměr výstupní napětí kanálu s rozeprnutým spínačem U_{Dout2} a vstupního napětí kanálu se seprnutým spínačem U_{S1} . Výpočet mezikanálového přeslechu se provádí dle rov. 89. Mezikanálový přeslech se měření podle schématu na obr. 46

$$CT = 20 \log \frac{U_{Dout2}}{U_{S1}} [dB] \quad (89)$$

Obr. 45 - Měření kanálového průniku D_{OFF} Obr. 46- Měření mezikanálového přeslechu CT

Vzorkovací obvod LF398

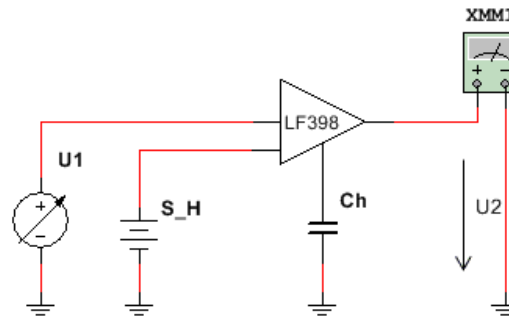
Vzorkovací obvod LF je využíván k definovanému odběru vzorků z proměnných průběhů. Náhradní zapojení obvodu je uvedeno na obr. 47. Tvoří jej operační zesilovač OZ_1 zapojený jako vstupní zesilovač, paměťový kondenzátor C_H , vybíjecí rezistor R_2 , antisaturační diody D_1 , D_2 , a operační zesilovač OZ_2 zapojeným jako napěťový sledovač. Vstupní zesilovač slouží k zesílení signálu před vzorkováním. Antisaturační diody zamezují přebuzení operačního zesilovače OZ_1 , což by mohlo nastat při přechodu ze stavu sledování do stavu pamatování, kdy je spínač S rozepnutý. Díky záporné sériové vazbě vedoucí z výstupu na vstup je přenos vzorkovacího obvodu roven jedné. Vzorkovací obvody s takto realizovanou zpětnou vazbou mívají vysokou přenos a mají lineární přenos ve stavu sledování. Chování vzorkovacího obvodu popisují statické a dynamické parametry.



Obr. 47 - Náhradní schéma vzorkovacího obvodu LF 398

Statické parametry

Statickými parametry, jež ovlivňují vzorkovací obvod ve stavu sledování, jsou vstupní zbytkové napětí U_0 a nelinearita přenosu. Statickými parametry při stavu pamatování jsou zbytkové napětí U_0 a časová změna výstupního napětí způsobená vlivem vstupního proudu I .

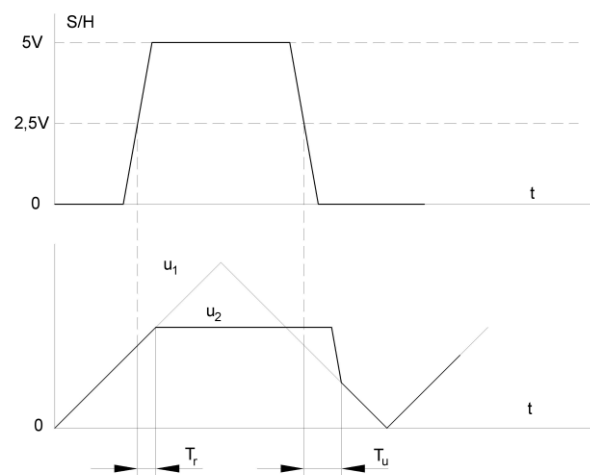


Obr. 48- Měření statické převodní charakteristiky

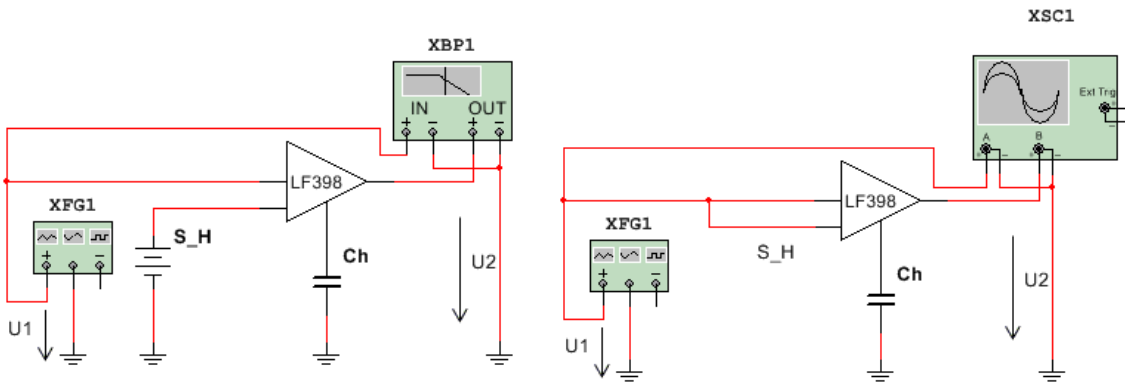
Dynamické parametry

Dynamickými parametry ve stavu sledování jsou mezní kmitočet f_m , doba ustálení T_s a maximální změna vstupního napětí ΔU_{\max} . Dynamickým parametrem ve stavu pamatování je průnik vstupního napětí na výstup vzorkovacího obvodu.

Přecházením vzorkovacího obvodu ze stavu sledování do stavu pamatování a nazpět vznikají zpoždění. Při přechodu vzorkovacího obvodu ze stavu sledování do stavu pamatování dochází ke zpoždění, jež je označované jako rozpínací doba T_r . Při přechodu vzorkovacího obvodu ze stavu pamatování do stavu sledování pak vzniká zpoždění označované jako doba upnutí T_u . Velikost obou časových úseků je dána kvalitou použitého spínače, avšak v ideálním případě jsou co nejkratší. Přechody mezi jednotlivými stavy mohou být doprovázeny přechodovými ději. Na obr. 49 jsou uvedeny průběhy vstupního a výstupního signálu, průběh S/H při měření doby rozpnutí T_r a do doby upnutí T_u .

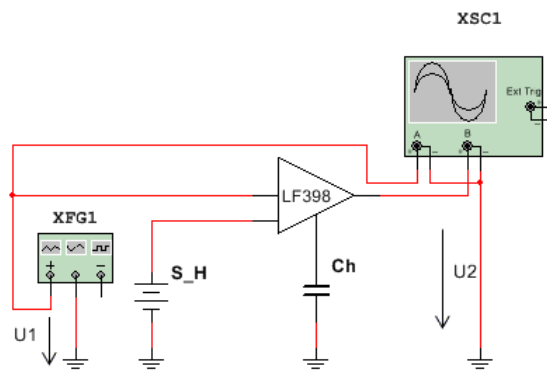


Obr. 49- Průběhy vstupního trojúhelníkového signálu U_1 , výstupního signálu U_2 a S/H



Obr. 51- - Měření frekvenční charakteristiky

Obr. 50- Měření upínací a rozpínací doby



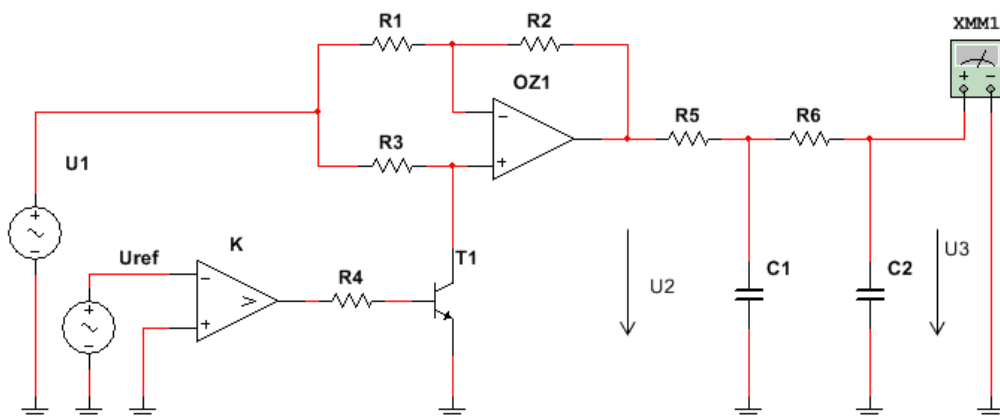
Obr. 52- Měření rychlosti přeběhu a doby ustálení

[7], [22], [24]

2.5.9 Aplikace synchronního detektoru

Aktivní spínačový detektor

Aktivní spínačový detektor patří do skupiny řízených usměrňovačů užívaných ke stanovení střední elektrolytické hodnoty U_{sel} . Zapojení aktivního spínačového detektoru je uvedeno na obr. 53. Základ aktivního spínačového detektoru tvoří zesilovač s přepínaným zesílením ± 1 mající na výstupu filtr typu dolní propust. Velikost výstupního napětí zesilovače U_2 je dána rov. 90.



Obr. 53- Aktivní spínačový detektor

$$U_2(t) = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi) \frac{4}{\pi} \sum_0^{\infty} \frac{1}{2n+1} \sin(2n+1) \omega_s t \quad (90)$$

Kde U_2 je výstupní napětí zesilovače, U_1 je vstupní napětí zesilovače, ω_1 je úhlový kmitočet vstupního napětí U_1 , ω_s je spínací úhlový kmitočet.

Platí-li rov. 91 a rov. 92 je výstupní napětí filtru U_3 definováno rov. 93

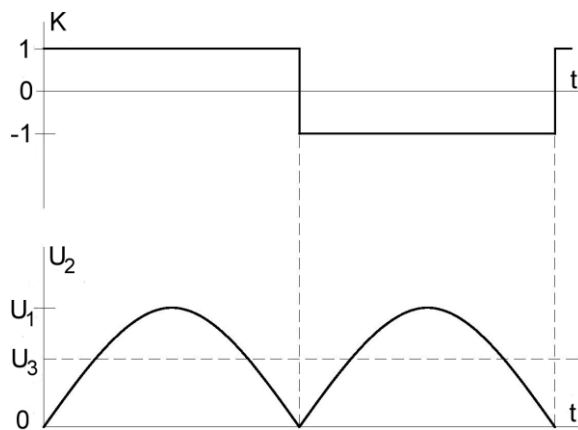
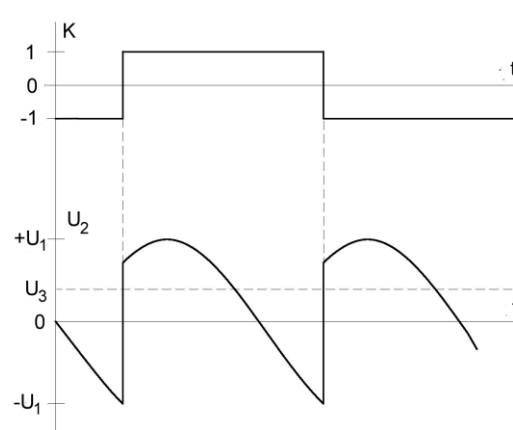
$$\omega_1 \ll \omega_d \quad (91)$$

$$N = \frac{\omega_1}{\omega_s} \quad (92)$$

$$U_3 = \frac{2}{\pi N} U_1 \cos \varphi \quad (93)$$

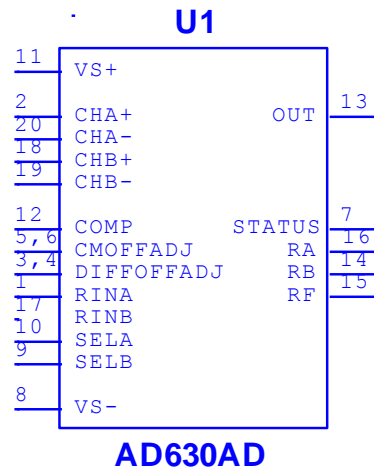
Kde ω_d je zlomová úhlová frekvence filtru typu dolní propust, U_3 je výstupní napětí filtru typu dolní propust o velikosti střední elektrolitické U_{sel} hodnoty vstupního napětí U_1 .

Velikost výstupního napětí filtru U_3 je rovna střední aritmetické hodnotě vstupního napětí U_1 , je-li zlomový kmitočet dolní propusti ω_d shodný se spínacím kmitočtem ω_s a zároveň je fázový posuv φ roven nule. Průběhy výstupního napětí zesilovače U_2 a spínače realizovaného pomocí bipolárního tranzistoru T_1 při fázovém posuvu φ rovném nule a různém od nuly jsou uvedeny na obr.54 a obr. 55.

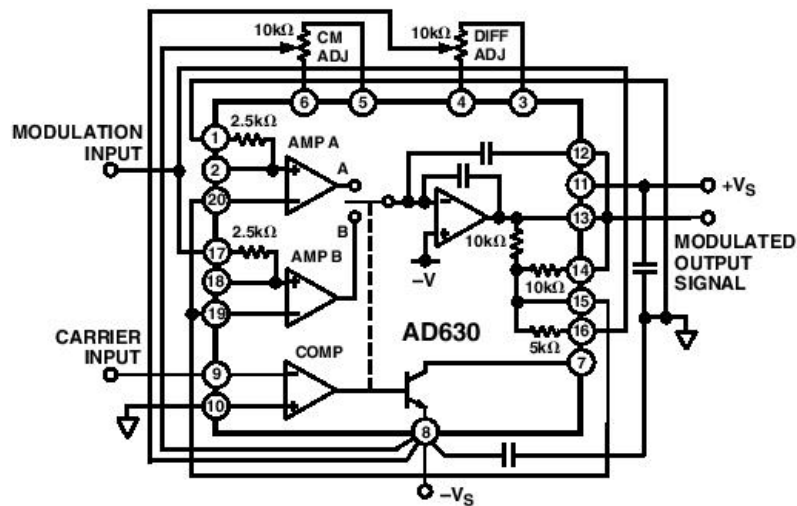
Obr. 55- Průběhy signálů spínač. Detektoru při $\varphi = 0$ Obr. 54- Průběhy signálů spínač. Detektoru při $\varphi \neq 0$

AD 630 – Spínačový detektor

Na obr. 56 je uvedený integrovaný spínačový detektor AD 630 od firmy Analog Devices. Princip funkce je obdobný jako u spínačového detektoru popsaného výše. Způsob zapojení obvodu pro zesílení ± 1 je uveden na obr. 57.

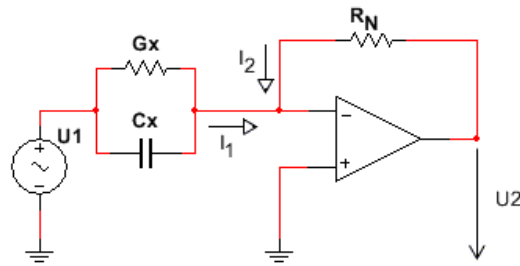


Obr. 56 - AD 630 spínačový detektor

Obr. 57 –AD630 jako synchronní detektor se zesílením ± 1 [16]

Měření impedance

K měření impedance se ve většině případů používá RLC můstek, což ale neznamená, že by nešla použít jiná metoda. Pro určení impedance je potřeba znát velikost reálné a imaginární složky napětí U , k jejichž stanovení stačí použít vektorvoltmet a převodník impedance Z na napětí U . Převodník impedance Z na napětí U je možné použít také jako převodník admitance Y na napětí U . Pro účely měření v úloze je použit převodník admitance Y na napětí U uvedený na obr. 58. Za předpokladu platnosti rov. 94 je možné přenos převodníku zapsat jako rov. 95.


 Obr. 58 - Převodník admittance Y na napětí U

$$I_1 = -I_2 \quad (94)$$

$$U_1 Y_x = -\frac{U_2}{R_N} \quad (95)$$

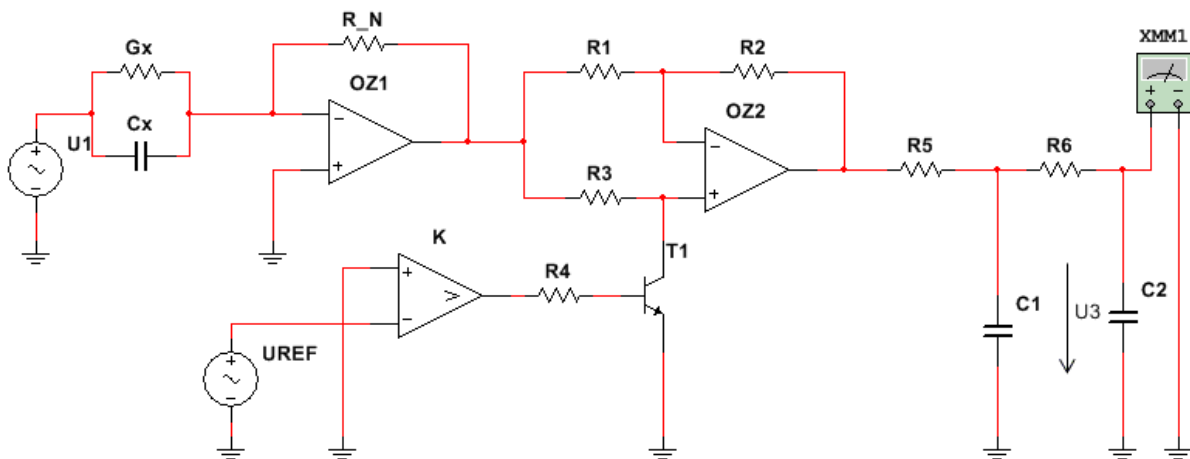
Dosadí-li se vyjádření admittance Y_x dané rov. 96 do přenosu převodníku daného rov. 95 a následně se provede rozdělení na reálnou a imaginární část, vzniknou rov. 97 a rov. 98 popisující výpočet vodivosti G_x a kapacity C_x .

$$Y_x = G_x + j\omega C_x \quad (96)$$

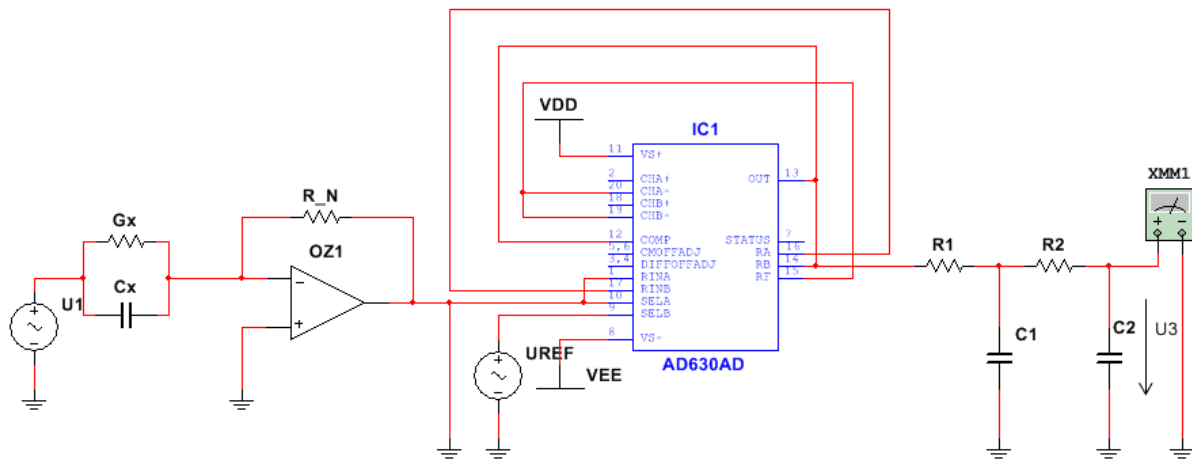
$$G_x = -\frac{\text{Re}\{U_2\}}{U_1 R_N} \quad (97)$$

$$C_x = -\frac{\text{Im}\{U_2\}}{\omega U_1 R_N} \quad (98)$$

Měření reálné a imaginární části napětí U_2 lze realizovat tak, že se na výstup převodníku admittance Y na napětí U namísto vektorvoltmetru připojí synchronní detektor. Výsledný obvod pro variantu se spínačovým detektorem složeným ze součástek je uveden na obr. 59 a pro variantu s obvodem AD630 na obr. 60. Měření reálné části napětí U_2 je prováděno s referenčním napětím U_{ref} , které je ve fázi se vstupním napětí převodníku admittance Y na napětí U U_1 . Měření imaginární části napětí U_2 se oproti tomu provádí při fázově posunutém referenčním napětí U_{ref} o 90 stupňů.



Obr. 59 - Obvod pro měření admittance se spínačovým detektorem



Obr. 60 - Zapojení pro měření admittance s integrovaným obvodem AD 630

[5], [6], [7], [12], [13], [16]

2.5.10 Digitalizace a rekonstrukce analogového signálu

Digitalizace

Při digitalizaci dochází k převodu analogového signálu na digitální signál. Proces digitalizace je realizován pomocí analogově – číslicového převodníku (A/Č). Digitalizaci se skládá z několika operací, a to vzorkování, kvantování a kódování signálu.

Vzorkování

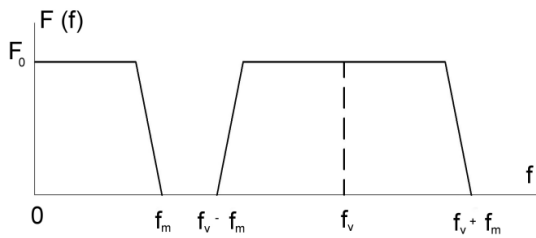
Vzorkování analogového signálu lze provádět několika způsoby lišících se od sebe způsobem odebrání vzorky. Vzorkování v reálném čase patří k nejčastěji používanému způsobu vzorkování. Při vzorkování v reálném čase jsou vzorky odebrány v pravidelných časových intervalech danými vzorkovací frekvencí f_{vz} . Vzorkovací frekvence f_{vz} je určena na základě Shannon – Nyquistova – Kotělnikova teorému, jehož formulace lze zapsat jako rov. 99. Definici vzorkovací teorém lze zapsat také jako rov. 100

$$f_{vz} > 2f_{max} \quad (99)$$

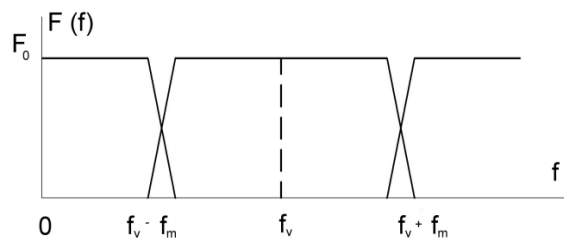
$$\frac{f_{vz}}{2} > f_{max} \quad (100)$$

Kde $f_{vz}/2$ je Nyquistova frekvence a f_{max} je maximální frekvence vstupního signálu

Vstupní signál může být tvořen z frekvenčních složek s frekvencí menší, než je maximální frekvence f_{max} . Takovýto signál má také frekvenčně omezené spektrum uvedené na obr. 62 a bývá označován jako frekvenčně omezený signál. Není-li dodržen vzorkovací teorém, dochází k překrytí frekvenčních spekter a tím pádem ke ztrátě informací. Tento jev se nazývá aliasing. Spektrum takového signálu je uvedeno na obr. 62.



Obr. 62 – Spektrum navzorkovaného signálu při dodržení vzorkovacího teoremu



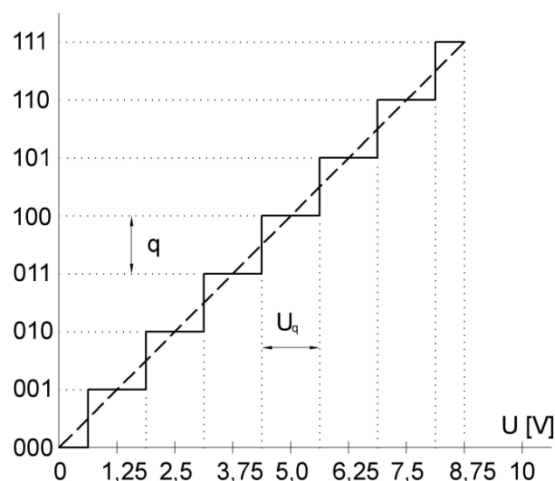
Obr. 61 – Spektrum nedodržení vzorkovacího teoremu - aliasing

Vzorkování signálu lze kromě již zmíněné metody provádět také v ekvivalentním čase. Při vzorkování v ekvivalentním čase jsou vzorky odebírány náhodně nebo sekvenčně. Tyto metody přinášejí možnost vzorkovat periodické signály obsahující frekvenční složky přesahující Nyquistovu frekvenci.

Kvantování signálu

Při vzorkování vstupního signálu se získá velké množství informací, jež je potřeba pro další zpracování signálu zredukovat. Za tímto účelem je navzorkovaný signál podroben kvantizaci. Kvantizace je proces, při kterém jsou jednotlivým vzorkům přiděleny kvantizační hladiny dle jejich velikosti kvantizační hladiny. Kvantizací získá každý vzorek hodnotu konečného čísla x odpovídajícího dané kvantizační hladině. Rekonstruovaný signál obsahuje kvantizační šum U_q , jehož velikost je závislá na počtu kvantizačních hladin a poloze rozhodovací úrovně mezi kvantizačními hladinami. Průběh kvantizačního šumu je uveden na obr. 64. Efektivní hodnota kvantizačního šumu U_{qef} je definována rov. 101

$$U_{qef} = U_m \sqrt{\frac{1}{q} \int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} x^2 dx} \quad (101)$$



Obr. 63 – Průběh digitalizovaného a kvantovaného signálu



Obr. 64 – Průběh kvantovacího šumu

Velikost efektivní hodnoty kvantovacího šumu U_{qef} společně s velikostí efektivní hodnoty sinusového signálu U_{sinef} ovlivňují, jak velký je odstup signálu od šumu SNR . Hodnota SNR se vypočte z rov.102. Odstup signálu od šumu SNR lze taktéž stanovit dle rov. 104 na základě znalosti rozlišení A/\check{C} převodníku n a maximální hodnoty vstupního napětí převodníku U_m .

$$SNR = 20 \log \frac{U_{sinef}}{U_{qef}} [dB] \quad (102)$$

$$U_{sinef} = \frac{U_m}{2\sqrt{2}} \quad (103)$$

$$SNR = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{12}}{U_m 2^{-n}} \quad (104)$$

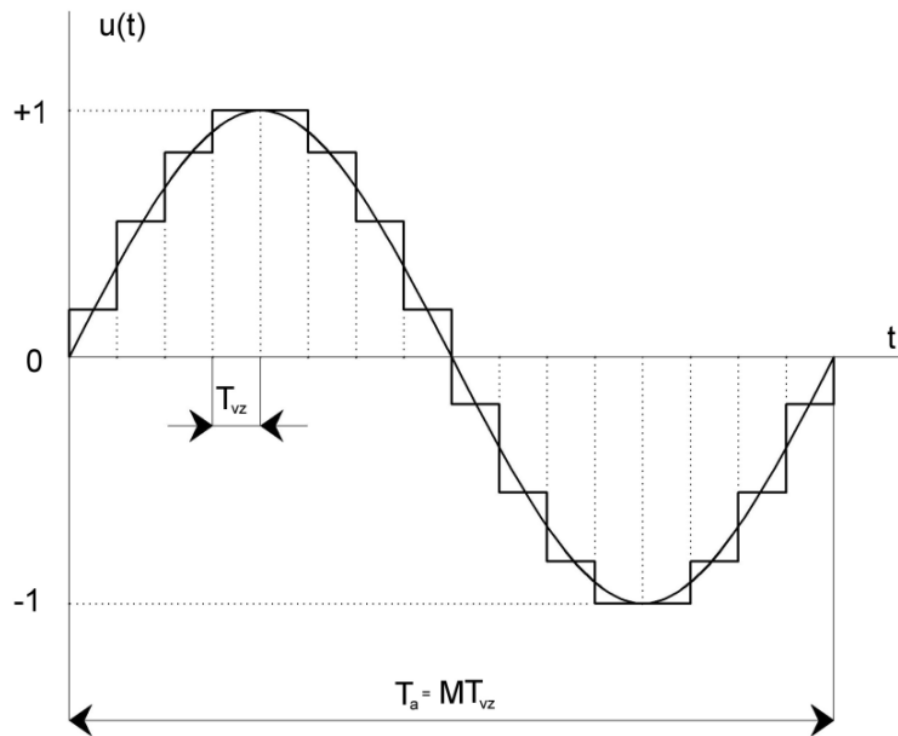
$$SNR = 2^n \sqrt{15} \quad (105)$$

Parametr SNR se v praxi příliš nepoužívá, jelikož více informací o rekonstruovaném signálu poskytuje odstup od šumu a zkrácení $SINAD$. $SINAD$ vyjadřuje poměr efektivní hodnoty vstupního signálu s efektivní hodnoty kvantovacího šumu převodníku. Stanovení $SINADu$ je také možné z poměru efektivní hodnoty vstupního signálu U_{sinef} ku efektivní hodnotě rozdílů vstupního signálu U_m a rekonstruovaného signálu U_{aef} . Ze $SINADu$ vychází efektivní počet bitů $ENOB$ udávající efektivní rozlišitelnost reálného A/\check{C} převodníku. Hodnota $ENOB$ lze určit z rov. 106 a její hodnota je vždy menší než hodnota udávaná výrobcem.

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02} [dB] \quad (106)$$

Rekonstrukce signálu

Rekonstrukce signálu je inverzní proces k digitalizaci signálu, jehož cílem je dosažení co nejidentičtějšího signálu ke zdrojovému signálu. Míra identity je závislá na dodržení vzorkovacího teorému definovaném rov. 107 a dalších faktorech. Teoreticky by k rekonstrukci digitalizovaného signálu postačil ideální filtr typu dolní propust, prakticky se však k rekonstrukci používá číslicově – analogový převodník (\check{C}/A) a filtr typu dolní propust vyhlazující výstupní napětí \check{C}/A převodník. Výstupní napětí \check{C}/A převodníku uvedené na obr. 65 má schodovitý průběh skládající se z M ekvidistantně vzdálených úseků. Spektrum rekonstruovaného signálu znázorněné na obr. 66 se skládá ze základní spektrální složky s frekvencí f_a , danou rov.107, amplitudou U_a vypočtenou z rov. 108 a vyšších lichých spektrálních složek s frekvencí f_i je stanovenou z rov. 109, amplitudou U_i vycházející rov. 110.



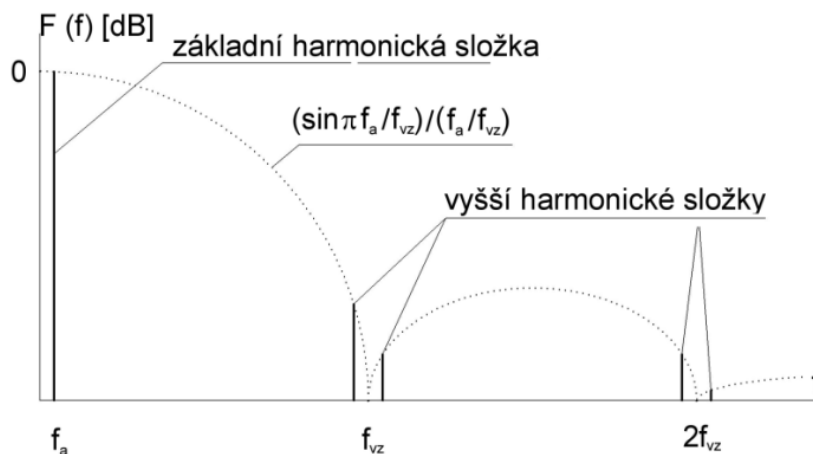
Obr. 65 – Průběh stupňovité rekonstrukce sinusového signálu

$$f_a = \frac{1}{T_a} \quad (107)$$

$$U_a = \frac{\sin \frac{\pi f_a}{f_{vz}}}{\frac{\pi f_a}{f_{vz}}} \quad (108)$$

$$f_i = i \frac{f_{vz}}{f_a} \pm 1 \quad (109)$$

$$U_i = \frac{\sin \frac{i\pi}{M}}{\frac{i\pi}{M}} \quad (110)$$



Obr. 66 – Spektrum rekonstruovaného signálu

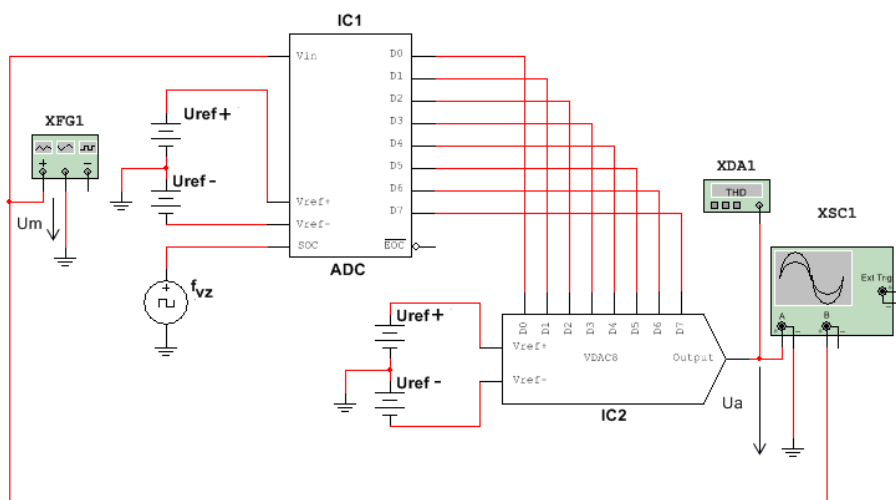
Zkreslení rekonstruovaného signálu

Zkreslení signálu získaného rekonstrukcí je způsobeno lichými vyššími harmonickými. Harmonické zkreslení THD je definováno dle rov. 111 jako poměr sumy všech vyšších harmonických ku základní harmonické.

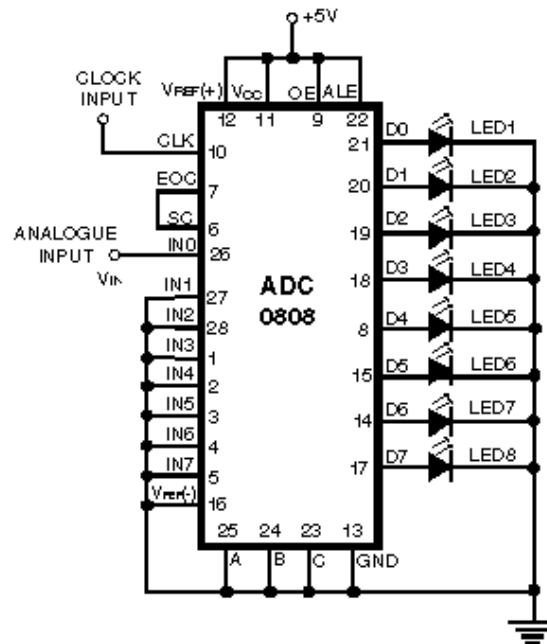
$$THD = 20 \log \frac{\sqrt{\sum_i^k U_i^2}}{U_1} [dB] \quad (111)$$

A/Č a Č/A převodník

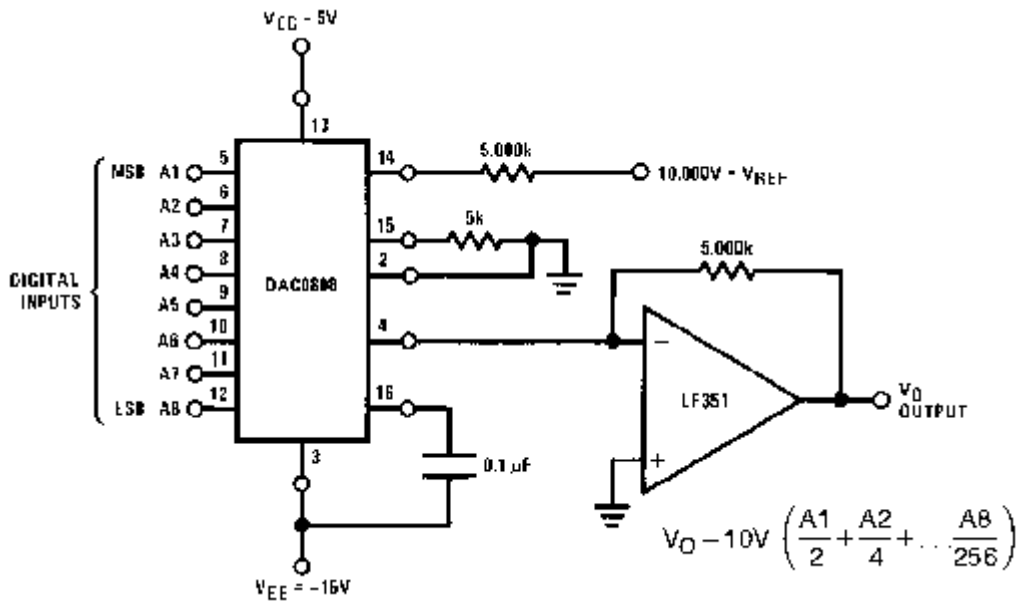
Na obr. 67 je uvedeno zapojení pro simulaci digitalizace a rekonstrukce vytvořené z ideálního 8 – bitového A/Č a Č/A převodníku, jenž jsou zapojeny ve free running modu. Díky tomu není potřeba procesor a převodník ji sám dává signál Start of Conversion do logické úrovně 1 pomocí vygenerovaného signálu End of Conversion. Na obr. 68 je uvedeno zapojení 8 – bitového A/Č převodníku ADC 0808 ve free running modu. Vstupní napětí je v rozmezí 0 až 5 V. Na obr. 69 je zapojení Č / A DAC 0808 společně s bufferem tvořeným obvodem LM 351.



Obr. 67 – Analogovo – číslicový a číslicovo – analogový převodník



Obr. 68- A/Č převodník ADC0808 zapojený ve free running módu [30]



Obr. 69 - Č/A převodník DAC 0808 [28]

3 Praktická realizace

Obsahem této kapitoly je popis simulačního prostředí Multisim a hardwarové platformy Elvis II[®], dále také popis všech simulací a zapojení simulovaných obvodů na nepájivém poli hardwarové platformy Elvis II[®]. Ke každému obvodu sestavnému na nepájivém poli je k dispozici jeho fotografie.

3.1 Simulační prostředí Multisim[®]

Simulační prostředí Multisim[®] je součástí softwarového balíku firmy National Instruments Circuit Design Suite. Kromě Multisimu[®] je v tomto balíku obsažen také nástroj pro návrh plošných spojů Ultiboard[®], který je plně kompatibilní s Multisimem[®]. V Multisimu[®] je tedy možné navrhnout obvod a ověřit jeho funkce pomocí simulace, následně se pak uživatel přepne do Ultiboardu, kde jsou již připraveny součástky. Multisim[®] obsahuje databázi součástek zahrnující běžně dostupné obvody, jako jsou operační zesilovače, logické součástky, ale také mikroprocesory. K simulaci je použit jazyk Spice, což umožňuje uživateli doplnit databázi součástek dalšími součástkami. Multisim[®] také může spolupracovat s grafickým vývojovým prostředím firmy National Instruments[®] Labview. Zkompilované aplikace vytvořené v Labview[®] lze použít jako samostatné virtuální přístroje (anglicky označované jako Virtual Instrument – VI[®]) při simulaci nebo i při reálném měření. Multisim[®] obsahuje několik takovýchto aplikací, jako je například funkční generátor, analyzátor signálu nebo měřič impedance. Od verze 11 umožňuje Multisim[®] propojení s hardwarovou vývojovou platformou Elvis[®], a to jak ve variantě I, II i II+. Při řešení diplomové práce je používána verze 12.

[14], [15]

3.2 Hardwarová vývojová platforma Elvis II[®]

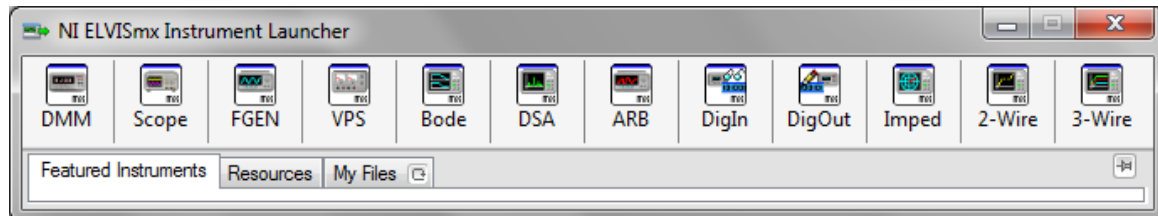
Hardwarová vývojová platforma Elvis II[®] je určena především pro studenty středních a vysokých k praktické výuce elektroniky, měření, telekomunikací atd. Její využití lze snadno změnit díky její variabilitě, jež spočívá ve výměnných zásuvných panelech umístěných na vrchní části platformy. Při řešení diplomové práce je použita varianta uvedená na obr. 67 s prototypovou vývojovou deskou.



Obr. 70 – Hardwarová vývojová platforma Elvis II[®]

Kromě zásuvného modulu se hardwarová platforma skládá z dvoukanalového osciloskopu, funkčního generátoru, digitálního multimetru, variabilního napájecího zdroje, impedančního

analyzátoru. Hardwarová platforma je chráněna proti poškození pojistkou. Elvis[®] je možné ovládat pomocí počítače připojeného pomocí USB 2:0 nebo přímo pomocí ovládání na těle platformy, jako je to v případě variabilního napájecího zdroje a funkčního generátoru. Pro práci s Elvisem[®] jsou k dispozici nástroje vytvořené v Labview[®] umístěné v NI Elvismx Instrument Launcheru uvedeném na obr. 67 [15]



Obr. 71 - NI Elvismx Instrument Launcher [15]

NI Elvismx Instrument Launcher obsahuje:

- Digitální Multimetr
- Osciloskop
- Frekvenční generátor
- Variabilní proudový zdroj
- Nástroj pro měření frekvenčních charakteristik
- Spektrální analyzátor
- Arbitrary generátor
- Zapisovač a čtečku digitálních úrovní
- Impedanční analyzátor
- Dvou a tří vodičový proudově – napěťový analyzátor

Parametry jednotlivých částí hardwarové platformy jsou specifikovány níže.

3.2.1 Osciloskop

Dvoukanálový osciloskop má rozlišení 16 bitů, přičemž při použití jednoho kanálu umožňuje vzorkovat vstupní signál vzorkovací frekvencí f_{vz} 1,25 MS/s a při použití dvou kanálů se vzorkovací frekvence f_{vz} sníží na 500 kS/s. Šířka pásma osciloskopu se pohybuje v rozmezí 1 až 1,5 MHz. Rozsah vstupního signálu je $\pm 10V$. Osciloskop umožňuje přepínání ze AC do DC módu. Ovládání osciloskopu se provádí pomocí počítače. Vstupní signál je snímán z BNC konektorů.

3.2.2 Digitální multimetr

Digitální multimetr umožňuje měřit stejnosměrné napětí do výše 60 V a střídavé napětí do výše 20 V_{rms}. Maximální velikost měřeného stejnosměrného proudu je 20 A. Při měření střídavého proudu je možné měřit proudy o maximální velikosti 2Arms. Rozlišovací schopnost multimetru je $5^{1/2}$ digitu. S digitálním multimetrem je možné měřit samostatně. Ovládání multimetru se provádí pomocí počítače.

3.2.3 Funkční generátor

Funkční generátor má rozlišení 10 bitů. Rozsah generovaného signálu je v rozmezí $\pm 5V$. Funkční generátor umožňuje vygenerovat sinusový průběh o frekvenci 0,2 Hz až 5MHz. V případě



generování obdélníkového nebo trojúhelníkového průběhu je výstupní frekvence v rozsahu 0,2 Hz až 1 MHz. Funkční generátor lze ovládat pomocí počítače nebo pomocí ovládacích prvků na hardwarové platformě. Výstupní signál je přiváděn do BNC konektorů na prototypové vývojové desce nebo do vyhrazených zdířek na nepájivém poli umístěném na prototypové vývojové desce.

3.2.4 Impedanční analyzátor

Impedanční analyzátor umožňuje měření v rozsahu 0,2 Hz až 35 kHz.

3.2.5 Integrovaná měřicí karta DAQ

Integrovaná měřicí karta má rozlišení 16 bitů. Umožňuje snímat signál z jednoho analogového vstupu AI vzorkovací rychlostí f_{vz} 1,25 MS/s. Při snímání signálu z dvou analogových vstupů je vzorkovací frekvence f_{vz} 500 kS/s. Kromě snímání signálu měřicí karta také umožňuje generování signálu a to s obnovovací frekvencí 2,8 MS/s. Součástí měřicí karty je také 21 vstupně výstupní digitálních kanálů, 15 programovatelných kanálů a 2 kanály čítače.

3.2.6 Variabilní napěťový zdroj

Variabilní napěťový zdroj má rozlišení 10 bitů. Umožňuje generování signálu v rozmezích 0 V až 12V a 0 V až - 12 V. Rozsah výstupní proudu je 500 mA.

3.2.7 Prototypová vývojová deska

Prototypová vývojová deska obsahuje konektory banánků, BNC konektory, konektor D-Sub, 8 LED diod, symetrický napájecí zdroj s napětím $\pm 15V$, dva zdroje + 5V.

[15], [6], [7]

3.3 Návrh a simulace obvodů

Obvody uvedené v teoretickém rozvoru byly navrženy a následně simulovány v simulačním prostředí Multisim[®] verze 12: Výsledky simulací byly zaneseny do grafů a tabulek.

3.3.1 Měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů

Při měření statických a dynamických parametrů operačních zesilovačů byl použit unipolární operační zesilovač TL081 CP a bipolární operační zesilovač LM 741 CP. Oba operační zesilovače jsou napájeny symetrickým napájením $\pm 15V$. Při měření napěťové nesymetrie pomocí zpětnovazebního zapojení uvedeného na obr. 2 je použit rezistor R_1 o velikosti 100 Ω a rezistor R_2 o velikosti 100 k Ω . Díky tomu lze měřit napěťovou nesymetrii i u operačních zesilovačů, i když je velice malá. Vypočtené a naměřené hodnoty jsou v tab. 3.

	Simulace			Reálné měření			Katalog
	Přímá metoda	Výpočtová metoda		Přímá metoda	Výpočtová metoda		
		U_0 [mV]	U_2 [V]		U_0 [mV]	U_2 [V]	
TL 081	5	4,97	4,97	4,95	4,96	4,96	5
LM 741	1	1,01	1,01	0,92	0,95	0,95	1

Tab. 3 - Vypočtené a naměřené hodnoty napěťové nesymetrie U_0 ze simulací a na hardwarové platformě Elvis II

Hodnoty napěťové nesymetrie U_0 získané ze simulací a reálného měření odpovídají katalogovým hodnotám. Přesnost výpočtové metody je ovlivněna přesností použitých rezistorů.

Klidové proudy I_{BP} a I_{BN} jsou měřeny podle zapojení uvedeného na obr. 3. Hodnota rezistorů R_1 a R_2 při měření výstupního napětí U_2 bipolárního operačního zesilovače LM741 CP rovna 10 k Ω . Při



měření výstupního napětí U_2 u unipolárního operačního zesilovače TL 081 CP jsou rezistory R_1 a R_2 rovny $1M\Omega$, jelikož hodnota klidových proudů je v řádech nA. Vypočtené a naměřené hodnoty simulace jsou uvedeny v tab.4. V tab. 5 jsou uvedeny vypočtené a naměřené hodnoty na reálném obvodu sestaveném na hardwarové platformě Elvis II.

Simulace							Katalog
	U_0 [mV]	U_2 [mV] - I_{BN}	U_2 [mV] - I_{BP}	I_{BN} [nA]	I_{BP} [nA]	I_0 [nA]	I_0 [nA]
TL 081	5	5,04	4,93	0,04	0,07	0,03	0,03
LM 741	1,0	1,7	0,1	70	90	20	20

Tab. 4 - Vypočtené a naměřené hodnoty klidových proudů I_{BP} a I_{BN} ze simulací

Reálné měření							Katalog
	U_0 [mV]	U_2 [mV] - I_{BN}	U_2 [mV] - I_{BP}	I_{BN} [nA]	I_{BP} [nA]	I_0 [nA]	I_0 [nA]
TL 081	5	5,03	4,95	0,03	0,06	0,03	0,03
LM 741	0,99	1,69	0,1	70	89	19	20

Tab. 5 - Vypočtené a naměřené hodnoty klidových proudů I_{BP} a I_{BN} na hardwarové platformě ElvisII

Naměřené a vypočtené hodnoty získané ze simulací a reálného odpovídají katalogovým hodnotám.

Měření činitele potlačení souhlasného rušení $CMRR$ se provádí pomocí zapojení uvedeného na obr. 4. Při měření musí být vstupní napětí U_1 rovné souhlasnému napětí u_c , a tak velikost vstupních rezistorů R_1 a R_2 je 100Ω . Rezistory R_3 a R_4 mají hodnotu $100\text{ k}\Omega$. Rezistory R_1 a R_2 jsou tedy k rezistorů R_3 a R_4 v poměru 1:1000, za účelem zesílení výstupního napětí U_2 . Velikost $CMRR$ je určena dle rov. 6. Vstupní napětí U_1 má amplitudu 10 V a frekvenci 10 kHz . Vypočtené a naměřené hodnoty získané ze simulace a měření na reálném obvodu sestaveném na hardwarové platformě Elvis II[®] jsou uvedeny v tab. 6.

	Simulace		Reálné měření		Katalog
	U_2 [mV]	$CMRR$ [dB]	U_2 [mV]	$CMRR$ [dB]	$CMRR$ [dB]
TL 081	98,45	100,13	96,66	100,02	100
LM 741	316,2	90	312,4	90,12	90

Tab. 6 - Vypočtené a naměřené hodnoty $CMRR$ získané ze simulace a hardwarové platformy Elvis[®] II

Naměřené a vypočtené hodnoty získané ze simulací a reálného odpovídají katalogovým hodnotám.

Měření rychlosti přeběhu SR se provádí pro neinvertující a invertující zapojení operačního zesilovače uvedených na obr. 5 na obr. 6. Hodnota rezistoru R_1 slouží k přizpůsobení vstupní impedance a jeho hodnota je 51Ω . Hodnota rezistoru R_z je $2\text{ k}\Omega$. Rezistory R_3 a R_4 mají hodnotu $10\text{ k}\Omega$, aby se pomocí nich nastavilo zesílení invertujícího zesilovače na hodnotu -1 . Hodnota rychlosti přeběhu SR je stanovena z rov. 7. Vstupní napětí má amplitudu 10 V a frekvenci 10 kHz . Naměřené a vypočtené hodnoty ze simulace jsou uvedené v tab. 6. V tabulce 7 jsou uvedeny naměřené a vypočtené hodnoty na reálném obvodu sestaveném na hardwarové platformě Elvis[®] II.



Simulace					Katalog
	$\Delta t[\mu\text{s}]$ inv	$\Delta t[\mu\text{s}]$ neinv	SR [V/ μs] inv.	SR [V/ μs] neiv	SR [V/ μs]
TL 081	1,78	1,55	11,21	12,8	13
LM 741	43,65	41,74	0,45	0,48	0,5

Tab. 7 - Vypočtené a naměřené hodnoty SR získané ze simulace

Reálné měření					Katalog
	$\Delta t[\mu\text{s}]$ inv	$\Delta t[\mu\text{s}]$ neinv	SR [V/ μs] inv.	SR [V/ μs] neiv	SR [V/ μs]
TL 081	2	4	2,48	1,2,	13
LM 741	8	8	0,62	0,62	0,5

Tab. 8 - Vypočtené a naměřené hodnoty SR na hardwarové platformě Elvis® II

Vstupní napětí při simulaci bylo rovno ± 10 V, jelikož výstupní hodnota více odpovídala katalogové hodnotě. V případě reálného měření bylo nastaveno maximální možné napětí, tj. napětí o vstupním rozkmitu ± 5 V. V případě operačního zesilovače LM 741 je rychlost přeběhu vyšší než při simulaci a je také vyšší než udává výrobce v katalogu. Co se týče operačního zesilovače TL 081, jsou výsledky zcela zavádějící. Důvodem této chyby být může být velikost vstupního napětí v závislosti na frekvenci napětí. Při manipulaci s frekvencí se výsledek nepodařilo zvrátit. Průběhy ze simulace a z reálného měření jsou uvedeny v příloze ve vzorovém protokolu k této úloze.

Měření mezní výkonové frekvence f_p se provádí na zapojeních pro měření rychlosti přeběhu SR neinvertujícího zesilovače. Na vstup se připojí sinusové napětí o amplitudě 10V, V tab. 9 jsou uvedeny vypočtené a naměřené hodnoty ze simulace. V tab. 10. Jsou uvedeny vypočtená a změřené hodnoty na hardwarové platformě Elvis II. Pro operační zesilovač mezní výkonové frekvence nebyla určována z důvodu zavádějícího výsledku měření rychlosti přeběhu na hardwarové platformě Elvis II®.

	SR [V/ μs] inv.	U_2 [V]	f_p [kHz]
TL 081	12,8	8,148	250
LM 741	0,48	7,639	10

Tab. 9 - Vypočtené a naměřené hodnoty mezního výkonové frekvence f_p

	SR [V/ μs] inv.	U_2 [V]	f_p [kHz]
TL 081	-	-	-
LM 741	0,62	1,97	50

Tab. 10 - Vypočtené a naměřené hodnoty mezní výkonové frekvence f_p na hardwarové platformě Elvis II®

Měření tranzitní frekvence

Tranzitní frekvence f_T se měří podle zapojení uvedeného na obr. 9. Hodnoty rezistorů R_1 a R_2 jsou 10 k Ω , aby invertující zesilovač měl zesílení -1. V tab. 9 jsou uvedeny výsledky měření ze simulace a z hardwarové platformy Elvis II®. Výsledky simulace a reálného měření jsou téměř shodné s katalogovými hodnotami.

	Simulace f_T [MHz]	Reálné měření f_T [MHz]	Katalog f_T [MHz]
TL081	4	3,9	4
LM741	1,4	1,45	1,5

Tab. 11 - Naměřené hodnoty mezní výkonové frekvence f_p ze simulace a hardwarové platformy Elvis II®

3.3.2 Frekvenční kompenzace operačního zesilovače

Frekvenční kompenzace neinvertujícího zapojení uvedeného na obr. 11 se provede u bipolárního operačního zesilovače LM741CN a unipolárního operačního zesilovače TL081CP pro zesílení A rovné 10 a 100 pomocí kondenzátorů C_1 a C_2 , jejichž hodnota je určena na základě frekvence f_1 a f_2 z rov. 16 a rov. 17. Hodnoty kondenzátorů C_1 , C_2 a k nim příslušných parametrů jsou uvedeny v tab. 10. Rezistor R_3 je stanoven na základě rov. 11. Hodnota rezistoru je 9 k Ω . V tab. 11 jsou uvedeny hodnoty vstupního napětového offsetu U_{0IN} a výstupního napětového offsetu U_{0OUT} pro zesílení A rovné 10 a 100 při nekompensovaných klidových proudech I_{BP} a I_{BN} . Hodnoty vstupního napětového offsetu U_{0IN} a výstupního napětového offsetu U_{0OUT} při kompenzovaných klidových proudech jsou uvedeny v tab. 12. Hodnoty vstupního napětového offsetu U_{0IN} a výstupního napětového offsetu U_{0OUT} jsou před i při kompenzaci klidových proudů stejné. Frekvenční charakteristiky zkompenzovaných operačních zesilovačů jsou uvedeny v příloze ve vzorovém protokolu k této úloze. Doba náběhu T_n neinvertujícího zesilovače daná rov. 18 je pro oba zesilovače vypočtena v tab. 13 společně se simulovanými a naměřenými hodnotami doby náběhu u nekompensovaného zesilovače. Hodnoty doby náběhu T_n získané ze simulace a reálného měření jsou téměř stejné. Simulované a reálné průběhy z měření doby náběhu T_n jsou uvedeny ve vzorovém protokolu v příloze.

	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	C_1 [nF]	C_2 [pF]	f_1 [kHz]	f_2 [kHz]	f_m [kHz]
LM 741 A=10	10	91	12	120	1,5	15	150
TL 081 A=10	10	91	4,7	47	4	40	400
LM 741 A=100-	10	910	10	10	0,15	1,5	15
TL 081 A=100-	10	910	3,9	3,9	0,4	4	40

Tab. 12 – Hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 pro přenos $G= 10$ a 100

	I_{BN} [nA]	I_{BP} [nA]	U_0 [mV]	U_{0IN} [mV]	U_{0OUT} [mV]
TL 081 A=10	0,04	0,07	5	5	50
LM741 A=10	70	90	1	0,67	6,7
TL 081 A=100	0,04	0,03	5	5	500
LM741 A=100	70	90	1	0,3	30

Tab. 13- Hodnoty vstupní napětového offsetu U_{0IN} a výstupního napětového offsetu U_{0OUT} při nezkompenzovaných klidových proudech I_{BN} a I_{BP}

	I_{BN} [nA]	I_{BP} [nA]	U_0 [mV]	U_{0IN} [mV]	U_{0OUT} [mV]
TL 081 A=10	0,04	0,03	5	5	50
LM741 A=10	70	20	1	0,67	6,7
TL 081 A=100	0,04	0,03	5	5	500
LM741 A=100	70	20	1	0,3	30

Tab. 14 - Hodnoty vstupního napětového offsetu U_{0IN} a výstupního napětového offsetu U_{0OUT} při kompenzovaných klidových proudech

	T_n [μ s] - výpočet	T_n · [μ s] -Simulace	T_n · [μ s] – reálné měření
TL081 G=10	0,88	0,9	1
LM 741 G=10	2,33	2,34	2,3
TL081 G=100	8,75	10,01	10
LM 741 G=100	23,3	22,1	22

Tab. 15 - Vypočtené a naměřené doby náběhu T_n ze simulací

Kompensace invertujícího zesilovače je prováděna pomocí stejně jako u neinvertujícího zesilovače u bipolárního operačního zesilovače LM 741CN a u unipolárního zesilovače TL 081 CP. Oba zesilovače jsou napájeny napětím ± 15 V. Ke kompenzaci je jako v případě neinvertujícího zesilovače použita dvojice kondenzátorů C_i a C_1 . Napětím řízený zdroj proudu je realizován pomocí operačního zesilovače TL081 CP a rezistoru o velikosti $5,1\text{M}\Omega$. Frekvenční kompenzace se provádí pro dvě hodnoty zesílení A , kdy je přenos zesilovače G roven $1\ \mu\text{S}$ a $10\ \mu\text{S}$. Kondenzátor C_i představuje vstupní kapacitu a jeho hodnota je rovna $47\ \text{pF}$. Na základě velikosti C_i a vstupního odporu R_i , jehož velikost je $10\text{M}\Omega$ je dle rov. 24 určena frekvence f_l rovná $339\ \text{Hz}$. Dle rov. 22 je pak určena z tranzitní frekvence f_T a frekvence f_1 velikost frekvence f_m . Hodnoty frekvence f_m s hodnotami kondenzátoru C_1 pro hodnotu přenosu G rovnou $1\ \mu\text{S}$ a $10\ \mu\text{S}$ a hodnotami rezistoru R_1 jsou uvedeny v tab.15. Hodnoty vstupního proudového offsetu I_{0IN} a výstupního napěťového offsetu jsou uvedeny v tab. 16. Frekvenční charakteristiky kompenzovaných a nekompenzovaných invertujících zesilovačů jsou uvedeny v příloze ve vzorovém protokolu této úlohy.

	f_m [Hz]	C_1 [pF]	R_1 [M Ω]	R_2 [k Ω]
TL 081 G = $1\ \mu\text{S}$	116 383	4,7	1	910
LM 741 G = $1\ \mu\text{S}$	71 270	6,8	1	910
TL 081 G = $10\ \mu\text{S}$	368 036	47	0,1	100
LM 741 G = $10\ \mu\text{S}$	225 375	68	0,1	100

Tab. 16 - Vypočtené hodnoty mezní frekvence f_m , kondenzátorů C_1 a dalších hodnot k frekvenční kompenzaci

	I_{BP} [nA]	I_{BN} [nA]	I_{0IN} [nA]	U_{0OUT} [mV]
TL 081 G = $1\ \mu\text{S}$	0,7	0,4	0,58	0,51
LM 741 G = $1\ \mu\text{S}$	90	70	8,1	8,91
TL 081 G = $10\ \mu\text{S}$	0,7	0,4	5,08	0,51
LM 741 G = $10\ \mu\text{S}$	90	70	17,1	1,71

Tab. 17-Vypočtené hodnoty vstupního proudového offsetu I_{0IN} a výstupního proudového offsetu U_{0OUT}

3.3.3 Měření na odporových můstcích

Napěťově napájený můstek je napájen stejnosměrným napětím o velikosti $5\ \text{V}$ a je tvořen čtyřmi rezistory R_1 , R_2 , R_3 a R_4 , z nichž jeden až čtyři jsou dle jeho typu v rozvažované větvi. V případě, že rezistor není v rozvažované větvi, je jeho hodnota rovna $10\ \text{k}\Omega$. Nachází – li se rezistor v rozvažované větvi, je tvořen rezistorem o velikosti $5,1\ \text{k}\Omega$ a trimrem o velikosti $5\ \text{k}\Omega$. Výstupní napětí čtvrtinového napěťově napájeného můstku je dáno rov. 27. Poloviční napěťově napájený můstek má výstupní napětí definováno rov. 29 Výstupní napětí pro celý napěťově napájený rozvážený můstek je dáno rov. 31.

Proudově napájené můstky jsou napájeny z napětím řízeného zdroje tvořeného operačním zesilovačem TL081CP napájeným $\pm 15\ \text{V}$ a rezistorem R_0 o velikosti $10\ \text{k}\Omega$. Velikost rezistoru R_0

vychází z hodnoty proudu protékajícího napětově napájeným můstkem při napájecím napětí 5V. Pro rezistory R_1 , R_2 , R_3 a R_4 platí stejné hodnoty a nastavení jako u napětově napájeného můstku. Výstupní napětí proudově napájeného čtvrtinového můstku je dáno rov. 34. Rozvážený poloviční proudový můstek má výstupní napětí vycházející z rov. 36. Celý proudově napájený můstek má napětí definované rov. 38.

Simulované a naměřené hodnoty výstupního napětí napětově a proudově napájeného můstku U_2 závislého na rozvážení rezistoru ΔR napětově a proudově napájeného můstku jsou uvedeny v tab. 18, 19 a 20. Simulované hodnoty odpovídají přibližně hodnotám naměřeným na hardwarové platformě Elvis II. Při rostoucím rozvážení můstků se výstupní napětí proudově a napájeného můstku U_2 více liší. Výstupní napětí proudově napájeného můstku se dle teoretických předpokladů mění lineárněji než výstupní napětí napětově napájeného můstku. Při pohledu do tab. 20 je patrné, že jsou oba můstky stejně lineární, jelikož hodnota jejich výstupního napětí při rozvážení je téměř stejná. Grafy závislosti jsou uvedeny ve vzorovém protokolu v příloze.

$\Delta R[\Omega]$	Napětově napájený můstek			Proudově napájený můstek		
	U_2 vyp.[mV]	U_2 sim.[mV]	U_2 změř.[mV]	U_2 vyp.[mV]	U_2 sim.[mV]	U_2 měř.[mV]
-5000	-833,33	-833,33	-835,44	-714,29	-714,99	-722,45
-4500	-725,81	-725,80	-724,02	-633,80	-634,42	-633,94
-4000	-625,00	-624,99	-625,81	-555,56	-556,10	-551,27
-3500	-530,30	-530,30	-533,34	-479,45	-479,92	-477,37
-3000	-441,18	-441,17	-436,79	-405,41	-405,80	-406,17
-2500	-357,14	-357,14	-358,66	-333,33	-333,66	-332,67
-2000	-277,78	-277,78	-280,73	-263,16	-263,42	-263,25
-1500	-202,70	-202,70	-202,8	-194,81	-195,00	-193,92
-1000	-131,58	-131,58	-131,33	-128,21	-128,33	-128,77
-500	-64,10	-64,10	-64,14	-63,29	-63,35	-63,2
0	0,00	0,00	0	0,00	0,00	0
500	60,98	60,97	60,38	61,73	61,79	61,7
1000	119,05	119,05	119,02	121,95	122,07	120,95
1500	174,42	174,42	174,27	180,72	180,90	180,65
2000	227,27	227,27	228,37	238,10	238,33	236,75
2500	277,78	277,77	277,3	294,12	294,40	295,71
3000	326,09	326,08	323,59	348,84	349,18	346,91
3500	372,34	372,34	375,08	402,30	402,69	401,39
4000	416,67	416,66	413,02	454,55	454,99	455,41
4500	459,18	459,18	460,78	505,62	506,11	506,24
5000	500,00	499,99	496,5	555,56	556,10	552,79

Tab. 18 - Tabulka naměřených, simulovaných a vypočtených hodnot výstupního napětí U_2 při rozvážení čtvrtinového můstku



$\Delta R[\Omega]$	Napětově napájený můstek			Proudově napájený můstek		
	U_2 vyp.[V]	U_2 sim.[V]	U_2 změř.[V]	U_2 vyp.[V]	U_2 sim.[V]	U_2 měř.[V]
-5000	-1,67	-1,67	-1,71	-1,25	-1,25	-1,26
-4500	-1,45	-1,45	-1,42	-1,13	-1,13	-1,12
-4000	-1,25	-1,25	-1,25	-1,00	-1,00	-1,01
-3500	-1,06	-1,06	-1,04	-0,88	-0,88	-0,87
-3000	-0,88	-0,88	-0,80	-0,75	-0,75	-0,75
-2500	-0,71	-0,71	-0,68	-0,63	-0,63	-0,62
-2000	-0,56	-0,56	-0,54	-0,50	-0,50	-0,50
-1500	-0,41	-0,41	-0,40	-0,38	-0,38	-0,37
-1000	-0,26	-0,26	-0,26	-0,25	-0,25	-0,25
-500	-0,13	-0,13	-0,14	-0,13	-0,13	-0,13
0	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
500	0,12	0,12	0,12	0,13	0,13	0,12
1000	0,24	0,24	0,25	0,25	0,25	0,25
1500	0,35	0,35	0,37	0,38	0,38	0,38
2000	0,45	0,45	0,44	0,50	0,50	0,50
2500	0,56	0,56	0,51	0,63	0,63	0,62
3000	0,65	0,65	0,61	0,75	0,75	0,75
3500	0,74	0,74	0,73	0,88	0,88	0,88
4000	0,83	0,83	0,86	1,00	1,00	1,00
4500	0,92	0,92	0,90	1,13	1,13	1,12
5000	1,00	1,00	0,96	1,25	1,25	1,27

Tab. 19 - Tabulka naměřených, simulovaných a vypočtených hodnot výstupního napětí U_2 při rozvážení polovičního můstku

$\Delta R[\Omega]$	U_2 vyp.[V]	U_2 sim.[V]	U_2 měř.[mV]
-1000	250	249,8881	252,22
-900	225	224,8878	223,87
-800	200	199,8874	199,43
-700	175	174,887	174,15
-600	150	149,8866	149,83
-500	125	124,8863	124,8
-400	100	99,88591	100,54
-300	75	74,88554	75,64
-200	50	49,88518	49,43
-100	25	24,88482	24,92
0	0	-0,11554	-0,11
100	-25	-25,1159	-25,31
200	-50	-50,1162	-50,57
300	-75	-75,1166	-73,71
400	-100	-100,117	-100,2
500	-125	-125,117	-124,57
600	-150	-150,118	-150,84
700	-175	-175,118	-172,52

800	-200	-200,118	-203,14
900	-225	-225,119	-225,85
1000	-250	-250,119	-246,56

Tab. 20 - Tabulka naměřených, simulovaných a vypočtených hodnot výstupního napětí U_2 při rozvážení celého můstku

Aktivní můstek tvořený operačním zesilovačem TL081CP napájeným napětím $\pm 15V$, rezistory R_1, R_3, R_4 o velikosti 10 k Ω a rezistoru R_2 složeného z pevného rezistoru i velikosti 9,1k Ω a trimru ΔR o velikosti 2 k Ω . Výstupní napětí rozváženého napěťového můstku je dáno rov. V tab. 21 jsou uvedeny hodnoty výstupního napětí U_2 při rozvážení o ± 10 jmenovité hodnoty rezistorů R_1, R_3, R_4 . Výstupní napětí U_2 simulovaného můstku je téměř shodné s výstupním napětím U_2 reálně měřeného můstku na hardwarové platformě Elvis II. Grafy závislosti výstupních napětí simulovaného a reálně měřeného můstku jsou uvedeny v příloze ve vzorovém protokolu.

$\Delta R[\Omega]$	U_2 vyp.[V]	U_2 sim.[V]	U_2 měř.[mV]
-1000	250	249,8881	252,22
-900	225	224,8878	223,87
-800	200	199,8874	199,43
-700	175	174,887	174,15
-600	150	149,8866	149,83
-500	125	124,8863	124,8
-400	100	99,88591	100,54
-300	75	74,88554	75,64
-200	50	49,88518	49,43
-100	25	24,88482	24,92
0	0	-0,11554	-0,11
100	-25	-25,1159	-25,31
200	-50	-50,1162	-50,57
300	-75	-75,1166	-73,71
400	-100	-100,117	-100,2
500	-125	-125,117	-124,57
600	-150	-150,118	-150,84
700	-175	-175,118	-172,52
800	-200	-200,118	-203,14
900	-225	-225,119	-225,85
1000	-250	-250,119	-246,56

Tab. 21 - Tabulka naměřených, simulovaných a vypočtených hodnot výstupního napětí U_2 při rozvážení aktivního můstku

Symetrický operační zesilovač je složen ze tří operačních zesilovačů TL 081CP napájenými napětím $\pm 15V$. Rezistory R_1, R_2, R_3 a R_4 mají velikost 10 k Ω . Rezistor R_5 je realizovaný jako trimr o velikosti 5 k Ω , jehož hodnota je při měření výstupního napětí proudově napájeného můstku rozváženého o 10 % rovna 1389 Ω . Závislost $CMRR$ na frekvenci je umístěna ve vzorovém protokolu v příloze.

3.3.4 Filtrační obvody

Filtry typu dolní propust a horní propust uvedené na obr. jsou tvořeny rezistory R_1, R_2, R_3 a R_4 , kondenzátory C_1 a C_2 . Rezistory R_1, R_2 a R_4 jsou rovny $10 \text{ k}\Omega$ a kondenzátory C_1, C_2 jsou rovny 10 nF . Velikost rezistorů a kondenzátorů je dle rov. 48 dána mezní kruhovou frekvencí ω_m , jejíž hodnota odpovídá mezní frekvenci f_m rovné $1591,5 \text{ Hz}$. Velikost rezistoru R_3 se mění v závislosti na použité aproximaci. Hodnoty rezistorů R_3 vypočtené dle rov. 50 podle zesílení $A_{0(\infty)}$ jsou uvedeny v tab. 1. Velikost zesílení se stanovuje dle rov. 49. z činitelů jakosti Q uvedených v tab. 1. Hodnoty simulovaných a reálně naměřených mezních frekvencí f_m pro filtry typu dolní a horní propust jsou uvedeny taktéž v tab. 22. Při reálném měření se mezní frekvence f_m podstatně lišili od hodnot získaných ze simulací. Nejvíce se vypočtené mezní frekvenci f_m blížili filtry s aproximací Butterworth. V případě reálných měření se vypočtené frekvenci blížili filtry s aproximací Bessel. Hodnoty simulovaných a reálně měřených mezních frekvencí filtru typu pásmová propust, jenž vznikl spojením filtru typu dolní a horní propust jsou uvedené v tab. 23 a 24. Simulované hodnoty se blížili reálným hodnotám, kromě aproximace Čebyšev, kde byli hodnoty ze simulace menší. Frekvenční charakteristiky jsou uvedeny ve vzorovém protokolu v příloze.

Aproximace	$R_3[\text{k}\Omega]$	Simulace		Reálné měření	
		$f_m[\text{kHz}]$ DP	$f_m[\text{kHz}]$ HP	$f_m[\text{kHz}]$ DP	$f_m[\text{kHz}]$ HP
Bessel	2,67	1,26	2,01	1,584	1,445
Butterworth	5,86	1,56	1,61	2,187	1,115
Čebyšev	12,34	2,22	1,15	3,043	0,767

Tab. 22-Vypočtené hodnoty rezistorů R_3 a hodnoty mezní frekvence f_m filtrů typu horní a dolní propust

Aproximace	Simulace				
	B [kHz]	Q [-]	f_d [kHz]	f_h [kHz]	f_m [kHz]
Bessel	1,11	0,9	0,93	2,71	1,6
Butterworth	0,92	1,09	0,94	2,49	1,6
Čebyšev	0,5	2	1,24	2,04	1,6

Tab. 23 – Vypočtené a simulované hodnoty činitele jakosti Q , šířky pásma B , zlomových frekvencí f_d a f_h

Aproximace	Reálné měření				
	B [kHz]	Q [-]	f_d [kHz]	f_h [kHz]	f_m [kHz]
Bessel	1,14	0,88	0,88	2,7	1,6
Butterworth	1	1,	0,94	2,45	1,51
Čebyšev	0,75	1,33	1	2,09	1,45

Tab. 24 – Vypočtené a naměřené hodnoty činitele jakosti Q , šířky pásma B , zlomových frekvencí f_d a f_h

Univerzální filtr uvedený na obr. je tvořen rezistory R_1 , až R_7 a kondenzátory C_1 a C_2 . Hodnota rezistorů R_1, R_2, R_3 a rezistorů R_5, R_6, R_7 je $100 \text{ k}\Omega$, kondenzátory C_1, C_2 jsou rovny 10 nF . Zlomová frekvence f_m je v závislosti na velikosti rezistorů a kondenzátorů dle rov. 55 rovna $159,15 \text{ Hz}$. Velikost rezistoru R_4 je určuje typ aproximace. Vypočtené hodnoty rezistorů R_4 dle rov. 56 jsou uvedeny v tab. 25. Hodnoty mezních frekvencí f_m pro filtry typu dolní, horní propust jsou uvedeny v tab. 26. Simulované hodnoty jsou přibližně stejné jako naměřené hodnoty. V tab. 27 jsou uvedeny simulované hodnoty mezní frekvencí f_m pásmové propusti univerzálního filtru. V tab. 28 jsou uvedeny naměřené hodnoty mezní frekvence f_m pásmové propusti univerzálního filtru. Simulované a naměřené hodnoty jsou téměř stejné.

Aproximace	R_4 [k Ω]
Bessel	136
Butterworth	89
Čebyšev	34

Tab. 25-Vypočtené hodnoty rezistorů R_4 pro jednotlivé aproximace

Aproximace	Simulace		Reálné měření	
	f_m [Hz] DP	f_m [Hz]HP	f_m [Hz] DP	f_m [Hz]HP
Bessel	126,22	200,71	121,07	195,02
Butterworth	160,53	158,55	150,13	158,51
Čebyšev	221,8220	113,6464	213,83	111,39

Tab. 26-Simulované a naměřené hodnoty zlomových frekvencí f_m horní a dolní propusti univerzálního filtru

Aproximace	Simulace				
	B [-]	Q [-]	f_d [Hz]	f_h [Hz]	f_m [Hz]
Bessel	1,74	0,57	72,63	349,31	158,49
Butterworth	1,42	0,71	82,54	307,36	158,49
Čebyšev	0,77	1,31	109,68	231,31	158,49

Tab. 27-Vypočtené a naměřené hodnoty šířky pásma B a činitele jakosti Q pro simulované hodnoty mezní frekvence pásmové propusti univerzálního filtru

Aproximace	Reálné měření				
	B [-]	Q [-]	f_d [Hz]	f_h [Hz]	f_m [Hz]
Bessel	1,75	0,57	71,34	349,31	158,51
Butterworth	1,45	0,7	79,35	309,01	158,51
Čebyšev	0,79	1,3	103,94	229,11	158,51

Tab. 28-Vypočtené a naměřené hodnoty šířky pásma B a činitele jakosti Q pro naměřené hodnoty mezní frekvence jednotlivých filtrů na hardwarové platformě Elvis II[®]

3.3.5 Dvoucestný operační usměrňovač a zpětnovazební špičkový detektor

Dvoucestný operační usměrňovač uvedený na obr. 29 je tvořen dvěma operačními zesilovači TL081CP napájenými napětím $\pm 15V$, dvěma diodami 1N4007. Dále je tvořen rezistory R_1, R_2 a R_3 velikosti 10 k Ω , rezistory R_4, R_5 o velikosti 20 k Ω a kompenzačním kondenzátorem C_1 o velikosti 330pF. Rezistory R_1 a R_2 jsou dle rov. 58 stanoveny tak, aby zesílení A_u bylo rovno -1. V tab. 29 jsou uvedeny hodnoty statické převodní charakteristiky ze simulace a reálného měření. Grafy statických převodních charakteristik určených na základě simulace a reálného měření jsou uvedeny v příloze. Simulované a reálně naměřené hodnoty jsou přibližně stejné. Frekvenční charakteristika dvoucestného operačního usměrňovače je uvedena ve vzorovém protokolu v příloze. V tab. 30 jsou uvedeny hodnoty mezní frekvence f_m určené na základě simulace a reálného měření. Simulovaná a naměřená hodnota se téměř shoduje. V tab. 31 jsou uvedeny efektivní hodnota U_{ef} a střední aritmetické hodnoty U_{sar} stanovené ze simulace a reálného měření na hardwarové platformě Elvis II.[®] Velikost simulovaných a naměřených hodnot se liší o 40 mV

U_1 [V]	U_3 [V] - simulace	U_3 [V] – reálné měření
-10	10,02	10,05
-9	9,02	9,05
-8	8,03	8,04
-7	7,03	7,04
-6	6,03	6,03
-5	5,02	5,02
-4	4,02	4,02
-3	3,06	3,01
-2	2,00	2,01
-1	0,99	1,00
0	0	0
1	0,99	1,00
2	2,00	2,01
3	3,00	3,01
4	4,00	4,02
5	5,02	5,02
6	6,02	6,03
7	7,03	7,04
8	8,03	8,04
9	9,05	9,05
10	10,05	10,05

Tab. 29 - Hodnoty výstupního napětí U_2 statické převodní charakteristiky získané ze simulace a z reálného měření na hardwarové platformě Elvis II

	Simulace	Reálné měření
f_m [kHz]	26,44 kHz.	26,92

Tab. 30 - Hodnoty mezní frekvence f_m získané na základě simulace a reálného měření na hardwarové platformě Elvis II

	Vypočtená hodnota	Simulovaná hodnota	Měřená hodnota
U_{sar} [V]	6,37	6,37	6,33
U_{ef} [V]	7,07	7,07	7,03

Tab. 31 - Vypočtené, měřené a simulované střední aritmetické U_{sar} a efektivní U_{ef} hodnoty vstupního napětí U_1

Zpětnovazební špičkový detektor uvedený na obr. 29 je tvořen dvěma operačními zesilovači TL081 CP napájenými napětím $\pm 15V$, třemi diodami 1N4007 a stabilizačním kondenzátorem C_1 o velikosti 33pF. Paměťový kondenzátor C_2 má velikosti 1nF. Velikost rezistorů R_1 je 10k Ω a rezistoru R_2 je 1M Ω . K vybíjení paměťového kondenzátoru je použit rezistor R_3 o velikosti 1k Ω a rezistor R_4 o velikosti 100k Ω . V tab. 32 jsou uvedeny hodnoty převodní charakteristiky ze simulace a reálného měření. Grafy statických charakteristik jsou uvedeny ve vzorovém protokolu v příloze. Simulované a naměřené hodnoty statické převodní charakteristiky jsou přibližně stejné. Odezva na vstupní na signál o proměnné amplitudě, střídě a frekvenci je ve vzorovém protokolu. V tab. 33 jsou uvedeny simulované a naměřené hodnoty poklesu výstupního napětí ΔU_2 a doby

ustálení T_u při vstupním obdélníkovém signálu +10V, střídě 10 % a 50%, hodnotě vybíjecího odporu $1k\Omega$ a $101k\Omega$. Doby ustálení T_u jsou v případě reálného měření kratší. Hodnota poklesu výstupního napětí ΔU_2 je v obou případech téměř stejná.

U_1 [V]	U_2 [V] -simulace	U_2 [V]- reálné měření
0	0	0
0,5	0,5	0,49
1	1	0,99
1,5	1,5	1,49
2	2	1,99
2,5	2,5	2,50
3	3	2,99
3,5	3,5	3,49
4	4	3,99
4,5	4,5	4,49
5	5	4,99
5,5	5,5	5,49
6	6	5,99
6,5	6,5	6,51
7	7	7
7,5	7,5	7,5
8	8	7,99
8,5	5,5	8,51
9	9	9,01
9,5	9,50	9,5
10	10	10

Tab. 32 - Hodnoty výstupního napětí U_2 statické převodní charakteristiky získané ze simulace a z reálného měření na hardwarové platformě Elvis II

Střída[%]	Vybíjecí odpor[k Ω]	Simulace		Reálné měření	
		T_u [μ s]	ΔU_2 [V]	T_u [μ s]	ΔU_2 [V]
10	1	0	5,81	0	5,57
10	101	4,07	9,99	2,70	9,98
50	1	14,18	3,91	9,20	4
50	101	3,24	9,99	4	9,99

Tab. 33 - Hodnoty doby ustálení T_u a poklesu napětí ΔU_2

3.3.6 Převodník napětí / frekvenci a sigma delta modulátor

Převodník napětí na frekvenci uvedený na obr. 32 se skládá z operačního zesilovače TL081 CP napájeného napětím $\pm 15V$ a kondenzátoru C_1 s kapacitou 4, 7 nF, jenž dohromady s rezistorem R_1 o velikosti $10k\Omega$ tvoří invertující integrátor. Rezistor R_2 má velikost $3,3k\Omega$, a rezistor R_4 má velikost 330Ω . Rezistor R_5 je roven 390Ω a nastavuje velikost napětí přiváděnou na emitor PNP tranzistoru BC177. Ke generování obdélníkových pulzů určených k řízení PNP tranzistoru je použit monostabilní klopný obvod 74LS121 napájený +5V. Rezistor R_6 má hodnotu $10k\Omega$ a společně s kondenzátorem C_2 , jehož kapacita je $3,3nF$ určuje dobu kyvu T_k . Hodnota doby kyvu T_k stanovená na základě simulace a reálného měření je uvedena v tab. 34. Vypočtená a simulovaná hodnota doby kyvu T_k je téměř shodná. Doba kyvu určená na základě měření je o $1,1\mu s$ kratší. Průběhy doby kyvu T_k ze

simulace a reálného měření je ve vzorovém protokolu v příloze. Hodnoty převodní konstanty převodníku k určené výpočtem, ze simulace a z reálného měření jsou uvedeny v tab. 35. Vypočtená převodní konstanta převodníku napětí / frekvence k je shodná s hodnotou změřenou při simulaci. Převodní konstanta k stanovená z reálných hodnot je o 470 Hz / V větší. Hodnoty nelinearity převodníku $NL_{f/u}$ jsou uvedeny také v tab. 35. Hodnota nelinearity převodníku určená z nasimulovaných dat je téměř stejně velká jako hodnota určená z reálně naměřených dat. Vypočtené, simulované a naměřené hodnoty závislosti výstupní frekvence f na vstupním napětí U_1 v rozmezí - 10 mV až -10V jsou uvedeny v tab. 36. Graf závislosti je uveden v příloze ve vzorovém protokolu. Vypočtené hodnoty frekvence jsou téměř totožné se simulovanými. Hodnota frekvence naměřená na reálném obvodu je zpočátku menší než simulovaná a vypočtená, ale od vstupního napětí U_1 o velikosti - 2 V roste rychleji.

	Výpočet	Simulace	Reálné měření
$T_k[\mu s]$	23,1 μs	23,09	22

Tab. 34 - Hodnoty doby kyvu T_k určené výpočtem, simulací a měřením na hardwarové platformě Elvis II

	Výpočet	Simulace	Reálné měření
k [Hz/V]	3192,69	3192,69	3622,4
$NL_{u/f}$	-	0,11	0,09

Tab. 35 - Hodnoty převodní konstanty převodníku napětí / frekvence k a nelinearity převodníku $NL_{u/f}$ získané ze simulace a reálného měření

U_1 [V]	f [Hz]- vypočtená	f [Hz] - simulace	f [Hz]-reálné měření
0	0	0	0
0,01	28,57	32,74	22,51
0,02	57,14	65,51	42,85
0,05	142,86	162,63	109,85
0,1	285,71	328,41	294,11
0,2	571,43	652,70	657,90
0,5	1428,57	1626,65	1028,00
1	2857,14	3228,21	3547,00
2	5714,29	6553,60	7164,00
3	8571,43	9712,46	10765,00
4	11428,57	13002,97	14388,00
5	14285,71	17085,99	17995,00
6	17142,86	20437,44	21566,00
7	20000,00	23088,24	25147,00
8	22857,14	26714,25	28777,00
9	25714,29	29088,88	32393,00
10	28571,43	31926,85	36224,00

Tab. 36 - Hodnoty převodní konstanty převodníku napětí / frekvence k a nelinearity převodníku $NL_{u/f}$ získané ze simulace a reálného měření

Sigma delta modulátor uvedený na obr. 34 je tvořený operačním zesilovačem TL 081CP napájeným napětím $\pm 15V$ a společně s kondenzátorem C_1 o kapacitě 220 nF tvoří invertující integrátor. Rezistory R_1 a R_2 mají hodnotu 10 k Ω . Další součástí sigma delta modulátoru je komparátor tvořený operačním zesilovačem TL 081CP a klopný obvod D 74LS74 napájený +5V. K přepínání referenčního napětí $U_{ref} \pm 10V$ je použit analogový multiplexer ADG409BN napájený $\pm 15V$. Průběhy výstupního napětí integrátoru U_{INT} a klopného obvodu při zkratovaném vstupu na zem a při vstupní napětí U_I rovném polovině referenčního napětí jsou uvedeny ve vzorovém protokolu v příloze. V tab. 37 jsou uvedeny výsledky simulací střídání výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí U_I . V tab. 38 jsou uvedeny výsledky reálného měření střídání výstupního napětí v závislosti na vstupním napětí U_I . Hodnoty střídání výstupního signálu se liší řádově až o 4 %.

$U_I[V]$	-9,5	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	9,5
Střída [%]	2,59	10,01	20,29	33,82	40,32	50	66,84	75,15	81,77	89,36	97,53

Tab. 37 - Hodnoty střídání výstupního napětí integrátoru U_{INT} a klopného obvodu U_2

$U_I[V]$	-9,5	-8	-6	-4	-2	0	2	4	6	8	9,5
Střída [%]	3,12	12,2	21,85	32,63	43,15	50,4	63,15	73,58	84,6	92,66	98,34

Tab. 38 - Hodnoty střídání výstupního napětí integrátoru U_{INT} a klopného obvodu U_2

3.3.7 Tepelně kompenzovaný exponenciální zesilovač a logaritmický převodník efektivní hodnoty

Tepelně kompenzovaný exponenciální zesilovač uvedený na obr. 37 je tvořen dvěma operačními zesilovači TL81CP napájenými napětím $\pm 15V$, kompenzačními kondenzátory C_1 a C_2 o velikosti 33 pF a dvěma NPN tranzistory 2N2222A. Rezistor R_1 o velikosti 1M Ω slouží k nastavení kolektorového proudu I_{C1} . Rezistor R_2 o velikosti 15k Ω společně s rezistorem R_3 o velikosti 1k Ω nastavují hodnotu napětí U_3 . Rezistor R_3 je také určen ke kompenzaci teplotní závislosti tranzistorů na napětí U_T . Rezistor R_4 má hodnotu 2,2 k Ω . Rezistor R_5 o velikosti 10k Ω nastavuje kolektorový proud I_{C2} . Vstupní napětí U_1 je stejnosměrné a má velikost 10V. Vstupní napětí U_2 má sinusový charakter, amplitudu $\pm 2V$. Simulované a reálně naměřené hodnoty statické převodní charakteristiky tepelně kompenzovaného převodníku exponenciální hodnoty měřené v rozmezí vstupního napětí U_2 jsou uvedeny v tab. 39. Grafy statických charakteristik jsou uvedeny ve vzorovém protokolu v příloze. Reálně naměřené hodnoty výstupního napětí U_4 se od simulovaných liší, což může být způsobeno odlišným chováním tranzistoru při simulaci a při reálném měření. V tab. 40 je uvedena odchylka výstupního napětí ΔU_4 od simulované a reálně naměřené hodnoty U_4 . Největší odchylka od ideální charakteristiky je pro hodnoty vstupního napětí U_2 rovné -1,6 V, -1,8 V a -2 V. Odezva výstupního napětí U_4 na vstupní trojúhelníkový signál a na vstupní sinusový signál je uvedena ve vzorovém protokolu v příloze.

$U_2[V]$	$U_4[V]$ - vypočtená	$U_4[V]$ - simulace	$U_4[V]$ - reálné měření
-2	8,06	8,02	9,84
-1,8	5,20	5,20	7,72
-1,6	3,36	3,36	4,82
-1,4	2,16	2,17	2,97
-1,2	1,40	1,40	1,83
-1	0,90	0,90	1,12

-0,8	0,58	0,58	0,71
-0,6	0,37	0,38	0,43
-0,4	0,24	0,24	0,26
-0,2	0,16	0,16	0,16
0	0,10	0,10	0,08
0,2	0,06	0,06	0,05
0,4	0,04	0,04	0,04
0,6	0,03	0,03	0,02
0,8	0,02	0,02	0,02
1	0,01	0,01	0,01
1,2	0,01	0,01	0,01
1,4	0,00	0,00	0,00
1,6	0,00	0,00	0,00
1,8	0,00	0,00	0,00
2	0,00	0,00	0,00

Tab. 39 - Simulované a naměřené hodnoty statické charakteristiky teplotně kompenzovaného exponenciálního zesilovače

U_2 [V]	ΔU_3 [V] -Simulace	ΔU_3 [V] -Reálné měření
-2	0,04	1,78
-1,8	0,01	2,52
-1,6	0,00	1,47
-1,4	-0,01	0,81
-1,2	0,00	0,43
-1	0,00	0,22
-0,8	0,00	0,13
-0,6	0,00	0,06
-0,4	0,00	0,02
-0,2	0,00	0,00
0	0,00	-0,02
0,2	0,00	-0,02
0,4	0,00	0,00
0,6	0,00	0,00
0,8	0,00	0,00
1	0,00	0,00
1,2	0,00	0,00
1,4	0,00	0,00
1,6	0,00	0,00
1,8	0,00	0,00
2	0,00	0,00

Tab. 40 - Vypočtené hodnoty odchylky simulovaného a reálné naměřeného výstupního napětí U_4 od ideálního výstupního napětí

Logaritmický převodník efektivní hodnoty uvedený na obr. 39 je tvořen čtyřmi operačními zesilovači TL081 CP napájenými napětím $\pm 15V$. Rezistory R_1, R_2, R_3 mají hodnotu $10\text{ k}\Omega$. Rezistory R_4, R_5, R_6 mají hodnotu $20\text{ k}\Omega$. Převodník je dále tvořen třemi tranzistory NPN 2N222A, dvěma diodami 1N4007, stabilizačními kondenzátory C_1 a C_2 o velikosti 33 pF a filtračním kondenzátorem $4,7\text{ uF}$. Rezistory R_1, R_2, R_3 a R_4 tvoří společně s diodami D_1, D_2 a operačním zesilovačem TL081CP dvoucestný usměrňovač, a tak se na ně vztahují stejná návrhová pravidla jako na operační usměrňovač. Rezistory R_5 a R_6 nastavují tranzistory T_1, T_2 a T_3 do aktivní oblasti. Simulované a reálné hodnoty statické převodní charakteristiky logaritmického převodníku efektivní hodnoty jsou uvedeny v tab. 41. Simulované a reálně naměřené hodnoty jsou téměř shodné. Větší rozdíl v simulované a naměřené hodnotě je při vstupním napětím U_1 rovném $10V$ a $-10V$. Frekvenční charakteristika logaritmického převodníku efektivní hodnoty je uvedena ve vzorovém protokolu v příloze. Hodnoty mezní frekvence f_m získané ze simulace a reálného měření jsou uvedeny v tab. 42. Jsou téměř totožné. V tab. 43 a 44 jsou uvedeny simulované a reálně naměřené efektivní hodnoty U_{ef} vstupního sinusového, obdélníkového a trojúhelníkového napětí o rozkmitu $\pm 10V$ a frekvenci 10 kHz . Při simulaci byla největší chyba převodu při vstupním obdélníkovém napětí se střídou 50% . V případě reálného měření byla chyba také při tomto vstupní signálu, ale také při vstupním obdélníkovém signálu se střídou 50% a amplitudou $10V$.

$U_1[V]$	$U_4[V]$ simulace	$U_4[V]$ reálné měření
-10	10,05	9,88
-9	9,05	9,15
-8	8,04	8,36
-7	7,04	7,27
-6	6,03	6,45
-5	5,02	5,10
-4	4,02	4,28
-3	3,01	3,15
-2	2,01	2,04
-1	1,00	1,06
0	0,00	0,00
1	1,00	1,05
2	2,01	2,04
3	3,01	3,16
4	4,02	4,30
5	5,02	5,15
6	6,03	6,46
7	7,04	7,26
8	8,04	8,36
9	9,05	9,15
10	10,05	9,88

Tab. 41 - Simulované a naměřené hodnoty statické charakteristiky logaritmického převodníku efektivní hodnoty

	Simulace	Reálné měření
$f_m[\text{kHz}]$	2,02	2,09

Tab. 42 - Hodnoty simulované a naměřené zlomové frekvence f_m

Vstupní signál	U_{ef} vypočtená[V]	U_{ef} simulovaná [V]	Chyba U_{ef} [V]
Sinus 10V	7,07	7,07	0,00
Trojúhelník 10V	5,77	5,78	0,01
Obdélník 10V	10	10,04	0,04
Obdélník 10 % 5V	3,16	3,11	0,05
Obdélník 20 %	4,47	4,46	0,01
Obdélník 30 %	5,47	5,48	0,01
Obdélník 50 %	7,07	7,09	0,02
Obdélník 60 %	7,74	7,36	0,39
Obdélník 70 %	8,36	8,40	0,03
Obdélník 80 %	8,94	8,98	0,04
Obdélník 90 %	9,48	9,53	0,05

Tab. 43- Tabulka vypočtených a simulovaných hodnot efektivní hodnoty vstupního napětí

Vstupní signál	U_{ef} vypočtená[V]	U_{ef} měřená[V]	Chyba U_{ef} [V]
Sinus 10V	7,07	7,05	0,02
Trojúhelník 10V	5,77	5,70	0,07
Obdélník 10V	10	9,85	0,15
Obdélník 10 % 5V	3,16	3,09	0,07
Obdélník 20 %	4,47	4,4	0,07
Obdélník 30 %	5,47	5,45	0,02
Obdélník 50 %	7,07	7,04	0,03
Obdélník 60 %	7,74	7,6	0,14
Obdélník 70 %	8,36	8,32	0,04
Obdélník 80 %	8,94	8,84	0,1
Obdélník 90 %	9,48	9,43	0,05

Tab. 44-Tabulka vypočtených a měřených hodnot efektivní hodnoty vstupního napětí

3.3.8 Analogový multiplexer a vzorkovací obvod

Analogový multiplexer ADG 409 BN je napájen napětím $\pm 15V$. Při měření odporu spínače v sepnutém stavu R_{ON} dle zapojení uvedeného na obr. 40 je na vstup EN přivedeno napětí 5V a adresní vstupy A_0 a A_1 jsou uzemněny. Hodnota odporu sepnutého spínače R_{ON} určena na základě simulace a reálného měření je uvedena v tab. 45. Velikost simulovaného odporu je menší než katalogová hodnota a velikost reálně měřeného odporu je větší než katalogová hodnota. Měření proudu rozepnutým kanálem $I_{D(OFF)}$ je provedeno dle zapojení znázorněném na obr. 41. Na vstup EN je přivedeno napětí 0,8 V. Hodnota napětí U_S je rovna +10V a hodnota napětí U_D je rovna hodnotě -10 V. Proud sepnutým kanálem $I_{D(ON)}$ je měřen dle zapojení na obr. 42. Na vstup EN je připojeno napětí 5V. Napětí U_S a U_D mají hodnotu +10V. Hodnoty proudu kanálem I_D v sepnutém a rozepnutém stavu jsou uvedeny v tab. 46. Oba proudy jak při simulaci, tak při reálném měření měli stejnou hodnotu, avšak tato hodnota neodpovídala katalogové. Měření dynamických parametrů je prováděno dle zapojení na obr. 43. Vstupní napětí U_S má hodnotu +10V. Na vstupy A_0 a A_1 je přiváděno obdélníkové napětí úrovně TTL. Na vstup EN je přivedeno napětí 5V. Hodnoty simulovaných dynamických parametrů jsou uvedeny v tab. 47. Reálné měření nebylo možno provést, jelikož

osciloskop neumožňuje přepnutí na kratší hodnotu časové základny. Simulované hodnoty neodpovídali typickým hodnotám, ale nepřekračovali maximální možné hodnoty uvedené v katalogu. Kanálový průnik D_{OFF} je měřen dle zapojení uvedeného na obr. 45. Vstupní napětí U_S má sinusový charakter, amplitudu 10 V a frekvenci 100 kHz. Hodnota rezistoru R_1 je 1 k Ω . Mezikanálový přeslech CT se měří podle zapojení na obr. 46. Vstupní napětí U_S má sinusový charakter, amplitudu 10V, frekvenci 100 kHz. Na vstup EN je připojeno napětí o velikosti 5 V. Naměřené a simulované hodnoty kanálového průniku D_{OFF} a mezikanálového přeslechu CT jsou uvedeny v tab. 48. Simulovaná hodnota kanálového průniku je vyšší než je reálně naměřená a katalogová hodnota. V případě simulace mezikanálového přeslechu byl výsledek také odlišný od katalogové hodnoty, avšak i od reálně změřené hodnoty.

R_{ON} [Ω] - Simulace	R_{ON} [Ω] – Reálné měření	R_{ON} [Ω] Katalog
38,61	45,62	40

Tab. 45-Naměřená a simulovaná hodnota odporu spínače v sepnutém stavu R_{ON}

	Simulace	Reálné měření	Katalog
$I_{D(on)}$ [μA]	1,78	1,76	$\pm 0,001$
$I_{D(off)}$ [μA]	-1,78	-1,76	$\pm 0,001$

Tab. 46 - Naměřené hodnoty proudu kanálem v sepnutém $I_{D(on)}$ a rozepnutém $I_{D(off)}$ stavu

Simulace		Reálné měření		Katalog	
D_{OFF} [dB]	CT [dB]	D_{OFF} [dB]	CT [dB]	D_{OFF} [dB]	CT [dB]
-83,58	-82,46	-78,59	-83,82	-75	85

Tab. 47 . -Vypočtené hodnoty mezikanálového průniku D_{OFF} a mezikanálového přeslechu CT

	Simulace	Reálné měření	Katalog
T_{TRS} [ns]	65,14	-	250 max , 120 typ
T_{TRP} [ns]	171,89	-	250 max, 120 typ
T_{PS} [ns]	40,71	-	150 max, 85 typ
T_{PN} [ns]	117,77	-	150 max 65 typ
T_{SS} [ns]	21,71	-	10 min
T_{SN} [ns]	54,11	-	10 min

Tab. 48 – Hodnoty naměřených dynamických parametrů

Vzorkovací obvod, jehož náhradní schéma je uvedeno na obr. 47, je tvořen ideálními součástkami mimo multiplexeru ADG 509F, jenž je napájený napětím $\pm 15V$. Rezistor R_1 má hodnotu 30k Ω a rezistor R_2 má hodnotu 300 Ω . Statická převodní charakteristika naměřená pro paměťové kondenzátory C_H o velikosti 1 nF a 100 nF. Simulované a naměřené hodnoty jsou uvedeny v tab. 49. Statické převodní charakteristiky jsou uvedeny v příloze ve vzorovém protokolu. Kapacita paměťového kondenzátoru C_H ovlivňuje rychlost přeběhu SR . Při měření byly použity paměťové kondenzátory o velikostech 1nF, 10nF a 100nF. Měření rychlosti přeběhu SR bylo prováděno pro všechny tři hodnoty paměťového kondenzátoru C_H . Naměřené a simulované hodnoty jsou uvedeny v tab.50 a 51. V případě hodnot získaných ze simulace se hodnota SR zmenšuje s rostoucí velikostí paměťového kondenzátoru C_H . U reálně měřené rychlosti přeběhu se hodnota nijak výrazně neměnila. Paměťové kondenzátory C_H rovné 10 nF a 100 nF měli srovnatelnou hodnotu. Frekvenční



charakteristika se stejně jako SR měřila pro všechny tři hodnoty. Hodnoty simulované a reálně naměřené zlomové frekvence f_m jsou uvedeny v tab. 52 a 53. Simulované hodnoty zlomových frekvencí f_m jsou několikanásobně menší než reálně změřené hodnoty. Upínací doba T_u a rozpínací doba T_r se měřila pro paměťový kondenzátor C_H rovný 1nF. V tab. 54 jsou uvedeny simulované a reálně naměřené hodnoty. Reálně naměřené hodnoty odpovídají velikosti katalogové hodnoty. Hodnoty určené ze simulace jsou podstatně nižší.

$U_1[V]$	Simulace		Reálné měření	
	$U_2[V]$ - $C_H=1nF$	$U_2[V]$ - $C_H=100 nF$	$U_2[V]$ - $C_H=1nF$	$U_2[V]$ - $C_H=100 nF$
0	0	0	0	0
0,5	0,1	0,1	0,49	0,49
1	0,15	0,15	0,99	0,99
1,5	0,2	0,2	1,49	1,49
2	0,25	0,25	1,99	1,99
2,5	0,29	0,29	2,50	2,50
3	0,34	0,34	2,99	2,99
3,5	0,39	0,39	3,48	3,48
4	0,44	0,44	3,98	3,98
4,5	0,49	0,49	4,49	4,49
5	0,53	0,53	4,99	4,99
5,5	0,58	0,58	5,49	5,49
6	0,63	0,63	5,99	5,99
6,5	0,68	0,68	6,50	6,50
7	0,73	0,73	6,99	6,99
7,5	0,77	0,77	7,49	7,49
8	0,82	0,82	7,99	7,99
8,5	0,87	0,87	8,51	8,51
9	0,92	0,92	9,00	9,00
9,5	0,96	0,96	9,50	9,50
10	1,01	1,01	10,00	10,00

Tab. 49 - Naměřené a simulované hodnoty statické převodní charakteristiky pro paměťové kondenzátory $C_H = 1nF$ a $100 nF$

$C_H [nF]$	1	10	100
$SR[V/\mu s]$	9,2298	0,2361	0,0251

Tab. 50 – Vypočtené hodnoty slew rate vzorkovacího obvodu - simulace

$C_H [nF]$	1	10	100
$SR[V/\mu s]$	0,9	0,75	0,74

Tab. 51 - Vypočtené hodnoty slew rate vzorkovacího obvodu - reálné měření

C_H [nF]	1	10	100
f_m [Hz]	32,4769	3,1343	0,3425

Tab. 52 - Hodnoty simulovaných zlomových frekvencí f_m pro různé paměťové kondenzátory C_H

C_H [nF]	1	10	100
f_m [kHz]	199,52	34,15	3,11

Tab. 53 - Hodnoty naměřených zlomových frekvencí f_m pro jednotlivé paměťové kondenzátory C_H

Simulace		Reálné měření		Katalog
T_r [μ s]	T_u [μ s]	T_r [μ s]	T_u [μ s]	T_u [μ s]
0,27	0,23	4	4	4

Tab. 54- Simulované a naměřené hodnoty doby rozepnutí T_r a doby upnutí T_u

3.3.9 Aplikace synchronního detektoru

Aktivní spínačový detektor uvedený na obr. 53 se tvoří dvěma operačními zesilovači TL081 CP napájenými $\pm 15V$. Rezistory R_1, R_2, R_3, R_4 a R_5 mají hodnotu $10k\Omega$. Pomocí shodně nastavených velikostí rezistorů. R_1, R_2, R_3 má zesilovač OZ_1 zesílení rovné ± 1 , které je pomocí tranzistoru 2N222A přepínáno. Rezistor R_4 nastavuje velikost báze proudů. Rezistory R_5 a R_6 tvoří společně s kondenzátory C_1 a C_2 pasivní filtr typu dolní propust druhého. Velikost kondenzátorů je $10nF$. Synchronní detektor AD630JN je napájen napětím $\pm 15V$. Zapojení je uvedeno na obr. 57. Převodník admitance Y na napětí U uvedený na obr. 58 je tvořen operačním zesilovačem TL081 CP napájeným napětím $\pm 15V$. Hodnota rezistoru R_N je $100k\Omega$. Hodnota rezistoru G_x je rovna $1M\Omega$. Kondenzátor C_x má hodnotu $10pF$. Na obr. 59 je uvedeno zapojení obvodu pro měření admitance se spínačovým detektorem. Na obr. 60 je uvedeno zapojení obvodu pro měření admitance pomocí spínačového detektoru AD630JN. Obě tato zapojení jsou buzena vstupním napětím střídavým sinusovým napětím o frekvenci $1592Hz$ a amplitudě $1,11V$. Referenční napětí U_{ref} má amplitudu $1,11V$ a frekvenci $1592Hz$. Při měření imaginární složky výstupního napětí U_3 je fáze referenčního napětí posunutá fázově vůči vstupnímu napětí U_1 o 90 stupňů. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tab. 55. Simulované hodnoty měření kapacity obvodem AD 630 vycházeli v toleranci do 2% včetně. Při simulaci se spínačovým detektorem se hodnota lišila o 7% . Při reálném měření byla chyba u spínačového detektoru větší. Při simulaci byl použit ideální tranzistor, jelikož při použití reálného tranzistoru docházelo ke špatnému spínání zesilovače se zesílením ± 1 .

	Simulace				Reálné měření			
	$RE\{U\}$ [mV]	$Im\{U\}$ [mV]	G_x [nS]	C_x [pF]	$RE\{U\}$ [mV]	$Im\{U\}$ [mV]	G_x [nS]	C_x [pF]
Spínač.det.. stavěný	102,91	10,38	927	9,3	100,55	10,25	905	9,23
AD 630	110,52	11,14	996	10,02	108,45	10,98	990	9,91

Tab. 55 - Naměřené a vypočtené hodnoty kapacity C_x a vodivosti G_x

3.3.10 Digitalizace a rekonstrukce analogového signálu

Na obr. 67 je uvedené zapojení ideální 8 bitového Č/A převodníku a 8 bitového A/Č převodníku. Frekvenční spektra správně a špatně vzorkovaného signálu jsou uvedena ve vzorovém protokolu v příloze. V tab. 56 a 57 jsou uvedeny naměřené hodnoty $SINAD$ a vypočtené hodnoty $ENOB$ podle rov. 106 pro různá rozlišení Č/A převodníku. Přestože jsou simulované a naměřené hodnoty pro jiné napětí, odpovídají předpokládaným vlastnostem A/Č převodníku. V tab. 58 jsou zaneseny frekvence příslušné prvním 9-ti vyšším harmonickým určeným na základě rov. 109 pro různý počet vzorků za periodu M . K vyšším harmonickým z tab. 58 jsou pak v tab. 59 uvedeny vypočtené hodnoty amplitudy U_i dle rov. 110. Simulované hodnoty frekvencí odpovídají vypočteným hodnotám frekvencí z tab. 58. Simulované hodnoty amplitud U_i jsou v tab. 60. Hodnota THD byla určena dle rov. 111. V tab. 61 jsou vypočtené hodnoty amplitudy U_i po filtraci pomocí filtru typu dolní propust prvního řádu. V tab. 62 jsou uvedeny simulované hodnoty amplitudy U_i po filtraci. Vypočtené a simulované hodnoty jsou totožné. V tab. 63 jsou uvedeny reálně naměřené hodnoty amplitud U_i a v tab. 64 jsou uvedeny naměřené hodnoty amplitud po filtraci. Při pohledu na hodnoty je vidět, že byla filtrace účinná.

Rozlišení [bit]	U_{sinef} [V]	$U_{sinef out}$ [mV]	$SINAD$ [dB]	$ENOB$ [bit]
2	3,53	806,55	12,82	1,84
4	3,53	185,08	25,62	3,96
6	3,53	48,80	37,20	5,89
8	3,53	19,9	44,99	7,18

Tab. 56 – Vypočtené hodnoty $SINAD$ a $ENOB$ pro jednotlivá rozlišení při simulaci

Rozlišení [bit]	U_{sinef} [V]	$U_{sinef out}$ [mV]	$SINAD$ [dB]	$ENOB$ [bit]
2	1,77	853,33	12,33	1,75
4	1,77	102,45	24,75	3,81
6	1,77	25,62	36,79	5,81
8	1,77	9,5	45,41	7,24

Tab. 57 – Vypočtené hodnoty $SINAD$ a $ENOB$ pro jednotlivá rozlišení při reálném měření

M	Základní	1.harm	2.harm	3.harm	4.harm	5.harm	6.harm	7.harm	8.harm	9.harm
4	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19
8	1	7	9	15	17	23	25	31	33	39
16	1	15	17	31	33	47	49	63	65	79
32	1	31	33	63	65	95	97	127	129	159
64	1	63	65	127	129	191	193	257	319	321
128	1	127	129	255	257	383	385	511	513	639
256	1	255	257	511	513	767	769	1023	1025	1279

Tab. 58 – Vypočtené frekvence harmonických složek spektra

M	Zákl.	1. harm	2. harm	3.harm	4.harm	5. harm	6. harm	7. harm	8. harm	9. harm	THD [dB]
4	4,48	1,49	0,90	0,64	0,50	0,41	0,35	0,30	0,26	0,24	-6,93
8	4,86	0,69	0,54	0,32	0,29	0,21	0,19	0,16	0,15	0,12	-13,30
16	4,96	0,33	0,29	0,16	0,15	0,11	0,10	0,08	0,08	0,06	-19,44
32	4,99	0,16	0,15	0,08	0,08	0,05	0,05	0,04	0,04	0,03	-25,49
64	5,00	0,08	0,08	0,04	0,04	0,03	0,03	0,02	0,02	0,02	-31,51
128	5,00	0,04	0,04	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	-37,54
256	5,00	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	-43,56

Tab. 59 – Vypočtené hodnoty amplitud frekvenčních složek spektra

M	Zákl.	1. harm	2. harm	3. harm	4. harm	5. harm	6. harm	7. harm	8. harm	9. harm	THD [dB]
4	4,50	1,50	0,90	0,64	0,50	0,41	0,35	0,30	0,26	0,24	-6,94
8	4,87	0,70	0,54	0,32	0,29	0,21	0,19	0,16	0,15	0,12	-13,30
16	4,97	0,33	0,29	0,16	0,15	0,11	0,10	0,08	0,08	0,06	-19,44
32	4,99	0,16	0,15	0,08	0,08	0,05	0,05	0,04	0,04	0,03	-25,49
64	5,00	0,08	0,08	0,04	0,04	0,03	0,03	0,02	0,02	0,02	-31,55
128	5,00	0,04	0,04	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	-37,54
256	5,00	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	-43,56

Tab. 60 - Simulované hodnoty amplitud frekvenčních složek spektra

M	Zákl.	1. harm	2. harm	3. harm	4. harm	5. harm	6. harm	7. harm	8. harm	9. harm	THD [dB]
4	3,18	0,47	0,18	0,09	0,06	0,04	0,03	0,02	0,02	0,01	-15,73
8	3,45	0,10	0,06	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	-29,22
16	3,51	0,02	0,02	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-41,67
32	3,53	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-53,82
64	3,53	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-65,89
128	3,54	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-77,93
256	3,54	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-89,98

Tab. 61 - - Vypočtené hodnoty amplitud frekvenčních složek spektra po filtraci

M	Zákl.	1. harm	2. harm	3. harm	4. harm	5. harm	6. harm	7. harm	8. harm	9. harm	THD [dB]
4	3,16	0,47	0,18	0,09	0,05	0,04	0,03	0,02	0,02	0,01	-10,76
8	3,43	0,10	0,06	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	-29,24
16	3,50	0,02	0,02	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-41,69
32	3,52	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-53,82
64	3,52	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-65,82
128	3,52	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-77,68
256	3,53	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-89,40

Tab. 62 – Simulované hodnoty amplitud frekvenčních složek spektra po filtraci



M	Zákl.	1. harm	2. harm	3. harm	4. harm	5. harm	6. harm	7. harm	8. harm	9. harm	THD [dB]
4	2,25	0,75	0,45	0,32	0,25	0,20	0,17	0,15	0,13	0,12	-6,94
8	2,44	0,35	0,27	0,16	0,14	0,11	0,10	0,08	0,07	0,06	-13,30
16	2,48	0,17	0,15	0,08	0,08	0,05	0,05	0,04	0,04	0,03	-19,44
32	2,50	0,08	0,08	0,04	0,04	0,03	0,03	0,02	0,02	0,02	-25,49
64	2,50	0,04	0,04	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	-31,55
128	2,50	0,02	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	-37,54
256	2,50	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-43,56

Tab. 63 - Naměřené hodnoty amplitud frekvenčních složek spektra

	Zákl.	1. harm	2. harm	3. harm	4. harm	5. harm	6. harm	7. harm	8. harm	9. harm	THD [dB]
4	1,59	0,24	0,09	0,05	0,03	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	-15,73
8	1,72	0,05	0,03	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-29,22
16	1,76	0,01	0,01	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-41,67
32	1,76	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-53,82
64	1,77	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-65,89
128	1,77	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-77,93
256	1,77	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	-89,98

Tab. 64 – Naměřené hodnoty vyfiltrovaného signálu



4 Závěr

Realizací této diplomové práce byl inovován obsah i pojetí předmětu A3M38ZDS. V rámci možností byla porovnána výuka tohoto předmětu s obdobnými předměty vyučovanými na jiných vysokých školách s podobným zaměřením. Srovnání probíhalo hlavně po formální stránce (jaký software a hardware využívají).

Po důkladném rozboru učiva v předmětu A3M38ZDS byly zpracovány sady cvičení pro studenty, jak po teoretické, tak (a to především) po praktické stránce. Studenti mohou výpočtem, simulací ale i praktickým měřením nabýt značné zkušenosti. Na rozdíl od měření na již hotových přípravcích, zde získají dovednost sami vytvářet zapojení dle schémat s konkrétními součástkami.

Všechny úlohy v příloze diplomové práce byly ověřeny a praktická měření dle navržených schémat odzkoušena. Součástí úloh jsou i vzorové protokoly pro studenty. Ke všem úlohám je v diplomové práci ucelená teoretická část plně vysvětlující problematiku řešení následujících úkolů. Kromě teoretických základů je zde i velký důraz na praxi. Při řešení úloh budou mít studenti dostatečný prostor pro důkladné osvojení praktických dovedností při práci na hardwarové NI Elvis II[®] od firmy National Instruments[®] a simulační software Multisim[®] s využitím prvků Labview[®]. Kromě toho si zároveň mohou ověřovat svá zjištění výpočty.

Tato diplomová práce se tak může stát pro studující dobrým vodítkem.



Seznam obrázků:

Obr. 1– Měření napět'ové nesymetrie operačního zesilovače zapojeného jako sledovač	18
Obr. 2– Měření napět'ové nesymetrie operačního zpětnovazebního zapojení	18
Obr. 3 - Měření vstupních proudů I_{BN} a I_{BP}	19
Obr. 4- Měření potlačení souhlasného rušení $CMRR$	19
Obr. 5 – Měření rychlosti přeběhu neinvertujícího zapojení operačního zesilovače	20
Obr. 6 – Měření rychlosti přeběhu invertujícího zapojení operačního zesilovače	20
Obr. 7 - Znázornění odčítání parametrů pro výpočet SR	20
Obr. 8 - Průběh vstupní napětí U_1 a výstupního napětí U_2 při měření mezního výkonového kmitočtu f_P	21
Obr. 9 - Měření tranzitního kmitočtu f_T	21
Obr. 10 - Frekvenční amplitudová charakteristika neinvertujícího zesilovače	22
Obr. 11 - Neinvertující zesilovač	22
Obr. 12 – Invertující zesilovač	24
Obr. 13 – Frekvenční amplitudová charakteristika invertujícího zesilovače	24
Obr. 14 - Napět'ově napájený čtvrtinový můstek	25
Obr. 15 - Napět'ově napájený diagonální poloviční můstek.....	26
Obr. 16 - Napět'ově napájený celý můstek.....	27
Obr. 17 - Proudově napájený čtvrtinový můstek.....	27
Obr. 18 - Proudově napájený diagonální poloviční můstek	28
Obr. 19 - Proudově napájený celý můstek.....	28
Obr. 20 - Aktivní můstek.....	29
Obr. 21 – Měření rozdílového zesílení přístrojového zesilovače	30
Obr. 22- Měření souhlasného zesílení přístrojového zesilovače	30
Obr. 23 – Amplitudová frekvenční charakteristika pásmové propusti.....	31
Obr. 24 – Amplitudová frekvenční charakteristika horní propusti.....	31
Obr. 25 – Amplitudová frekvenční charakteristika dolní propusti	31
Obr. 26 - Filtr typu horní propust.....	32
Obr. 27 Filtr typu dolní propust.....	32
Obr. 28 - Univerzální filtr.....	33
Obr. 29 - Dvoucestný operační usměrňovač	34
Obr. 30 - Zpětnovazební špičkový detektor	36
Obr. 31 - Průběhy vstupního a výstupního napětí zpětnovazebního špičkového detektoru	36
Obr. 32 - Převodník napětí na frekvenci	37
Obr. 33 – Průběh napětí integrátoru U_{INT} a výstupního napětí U_2	38
Obr. 34 - Sigma delta modulátor	39
Obr. 35 – Průběh při vstupním napětí $U_1 = 0$ V	40
Obr. 36 – Průběh při vstupním napětí $U_1 = U_T/2$	40
Obr. 37 - Tepelně kompenzovaný exponenciální zesilovač	40



Obr. 38 - Blokové schéma logaritmického převodníku efektivní hodnoty	42
Obr. 39 - Logaritmický převodník efektivní hodnoty	43
Obr. 40- Měření proudu rozepnutým kanálem.....	44
Obr. 41- Měření proudu sepnutým kanálem	44
Obr. 42 - Měření odporu v sepnutém stavu	44
Obr. 43 – Průběh a výstupního napětí Multiplexeru	45
Obr. 44 – Průběh vstupního a výstupního napětí Multiplexeru	45
Obr. 45 - Měření kanálového průniku D_{OFF} Obr. 46- Měření mezikanálového přeslechu CT	46
Obr. 47 - Náhradní schéma vzorkovacího obvodu LF 398.....	46
Obr. 48- Měření statické převodní charakteristiky	47
Obr. 49- Průběhy vstupního trojúhelníkového signálu U_1 , výstupního signálu U_2 a S/H	47
Obr. 50- Měření upínací a rozpínací doby	48
Obr. 51- - Měření frekvenční charakteristiky	48
Obr. 52- Měření rychlosti přeběhu a doby ustálení.....	48
Obr. 53- Aktivní spínačový detektor.....	49
Obr. 54- Průběhy signálů spínač. Detektoru při $\varphi \neq 0$	49
Obr. 55- Průběhy signálů spínač. Detektoru při $\varphi = 0$	49
Obr. 56 - AD 630 spínačový detektor	50
Obr. 57 –AD630 jako synchronní detektor se zesílením ± 1 [16].....	50
Obr. 58 - Převodník admitance Y na napětí U	51
Obr. 59 - Obvod pro měření admitance se spínačovým detektorem.....	51
Obr. 60 - Zapojení pro měření admitance s integrovaným obvodem AD 630.....	52
Obr. 61 – Spektrum nedodržení vzorkovacího teorému - aliasing.....	53
Obr. 62 – Spektrum navzorkovaného signálu při dodržení vzorkovacího teorému.....	53
Obr. 63 – Průběh digitalizovaného a kvantovaného signálu.....	53
Obr. 64 – Průběh kvantovacího šumu	54
Obr. 65 – Průběh stupňovité rekonstrukce sinusového signálu	55
Obr. 66 – Spektrum rekonstruovaného signálu.....	56
Obr. 67 – Hardwarová vývojová platforma Elvis II®	58
Obr. 68 - NI Elvismx Instrument Launcher	59

Seznam tabulek

Tab. 1 – Hodnoty činitelů jakosti Q pro příslušné aproximace.....	31
Tab. 2 - Kódování kanálů pro adresaci vstupů.....	43
Tab. 3 - Vypočtené a naměřené hodnoty napět'ové nesymetrie U_0 ze simulací a na hardwarové platformě Elvis II	60
Tab. 4 - Vypočtené a naměřené hodnoty klidových proudů I_{BP} a I_{BN} ze simulací	61
Tab. 5 - Vypočtené a naměřené hodnoty klidových proudů I_{BP} a I_{BN} na hardwarové platformě ElvisII61	
Tab. 6 - Vypočtené a naměřené hodnoty $CMRR$ získané ze simulace a hardwarové platformy Elvis II	61
Tab. 7 - Vypočtené a naměřené hodnoty SR získané ze simulace	62
Tab. 8 - Vypočtené a naměřené hodnoty SR na hardwarové platformě Elvis II	62
Tab. 9 - Vypočtené a naměřené hodnoty mezního výkonové frekvence f_P	62



Tab. 10 - Vypočtené a naměřené hodnoty mezní výkonové frekvence f_p na hardwarové platformě Elvis II.....	62
Tab. 11 - Naměřené hodnoty mezní výkonové frekvence f_p ze simulace a hardwarové platformy Elvis II	62
Tab. 12 – Hodnoty kondenzátorů C_1 a C_2 pro přenos $G= 10$ a 100	63
Tab. 13- Hodnoty vstupní napět'ového offsetu U_{0IN} a výstupního napět'ového offsetu U_{0OUT} při nezkompenzovaných klidových proudech I_{BN} a I_{BP}	63
Tab. 14 - Hodnoty vstupního napět'ového offsetu U_{0IN} a výstupního napět'ového offsetu U_{0OUT} při kompenzovaných klidových proudech	63
Tab. 15 - Vypočtené a naměřené doby náběhu T_n ze simulací	64
Tab. 16 - Vypočtené hodnoty mezní frekvence f_m , kondenzátorů C_1 a dalších hodnot k frekvenční kompenzaci.....	64
Tab. 17-Vypočtené hodnoty vstupního proudového offsetu I_{0IN} a výstupního proudového offsetu U_{0OUT}	64
Tab. 18-Vypočtené hodnoty rezistorů R_3 a hodnoty mezní frekvence f_m filtrů typu horní a dolní propust.....	68
Tab. 19-Vypočtené hodnoty rezistorů R_4 pro jednotlivé aproximace.....	69
Tab. 20-Vypočtené a naměřené hodnoty šířky pásma B a činitele jakosti Q pro simulované hodnoty mezní frekvence jednotlivých filtrů	69
Tab. 21-Vypočtené a naměřené hodnoty šířky pásma B a činitele jakosti Q pro naměřené hodnoty hodnoty mezní frekvence jednotlivých filtrů na hardwarové platformě Elvis II.....	69

Použitá literatura:

- [1] ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE. *Fakulta elektrotechnická: Studijní plány a anotace předmětů* [online]. [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: www.fel.cvut.cz
- [2] VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ. *Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií: Studijní plány a anotace předmětů* [online]. [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: www.feec.vutbr.cz/
- [3] TECHNICKÁ UNIVERZITA LIBEREC. *Fakulta mechatroniky, informatiky a mezioborových studií: Studijní plány a anotace předmětů* [online]. [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: www.fm.tul.cz
- [4] ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI. *Fakulta elektrotechnická: Studijní plány a anotace předmětů* [online]. [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: <http://www.fel.zcu.cz/>
- [5] SEDLÁČEK, Miloš, HAASZ Vladimír. *ELEKTRICKÁ MĚŘENÍ: Přístroje a metody*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005, 337 s. ISBN 80-010-2731-7.
- [6] VEDRAL, Josef, FISCHER Jan. *Elektronické obvody pro měřicí techniku*. Vyd. 2. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004, 340 s. ISBN 80-010-2966-2.
- [7] A3M38ZDS Zpracování a digitalizace analogových signálů: Přednášky a laboratorní úlohy. *Katedra měření FEL ČVUT*[online]. Praha, 28. září 2008 [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: <http://measure.feld.cvut.cz/vyuka/predmety/A3M38ZDS>



- [8] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 495 s. ISBN 80-730-0059-8.
- [9] DOSTÁL, Jiří. *Operační zesilovače*. Vyd. 1. Praha: SNTL, 1981, 476 s. ISBN 80-010-2289-7.
- [10] HÁJEK, Karel, SEDLÁČEK Jiří. *Kmitočtové filtry*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7.
- [11] HEJTMANOVÁ, Drahomíra, Karel DRAXLER, KAŠPAR Petr, ŠIMŮNEK Martin. *Elektrická měření: laboratorní cvičení*. Vyd. 2., přeprac. Praha: ČVUT, Elektrotechnická fakulta, 2001, 137 s. ISBN 80-010-2289-7.
- [12] KAPACITNÍ HLADINOMĚR, MĚŘENÍ IMPEDANCÍ : laboratorní úloha z předmětu Sensory a měření. *Katedra měření FEL ČVUT* [online]. Praha, 8. ledna 2013 [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: http://measure.feld.cvut.cz/system/files/files/cs/vyuka/predmety/A3B38SME/cviceni/08_kapacitni%20hladinomer.pdf
- [13] JURÁNEK, Antonín. *MultiSIM - elektronická laboratoř na PC: schémata a zapojení*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2008, 287 s. ISBN 978-80-7300-194-0.
- [14] VALA, Roman. Návrh, simulace a ověření elektronických obvodů na platformě NI ELVIS a Multisim: Prezentace ze semináře VUT Brno. In: [online]. Brno, 2012 [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/prezentace_08_1204.pdf
- [15] ANALOG DEVICES. *AD630: BALANCED MODULATOR/DEMULATOR: Datasheet*. Rev.E. USA: Analog Devices, 06/2004, 12 s. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD630.pdf Active Filter Design Techniques., MANCINI, Ron, Active Filter Design Techniques., *Op amps for everyone*. 3rd ed. Amsterdam: Elsevier, Newnes, 2009, Chapter 20. Texas Instruments. ISBN 978-1-85617-505-0.
- [16] Sensor Signal Conditioning: Bridge circuits. JUNG, Walter G. *Op amp applications handbook*. Amsterdam: Elsevier, 2005, Section 4-2. ISBN 0-7506-7844-5.
- [17] Sensor Signal Conditioning: High Impedance Sensors. JUNG, Walter G. *Op amp applications handbook*. Amsterdam: Elsevier, 2005, Section 4-4. ISBN 0-7506-7844-5.
- [18] Analog Filters. JUNG, Walter G. *Op amp applications handbook*. Amsterdam: Elsevier, 2005, Chapter 5. ISBN 0-7506-7844-5.
- [19] TEXAS INSTRUMENTS. *LM741 Operational Amplifier: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, May 1998, 11 s. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>
- [20] TEXAS INSTRUMENTS. *TL081 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, December 1995, 10 s. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl081-n.pdf>



- [21] TEXAS INSTRUMENTS. *LF398A Monolithic Sample-and-Hold Circuits: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, July 2000, 15 s. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1762516.pdf>
- [22] TEXAS INSTRUMENTS. *LM741 Operational Amplifier: Datasheet* [online]. May 1998, March 2013 [cit. 2014-05-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm741.pdf>
- [23] ANALOG DEVICES. *ADG409: LC2MOS ±15 V 4 CHANNEL HIGH PERFORMANCE ANALOG MULTIPLEXER: Datasheet*. rev. C. USA: Analog Devices, 10/2006, 16 s. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADG408_409.pdf
- [24] TEXAS INSTRUMENTS. *SN74121 Monostable multivibrator with Schmitt - trigger: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, May 1983, 25 s. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1803548.pdf>
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. *SN74LS74 Dual D-Type Positive-Edge: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, December 1983, 24 s. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ls74a.pdf>
- [26] TEXAS INSTRUMENTS. *ADC0808/ADC0809 8-Bit uP Compatible A/D Converters with 8 - Channel Multiplexer: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, October 1999, 19 s. Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/adc0808-n.pdf>
- [27] TEXAS INSTRUMENTS. *DAC0808 8-Bit D/A Converter: Datasheet*. Rev. C. Dallas, Texas: Texas Instruments, May 1999, 14 s. Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/dac0808.pdf>
- [28] TEXAS INSTRUMENTS. *LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier: Datasheet*. Dallas, Texas: Texas Instruments, April 1999, 14 s. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lf351-n.pdf>
- [29] ADC 0808/

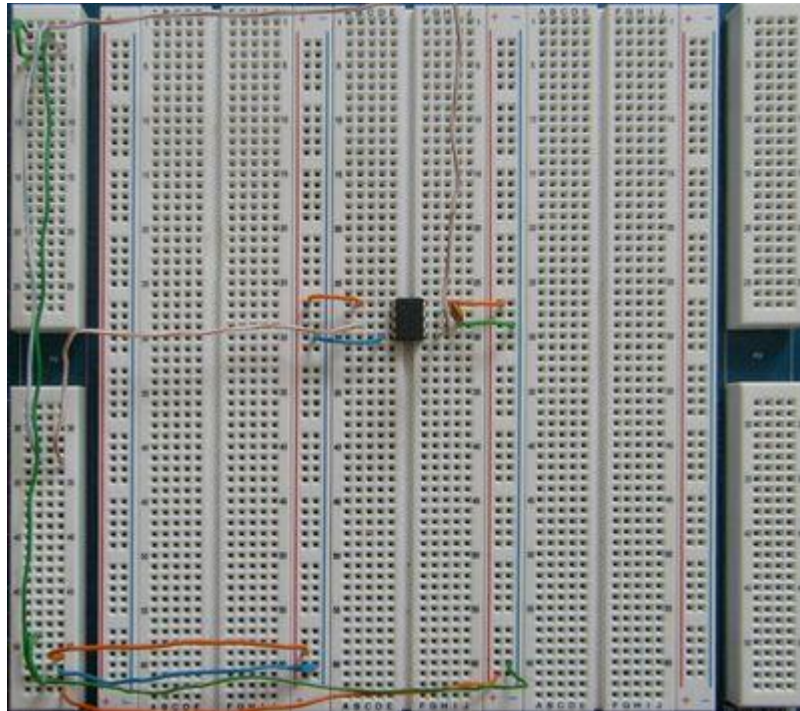
Přílohy k diplomové práci

1. Fotodokumentace z realizace praktických zapojení
2. Zadání a vzorové protokoly k úlohám

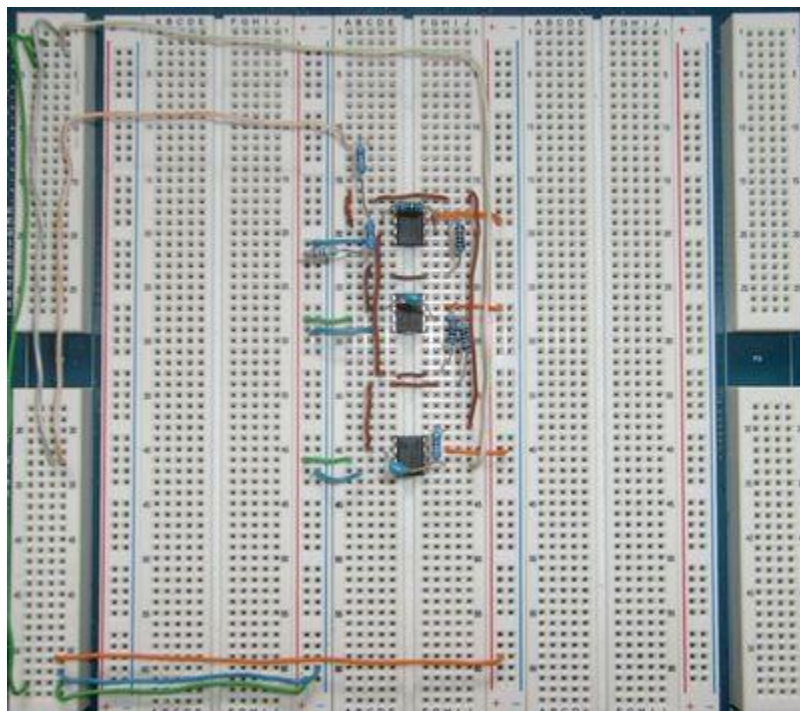
K této práci je přiloženo CD, které obsahuje:

1. Diplomovou práci ve formátu pdf
2. Vzorová zadání a protokoly k úlohám
3. Fotodokumentaci z realizace praktických zapojení
4. Soubory se simulacemi

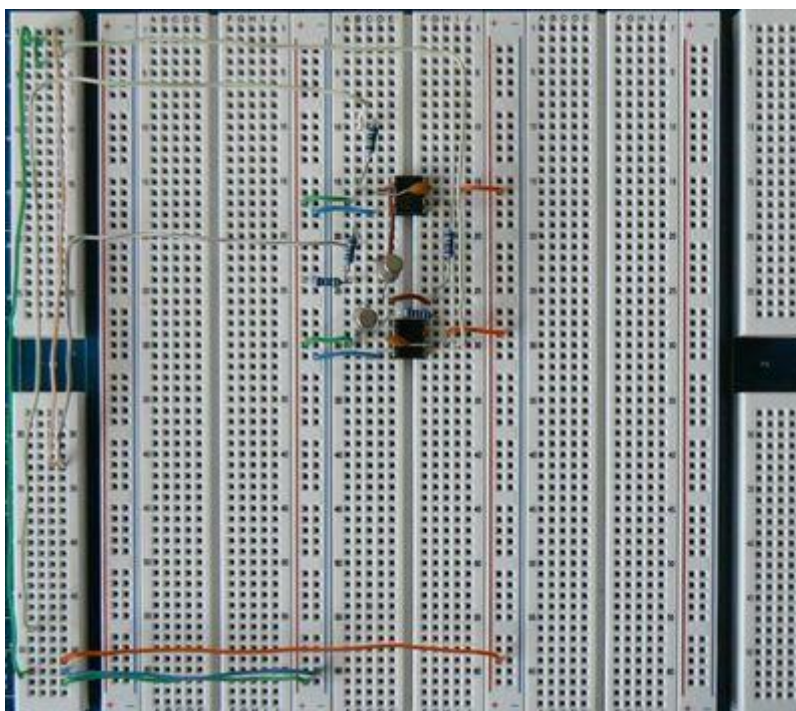
Fotodokumentace



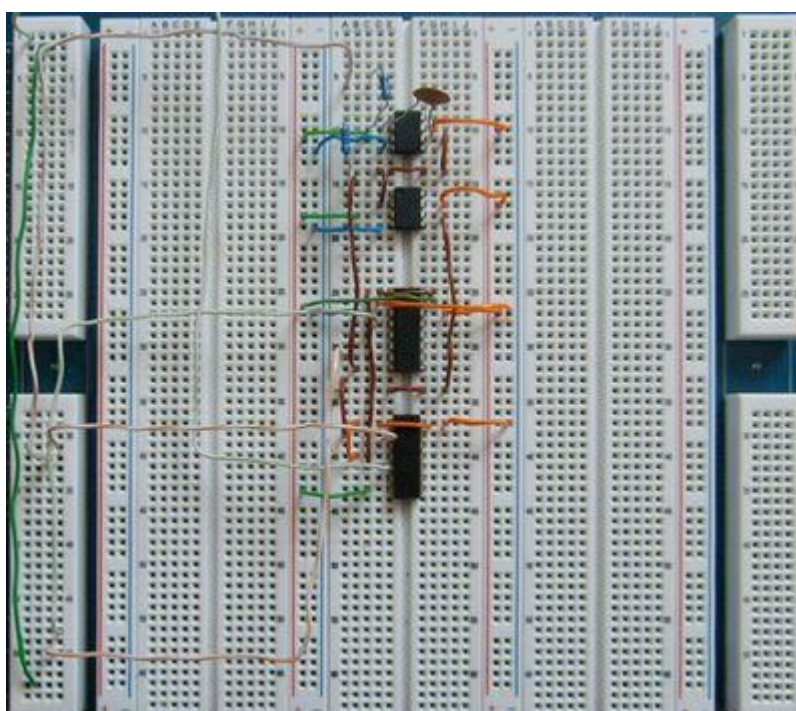
Obr. A - 1 Vzorkovací obvod LF 398



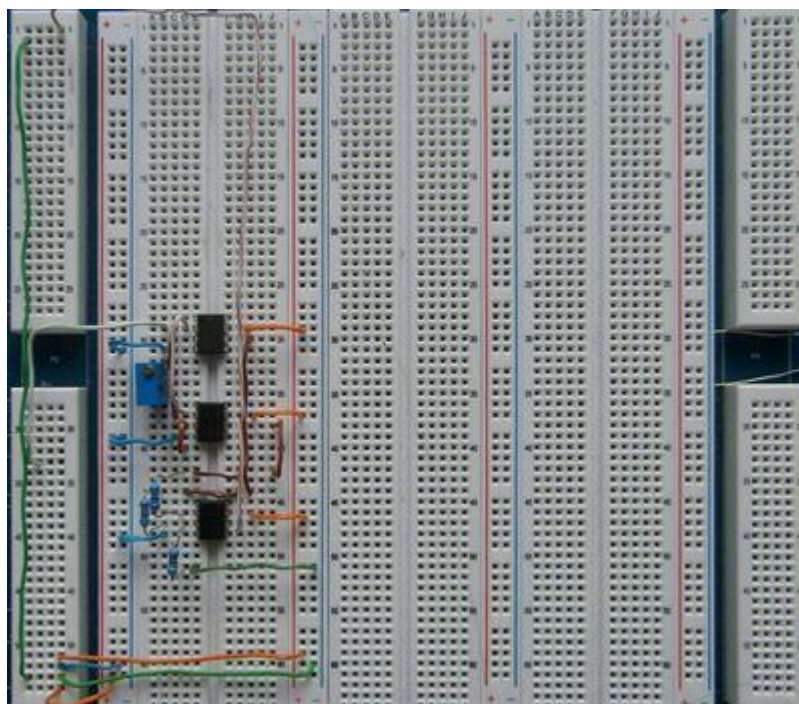
A - 2 univerzální filtr



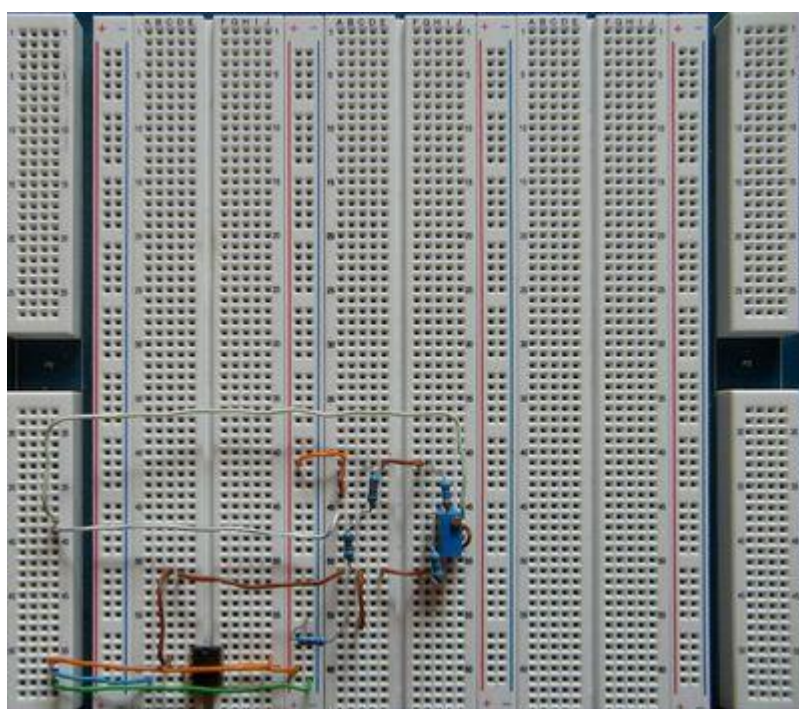
Obr. A - 3 Tepělně kompenzovaný exponenciální zesilovač



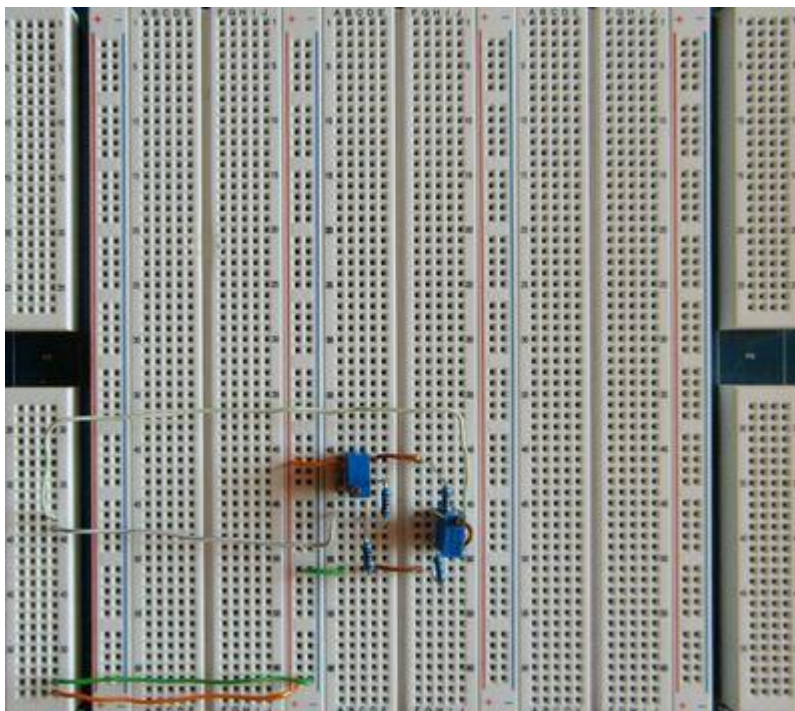
Obr. A - 4 Sigma delta modulátor



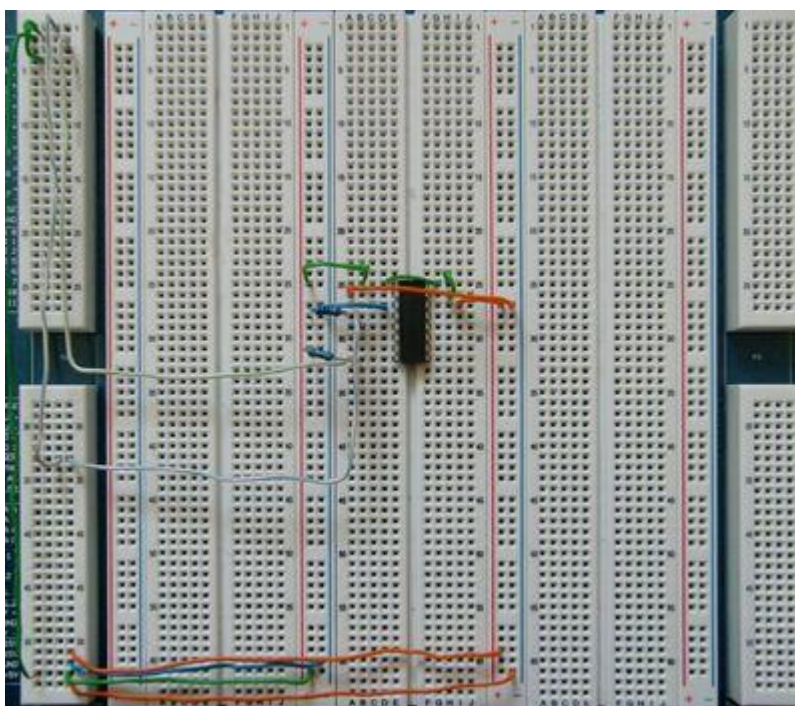
Obr. A - 5 Přístrojový zesilovač



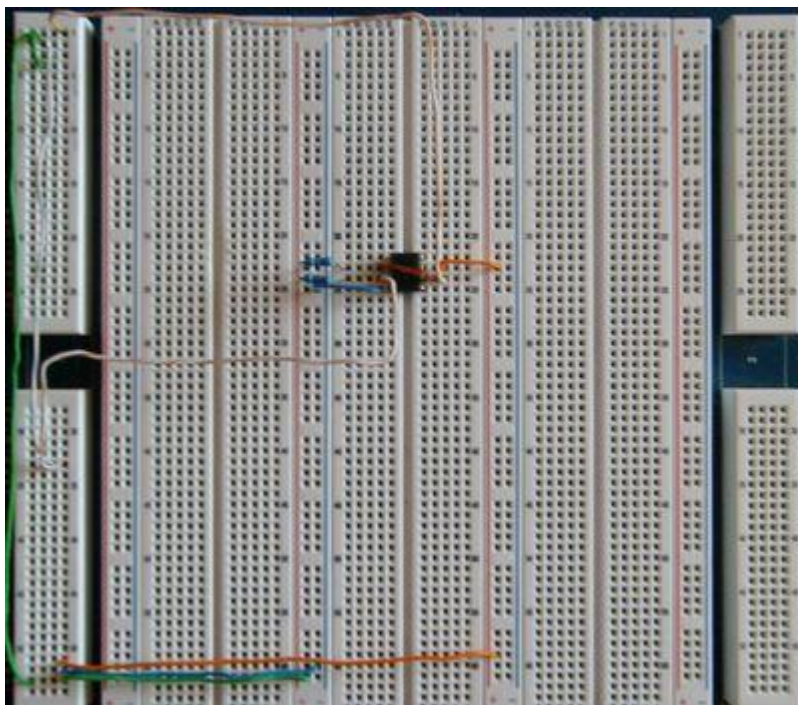
Obr. A - 6 proudem napájený čtvrtinový můstek



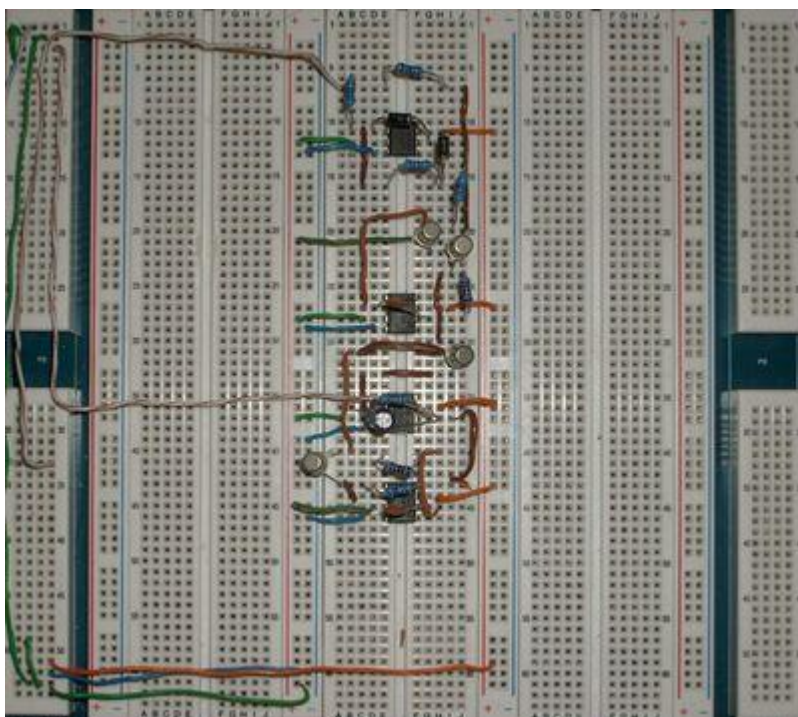
Obr. A - 7 napětím napájený poloviční můstek



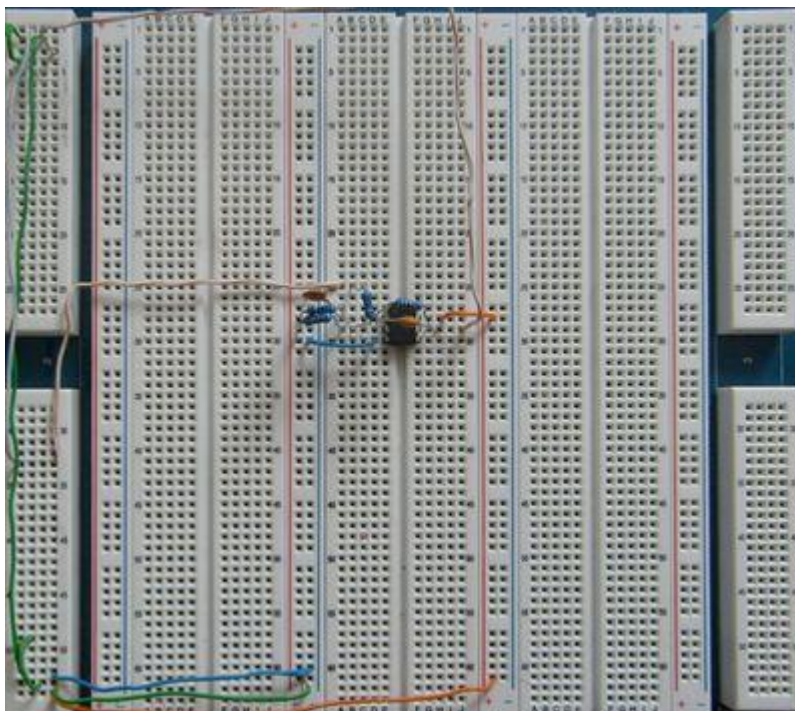
Obr. A - 8 Multiplexer ADG 409 BN - měření dynamických parametrů



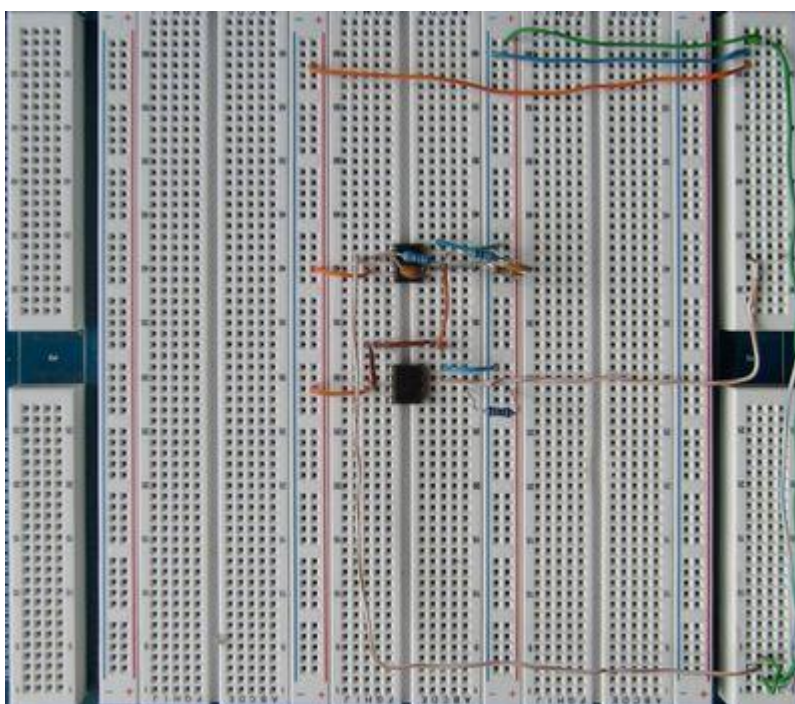
Obr. A - Měření statických a dynamických parametrů OZ - Slew rate invertujícího OZ



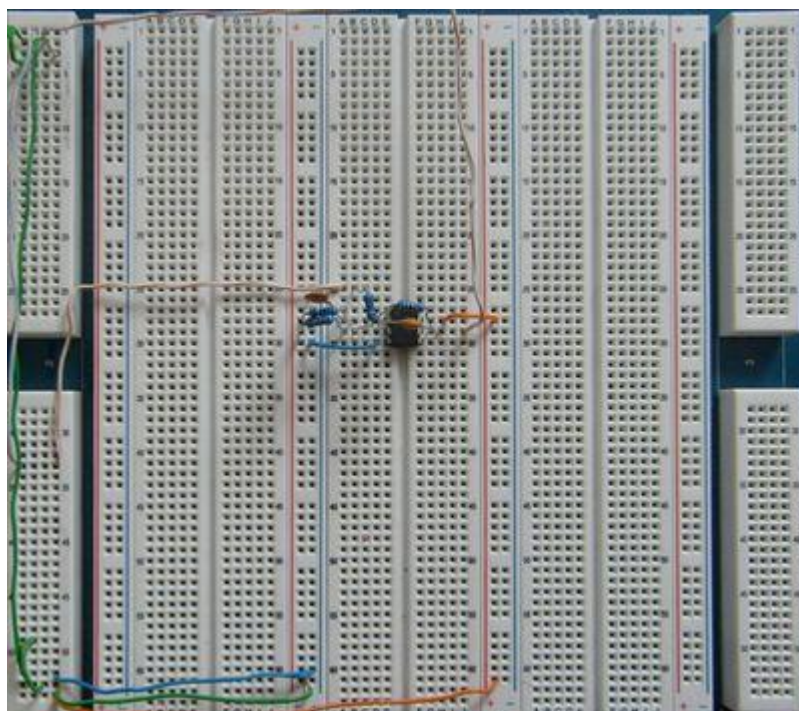
Obr. A - 9 Logaritmický převodník efektivní hodnoty



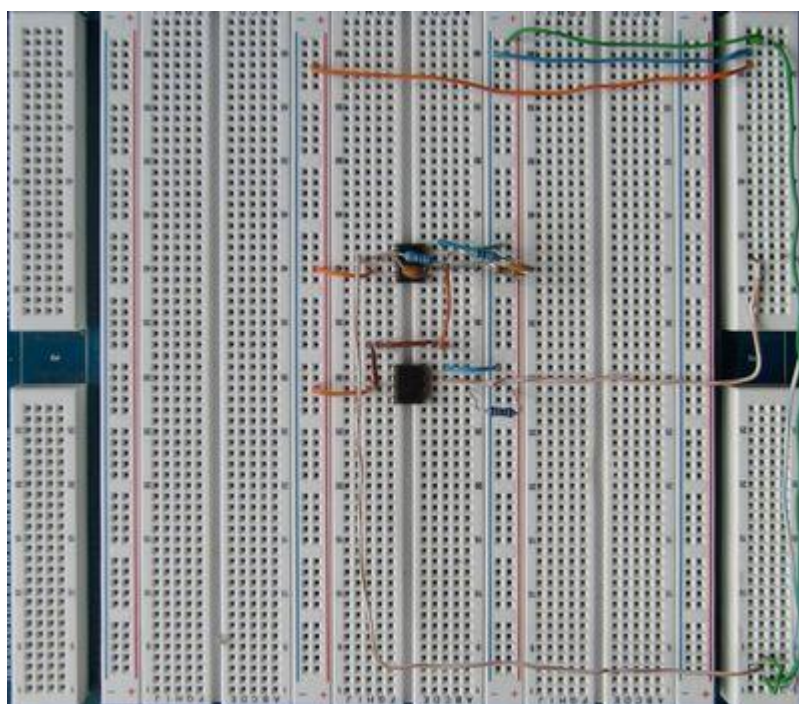
Obr. A - 10 Logaritmický převodník efektivní hodnoty



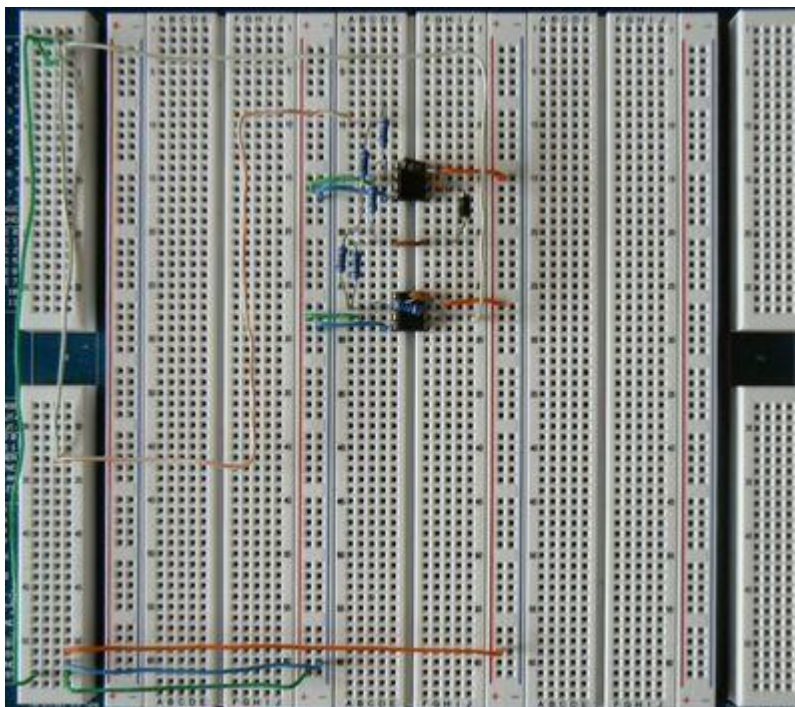
Obr. A - 11 Logaritmický převodník efektivní hodnoty



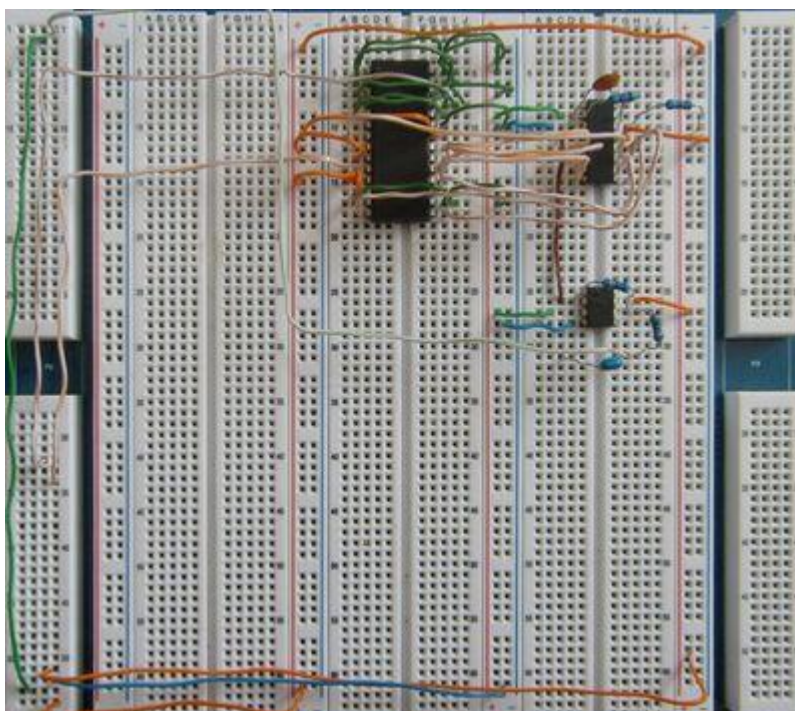
Obr. A - 12 Kompenzace neinvertujícího zesilovače



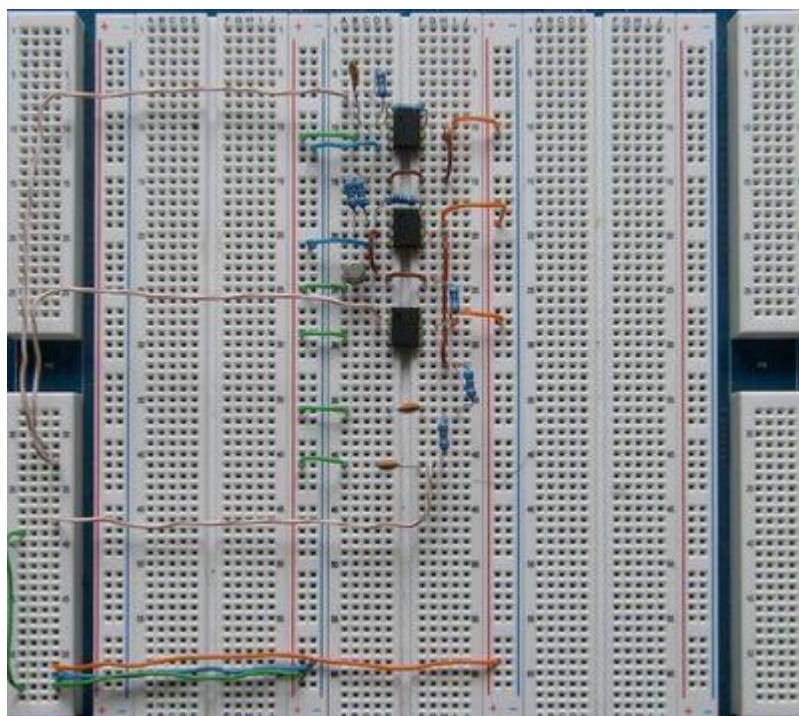
Obr. A - Kompenzace invertujícího zesilovače



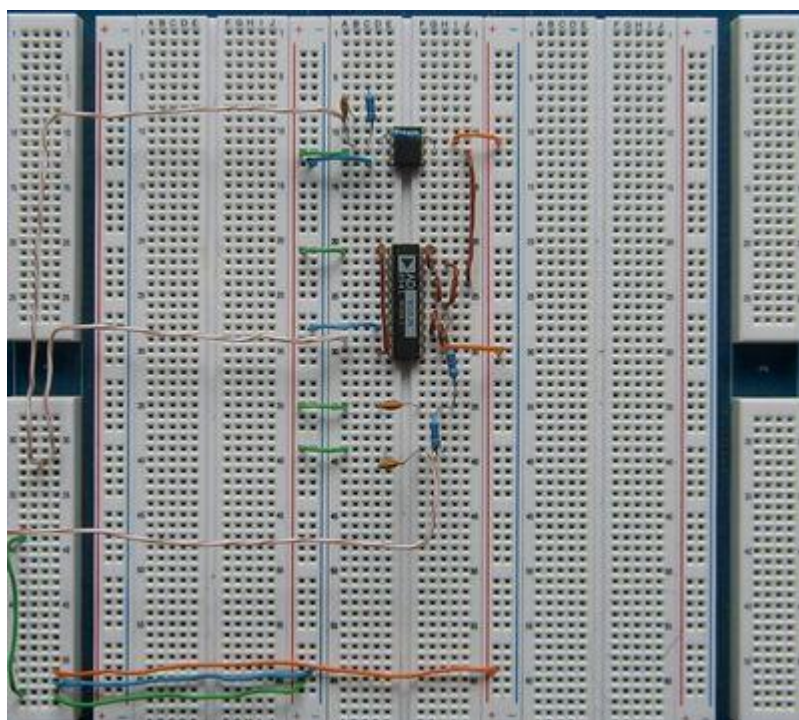
Obr. A - 13 Dvoucestný operační usměrňovač r



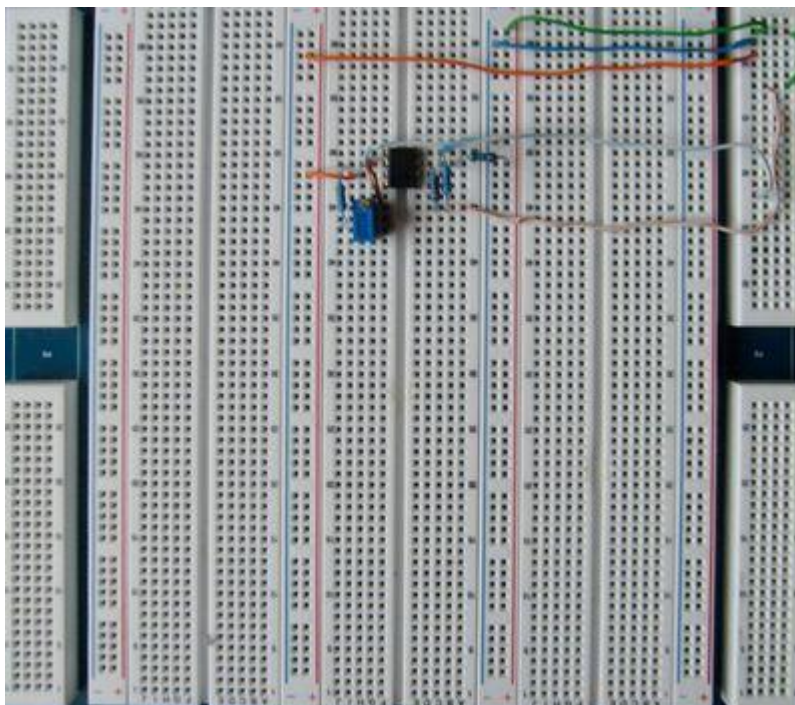
Obr. A - 14 Digitalizace a rekonstrukce signálu - ADC0808 a DAC 0808



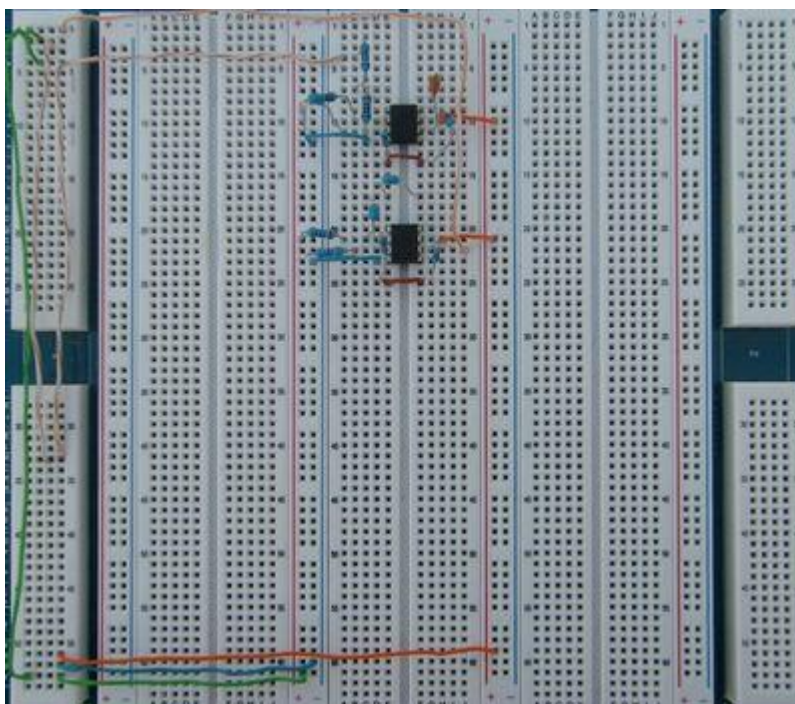
Obr. A - Aplikace synchronního detektoru - spínačový detektor



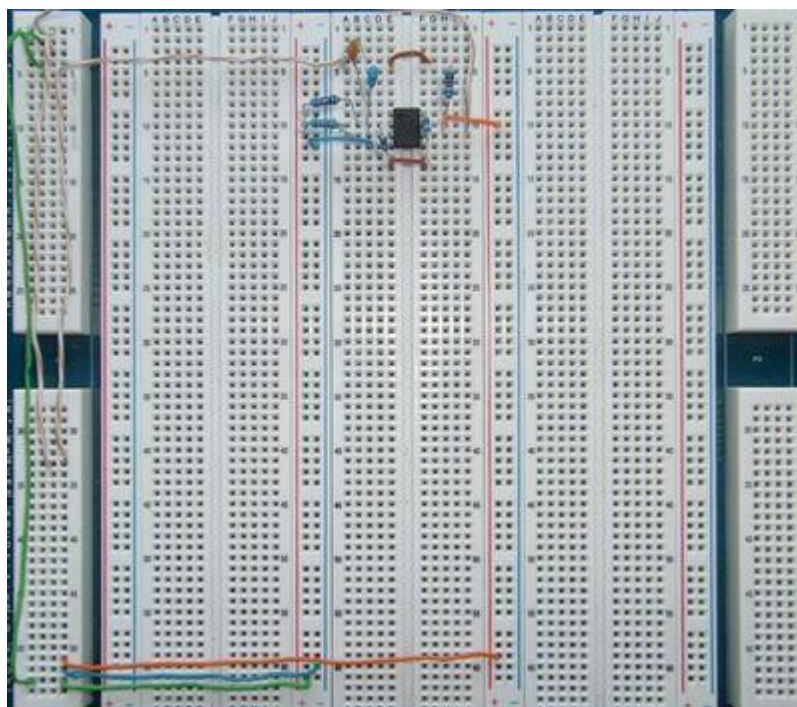
Obr. A - 15 Aplikace synchronního detektoru - AD630 tr



Obr. A - 16 aktivni mustek



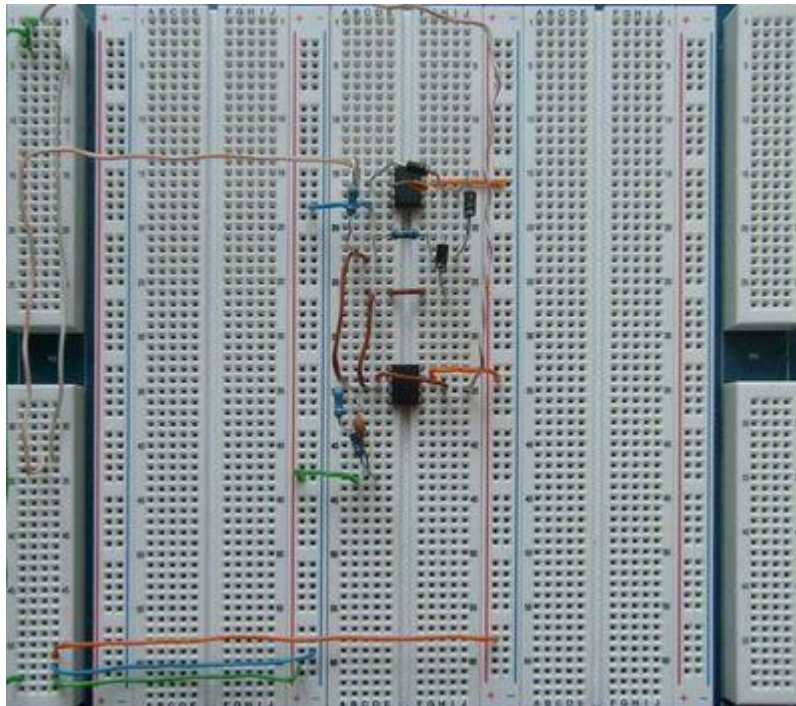
Obr. A - Aktivní filtr typu pásmová propust tvořené dvěma filtry



Obr. A - 17 Aktivní filtr typu horní propust



Obr. A - 18 Aktivní filtr typu dolní propust



Obr. A - 19 Zpětnovazební špičkový detektor



A