

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra měření

Číslicový lock-in zesilovač s STM32 Nucleo

Bc. Jan Machálek

Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Fischer, CSc.

Studijní program: Kybernetika a Robotika

Obor: Systémy a řízení

Leden 2021

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Machálek** Jméno: **Jan** Osobní číslo: **456902**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra řídicí techniky**
Studijní program: **Kybernetika a robotika**
Studijní obor: **Systemy a řízení**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Číslicový lock-in zesilovač s STM32 Nucleo

Název diplomové práce anglicky:

Digital Lock-in amplifier based on STM32 Nucleo

Pokyny pro vypracování:

- 1) Navrhněte metody měření elektronických obvodů a jejich charakteristik s využitím kytu Nucleo F303 a nástroje LEO. Analyzujte vlastnosti přístroje s LEO a vytvořte podrobný návod pro jeho použití i s uvedením parametrů zjištěných analýzou.
- 2) Popište metodiku měření charakteristik obvodů s LEO v „ručním“ i automatickém režimu.
- 3) Pro měření frekvenčních charakteristik, kde LEO již nepostačuje, vytvořte nové přístroje s Nucleo F303 - rozmiřtaný generátor a lock-in amplifier“. Pro tyto přístroje vytvořte příslušný firmware a také potřebné PC aplikace. Při návrhu těchto přístrojů se orientujte na řešení, které umožní jednoduchou realizaci elektronických obvodů bez potřeby specializovaných desek plošných spojů.

Seznam doporučené literatury:

Yiu, J.:The Definitive Guide to ARM® Cortex®-M3 and Cortex®-M4 Processors,
STMicroelectronics: RM0316, STM32F3 Reference manual
STMicroelectronics: DS10362 - STM32F303 Data

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Ing. Jan Fischer, CSc., katedra měření FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **15.09.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: **05.01.2021**

Platnost zadání diplomové práce: **19.02.2022**

doc. Ing. Jan Fischer, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Michael Šebek, DrSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Rád bych poděkoval svému vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Janu Fischerovi, CSc. za odborné vedení práce a mnoho cenných rad.

Prohlášení

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

V Praze, 5. ledna 2021

.....

Abstrakt

Diplomová práce přináší metody měření elektronických obvodů a jejich charakteristik s využitím kitu Nucleo-F303RE a nástroje LEO. V rámci práce byla provedena analýza virtuálního přístroje LEO a byl vytvořen podrobný návod k jejímu používání s příslušnými parametry. Byly popsány metody automatického měření s nástrojem LEO a to jak v ručním tak v automatickém režimu. Tam kde nástroj LEO nestačí, byl navržen nástroj lock-in zesilovač, který rozšiřuje možnosti kitu Nucleo-F303RE pouhým přehráním firmwaru. K realizaci všech funkcí lock-in zesilovače jsou využity interní periferie mikrokontroléru a navržený obvod. Použití lock-in zesilovače rozšíří možnosti měření fázových charakteristik. Pomocí mikrokontroléru je realizován také generátor referenčního sinusového signálu.

Součástí práce je multiplatformní řídicí aplikace napsaná v jazyce python a frameworku Qt. Aplikace s lock-in zesilovačem komunikuje pomocí sběrnice USB. Slouží k zobrazení změřených dat a nastavení parametrů měření. Pomocí nástrojů aplikace lze vyhodnocovat výsledky experimentů v časové oblasti.

V práci jsou diskutovány různé přístupy k návrhu jednotlivých funkčních bloků s důrazem na jejich realizaci na vývojovém kitu Nucleo-F303RE.

Klíčová slova: STM32, STM32F303RE, Nucleo-F303RE, lock-in zesilovač, měření fáze, softwarově definovaný přístroj

Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Fischer, CSc.

Abstract

This diploma thesis describes methods for measuring electronic circuits their characteristics with the use of kit Nucleo-F303RE and virtual device LEO. This thesis has conducted an analysis of the virtual device LEO and was created a set of instructions for students to follow in order to get familiar with this device. Also, an automatic approach to measurement was described. When the limitation of LEO has discovered this thesis brings another virtual device lock-in amplifier, which expands the capabilities of the kit Nucleo-F303RE. In the realization that this thesis brings only integrated peripherals was used. Use of lock-in amplifier expands capabilities in measuring phase and amplitude characteristics of electronic circuits. With help of the kit Nucleo-F303RE signal generator was created that is used in lock-in amplification.

This thesis also brings a PC application that is able to control a lock-in amplifier. This application was create using QtCreate in the language Python and the help of the framework Qt. Visualization of data and control of oscilloscope parameters is performed through a multiplatform PC application connected to the lock-in amplifier via USB bus. Using this application, signal analysis in the time and frequency domain is possible. This application is used to control the lock-in amplifiers and also display user measured output. The thesis discusses different approaches to the design of each functional block with emphasis on realization on the Nucleo-F303RE development board.

Keywords: STM32, STM32F303RE, Nucleo-F303RE, lock-in amplifier, phase mesurment, software-defined instrument

Title translation: Digital Lock-in amplifier based on STM32 Nucleo

Obsah

1 Úvod	1
1.1 Seznámení s nástrojem LEO	1
1.1.1 Možnosti použití kitu LEO	2
1.1.2 Instalace a používání Little embedded oscilloscope	3
1.1.3 Přehled grafického prostředí	4
1.1.4 Digital to analog	4
1.1.5 Analog to digital	5
1.1.6 Voltage source	6
1.1.7 Generator	6
1.1.8 Volt meter	11
1.1.9 Osciloskop	11
1.1.10 Nucleo-F303RE s nahraným firmwarem	17
1.1.11 Realizace generátoru v kitu LEO	18
2 Měření pomocí kitu LEO	21
2.1 Voltampérová charakteristika zdroje v kitu LEO	21
2.1.1 Teoretický rozbor měření voltampérové charakteristiky zdroje LEO	21
2.1.2 Postup měření	23
2.1.3 Zpracování výsledků určení odporu R_{iz} kitu LEO	23
2.1.4 Teoretický rozbor měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO	24
2.1.5 Postup měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO	25
2.1.6 Zpracování výsledků	26
2.1.7 Automatizovaný Postup měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO	26
2.2 Měření vnitřního odporu voltmetru v závislosti na vzorkovací frekvenci ADC	27

2.2.1 Teoretický rozbor modelování vnitřního rezistoru ADC v závislosti na vzorkovací frekvenci.	28
2.2.2 Postup měření, zjišťování vnitřního odporu ADC	28
2.2.3 Zpracování výsledků z určování vnitřního odporu ADC v kitu LEO.	30
2.2.4 Modelování chování vstup ADC v závislosti na vzorkovací frekvenci.	31
2.3 Určení parametrů tranzistoru.	34
2.3.1 Teoretický rozbor	34
2.3.2 Postup určení parametrů NPN tranzistoru	35
2.3.3 Postup určení parametru PNP tranzistoru	36
2.3.4 Zpracování výsledků určování parametrů PNP tranzistoru	36
2.4 Tranzistor jako spínač.	38
2.4.1 Teoretický rozbor	39
2.4.2 Postup měření tranzistoru jako spínače	40
2.5 Tranzistor jako zesilovač napětí.	40
2.5.1 Teoretický rozbor	40
2.5.2 Postup určení napěťového zesílení PNP tranzistoru	42
2.5.3 Zpracování výsledků, určování parametrů PNP tranzistoru	43
2.6 Tranzistor jako napěťový sledovač.	43
2.6.1 Teoretický rozbor	43
2.6.2 Postup určení parametru zapojení PNP tranzistoru jako napěťového sledovače.	44
2.6.3 Zpracování výsledků pro tranzistor jako napěťového sledovač	44
2.7 Ideální operační zesilovač	45
2.8 Operační zesilovač, zapojený jako neinvertující komparátor.	46
2.8.1 Teoretický rozbor	46
2.8.2 Postup zapojení operační zesilovač zapojený jako komparátor.	47
2.8.3 Zpracování výsledků, pro operační zesilovač zapojený jako komparátor	48

2.9 Operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.	48
2.9.1 Teoretický rozbor	48
2.9.2 Postup zapojení, operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí. ...	50
2.9.3 Zpracování výsledků, zapojení operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.	51
2.10 Operační zesilovač zapojený jako invertující zesilovač.	52
2.10.1 Teoretický rozbor	52
2.10.2 Postup zapojení, operačního zesilovač zapojeného jako invertující zesilovač.	54
2.10.3 Zpracování výsledků, zapojení operačního zesilovače zapojeného jako invertující zesilovač.	55
2.11 Princip superpozice	56
2.11.1 Teoretický rozbor	56
2.11.2 Určení neznámého napětí U_X , pomocí principu super pozice	59
2.12 Lineární komplexní dvojbrany	60
2.12.1 Impedance, reaktance, indukance, kapacitance	61
2.12.2 Teoretický rozbor, nabíjení a vybíjení RC článku	62
2.12.3 Postup měření nabíjení a vybíjení RC článku	63
2.12.4 Zpracování výsledků, nabíjení a vybíjení RC článku	64
2.12.5 Teoretický rozbor, frekvenční charakteristika RC článku	64
2.12.6 Postup měření, frekvenční charakteristika RC článku	66
2.12.7 Zpracování výsledků, frekvenční charakteristika RC článku	67
3 Lock-in zesilovač	73
3.1 Teoretický popis principu lock-in zesilovače	74
3.1.1 State of the art lock-in zesilovače	78
3.2 Model lock-in zesilovače v Matlab simulink	78
3.3 Provedení lock-in zesilovače pomocí Nucleo-F303RE	82
3.3.1 Platforma pro realizaci lock-in zesilovače	82

3.3.2 Programové řešení dual-phase demodulace	84
3.3.3 Generátor reference	85
3.3.4 Komunikační protokol virtuálního přístroje	86
3.4 Řízený usměrňovač.....	87
3.4.1 Implementace řízeného usměrňovače pomocí kitu Nucleo	88
3.4.2 Ověření nezávislosti stejnosměrného napětí na vstupu řízeného usměrňovače.	88
3.5 Ověření opakovatelnosti měření.	90
3.5.1 Měření s lock-in zesilovačem, měřený obvod dělič napětí.....	92
3.5.2 Měření s lock-in zesilovačem, měřený obvod integrační RC článek	92
3.5.3 Měření s lock-in zesilovačem, měřený obvod derivačního RC článek	95
3.6 Uživatelské rozhraní virtuálního přístroje lock-in	96
3.6.1 Nastavení generátoru v aplikaci LEL	97
3.6.2 Nastavení vzorků na periodu	98
3.6.3 První měření pomocí virtuálního přístroje	98
3.6.4 Automatizované měření pomocí virtuálního přístroje.....	100
3.6.5 Přejít do modu řízený usměrňovač.....	100
4 Závěr	103
Literatura	105
A Obsah příloženého CD	107

Obrázky

1.1 Zobrazení kit Nucleo F303RE a příslušný popis pinů. [1]	3
1.2 Zobrazení grafického instalátor pro drivery od STM.	4
1.3 Zobrazení grafické prostředí LEO po spuštění.	5
1.4 Reprezentace kitu Nucleo v počítači s operačním systémem windows.	5
1.5 Grafické prostředí po připojení naprogramovaného kitu nuckleo F303RE	6
1.6 Zobrazení převodu digitálního signálu na analogový pomocí zero order hold.	7
1.7 Ukázka grafického rozhraní voltage source přístroje LEO.	7
1.8 Ukázka grafické rozhraní generátoru přístroje LEO	8
1.9 Error způsobený chybějící knihovnou ZedGraph.dll.	8
1.10 Libovolný signál ukázka na souboru data1.csv	9
1.11 Možnosti načtení libovolných souborů.	10
1.12 Generátor zobrazující námi zadaný signál.	11
1.13 Demonstrace zkreslení výstupního napětí na výstupu generátoru D13	12
1.14 Ukázka voltmetru, který je uživateli představen aplikací LEO.	13
1.15 Ukázka grafického rozhraní osciloskop, které prezentuje aplikace LEO uživateli.	14
1.16 Nastínění metod spouštění osciloskopu v přístroji LEO, porovnání vzestupné a spádové hrany.	15
2.1 Schématické zapojení pro měření voltampérové charakteristiky zdroje LEO. ...	22
2.2 Naměřená voltampérová charakteristika zdroje LEO a lineární regrese naměřených dat pro $U_{A_2} = 3.3 V$	23
2.3 Naměřená voltampérová charakteristika zdroje LEO a lineární regrese naměřených dat pro $U_{A_2} = 1.5 V$	24
2.4 Část schématu od výrobce zobrazující připojení svítivé diody a jejího předřazeného odporu.[2]	24
2.5 Schématické zapojení pro měření voltampérové charakteristiky diody LD2.	25
2.6 Nucleo F303RE a místo připojení sondy k měření voltampérové charakteristiky. [1]	25

2.7 Naměřená voltampérová charakteristika diody LD2	26
2.8 Zobrazení voltampérové charakteristiky pomocí automatizovaného měření.	28
2.9 ADC kitu LEO a podrobné schéma obvodu sample and hold.	29
2.10 Schématické zapojení pro měření vnitřního odporu ADC v kitu LEO.....	29
2.11 Závislost vnitřního odporu vstupu osciloskopu na zvolené vzorkovací frekvenci.	30
2.12 Schéma měření pro ověření vztahu (2.8).	33
2.13 Zobrazení průběhu změny napětí na C_1 při napětí $U_{init} = 500mV$ a vzorkovací frekvenci 32 kHz.	33
2.14 Zobrazení činnosti PNP tranzistoru.[3]	35
2.19 Schématické zapojení tranzistoru jako spínače.....	38
2.20 Výstupní charakteristika tranzistoru NPN. [3]	39
2.21 Schématická zapojení PNP tranzistoru jako zesilovače napětí. [3].....	42
2.23 Schéma zapojení PNP tranzistoru jako napěťového sledovače.....	44
2.25 Operační zesilovač	45
2.26 Převodní charakteristika ideálního operačního zesilovače. Bez záporné zpětné vazby.	46
2.27 Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako neinvertující komparátor.	46
2.28 Pouzdra operačních zesilovačů, kde V_{SS} je připojen na zem nebo na zápornou větev napájecího zdroje, V_{DD} je napájecí napětí mezi 1.8 V až 5 V. [4].....	48
2.29 Převodní charakteristiky invertujícího a neinvertujícího komparátoru.	49
2.30 Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako neinvertující komparátor s hysterezí.	49
2.31 Vzorově zaznamenaný přechod ze stavu low do stavu high.	51
2.32 Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako invertující zesilovač.....	52
2.33 Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako invertující zesilovač.....	54
2.34 Vzorově zaznamenané zesílení s rovnocennými stejnosměrnými složkami.	56
2.35 Schéma k příkladu superpozice: zadání.	56

2.36 Schéma k příkladu superpozice: nahrazení proudového zdroje jeho vnitřním odporem.	57
2.37 Schéma k příkladu superpozice: nahrazení napětového zdroje jeho vnitřním odporem.	57
2.38 Schéma k určení napětí U_X pomocí lineární superpozice.	59
2.39 Zobrazení impedance v komplexní rovině pro jednu frekvenci ω	61
2.40 Schématické zapojení pro měření nabíjení a vybíjení kondenzátoru.	62
2.41 Průběh zaznamenaný pomocí osciloskopu (nabíjení kondenzátoru).	63
2.42 Průběh zaznamenaný pomocí osciloskopu (vybíjení kondenzátoru).	64
2.43 Frekvenční charakteristika RC integračního článku.	65
2.44 Schématické zapojení pro měření frekvenční charakteristiky RC integračního článku.	65
2.45 Odečítání hodnot pomocí kurzorů osciloskopu.	66
2.46 Odečítání hodnot RMS a Mean z osciloskopu.	67
2.47 Naměřené hodnoty pomocí metody p-p a odečítání fázového posunu pomocí kurzorů.	68
2.15 Zjednodušená schémata zapojení pro určení zesilovacího činitele proud pro oba typy tranzistoru.	69
2.16 Schémata pro určování zesilovacího činitele pro NPN tranzistory.	70
2.17 Schématické zapojení pro zesilovacího činitele pro PNP tranzistory.	70
2.18 Závislost báze proud I_B na proudu kolektorovém I_C	71
2.22 Ukázkový výsledek dat z určování napětového zesílení, pomocí tranzistoru v zapojení se společným emitorem.	71
2.24 Výsledky jednotlivých měření pro zapojení tranzistoru jako napětového sledovače pro různé průběhy.	72
3.1 Celkové blokové schéma lock-in zesilovače. [5]	74
3.2 Podrobné funkční blokové schéma lock-in zesilovače.[5]	74
3.3 Ukázka referenčního signálu, kde je rozkreslena reálná a imaginární složka.	75
3.4 Typické využití lock-in zesilování v optoelektronice. [6]	76

3.5 Schéma analogového lock-in zesilovače. [7].....	77
3.6 Blokové schéma state of the art lock-in zesilovače 600 MHz Lock-in Amplifier. [8]	78
3.7 První část schématu v simulinku.	79
3.8 Druhá část schématu v simulinku.	79
3.9 Třetí část schématu v simulinku.....	80
3.10 Vstupní signály do modelu lock-in zesilovače realizovaného pomocí matlab simulink.	80
3.11 Výstupní signály do modelu lock-in zesilovače realizovaného pomocí matlab simulink.	81
3.12 Lock-in zesilovač implementovaný pomocí kitu Nucleo-F303RE.	82
3.13 Zobrazení dat ve výstupním registru master ADC, kde a_0 je MSB a_{11} je LSB převodníku A a b_0 je MSB b_{11} je LSB převodníku B	83
3.14 Zobrazení vzorkovacího schématu v lock-in zesilovači. [9]	84
3.15 Blokové schéma generátoru pro lock-in zesilovač.	85
3.16 Ukázka řazeného usměrňování pomocí řízeného usměrňovače.	88
3.17 Referenční signály generované pro test ověření vlivu stejnosměrné složky na výstupní napětí.	89
3.18 Schéma pro zapojení generátoru a lock-in zesilovače pro měření děliče, kde A2 je generátor, A5 je měření referenčního signálu a A4 je měření výstupu z měřeného obvodu.	90
3.19 Závislost výstupního napětí na vstupní stejnosměrné složce referenčního signálu.	90
3.21 Schéma pro zapojení generátoru a lock-in zesilovače pro měření RC článku, kde A2 je generátor, A5 je měření referenčního signálu a A4 je měření výstupu z měřeného obvodu.	93
3.20 Porovnání teoretických a naměřených hodnot amplitudové a fázové charakteristiky RC integračního článku.	93
3.22 Schéma pro zapojení generátoru a lock-in zesilovače pro měření derivačního RC článku, kde A2 je generátor, A5 je měření referenčního signálu a A4 je měření výstupu z měřeného obvodu.	95
3.23 Porovnání teoretických a naměřených hodnot amplitudové a fázové charakteristiky RC derivačního článku.	96

3.24 Stav aplikace, generátor nastaven.	97
3.25 Zobrazení informace pro uživatele po nastavení generátoru a počtu vzorků na periodu.	98
3.26 Stav aplikace, načtení dat pro obdélníkový průběh.	99
3.27 Stav aplikace, načtení dat pro sinusový průběh.	99
3.28 Kontrola navzorkovaných dat (dělič napětí), generátor nastaven pro sinusový výstup.	99
3.29 Kontrola navzorkovaných dat (dělič napětí), generátor nastaven pro obdélníkový výstup.	99
3.30 Výsledky měřené pomocí virtuálního přístroje v režimu řízený usměřovač. ...	100

1.1 Tabulky vlastností virtuálních přístrojů poskytovaných LEO.	2
2.1 Charakteristiky tranzistoru BC337 od výrobce.[10]	36
3.1 Komunikační příkazy pro virtuální přístroj lock-in.	86
3.2 Výsledná data zpracování opakovatelnosti měření.	91
3.4 Výsledek měření frekvenční charakteristiky děliče pomocí lock-in zesilovače. ...	92
3.5 Výsledek měření frekvenční charakteristiky RC integračního článku pomocí lock-in zesilovače.	94
3.6 Výsledek měření frekvenční charakteristiky RC derivačního článku pomocí lock-in zesilovače.	96
3.3 Naměřené hodnoty a vypočtené změny v naměřených hodnotách pro určení opakovatelnosti měření.	102

Kapitola 1

Úvod

Projekt LEO (Little embedded oscilloscope) vznikl jako podpora laboratorní výuky elektroniky na fakultě elektrotechnické ČVUT. Autorem Projektu LEO je Ing. Jiří Hladík, který na, implementoval jak firmware, tak i software.

Projekt LEO poskytuje uživateli dva velmi užitečné virtuální přístroje, které jsou vytvořeny z pracovního počítače a kitu Nucleo-F303RE (lze koupit za 10 \$), spolu se softwarem, který je ke stažení. Je možné realizovat dvoukanálový generátor funkcí a čtyřkanálový osciloskop. Tyto dva přístroje jsou v této těžké době užitečné, neboť můžou být využívány studenty VŠ a SŠ pro měření laboratorních úloh z pohodlí domova.

V tomto dokumentu je popsáno jak nainstalovat software a firmware pro zahájení práce s LEO, dále jsou zde uvedeny jednoduché měřicí úlohy, které je možné pomocí LEO změřit. Tyto úlohy jsou určeny pro seznámení s možnostmi a vlastnostmi kitu LEO.

1.1 Seznámení s nástrojem LEO

Hardwarová část kitu je tvořena Nukleo-F303RE. LEO v kitu využívá integrované periferie pro realizaci jednotlivých přístrojů.

Pro generátor jsou použity digital to analog converters (DAC) u kterých je zařazen výstupní buffer, který je realizovaný rail-to-rail operačním zesilovačem, který poskytuje výstupní odpor generátoru 50Ω . Tyto hodnoty ovšem neplatí při přiblížení k zemi a napájecímu napětí operačního zesilovače $3.3 V$ neboť operační zesilovač již není schopen u těchto mezí dobře regulovat svůj výstup a tím pádem také výstup generátoru funkcí, který je jím realizován.

Generátor funkcí je dále omezen maximální možnou frekvencí, kterou je schopen generovat a to je dáno maximální rychlostí jež jsou DAC schopny měnit svůj výstup. Maximální možná frekvence, kterou je LEO schopné generovat je 500 KHz nejedná o sinusový průběh neboť generování výstupního průběhu se skládá z pouhých 4 bodů. Kvalitní sinusový průběh se dá generovat až do 150 KHz . Minimální možná frekvence je 1 Hz .

Pro osciloskop jsou využity integrované periferie analog to digital converters (ADC), které jsou omezeny vstupním napětím, které musí být mezi zemí a napájecím napětím $3.3 V$, v případě překročení této hodnoty dojde k nevratnému poškození vstupních obvodů kitu Nukleo-F303RE a

nebude na dále možné kit používat k měření. Dalším omezením na vzorkovací frekvenci je rychlost samostatných převodníků, které nejsou nekonečně rychlé a proto jsou zde omezení na vzorkovací frekvenci.

Aplikace LEO dále poskytuje zjednodušené verze obou přístrojů, což je dvoukanálový zdroj napětí a čtyřkanálový voltmetr. Zdroj napětí je v podstatě generátor funkcí, kde amplituda je nastavena na 0 V a mění se zde pouze offset. Voltmetr je ořezaný osciloskop, kde se zobrazuje pouze průměrovaná hodnota ze zvoleného množství vzorků. Je zde nastavená vzorkovací frekvence na 1KSPS.

1.1.1 Možnosti použití kitu LEO

LEO je použitelné pro mnoho měření, která nezahrnují přesné měření fáze. Tyto měření mohou být měření voltampérových charakteristik, zatěžovacích charakteristik, určování parametrů polovodičových součástek, testování zapojení slouží jako dolaďovací nástroj, hledání problematických napětí v testovaném obvodu, měření statických charakteristik, měření přechodových jevů v časové oblasti a měření amplitudových charakteristik.

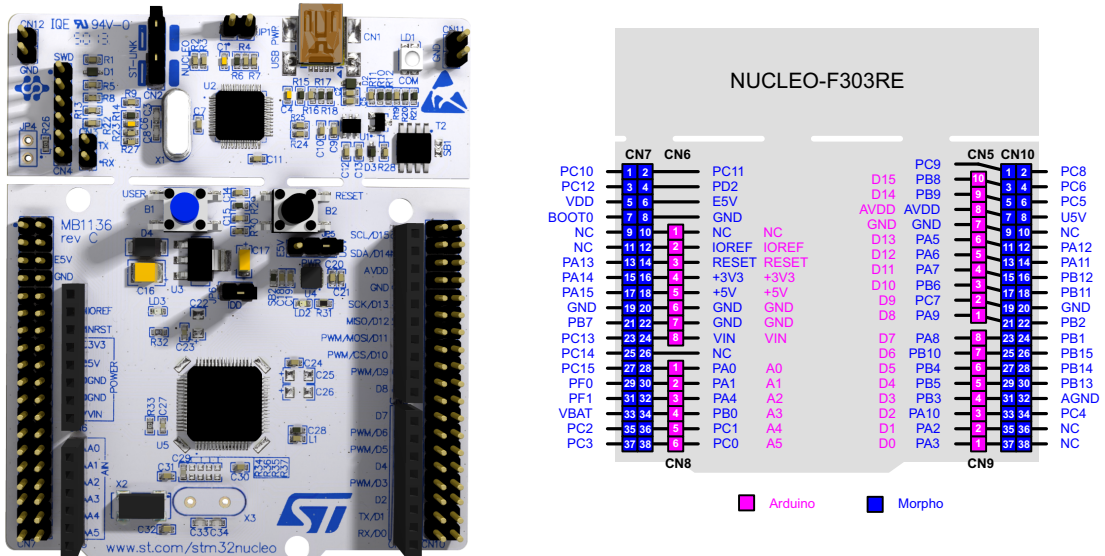
Generátor		
f_{min}	1	Hz
f_{max}	150	KHz
A_{min}	0	mV
A_{max}	3300	mV
Off_{min}	0	mV
Off_{max}	3300	mV

(a) : Tabulka parametrů generátoru.

Osciloskop		
Počet kanálů	4	-
f_{smin}	1	Ksps
f_{smax}	6	Msps
U_{inmin}	0	mV
U_{inmax}	3300	mV

(b) : Tabulka parametrů osciloskopu.

Tabulka 1.1: Tabulky vlastností virtuálních přístrojů poskytovaných LEO.



(a) : Nucleo F303RE. (b) : Popis pinů kytu Nucleo F303RE .

obr 1.1: Zobrazení kit Nucleo F303RE a příslušný popis pinů. [1]

1.1.2 Instalace a používání Little embedded oscilloscope

Před zahájením práce s Little embedded oscilloscope dále (LEO), potřebujeme stáhnout firmware a software zde a stáhnout stabilní verzi firmwaru, softwaru a drivery. Po stažení všech potřebných materiálů přikročíme k instalaci.

Jako první extrahujeme všechny soubory. Po extrakci začneme instalací driverů a to tak, že ve složce `stlink_1_2_21_driver` spustíme instalátor.

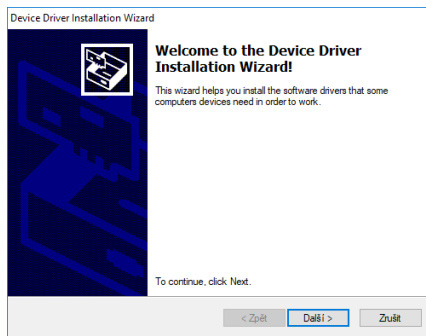
Nejprve zjistíme jaký operační systém má váš počítač. Zmáčkneme klávesu windows, zadáním **systemové informace** do vyhledávacího okna potvrdíme stiskem klávesy ENTER. Poté vyskočí informační okno, kde se dá najít položka **Typ systému**, která udává hodnotu buď **x64-based PC** nebo **x32-based PC**. Pro x64 volíme soubor `dpinst_amd64.exe` a pro x32 volíme `dpinst_x86.exe`. Pak se objeví grafický instalátor 1.2 a pokračujeme klikáním tlačítka next (další) 1.2a a pak done (dokončit) 1.2b.

Vlastní aplikaci (LEO) nalezneme ve složce `LEO_2_27`, doporučuji pravé tlačítko myši na aplikaci `Little Embedded Oscilloscope.exe` odeslat na plochu.

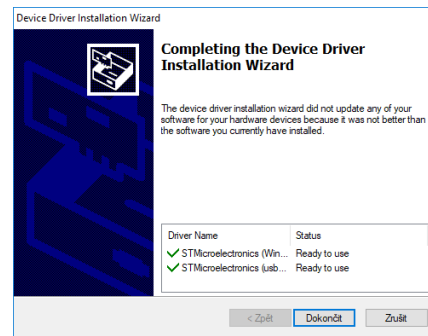
UPOZORNĚNÍ aplikace `Little Embedded Oscilloscope.exe` využívá knihovnu `ZedGraph.dll`, která musí být ve stejném složce. Pokud nebude knihovna ve stejné složce nastane error 1.9, při spuštění **Generátor** nebo **Oscilloscope** neboť tyto funkce využívají tuto knihovnu. Aplikaci LEO viz obrázek 1.3 spustíme dvojklikem na odkaz na ploše.

Firmware nainstalujeme do kytu ze stejné složky `LEO_2_27`. Nejprve je nutno připojit kit LEO pomocí usb kabelu do počítače s již nainstalovaným driverem. Pak lze nahrát firmware pomocí zkopírování souboru ze složky `LEO_2_27` na kit LEO 1.4, který je ve vašem počítači.

Po nahrání firmwaru klikneme na tlačítko scan viz obrázek 1.3. Zobrazí se připojená zařízení s firmwarem kytu LEO. Aplikace se automaticky propojí s kitem LEO. Následně můžeme využívat kontrolní prvky aplikace LEO viz obrázek 1.5.



(a) : Začátek instalace



(b) : Dokončení instalace

obr 1.2: Zobrazení grafického instalátor pro drivery od STM.

1.1.3 Přehled grafického prostředí

Základní informace o zařízení jsou zobrazeny v levé části obrazovky. To znamená přesné označení kitu LEO STM32F303RE, základní taktovací frekvenci **72MHz** a způsob připojení UART za použití pinů **PA2** a **PA3**. Dále obsahuje informaci o přesné verzi nahraného firmwaru **Firmware Version 2.11 b10** a verzi použitého Real-time operating system for microcontrollers zkráceně (FreeRTOS) verze **7.6.0**. Poslední informace je o použité verzi **HAL** (Hardware abstraction layer) verze **1.1.1**

1.1.4 Digital to analog

Druhý sloupec poskytuje přehled o nastavení DAC (Digital-to-analog converter), který je použit pro generování výstupního napětí. Jak pro funkci **Voltage source** tak pro funkci **Generator**.

Prvním parametrem pro DAC je Sampling Frequency F_s , která je **2 Msps** to tedy znamená, že se hodnota výstupního napětí dokáže nejrychleji měnit každých:

$$T = \frac{1}{F_s} = \frac{1}{2 \cdot 10^6} = 500 \text{ ns} \quad (1.1)$$

,kde T je zobrazeno na obrázku 1.6.

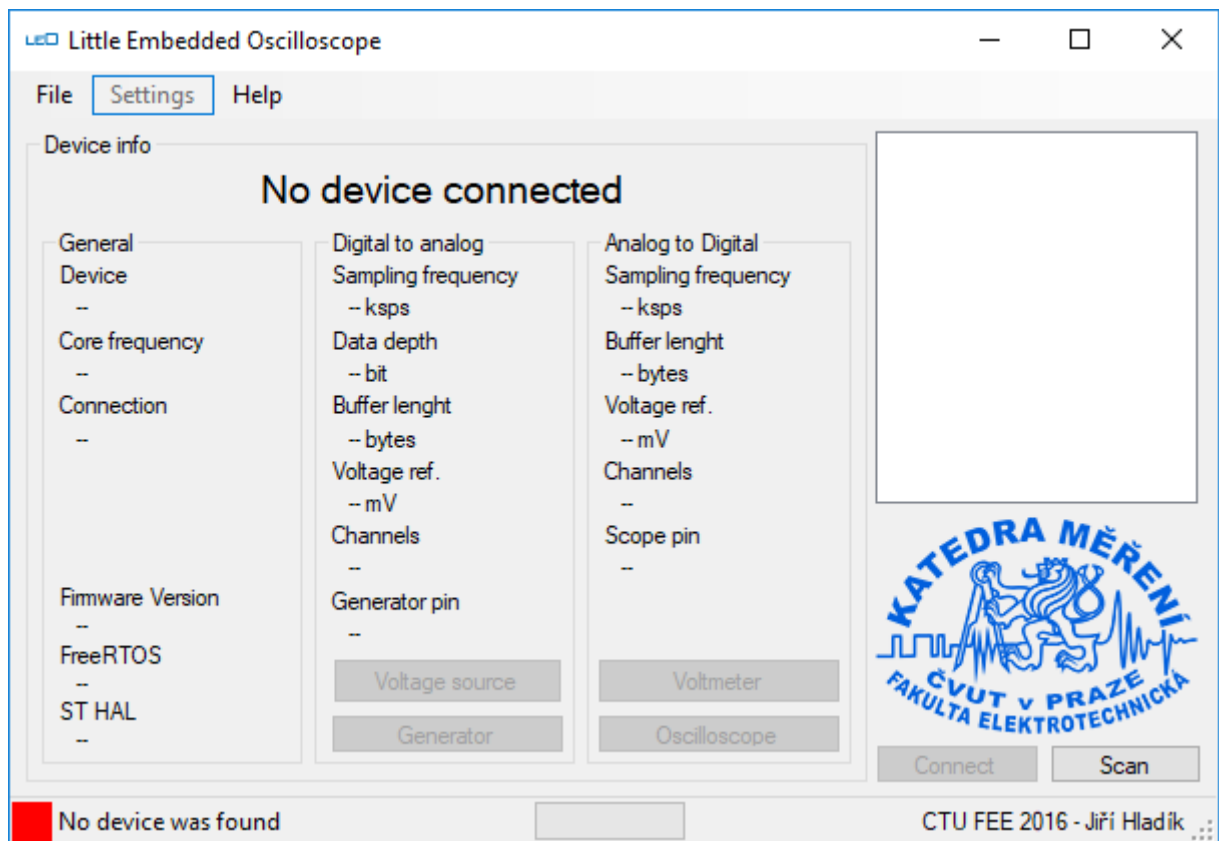
Dalším parametrem DAC je **Data depth 12 bit**, což je napěťové rozlišení konkrétního DAC, který je používán Voltmetrem nebo Generátorem. Z uvedeného parametru lze vypočítat nejmenší možnou změnu napětí U_{LSB} . Kde označení LSB odpovídá **Least Significant Bit** tedy nejméně významný bit. O kolik se změní napětí na výstupu když změním tuto vstupní hodnotu o jedna.

$$U_{LSB} = \frac{\Delta U}{2^{12}} = \frac{U_{ref} - 0}{2^{12}} = 0.805664 \text{ mV} \quad (1.2)$$

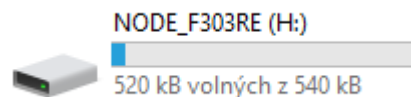
, tedy pokud binárně zakódované číslo změním o jedna dostaneme na výstupu DAC napětí o U_{LSB} větší.

Dalším parametrem je **Buffer Length 2k bytes**, což je prostor vyhrazený v prostoru paměti kde je uložen přepočítaný průběh vstupního signálu. Tento prostor je velmi užitečný pro používání automatizovaného měření pomocí LEO neboť také nastavuje velikost uloženého záznamu dat.

Voltage ref. 3.3V je informace o napětí použitém pro generování výstupního napětí. Udává rozsah,



obr 1.3: Zobrazení grafické prostředí LEO po spuštění.



obr 1.4: Reprezentace kitu Nucleo v počítači s operačním systémem windows.

kteřý je poté rozdělen na jednotlivé skoky od 0 až do U_{ref} jako je uvedeno v rovnici (1.2). **Channels 2** máme k dispozici dva plnohodnotné DAC vyvedeny na výstupy **A2, D13**.

1.1.5 Analog to digital

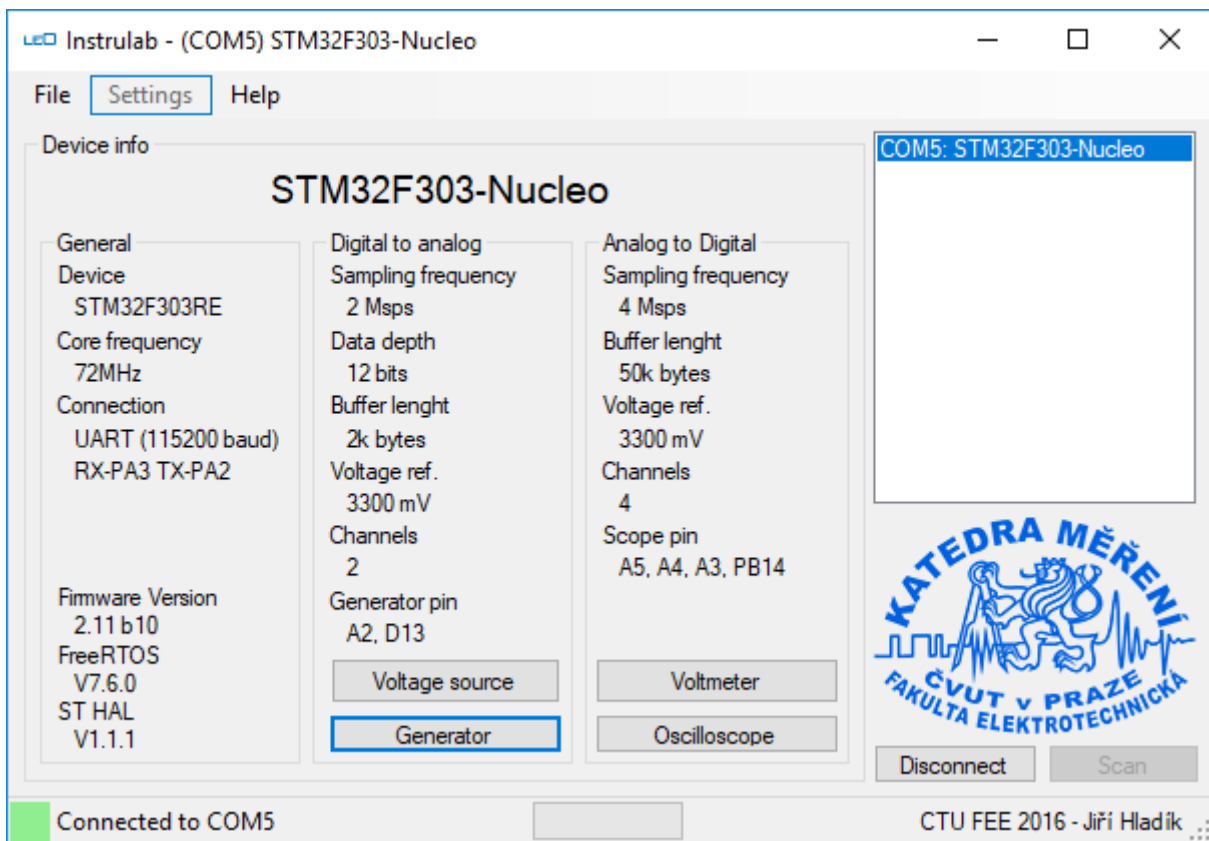
Sampling Frequency F_s , je rychlost vzorkování tedy počet vzorků za sekundu a rozlišení s jakým jsou tyto vzorky uloženy do paměti procesoru.

Při 12 bit rozlišení lze dosáhnou maximální vzorkovací frekvenci 4 Msp/s a při rozlišení 8 bit lze dosáhnout vzorkovací frekvenci až 6 Msp/s.

Buffer length je informace o délce zaznamenaného průběhu, který je uložen přímo v paměti Nuklea.

Voltage ref. je maximální možnou hodnotou napětí, kterou lze pomocí ADC navzorkovat.

Poslední informace, která je uživateli zobrazen je o počtu pinů, které LEO používá k měření napětí a o jejich rozložení na výstupech kitu LEO.



obr 1.5: Grafické prostředí po připojení naprogramovaného kitu nucleo F303RE

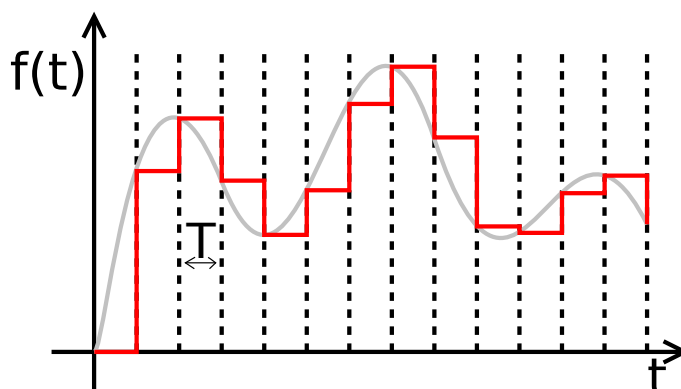
1.1.6 Voltage source

Na obrázku 1.7 je text box, kde je možné nastavit výstupní napětí DAC pomocí slideru pro oba výstupní kanály. Vlevo dole V_{dda} , který uvádí napětí použité ke generování výstupního napětí jedná se o referenční napětí pro analogové periferie jak jsou DAC a ADC. Napětí V_{dda} je změřeno při změně nastavení třeba pomocí slideru nebo text boxu.¹

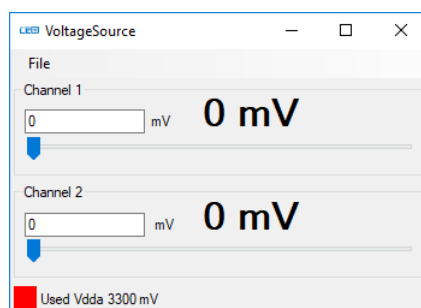
1.1.7 Generator

Pro funkci generátoru se ujistěte, že máte v stejné složce jako je umístění aplikace LEO také knihovnu ZedGraph.dll jinak se při kliknutí na generátor může objevit chybová hláška 1.9. Generátor funkce umožňuje více způsobů jak generovat výstupní napětí. Generování sinusovky, čtverce, pily a Vámi zadaného průběhu. Lze generovat dva signály na, jednou. Horní část se zabývá výstupu prvního kanálu 1.8 a dolní druhého.

¹Pro nejpřesnější nastavení napětí na výstupu je doporučený postup: Nejprve zapojíme obvod dle požadovaného schématu tak, aby se následně neměnilo zatížení zdroje napětí DAC. Poté nastavíme hodnotu v pomocí slideru a nebo textboxu.



obr 1.6: Zobrazení převodu digitálního signálu na analogový pomocí zero order hold.



obr 1.7: Ukázka grafického rozhraní voltage source přístroje LEO.

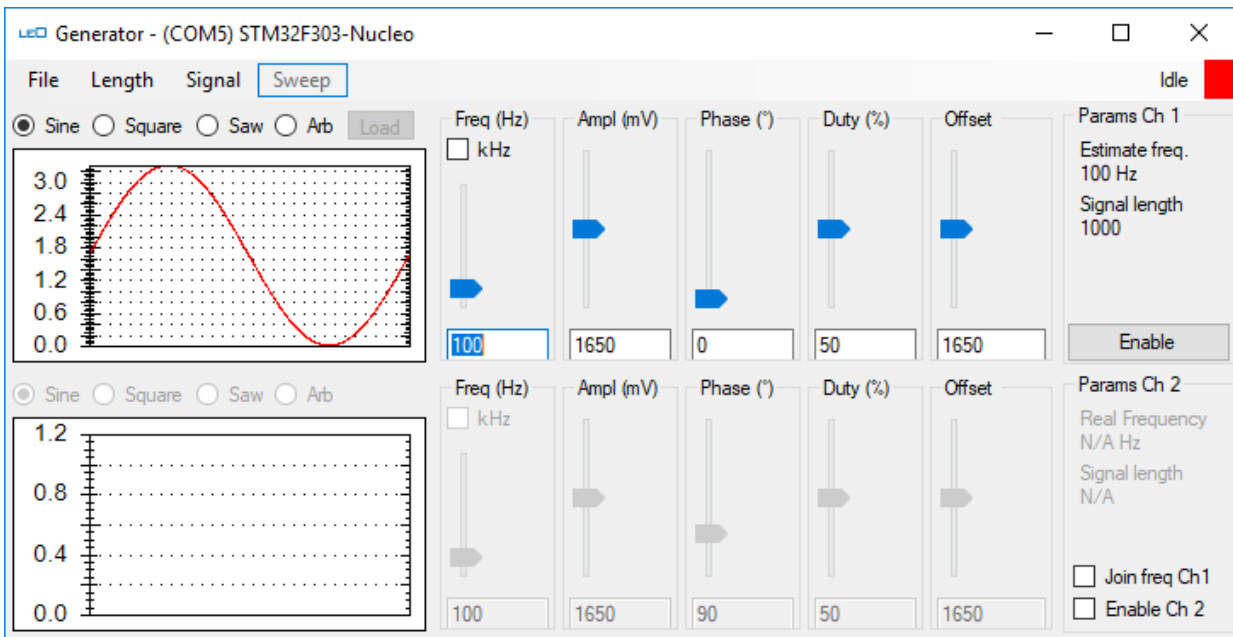
■ Sinusový průběh

Pro generování sinusového průběhu se dá nastavovat základní kmitočet f **Freq(Hz)**, amplituda A **Ampl(mV)**, fáze φ **Phase(°)**, offset K **Offset(mV)**, které generují výstupní signál:

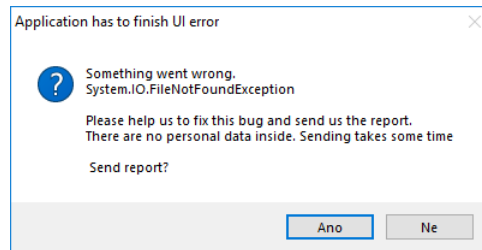
$$U_{out1} = \begin{cases} K + A * \sin(2 * \pi ft + \varphi), & \text{pro } K + A * \sin(2 * \pi ft + \varphi) > 0 \\ 0, & \text{pro } K + A * \sin(2 * \pi ft + \varphi) \leq 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

V pravé části obrazovky **Params Ch x** jsou zobrazeny informace o zadané frekvenci například 100 Hz při délce signálu 1000 vzorků. Pro některé zadané frekvence nebude odpovídat **Estimate freq.** Například frekvenci 99.9 Hz se napočítaný signál bude snažit realizovat jako 99.91 Hz a délka napočítaných hodnot, které se periodicky nastavují na výstup DAC je 994 přepočítaných hodnot.²

²Tato nepřesnost vychází ze skutečnosti, že není možné pomocí reálného procesoru realizovat libovolnou frekvenci.



obr 1.8: Ukázka grafické rozhraní generátoru přístroje LEO



obr 1.9: Error způsobený chybějící knihovnou ZedGraph.dll.

■ Obdélníkový průběh

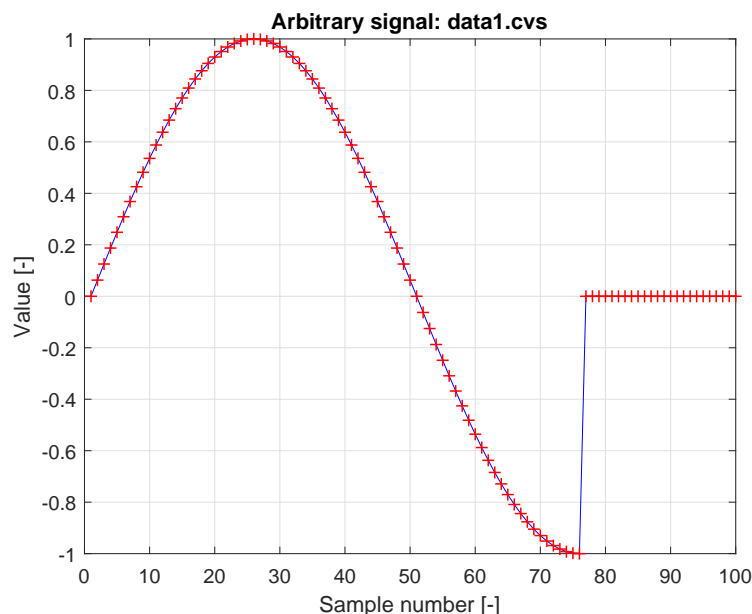
Tento průběh využívá i poslední parametr duty cycle $d := \mathbf{Duty} (\%)$, který v procentech udává on_time z celé periody T

$$U_{out1} = \begin{cases} K - A, & \text{pro } t \in T, t + \varphi < T * d \\ K + A, & \text{pro } t + \varphi \geq T * d \\ 0, & \text{pro } K - A \leq 0 \end{cases} \quad (1.4)$$

■ Libovolný průběh

Průběh zadáme programu pomocí tabulky hodnot. Vybereme libovolný průběh kliknutím na **Arb** a potom klikneme na tlačítko **load**, které nahraje námi připravený signál do aplikace, která takto nahraný signál předá kitu LEO. Po vybrání vzorového souboru klikněte na Data set 1 jedná se o sinusovku s $A = 1$ a frekvencí 1 hz a při dolním maximu se poté skokově nuluje viz. obrázek 1.10.

Tento graf nemá žádné jednotky, ty přiřadí pomocí dialogového okna 1.11a a určíme rozměr osy y



obr 1.10: Libovolný signál ukázka na souboru data1.csv

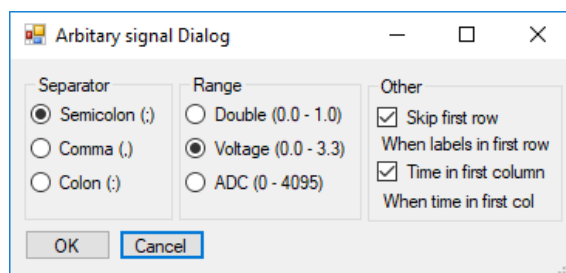
pomocí slideru **Ampl (mV)** v hlavním okně generátoru 1.8 stejně tak určíme i osu x v hlavním okně generátoru pomocí nastavení frekvence **Freq (Hz)**.

V dialogovém okně 1.11a je potřeba správně volit jak Separátor tak Range, aby nedošlo k chybové hlášce zobrazené na 1.11b. Tato chybová hláška znamená, že se nepodařilo načíst data správně.

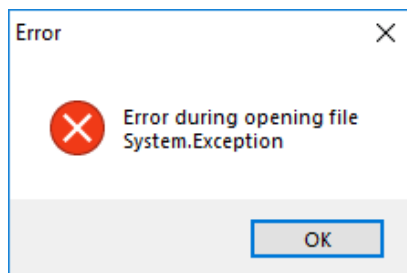
Pokud je **Time in first column** vybrané, bude první sloupec použit jako vstupní data, nikoliv čas. Možnost **Skip firs row** je určena pro pojmenování sloupců v souborech cvs, což je dělá čitelnější pro uživatele. Výsledný signál se potom zobrazí v samotné aplikaci na obrázku 1.12.

Dalšími funkcemi, které mohou být užitečné, jsou možnosti po kliknutí pravým tlačítkem na graf generovaný aplikací LEO kde se poté zobrazí možnosti. Pomocí pravého tlačítka myši se zobrazí možnosti:

- Copy - umístí obrázek do schránky počítače tato operace je uskutečnitelná pomocí klávesové zkratky **ctrl**+**v**
- Save image as - otevře windows dialogové okno pro ukládání.
- Page setup - nastavení vlastností tiskárny
- Print - tisk pomocí nastavené tiskárny
- Show points value - začne vyčítat hodnoty křivky pod kurzorem (užitečné pro pozdější analýzu dat.)
- Un-zoom - zobrazí celý rozsah grafu
- Undo all zoom/pans - zobrazí celý rozsah grafu



(a) : Dialogové okno sloužící k načítání libovolných průběhů.

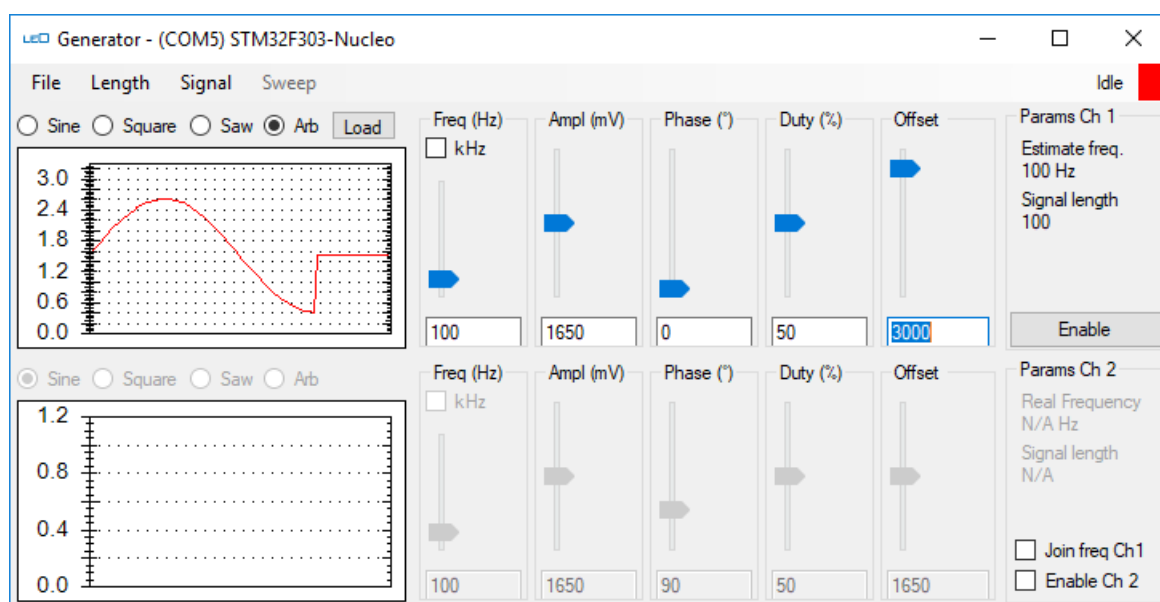


(b) : Chybová hláška informující o špatném formátu dat.

obr 1.11: Možnosti načtení libovolných souborů.

Další funkcí je **Join freq Ch1**. Tento check box spojí dva první slidery užívané pro nastavování frekvence tak, aby se pohybovaly souběžně. To znamená, že na obou výstupech generátoru **A2**, **D13** bude stejná frekvence.

Velké hardwarové omezení druhého výstupu na který je od výrobce připojena LEDka, která ořezává výstupní signál jak je vidět na obrázku 1.13 .



obr 1.12: Generátor zobrazující námi zadaný signál.

1.1.8 Volt meter

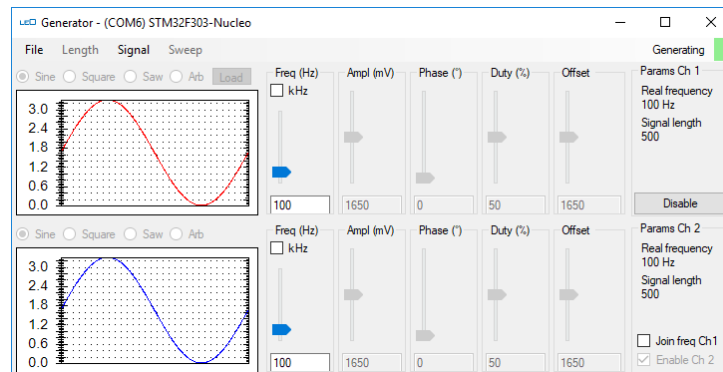
Voltmetr v aplikaci LEO je jednoduchý a snadno použitelný. Jak je z obrázku 1.14 vidět jedná se o 4-kanálový voltmetr, který zobrazuje nejen napětí, ale také hodnotu zvlnění a frekvenci signálu. V případě hodnoty N/A u frekvence **f**: se voltmetru nepodařilo naměřit zkreslení s harmonickými složkami a signál je interpretován jako stejnosměrný. Na voltmetru lze nastavit kolik vzorků se bude průměrovat pomocí tlačítka v horní části okna **Averaging**. Kde se dá nastavit **1x**, **2x**, **4x**, **8x**, **16x** vzorků bude průměrováno. Indikace průměrování je potom zobrazena uprostřed dole. To o kolikátý vzorek se jedná je také zobrazeno uprostřed dole **Sampling x/y**, kde x reprezentuje kolikátý vzorek se právě odebrá a y z kolika se vypočítá průměrná hodnota. Čím menší počet vzorků tím častější obnovení hodnoty na obrazovce. Zvýšíme-li počet průměrovaných vzorků dostaneme lepší odhad střední hodnoty napětí na vstupu voltmetru.

V menu, které je pod tlačítkem **range**, je možné nastavit maximální hodnotu a minimální hodnotu. Pomocí těchto hodnot se interpretují naměřená napětí. Pokud by jsme měli na vstupu voltmetru 3.3 V a měli by jsme nastavené meze min 0 V a max 3.3 V, pak by se napětí interpretovala jedna ku jedné, pokud by jsme nastavili meze min 0 V a max 5V, pak by se napětí 3.3V na vstupu interpretovalo jako 5V.

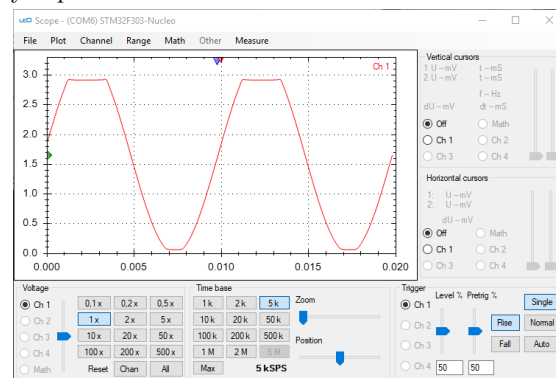
Pomocí tlačítka **Hold** je možno zastavit zmrazit voltmetr a odečíst hodnoty.

1.1.9 Osciloskop

Osciloskop je nejrozsáhlejší a nejpoužívanější funkcí aplikace LEO je zobrazena na obrázku 1.15.



(a) : Generátor generující sinusový průběh na obou výstupech A2 a D13.



(b) : Výstupní signál zaznamenaný pomocí osciloskopu, kde je viditelné zkreslení způsobené připojenou svítivou diodou.

obr 1.13: Demonstrace zkreslení výstupního napětí na výstupu generátoru D13.

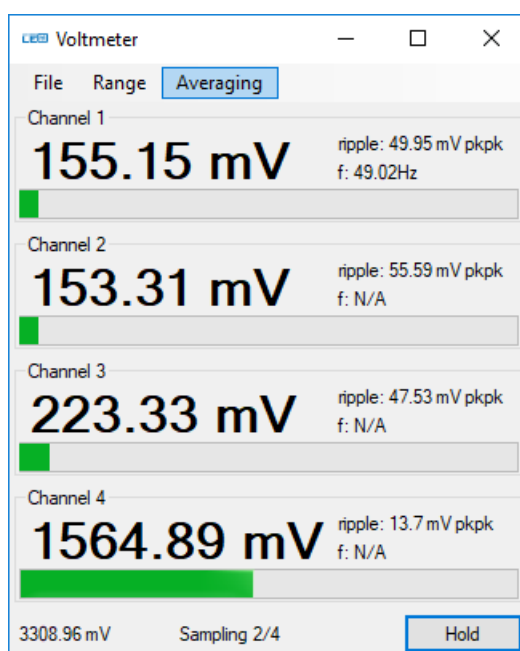
Voltage

Přepínání zobrazení dat na obrazovce osciloskopu, jež zobrazuje naměřená data, nejedná se o měnění rozsahů na hardwarové úrovni, pouze o interpretaci naměřených bodů.

Rozsah se mění pomocí tlačítek, které zobrazují zoom v ose y. Resetování do původního zvětšení je možné po kanálech tlačítkem **Chan** a nebo všechny kanály na jednou pomocí tlačítka **All**. **Reset** znamená nastavení na **1x**. Doporučuji při měření nastavovat tak, aby byl průběh co největší, aby zabíral co nejvíce prostoru na display a to z důvodu snadného a dobrého odečtení naměřených dat. Slider v levé části je ofsetový posun v ose y. Je dobré jej nastavovat tak, aby byl pokud možno celý průběh signálu vidět na display.

Time Base

Časová základna se v aplikaci LEO nastavuje pomocí tlačítek na kterých je uvedeno kolik vzorků se bude za sekundu odebírat. Maximální možná rychlost odebírání vzorků je závislá na rozlišení odběrů jednotlivých vzorků, které je možné nastavit pomocí tlačítka v horní části obrazovky **Channel**.



obr 1.14: Ukázka voltmetru, který je uživateli představen aplikací LEO.

Možnost výběru mezi **8 bit** a nebo **12 bit**, kde pro 8 bit je maximální možná frekvence 6 Msps a pro 12 bit 4.8 Msps.

Zde se jedná o změnu nastavení ADC a projevuje se zoomem v ose x (časové přiblížení).

Dále se v podmenu **Channel** nalézá tlačítko **Data length**, které nastavuje délku průběhů uložených do paměti.

Slider pojmenovaný **zoom** je změna vykreslování naměřených dat.

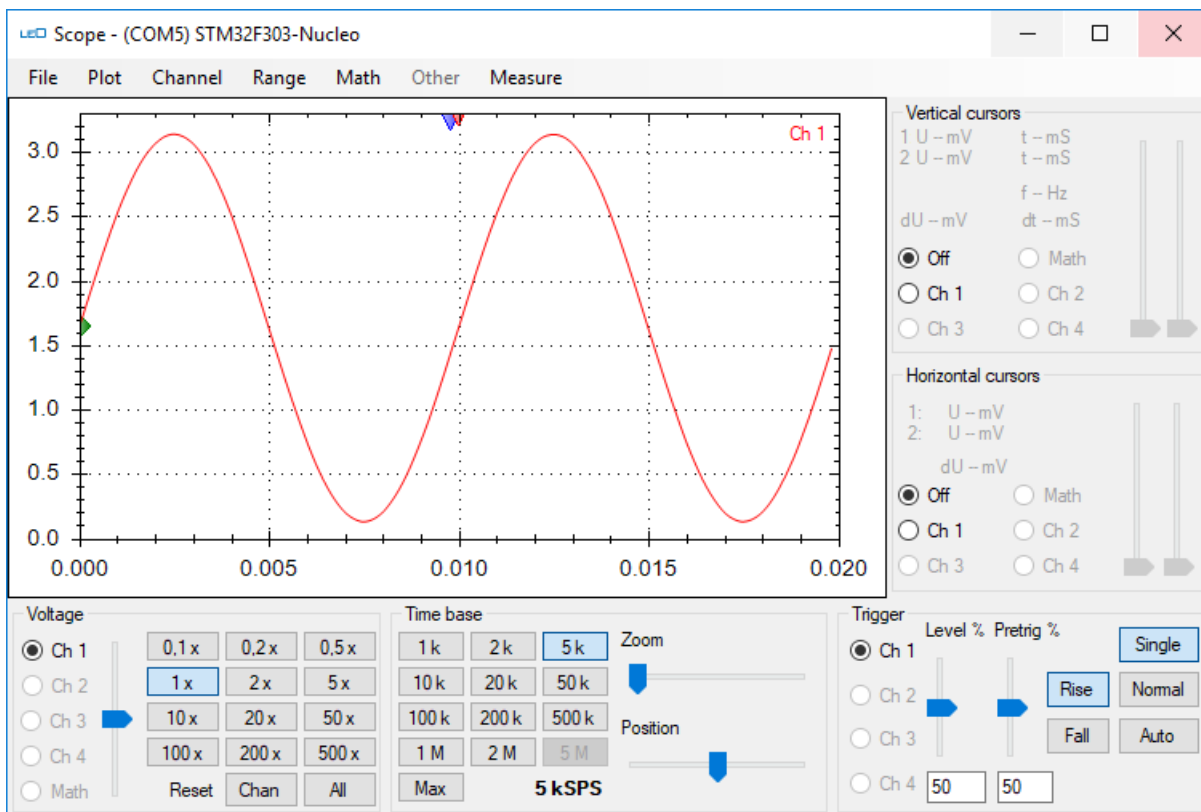
Slider **Position** je pouze pozice vykreslování středu uložených dat. Střed je reprezentován červeným trojúhelníkem na vrchu displaye osciloskopu. **Pozor nelze používat rozlišení 12 bit a Data length 50 K samples dohromady. To je způsobeno omezením paměti.**

■ Trigger - spouštění v osciloskopu

Nastavení začátku nahrávání a zobrazení naměřených vzorků. Máme možnost si vybrat kanál, který bude zahajovat odebírání vzorků na všech kanálech.

Dalším parametrem je **Level%**, který je zobrazen na levé ose grafu jako zelený trojúhelník. Tato úroveň je použita ke startu odběru vzorků. Tlačítka **Rise** a **Fall** 1.15, slouží k upřesnění spouštěcí podmínky tak, jak je vyobrazeno na obrázku 1.16. Pokud je nastavená úroveň 0.5 V a je vybráno tlačítko **Rise**, pak po překročení vstupního napětí přes půl volt spustí zobrazování vzorků na display. Pokud by bylo vybráno tlačítko **Fall**, pak by se začalo zobrazovat až v případě kdy vstupní napětí klesne pod půl voltu. Signály zobrazené na obrázku 1.16 rising a falling edge jsou signály, které reprezentují, kde se bude nacházet střed uložených dat. Střed je indikován náběžnými hranami průběhy rising a falling edge. Offsety signálu rising a falling edge jsou zde pouze pro přehlednost, aby jsme viděli jaký je rozdíl mezi **Rise** edge a **Fall** edge.

Pomocí slideru **Pretrigger** si volíme kolik vzorků před a po triggeru se bude ukládat, tedy vlastně



obr 1.15: Ukázka grafického rozhraní osciloskopu, které prezentuje aplikace LEO uživateli.

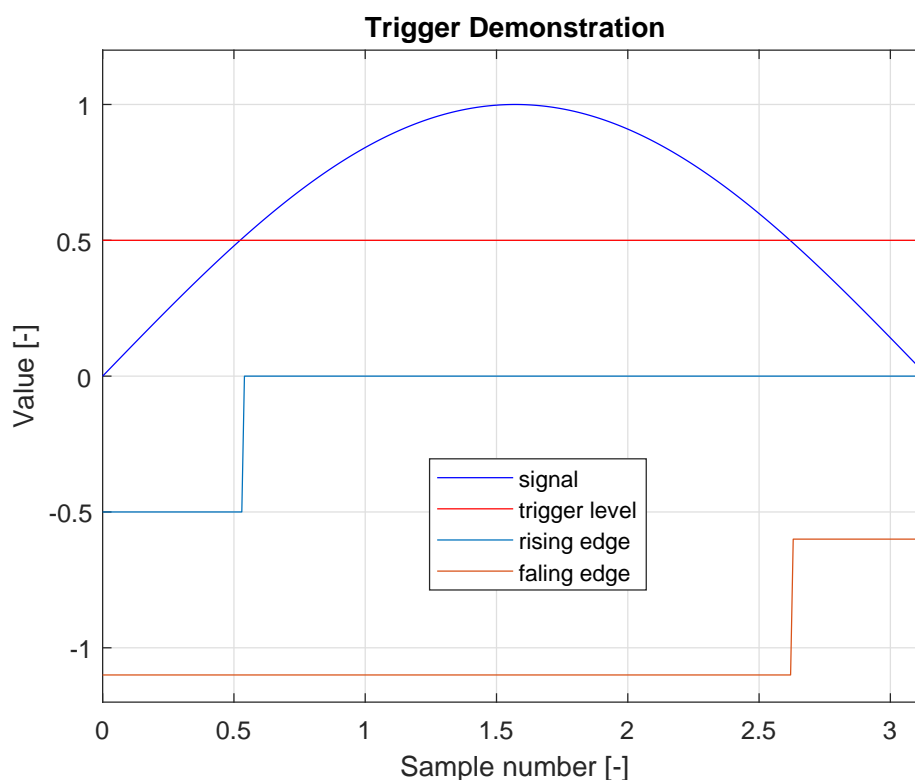
nastavujeme poměr uložených vzorku před a po časové události trigger. Tento parametr je také zobrazen v horní části displeje osciloskopu jako modrý trojúhelník.

Dalšími ovládacími prvky jsou:

- Single - v tomto módu se obrazovka překreslí pouze jednou, v případě splnění spouštěcí podmínky. Data pak zůstanou vykreslena na obrazovce, hodnota level zůstává stejná.
- Normal - zde dochází k opakovanému překreslování v případě splnění spouštěcí podmínky, hodnota level zůstává stejná. V případě, že není splněná spouštěcí podmínka pak zůstane na osciloskopu poslední zaznamenaný průběh signálu.
- Auto - zde dochází k opakovanému překreslování v případě splnění spouštěcí podmínky a zároveň se upravuje hodnota level v závislosti na vstupním signálu. Pokud není splněna spouštěcí podmínka pak se upraví level tak, aby jsme byly schopni analyzovat zaznamenaný signál.

■ Cursors

V pravé části obrazovky se nastavují kurzory, které je možné používat pro odečítání hodnot z obrazovky. Jsou zde jak vertikální, tak horizontální.



obr 1.16: Nastínění metod spouštění osciloskopu v přístroji LEO, porovnání vzestupné a spádové hrany.

- horizontální - lze odečítat napětí a rozdíly napětí, které se nastavují pomocí dvou sliderů v této sekci. Možné zvolit na, kterém kanálu budeme rozdíly hodnot odečítat. A to včetně matematických operací ze kterých můžeme tímto způsobem jednoduše odečítat jak jednotlivé absolutní hodnoty, tak i jejich difference.
- vertikální - slouží k odečítání času přímo polohy jednotlivých kurzorů, tak také jejich difference, která je také zobrazena jako frekvence.

■ Measure

Po kliknutí na tlačítko **Measure** v horní části obrazovky je možné změřit různé parametry signálu 1.15. Možnosti podmenu **Measure**:

- volba kanálů - lze použít pro volbu signálu, na kterém budeme přidávat měření.
- Frequency - zobrazí v horní části obrazovky osciloskopu frekvenci v barvě signálu zobrazeného na obrazovce.
- Period - převrácená hodnota frekvence
- Duty - zobrazí duty cycle signálu zobrazovaného na obrazovce, poměr doby on ku doby off.

- RMS - efektivní hodnota (Root Mean Square)[11] je hodnota napětí:

$$u_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_n u^2[n]} \quad (1.5)$$

- Mean - neboli střední hodnota napětí,

$$u_{mean} = \frac{1}{N} \sum_n u[n] \quad (1.6)$$

- Peak-Peak - jedná se o hodnotu rozdílu maxima a minima daného signálu.

$$u_{pp} = \max(u[n]) - \min(u[n]) \quad (1.7)$$

- Max - jedná se o maximum jež signál dosahuje.
- Min - jedná se o minimum jež signál dosahuje.
- Clear All - smaže všechny měřící ukazatele v horní části obrazovky.

■ Math

Provádí jednoduché matematické operace nad dvěma signály:

- součet - provádí operaci součet nad prvním a druhým kanálem osciloskopu.
- rozdíl - provádí operaci rozdíl nad prvním a druhým kanálem osciloskopu.
- rozdíl - provádí operaci rozdíl nad druhým a prvním kanálem osciloskopu.
- násobení - provádí operaci násobení nad prvním a druhým kanálem osciloskopu.

■ Range

Tato možnost mění popisy os a také změnu výstupů měření pomocí sekce Measure tak, aby hodnoty odpovídaly různým režimům práce s osciloskopem.

■ Plot

- X-T - vykresluje hodnoty napětí v závislosti na časové základně. (default)
- X-Y - tedy vykreslování hodnoty napětí kanálu 1 v závislosti na napětí kanálu 2, kde je místo časového rozmítání použit druhý kanál.

- Interpolace - interpoluje graficky naměřené body, pokud je tato funkce vypnuta jsou body propojeny přímkou.
- Show points - vykreslí do grafu jednotlivé naměřené body.
- Anti-aliasing - grafický anti-aliasing na grafickém výstupu, nikoliv anti-aliasingový filtr pro vstupní signál.

■ File

Tlačítko **File** nám umožňuje pohodlně ukládat naměřená data do cvs dokumentů. A také uložit obrázek zobrazovaný na obrazovce virtuálního osciloskopu ve formátu png, poslední funkce této sekce je vypnutí osciloskopu.

■ 1.1.10 Nucleo-F303RE s nahraným firmwarem

Po nahrání firmwaru do kitu se z něj stane dvoukanálový generátor, dvoukanálový zdroj, čtyřkanálový osciloskop, čtyřikrát voltmeter.

Tyto virtuální přístroje jsou realizovány pomocí pinů **A3** až **A5** a také **D13** a **PB14**, kde výstupy z generátoru **A2** a **D13** jsou přiřazeny generátoru a zdroji napětí. Vstupy **A3** až **A5** a **PB14** jsou přiřazeny čtyřkanálovému osciloskopu a čtveřici voltmetrů. Rozložení pinů je vidět na obrázku 1.1b.

1.1.11 Realizace generátoru v kitu LEO

Při volbě nastavení **Length/Best Frequency fit** se bude aplikace LEO iteračním algoritmem snažit nalézt optimální dělení hodinového signálu a délku signálu tak, aby co nejvíce odpovídala výstupní frekvence frekvenci zadané (požadované). Dělení hodinového signálu je prováděno pomocí timeru následujícím způsobem. Nejprve s vydělí hodinový takt pomocí děličky (PSC) a poté se využije funkce timeru auto reload, který nastaví timer na předem danou hodnotu, která je uložena v auto reload register (ARR) a tím dostaneme celkový obraz o tom, jak probíhá generovaný signál pomocí DAC v časové oblasti [12]:

$$f_{out} = \frac{clk}{(1 + ARR)(1 + PSC)} \quad (1.8)$$

, kde PSC je registre zvaný prescaler, který zařizuje dělení hodinového signálu a clk je takt procesoru tedy 72 MHz. Frekvence f_{out} odpovídá $\frac{1}{T}$ z obrázku 1.6.

V aplikaci LEO v PC se napočítá jak dlouhý a jakým dělicím poměrem by se měl řídit tok dat z paměti do DAC. Způsob převodu dat z paměti je proveden pomocí DMA (Direct Memory Access), což je způsob přímého přenosu dat mezi pamětí a vstupně/výstupními zařízeními. Tento přenos je řízen pomocí timeru, který udává DAC, jak často se má měnit hodnota na výstupu z DAC a při každé změně se DMA posune v paměti dál a předá nová data do DAC.

Výhodou tohoto přístupu je, že nepotřebuje při provádění těchto operací CPU, neboť vše zařizují periférie (timer, DMA, DAC). CPU je použito pouze při nastavování na začátku po nastavení generátoru pro přijetí dat, zpracování dat nastavení periférii a uvedení do provozu.

Kde frequency je požadovaná frekvence, clk je kmitočet oscilátoru 72 MHz, MaxSamplingFrequency je hodnota načtená z firmwaru LEO a je rovna 2 000 000, bufferLength je délka paměti odkud jsou brána data do DAC.

Po inicializaci pomocných proměnných začne algoritmus výpočtem dělicího poměru. Výpočet dělicího poměru se liší v závislosti na zvolené požadované frekvenci, pokud je frekvence nižší než 2 KHz, pak se použije metoda divisionTwo, pokud frekvence přesáhne 2 KHz, pak je použita metoda divisionOne. Tento výběr nám rozdělí prostor frekvencí, kde nastavujeme dělicí poměr tak, aby jsme využili co nejdelší část paměti, aby jsme měli hladký průběh výstupního signálu když překročíme 2 KHz, pak už je potřeba začít zkracovat data v paměti by bylo možné dosáhnout požadovaných frekvencí.

První podmínka ve while cyklu hlídá omezení paměťového bufferu, který má předem stanovenou maximální velikost, která může být algoritmem pouze zmenšovaná.

Druhá podmínka ve while cyklu ukládá nejlepší dosažené hodnoty pro nejmenší odchylku frekvence. Poslední dvě podmínky zajišťují správné ukončení algoritmu tak, aby se ukončil v reálném čase.

Celý while cyklus se následně snaží zajistit co nejlepší výsledné frekvence pomocí snižování chyby (error). Proti zaseknutí je použita metoda využívající počtu provedených iterací, které ukončí po pěti iteracích celý algoritmus. Výsledkem je nejlépe dosažená chyba a její příslušné nastavení.

Při volbě nastavení **Length/Maximum Possible** se bude aplikace LEO vypočítat potřebnou.

Algorithm 1: Best Frequency Fit

Result: divisionOut, lengthOfSignal
Data: frequency
initialization;

$$\text{divisionOne} = \frac{\text{clk}}{\text{MaxSamplingFrequency}}$$

$$\text{divisionTwo} = \frac{\text{clk}}{\text{frequency} * \text{bufferLength}}$$
if $\text{divisionOne} > \text{divisionTwo}$ **then**
| division=divisionOne;
else
| division=divisionTwo;
end
error = inf
minimalerror = inf
iteration = 0
while $\text{error} > 0$ **do**
| whileStart:
| iteration++;
|
$$\text{signalLength} = \frac{\text{clk}}{\text{frequency} * \text{division}}$$
|
$$\text{error} = \left| \text{frequency} - \frac{\text{clk}}{\text{division} * \text{signalLength}} \right|$$
| **if** $\text{signalLength} > \text{bufferLength}$ **then**
| | division++;
| | goto whileStart;
| **end**
| **if** $\text{error} < \text{minimalError}$ **then**
| | divisionOut=division;
| | lengthOfSignal =signalLength;
| | minimalError=error;
| **end**
| **if** $\text{error} < 0.01$ **then**
| | done
| **end**
| **if** $\text{iteration} > 5$ **and** $\text{signalLength} < \text{bufferLength}/4$ **then**
| | done
| **end**
end

Délku bufferu pro zvolenou frekvenci:

$$division = \frac{clk}{MaxSamplingFrequency} \quad (1.9)$$

$$bufferLength = \frac{clk}{frequency * division} \quad (1.10)$$

,kde frequency je požadovaná frekvence, clk je kmitočet oscilátoru 72 MHz, MaxSamplingFrequency je hodnota načtená z firmwaru LEO a je rovna 2 000 000, bufferLength je délka paměti odkud jsou brána data do DAC. V další části algoritmu se vybere, jestli se použije takto vypočtená délka přesahuje velikost bufferu poté se upraví na maxBufferLength a přepočítá se dělení divide:

$$division = \frac{clk}{maxBufferLength * frequency} \quad (1.11)$$

,kde maxBufferLength je maximální možná délka paměti a je uložen průběh generovaného signálu. Dle před počítaných parametrů je napočítán průběh, který je předán kitu spolu s délkou a dělením. Firmware následně nastaví registry tak, aby timer měnil hodnotu na DAC, jak bylo vypočteno pomocí vzorce (1.8).

Kapitola 2

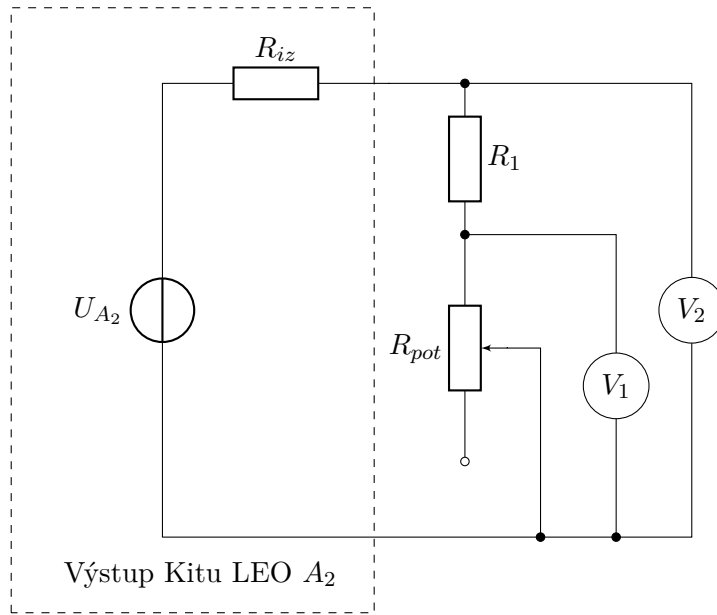
Měření pomocí kitu LEO

2.1 Voltampérová charakteristika zdroje v kitu LEO

Pro měření voltampérových charakteristik diod, tranzistorů a odporů je dobré vědět, jaký zdroj je použit. Znat parametry příslušného zdroje. Pro naše měření budeme využívat napěťový zdroj, který máme přichystaný v kitu LEO. Proto změříme parametry tohoto zdroje, aby jsme věděli jaký má náš zdroj vnitřní odpor. Pro zjištění vnitřního odporu zdroje využijeme voltampérovou charakteristiku samotného zdroje, kterou si pro tento účel sami naměříme.

2.1.1 Teoretický rozbor měření voltampérové charakteristiky zdroje LEO

Pro měření voltampérové charakteristiky budeme potřebovat kit LEO. Dále budeme potřebovat rezistor R_1 jehož hodnotu známe. Tento rezistor bude sloužit jako bočník pro námi vytvořený ampérmetr, který budeme realizovat pomocí voltmetru v kitu LEO a již zmíněného rezistoru. Poslední důležitou součástí našeho obvodu, který je zobrazen ve schématu 2.1 bude proměnný rezistor známý jako potenciometr R_{pot} . Potenciometr nám umožní plynule měnit zátěž tak, aby bylo možné zaznamenávat stav zdroje v různém zatížení.



obr 2.1: Schématické zapojení pro měření voltampérové charakteristiky zdroje LEO.

Použijeme Ohmův zákon:

$$R_i = \frac{U_0}{I_k} \quad (2.1)$$

, kde U_0 je napětí na prázdko a I_k je proud na krátko, R_i je měřený odpor pomocí této metody a nikoliv požadovaný vnitřní odpor zdroje. Jelikož používáme reálný ampérmetr realizovaný odporem R_1 a dvou voltmetrů, rezistence takto vytvořeného ampérmetru nemá nulový vnitřní odpor tak je nutné z naměřených hodnot vypočítat vnitřní odpor zdroje. Tuto hodnotu dostaneme pomocí Théveninovy věty. Při použití této věty dostaneme, že měření rezistence odpovídá paralelní kombinaci R_{iz} a R_1 . Musíme použít následující vztah, který nám vypočítá vnitřní odpor zdroje R_{iz} .

$$R_i = \frac{R_{iz}R_1}{R_{iz} + R_1} \cdot (R_{iz} + R_1)$$

$$R_i R_{iz} + R_i R_1 = R_{iz} R_1$$

$$R_i R_{iz} - R_{iz} R_1 = -R_i R_1$$

$$R_{iz} = \frac{R_i R_1}{R_1 - R_i}$$

, kde R_i reprezentuje měřený vnitřní odpor, který je ovlivněn vnitřním impedancí naší vytvořeného ampérmetru. Určení hodnoty R_{iz} přím by se dalo pouze pomocí ideálního voltmetru (nekonečný vstupní odpor) a ideálního ampérmetru (nulový vstupní odpor), neboť by nedošlo k ovlivnění měřené impedance. V takovém případě by jsme měřili správnou hodnotu U_0 a I_k a vypočítali R_i přímo, ale to s reálnými prvky není možné. Neboť reálnými měřicími přístroji (voltmetr a ampérmetr) je měření ovlivněno proto je nutné naměřené hodnoty přepočítávat. Při měření proudu nakrátko ideálním ampérmetrem by jsme způsobili poškození zdroje, neboť by jsme ho zkratovaly na zem přes ampérmetr. Proto budeme k měření vnitřního odporu používat voltampérovou charakteristiku, kterou extrapolujeme z naměřených hodnot a určíme hodnoty U_0 a I_k .

Vnitřní odpor zdroje kitu LEO určíme pomocí těchto hodnot. Z naměřených veličin U_1 měřené

na voltmetru V_1 a U_2 měřené na voltmetru V_2 , vypočítáme proud I , který protéká odporem R_i a následně pomocí matlabu nalezneme U_0 a I_k .

2.1.2 Postup měření

Pro měření začneme zapojením dle schématu 2.1. Odpor R_1 volím v řádech desítek ohmů v rozsahu $70\Omega - 120\Omega$. A to z důvodu měřitelného úbytku napětí na rezistoru R_1 . Dále je potřeba zvolit vhodný potenciometr, který by měl mít možnost pokrýt rozsah od $0\Omega - 5K\Omega$). Jako zdroj budeme používat první kanál 1 neboli výstup A2 na obrázku 1.1b a to z důvodu absence připojeného odporu a LED jako je tomu u druhého vstupu. Jako voltmetry můžeme použít na příklad vstupy A5 a A4. Potenciometr nastavím na maximální hodnotu. Dalším krokem je nastavit napětí na kanálu 1 (A2) na 3.3 V. A zkontrolujeme, že se na obou voltmetrech objevilo zhruba stejné napětí. Dále zapisujeme obě napětí do tabulky, postupujeme až do 10% potenciometru R_{pot} . Pak měření opakujte pro 1.5 V na výstupu A2.

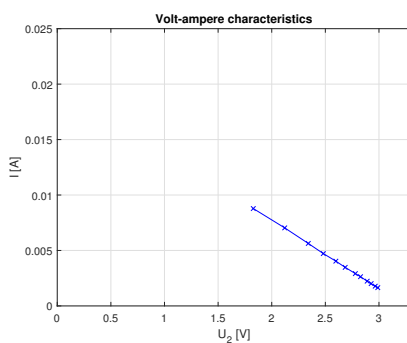
2.1.3 Zpracování výsledků určení odporu R_{iz} kitu LEO

Stanovení proudu, který protéká sériovou kombinací zdrojů napětí, R_i , R_1 , R_{pot} . Proud můžeme spočítat z Ohmova zákona. Tedy hodnota proud I_{R_1} se dá vypočítat jako rozdíl napětí na rezistoru R_1 a jeho ohmické hodnoty takto:

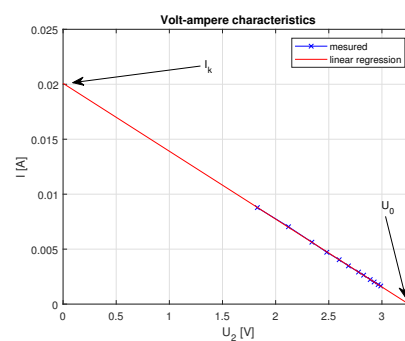
$$I_{R_1} = \frac{U_2 - U_1}{R} \quad (2.2)$$

, tento proud protéká U_{A_2} , R_{iz} , R_1 , R_{pot} . Použitím reálných měřících přístrojů voltmetrů V_1 a V_2 se dopouštíme zanedbatelné chyby, která je způsobena proudy I_{V_1} a I_{V_2} , které tečou do voltmetrů. Tyto proudy jsou v porovnání s hlavní proudem I_{R_1} naprosto zanedbatelné, neboť vnitřní odpory obou voltmetrů jsou řádově mnohem větší než R_{iz} , R_1 , R_{pot} .

Z vypočteného proudu můžeme vygenerovat charakteristiku 2.2a. Z vygenerované charakteristiky



(a) : Naměřená voltampérová charakteristika zdroje $U_{A_2} = 3.3\text{ V}$.

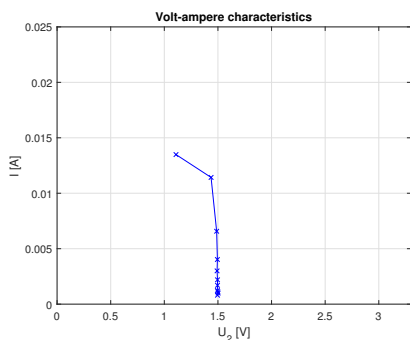


(b) : Přidání lineární regrese.

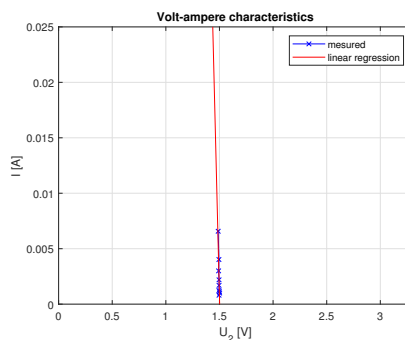
obr 2.2: Naměřená voltampérová charakteristika zdroje LEO a lineární regrese naměřených dat pro $U_{A_2} = 3.3\text{ V}$

nelze vyčíst proud na krátko I_k ani napětí na prázdko U_0 . Proto doporučuji v okně s charakteristikou

kliknout na tlačítko **Tools** a poté od zdola vybrat **Basic Fitting**, tato akce otevře nové okno kde můžeme vybrat jakým stupněm polynomu bychom chtěli naše data proložit, vybereme linear a pak již v grafu 2.2b vidíme, že napětí na prázdko U_0 a proud nakrátko I_k můžeme odečíst přímo z grafu. Napětí na prázdko U_0 je průnik přímky s osou x a proud na krátko I_k je průnikem této přímky s osou y jak je naznačeno na obrázku 2.2b. Výsledky pro napětí 1.5 V jsou mnohem zajímavější neboť jsme zde nechali prostor pro regulaci výstupního zesilovače a to znamená, že máme lomenou charakteristiku, která naznačuje malý R_{iz} pro proudy do 5 mA a pak se vnitřní odpor zdroje opět změní do většího vnitřního odporu určete pomocí matlabu, R_{iz} pro 3.3 a napěťový módy (část charakteristiky do 5 mA ostatní body charakteristiky v lineární regresi neuvažujte tak jak je naznačeno na 2.3b) zdroje pro 1.5 V (rozdělte data v bodě zlomu a pak použijte Basic Fitting na každou část zvlášť), také vykreslete vlastní voltampérové charakteristiky jako 2.2.



(a) : Naměřená voltampérová charakteristika zdroje $U_{A_2} = 1.5$ V.

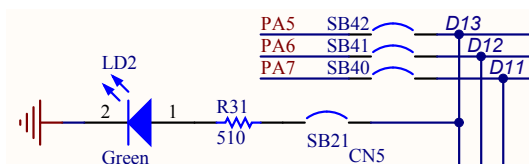


(b) : Přidání lineární regrese, pouze pro část charakteristiky, která se chová jako zdroj napětí.

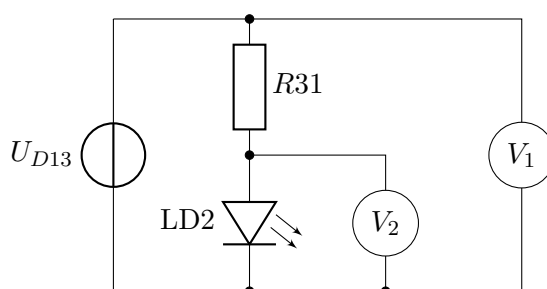
obr 2.3: Naměřená voltampérová charakteristika zdroje LEO a lineární regrese naměřených dat pro $U_{A_2} = 1.5$ V.

2.1.4 Teoretický rozbor měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO

Pro tuto úlohu budeme potřebovat pouze dvě propojky a kit sám. Výstupu generátoru tak zdroje napětí **D13** je dle schématu od výrobce 2.4 umístěna LED a příslušným odporem R_{31} , který limituje proud diodou tak, aby nedošlo k jejímu poškození. Dioda je nelineární prvek obvodu její voltampérová charakteristika není lineární. V tomto měření budeme měřit pouze v prvním kvadrantu diody v propustném směru napětí na diodě i proudu protékající diodou. Určíme prahové napětí diody **LD2** a to tak, že voltmetr V_1 připojím na výstup **D13** a tím budeme měřit napětí před rezistorem dle schématu 2.5. Můžeme použít propojovací kabely kromě uzle mezi odporem R_{31} a diodou **LD2**,

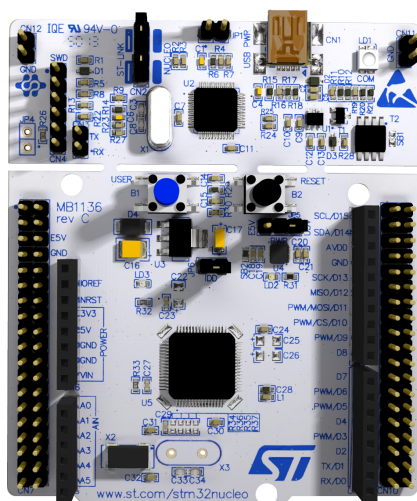


obr 2.4: Část schématu od výrobce zobrazující připojení svítivé diody a jejího předřazeného odporu.[2]



obr 2.5: Schématické zapojení pro měření voltampérové charakteristiky diody LD2.

který není vyvedeno na žádnou zdířku nebo pin, kde by jsme mohli jeden z našich voltmetrů připojit. Proto na toto místo přeložíme sondu (propojovací vodič). Toto místo je zobrazeno na obrázku 2.6b. Voltmeter V_2 bude připojen k levému padu rezistoru $R31$. Voltmeter V_1 bude připojen na $D13$.



(a) : Nucleo F303RE.



(b) : Místo pro přiložení sondy.

obr 2.6: Nucleo F303RE a místo připojení sondy k měření voltampérové charakteristiky. [1]

Prahové (dopředné) napětí diody je napětí, které je potřeba překonat pro otevření diody (přechodu PN), toto napětí vzniká rekombinací nosičů náboje na přechodu PN, kde část nosičů rekombinuje z důvodu fyzické blízkosti. Tato rekombinace elektronů a děr vytvoří nevodivou zónu (polovodič typu I, který nevedí), kterou je nutno překonat externím elektrickým polem tak, aby zanikla nevodivá zóna.

2.1.5 Postup měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO

Zapojíme obvod dle schématu 2.5 a přiložíme sondu (propojovací kabel) na levou nohu rezistoru $R31$ dle obrázku 2.6b, pak začneme postupně zvyšovat napětí na kanálu 2 ($D13$), neboť dioda je připojena právě na tento výstup jak je vidět ve schématu 2.4. Postupně přidávejte napětí po 200 mV až do 1500 mV, po 100 mV až do 3300 mV. Zapisujte naměřené hodnoty. Měření opakujte s jinými diodami. Pozor použijte pro to jiný zdroj než je kanál 2 ($D13$). Neboť by byly výsledky znehodnoceny

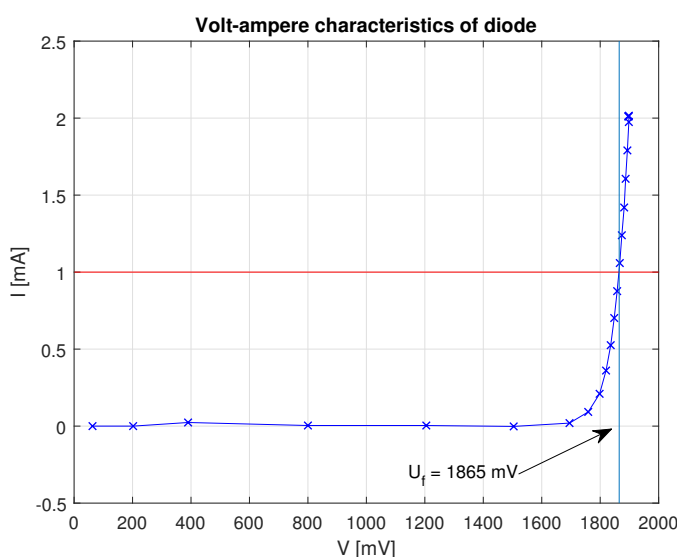
již připojenou diodou LD2.¹

2.1.6 Zpracování výsledků

Data uložená z měření můžeme zpracovat pomocí matlabu. Nejprve vypočítáme rozdíl napětí na rezistoru R_{31} a následně dle Ohmova zákona určíme proud procházející diodou:

$$I = \frac{U_{R31}}{R_{31}} = \frac{U_1 - U_2}{R_{31}} \quad (2.3)$$

, následně provedeme vykreslení voltampérové charakteristiky jako v grafu 2.7 Určíme dopředné



obr 2.7: Naměřená voltampérová charakteristika diody LD2

napětí diody pro jmenovitý proud 1 mA² s grafu 2.7. U všech různých diod měření opakujte a zjistěte dopředná napětí jednotlivých diod. A vše zpracujte v matlabu.

2.1.7 Automatizovaný Postup měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO

Výše popsany postup ukazuje jak se dá tato charakteristika naměřit 'ručně' to je však velmi zdlouhavé a namáhavé. LEO umožňuje elegantní způsob měření voltampérové charakteristik diody pomocí generátoru funkcí a osciloskopu.

Pro měření voltampérové charakteristiky můžeme použít v generátoru funkcí možnost generování

¹Pokud vlastníte kit leo a hodláte ho používat pro měření jako váš hlavní měřící aparát doporučuji se diody zbavit a to odpájením SB21, který se nachází na druhé straně kitu. Poté budete mít plně hodnotný ničím nezatížený výstup z kitu. Propojka SB21 se dá vždy propájet zpátky do vodivého stavu.

²Tato hodnota proud je volena s ohledem na datasheete výrobců kde se často prahové napětí diody uvádí pro tuto hodnotu proudu.

SAW a nastavit jej tak aby generoval rampu, toho dosáhneme pomocí nastavení fázového posunu na 0 a nastavení **Duty** na 100%, zvolit frekvenci pro tuto rampu při měření voltampérové charakteristiky diody je snadné, aby jsme mohli ignorovat co nejvíce neduhů spojených se vzorkováním ve vysoké frekvenci všechny parazitní kapacity, budeme frekvenci volit co nejmenší tedy 1 Hz. Tímto způsobem jsme si nastavili generátor pro měření voltampérové charakteristiky.

Je potřeba nastavit virtuální osciloskop tak, aby co nejlépe zaznamenal průběh. To provedeme tak, že zapneme druhý kanál aby jsme měli k dispozici data z obou voltmetrů. Dále nastavíme vzorkování na **2 KSPS** a pomocí tlačítka **Channel/Data Length** zvolíme 2K samplů. Pomocí **Level** a **Pretrig** nastavíme osciloskop tak, aby byla rampa zobrazena na virtuální obrazovce osciloskopu, když je vše připraveno můžeme záznam zaznamenat pomocí tlačítka **File/Save Signal** to nám zobrazí dialogové okno a data uložíme.

S uloženými daty dále můžeme manipulovat v matlabu nebo v tabulkovém editoru jako je Excel. Otevřeme tabulkový editor a v záložce **DATA** zvolíme možnost **Z textu/CSV** to nám načte data jednoduše do tabulkového editoru. Následný krok je poté implementovat vzorec (2.3), který nám vypočítává proud protékající diodou. Při použití tabulkového editoru Excel, může taková implementace vypadat:

$$=[@signal1]-[@signal2])/R31$$

, pomocí zavináčové notace se vzorec promítne po celém sloupci. Není třeba jej roztahovat.

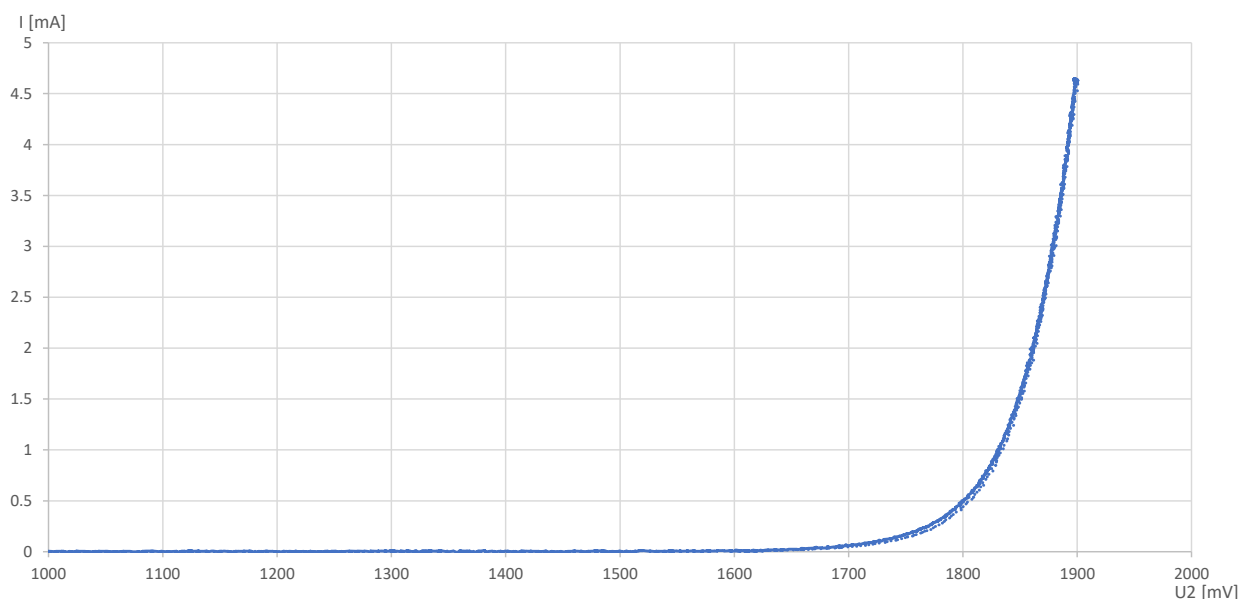
Data upravíme pokud nezačínají na vzorek přesně například začínají vysokým napětí můžeme na začátku a na konci rampy vzorky ubrat a vůbec je nevykreslovat. Pokud je zde mnoho nepoužitelných vzorků, doporučuji měření opakovat a změnit nastavení **Level** a nebo **Pretrig** tak, by se jednalo o odstranění pouze několika málo vzorků.

Posledním krokem pro vykreslení voltampérové charakteristiky je vykreslit vše do grafu. To se provede pomocí karty vložení v horní části obrazovky tabulkového editoru. V kartě vložení vybereme graf bodový. Dále dvojklikem na prázdný graf přejdeme do záložky nástroje grafu. V této záložce je možnost vybrat data v horní části obrazovky. Tato možnost nám zobrazí dialogové okno, které umožňuje zaplnění grafu daty. V levé části dialogového okna klikneme na tlačítko přidat a zvolím data, která chceme vykreslit v grafu. To je náš proud vypočtený vzorcem v závislosti na hodnotách odpovídající napětí na diodě. Výsledný graf je pak možné vykreslit tak, jako je zobrazeno na 2.8.

Z takto zobrazeného grafu je pak možné velmi snadno odečíst dopředný úbytek napětí definovaný při 1 mA. Což je 1830 mV. Odečtení této hodnoty probíhá stejně jako je popsáno v 2.1.6.

2.2 Měření vnitřního odporu voltmetru v závislosti na vzorkovací frekvenci ADC

Tato část se zabývá modelováním vnitřního odporu adc v kitu nucleo. Modelování provádíme pomocí dvou matematických modelů. První z nich je modelovat jako vstupní odpor, což neodpovídá realitě vis. 2.2.1. Druhou modelací je nábojová pumpa, kdy v závislosti na vzorkovací frekvenci se mění četnost odsávání náboje vstupním obvodem ADC.



obr 2.8: Zobrazení voltampérové charakteristiky pomocí automatizovaného měření.

2.2.1 Teoretický rozbor modelování vnitřního rezistoru ADC v závislosti na vzorkovací frekvenci.

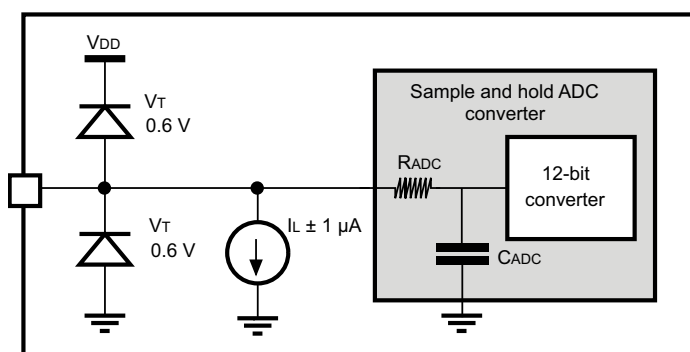
Voltmetry a vstupy osciloskopu jsou na kitu LEO realizovány pomocí analogově digitálních převodníků 2.9a, které mají na svém vstupu obvod sample and hold a ten je realizován pomocí tranzistoru jako spínače S_1 a kondenzátoru viz schéma 2.9b. Tento obvod je důležitý z hlediska kvality převodu, aby se napětí během převodu³ neměnilo, proto je "uloženo, udrženo" (hold) do kondenzátoru C_{adc} , ze kterého je převod proveden. To jak často se kondenzátor C_{adc} plní, závisí na nastavení vzorkovací frekvence, která se nastavuje v dolní části panelu virtuálního osciloskopu v aplikaci LEO. Čím častěji je vzorkovací frekvence tím častěji se kondenzátor nabíjí. To znamená, že pro plnění tohoto kondenzátoru bude potřeba (průměrně) více proudu při stejném vzorkovaném napětí U_{in} . Znamená to, že modelovaný vnitřní rezistor R_{iv} je závislý na vzorkovací frekvenci, jak si budeme demonstrovat v tomto měření.

2.2.2 Postup měření, zjišťování vnitřního odporu ADC

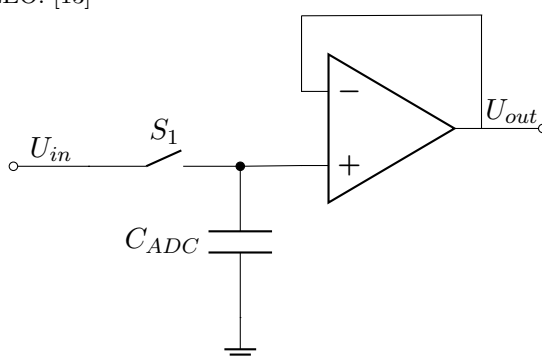
Začneme zapojením schématu 2.10, volbou rezistorů R_1 a R_2 . Budeme měnit vnitřní odpor zdroje dle rovnice (2.4) a to tak, aby bylo možné měřit úbytek napětí. Pomocí rezistorů R_1 a R_2 budeme vytvoříme zdroj s velkým vnitřním odporem R_{iz} . Rezistory R_1 a R_2 volit v řádu 100 k Ω tak, aby jsme docílili velkého vnitřního odporu zdroje R_{iz} pomocí Théveninovy věty a to tak, že vnitřní odpor zdroje R_{iz} je dán vztahem:

$$R_{iz} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.4)$$

³Převod napětí na digitální číslo nelze uskutečnit v nekonečně krátkém čase.



(a) : Schématické zobrazení ADC realizované v kitu LEO. [13]

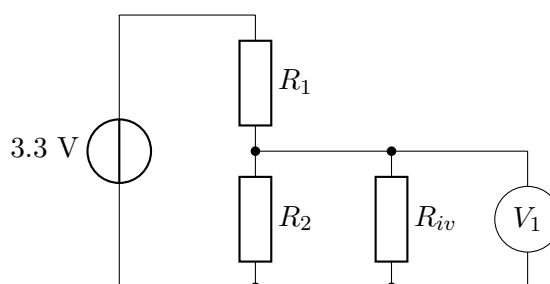


(b) : Schématické zobrazení obvodu sample and hold.

obr 2.9: ADC kitu LEO a podrobné schéma obvodu sample and hold.

,kde R_{iz} je nově vytvořený vnitřní odpor zdroje.

V aplikaci LEO otevřeme osciloskop a nastavíme tlačítkem **Channel** rozlišení ADC z 12 bit na 8 bit, abychom mohli měřit co nejvyšší možnou vzorkovací frekvenci⁴. Následně budeme měnit vzorkovací frekvenci od 1 kSPS až do 6 MSPS a zaznamenáme naměřené hodnoty napětí U_1 měřeného pomoc ADC.



obr 2.10: Schématické zapojení pro měření vnitřního odporu ADC v kitu LEO.

⁴Pro 12 bit je rozsah 1 kSPS až 4.8 MSPS a pro 8 bit jede o rozsah 1 kSPS až 6 MSPS

2.2.3 Zpracování výsledků z určování vnitřního odporu ADC v kitu LEO.

Pro vypočítání hodnoty vstupního odporu voltmetru R_{iv} (vstupu osciloskopu), budeme potřebovat hodnoty rezistorů R_1 a R_2 a napětí U_z , kde použijeme výstup z napěťového regulátoru, který je rozveden do pinů označených jako 3V, tedy $U_z = 3.3$ V. Výpočtem proudu I_{R_1} procházejícího rezistorem R_1 , R_{iz} je zanedbatelně malý oproti rezistorům R_1 , R_2 a R_{iv} tedy můžeme jej vypočítat:

$$I_{R_1} = \frac{U_z - U_1}{R_1} \quad (2.5)$$

, kde U_1 je měřené napětí na voltmetru (vstupu osciloskopu). Dle Kirchhoffových zákonů:

$$I_{R_1} = I_{R_2} + I_{R_{iv}} \quad (2.6)$$

, zde již předpokládáme, že V_1 je ideální, neboť jeho vnitřní odpor je modelován pomocí odporu R_{iv} . Jednotlivé proudy můžeme určit pomocí Ohmova zákona:

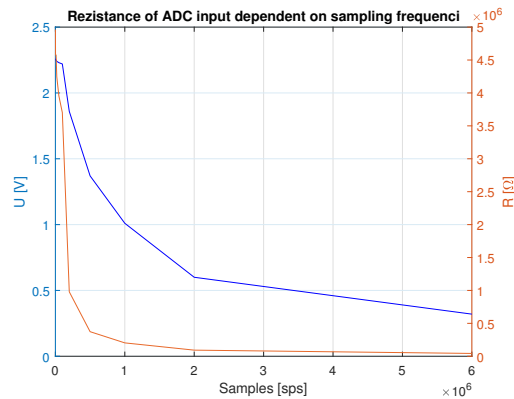
$$I_{R_2} = \frac{U_1}{R_2}, \quad I_{R_{iv}} = \frac{U_1}{R_{iv}} \quad (2.7)$$

a tedy pak rezistor R_{iv} je:

$$\begin{aligned} \frac{U_z - U_1}{R_1} &= \frac{U_1}{R_2} + \frac{U_1}{R_{iv}} \cdot R_1 R_2 R_{iv} \\ (U_z - U_1)(R_2 R_{iv}) &= U_1 R_1 R_{iv} + U_1 R_1 R_2 \\ U_z R_2 R_{iv} - U_1 R_2 R_{iv} &= U_1 R_1 R_{iv} + U_1 R_1 R_2 \\ U_z R_2 R_{iv} - U_1 R_2 R_{iv} - U_1 R_1 R_{iv} &= U_1 R_1 R_2 \\ R_{iv}(U_z R_2 - U_1 R_2 - U_1 R_1) &= U_1 R_1 R_2 \cdot \frac{1}{U_z R_2 - U_1 R_2 - U_1 R_1} \\ R_{iv} &= \frac{U_1 R_1 R_2}{U_z R_2 - U_1 R_2 - U_1 R_1} \end{aligned}$$

,kde U_1 je napětí měřené voltmetrem V_1 . Z těchto úprav nám vyjde vzorec pro vstupní odpor voltmetru (vstupu osciloskopu).

Vykreslete graf závislosti velikosti R_{iv} na vzorkovací frekvenci nastavené ve virtuálním osciloskopu. Jako je uvedeno níže na grafu 2.11



obr 2.11: Závislost vnitřního odporu vstupu osciloskopu na zvolené vzorkovací frekvenci.

Z toho pohledu je vidět že při nízkých vzorkovacích kmitočtech se jedná o velmi kvalitní voltmetrem se vstupním odporem až v řádech $M\Omega$. Pro vyšší vzorkovací frekvence se již nejedná o tak kvalitní voltmetr (vstup osciloskopu).

2.2.4 Modelování chování vstup ADC v závislosti na vzorkovací frekvenci.

Běžná struktura adc převodníků se skládá z obvodu sample and hold a poté samotného převodu analogového napětí na digitální slovo. Obvod sample and hold je realizován pomocí kondenzátoru a přepínače.

Tento obvod je přítomen, neboť je potřeba zajistit, aby se napětí na vstup převáděcí části adc neměnilo vstupní napětí v době převodu to je funkce, kterou poskytuje obvod sample and hold. Po dokončení převodu je kondenzátor v obvodu sample and hold resetován na výchozí napětí, které budeme označovat jako U_0 .

Před začátkem převodu je přepínač S_1 přepnut do sepnuté polohy a tím pádem se začne nabíjet náš kondenzátor C_{ADC} ze schématu 2.9. Toto nabíjení způsobí odběr proudu z měřeného obvodu, který je připojen na vstup adc. Tento proud z pohledu častého opakování je poté možno vyjádřit pomocí rovnice:

$$I_{in} = (U_{in} - U_0)C_{ADC}f \quad (2.8)$$

, kde I_{in} je proud tekoucí do nebo z obvodu sample and hold, U_{in} je vstupní napětí přiváděné na vstup ADC, U_0 je napětí na které byl nabit kondenzátor před sepnutím přepínače S_1 (obrázek 2.12), C_{ADC} je kondenzátor v obvodu sample and hold, f je vzorkovací frekvence (četnost odebrání vzorků).

Rovnice (2.8) je odvozena z rozdílu nábojů na kondenzátoru C_{ADC} , kde před nabitím budeme náboj na kondenzátoru označovat Q_1 a po nabití (rozpojení přepínače) Q_2 . Víme, že náboj na kondenzátoru je dán velikostí kapacity a napětí na kondenzátoru:

$$Q_1 = U_0 * C_{ADC} \quad (2.9)$$

$$Q_2 = U_{in} * C_{ADC} \quad (2.10)$$

odtud můžeme vyjádřit rozdíl náboje, který budeme definovat v našem případě jako $\Delta Q = Q_2 - Q_1$ můžeme využít definice proudu jako:

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \quad (2.11)$$

, kde T je čas, který v našem případě můžeme zaměnit za frekvenci pomocí vztahu:

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.12)$$

pak dostaneme velmi elegantní rovnici:

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta T} \quad (2.13)$$

$$I = \frac{Q_2 - Q_1}{\frac{1}{f}} \quad (2.14)$$

$$I = (U_{in} * C_{ADC} - U_0 * C_{ADC})f \quad (2.15)$$

$$I = (U_{in} - U_0)C_{ADC}f \quad (2.16)$$

, vzhledem k tomu, že jsme během odvození a výpočtu nepoužívali derivace, ale Δ (malé změny) nemůžeme výsledný proud považovat za okamžitý proud, ale za střední hodnotu proudu. Takto modelovaný vstup ADC je lepší, než modelování pomocí vnitřního odporu, neboť lépe zachycuje podstatu dění.

Z faktu, že máme zavedenou zpětnou vazbu u operačního zesilovače, můžeme uvažovat, že proud tekoucí do ADC měřeného kitu se rovná proudu vytékajícího z kondenzátoru C_1 , neboť do invertujícího vstupu zesilovače neteče žádný proud a do rozpojeného spínače také nic neteče, můžeme proto uvažovat že:

$$I_{in} = -I_{C_1} \quad (2.17)$$

Z rovnice pro náboj kondenzátoru:

$$Q_1 = C_1 U_{C_1} \quad (2.18)$$

vyjádříme napětí na kondenzátoru jako:

$$\Delta U_{C_1} = \frac{\Delta Q_1}{C_1} \quad (2.19)$$

Celkový náboj, který dostaneme z nebo do kondenzátoru C_1 bude roven:

$$Q_{Total} = Q_{adc} N \quad (2.20)$$

, kde Q_{adc} je náboj odebraný jedním odběrem, N je počet odběrů.

$$U = U_{init} + \Delta U_{C_1} \quad (2.21)$$

, kde U_0 je napětí nastavené pomocí DAC kitu LEO. Potom obdržíme rovnici pro výstupní napětí:

$$U = U_{init} + \frac{1}{C_1} \sum_0^N Q_{adc} \quad (2.22)$$

Tato suma lze jednoduše sečíst:

$$U = U_{init} + \frac{1}{C_1} Q_{adc} N \quad (2.23)$$

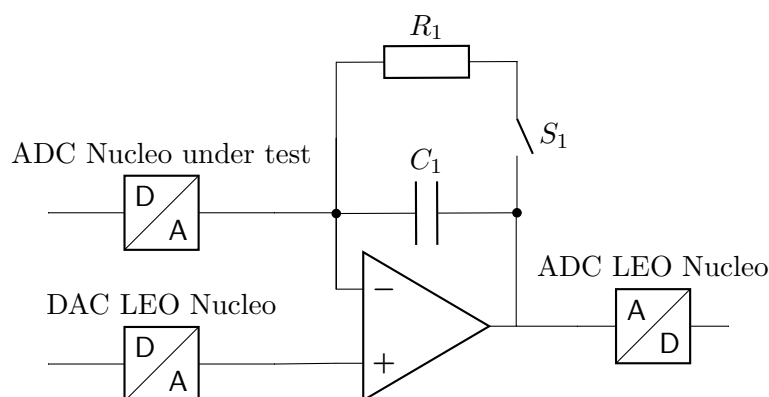
Z poslední rovnice můžeme vypočítat, že změna napětí je přímo úměrná velikosti odebraného náboje a počtu vzorků.

Dále můžeme vypočítat jak se bude napětí, na výstupu operačního zesilovače chovat v závislosti vstupního napětí na vstup ADC pomocí dosazení za Q_{adc} dostaneme:

$$U = U_{init} + \frac{1}{C_1} (U_{in} - U_0) C_{ADC} * N \quad (2.24)$$

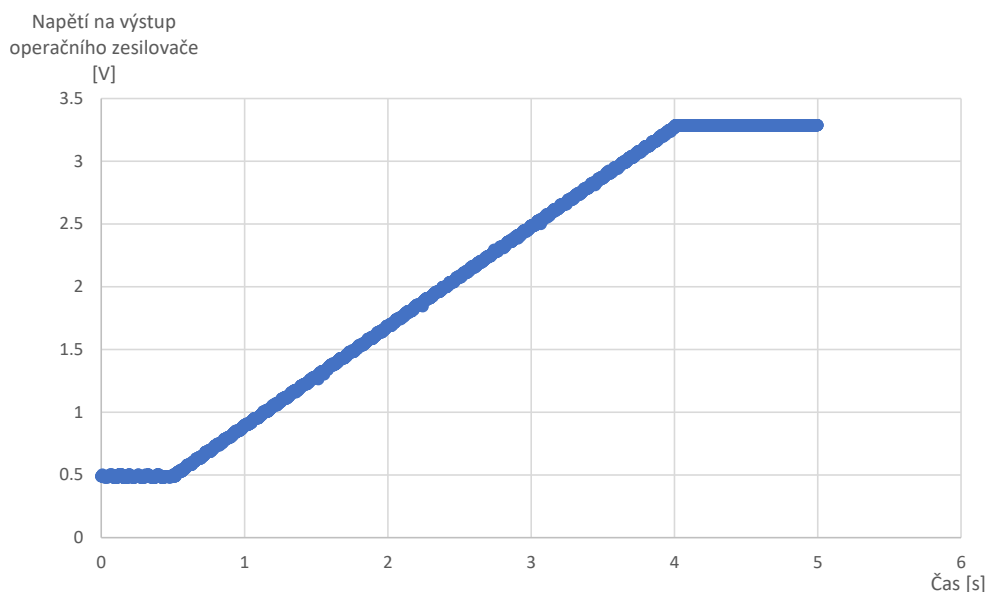
Z této rovnice je vidět, že můžeme velmi jednoduše změřit zbytkové napětí U_0 a to tak, že pomocí DAC nastavujeme vstupní napětí na takovou hodnotu že se nám výstupní napětí na oz nemění, neboť jsme dosáhli rovnováhy a platí $U_{in} = U_0$. To provádíme při vysoké vzorkovací frekvenci, aby jsme rychle viděli, že se vzdalujeme. Je dokonce možné, že se napětí na výstupu operačního zesilovače bude zmenšovat a to když bude U_0 větší než U_{in} . Pro ověření tohoto modelu použijeme operační zesilovač a ještě jeden kit LEO. Tento kit bude sloužit jako zdroj napětí na neinvertovaném vstupu operačního zesilovače. Díky zavedené záporné zpětné vazbě bude mezi vstupy operačního zesilovače virtuální nula. To znamená, že máme nastavené U_{in} z rovnice (2.8). Zmáčknutím tlačítka S_1 se výstupní napětí nastaví na stejnou hodnotu. Při každém odběru vzorku se odebere nebo přidá náboj do uzlu,

který je napojen na invertující vstup operačního zesilovače. Operační zesilovač se bude snažit udržet virtuální nulu a nabije kondenzátor C_1 o stejný náboj jako byl změněn díky odběru ADC. Nabití kondenzátoru C_1 vede ke změně napětí na výstupu operačního zesilovače, který je měřen ADC kitu LEO.



obr 2.12: Schéma měření pro ověření vztahu (2.8).

Pro výpočet velikosti kapacity můžeme použít naměřená data z grafu 2.13 a rovnice (2.24). Výsledky tohoto experimentu jsou zobrazeny na grafech: Kde odečteme v čase 1 s hodnotu napětí U_a a v čase



obr 2.13: Zobrazení průběhu změny napětí na C_1 při napětí $U_{init} = 500mV$ a vzorkovací frekvenci 32 kHz.

3 s hodnotu U_b rozdíl těchto hodnot pak bude dělat ΔU , dále pomocí známé frekvence vzorkování můžeme provést výpočet vzorku, které byly odebrány v tomto časovém intervalu. Upravíme rovnici (2.24):

$$C_{ADC} = \frac{C_1(U_a - U_b)}{N(U_{in} - U_0)} \quad (2.25)$$

,kde N je doba trvání, kterou zvolíme a příslušná vzorkovací frekvence, jediná hodnota, která je

neznámá je U_0 tu lze zjistit následujícím postupem. Nejprve nastavíme velkou vzorkovací frekvenci na měřeném ADC, pak nastavíme osciloskop tak, aby vzorkoval 1 KSPS a uchovával délku signálu 100 sample nastavím režimu trigrování Auto a pomocí tlačítka measure nastavíme, aby nám měřil střední hodnotu tedy mean. Pomocí Voltage source nastavujeme hodnotu U_{init} pomocí DAC tak dlouho, dokud se hodnota mean nebude téměř měnit. Je zde potřeba vzít v úvahu, že se bude jednat o velmi pomalou změnu, když se budeme pohybovat v okolí zbytkového napětí U_0 proto je dobré nastavovat hodnotu po jednom milivoltu a sledovat zda-li se nám hodnota mean mírně mění nahoru nebo dolů. Při nejpomalejší změně, můžeme toto napětí prohlásit za zbytkové. Neboť náboj v kondenzátoru C_1 se téměř nemění. A z rovnice (2.24) dostáváme že $U_{in} - U_0 = 0$. Tímto způsobem můžeme nyní určit parametr vstupního kondenzátoru v obvodu sample and hold v ADC kitu Nucleo. Hodnota kondenzátoru C_{ADC} by měla být v okolí 5pF pro kit Nucleo F303RE.

2.3 Určení parametrů tranzistoru.

Tranzistory jsou významnou součástí moderní společnosti a proto se jimi nyní budeme zabývat. Budeme zkoumat vlastnosti tranzistor NPN a PNP, zesilovací činitel β . Zapojíme tranzistor jako spínač, emitorový sledovač, a zesilovač napětí.

2.3.1 Teoretický rozbor

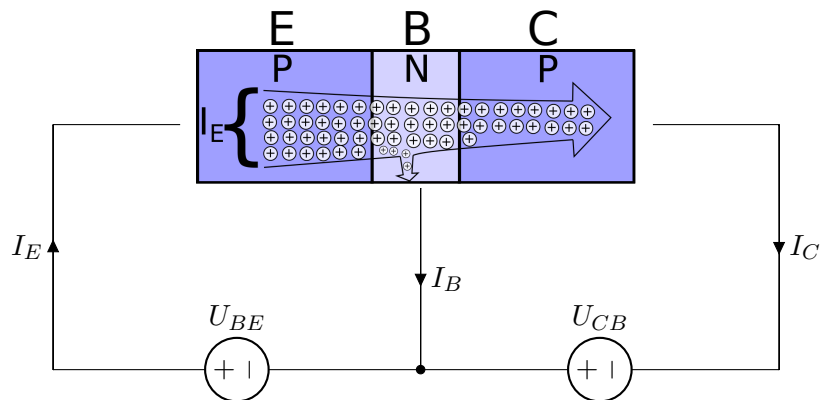
Na obr. 2.14 je tranzistor složen z dvou přechodu PN (dvou diod). Tyto diody jsou kolektor-báze a emitor-báze. Pro pochopení funkce tranzistoru je dobré uvědomit si, že napětí zdroje U_{CE} je větší než napětí zdroje U_{BE} . Připojíme zdroj napětí U_{BE} dle obr. 2.14 a toto napětí bude větší než prahové napětí (viz měření voltamperové charakteristiky diody) diody emitor-báze pak dojde k otevření přechodu PN a začnou procházet majoritními nosiče náboje (díry) a vznikne proud I_B . Tím, že je N oblast báze velmi tenká, tak se nám začnou hromadit nosiče (díry), které jsou odsáty kolektorem a tím vzniká kolektorový proud. Z obr. 2.14 vyplývá vztah:

$$I_E = I_B + I_C \quad (2.26)$$

Jak tento efekt funguje doporučuji video, které má podstatu tohoto jevu. V rámci naší úlohy se budeme snažit určit právě onen zesilovací činitel ve videu označený jako β jež je v datasheetech tranzistoru často označované jako h_{FE} (hybrid parameter **F**orward current gain, common **E**mitter) v české literatuře pak h_{21E} :

$$\beta = h_{FE} = h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} \quad (2.27)$$

Tento zesilovací činitel budeme měřit pomocí dvou ampérmetrů zobrazených na obr. 1.2. Proud tekoucí do báze I_B tranzistoru bude určen rozdílem napětí U_1 měřeného na voltmetru V_1 a U_2 měřeného na voltmetru V_2 a rezistorem R_1 bude realizovat ampérmetr A_1 viz schéma 2.16. Druhý ampérmetr A_2 budeme realizovat pomocí kombinace rezistoru R_2 a voltmetrů V_3 a V_4 . Druhé schéma 2.37 je pro případ, že jsme potřebovali větší napájecí napětí kolektoru tak, abychom dosáhli podmínek



obr 2.14: Zobrazení činnosti PNP tranzistoru.[3]

co nejlíže uváděných výrobcem daného tranzistoru, aby jsme mohli po zpracování výsledků porovnat náš naměřený zesilovací činitel β s činitelem změřeným výrobcem daného tranzistoru 2.1. **Napěťový dělič tvořený rezistory R a R 2.37 je zde z důvodu omezení napětí přiváděného na vstup analogově digitálního převodníku tak, aby nedošlo k poškození vstupu Nuclea.** Tento dělič nám umožní měřit napětí v rozsahu od 0 V až do 6.6.

2.3.2 Postup určení parametrů NPN tranzistoru

Zapojíme obvod dle jednoho ze schémat 2.16a nebo 2.37 a to tak, že jako zdroj napětí U_{in} použijeme jeden z regulovatelných zdrojů napětí tedy buď A_2 nebo D_{13}

Jako voltmetr doporučuji pro přehlednost a jednoduchý zápis naměřených hodnot vstup A_5 , jako druhý voltmetr vstup A_4 , A_3 a PB_{14} . Po zapojení schématu začneme měnit vstupní napětí U_{in} od 0 až od 500 mV po 100 mV a všechna data zapisujeme pro pozdější zpracování. Při použití druhého schématu 2.37 jsou poslední dvě veličiny vynásobeny dělicím poměrem předřazených děličů, je U_3 a U_4 podle schématu 2.37 je polovina. Volbu děliče je potřeba provést tak, aby dělič co nejméně zatěžoval měřící uzel. Bez použití děliče je zde zátěž pouze vnitřní odpor R_{in} voltmetru V_3 , který je v řádech $M\Omega$ při nízké vzorkovací frekvenci DAC. Tento vysoký vstupní odpor se budeme snažit nezměnit, proto budeme volit R tak aby:

$$R_{in_{new}} = R + \frac{RR_{in}}{R + R_{in}} \quad (2.28)$$

, kde R_{in} je původní vnitřní odpor voltmetru V_3 a V_4 , R je hodnota odporů v děliči napětí použitého pro ochranu vstupu ADC a $R_{in_{new}}$ je nový vstupní odpor po předřazení děliče napětí. Volbu rezistorů R provádíme pomocí požadavku: $R_{in_{new}} \simeq R_{in}$ a dostaneme:

$$R_{in} = R + \frac{RR_{in}}{R + R_{in}} \cdot (R + R_{in})$$

$$RR_{in} + R_{in}^2 = R^2 + RR_{in} + RR_{in}$$

$$-R^2 - RR_{in} + R_{in}^2 = 0$$

, pokud budeme uvažovat, že původní vstupní odpor voltmetru V_3 je pro jednoduchost $1\text{ M}\Omega$ pak nám vyjde, že odpor $R \approx 618033\ \Omega$, což znamená, že volím například $R = 680\text{ k}\Omega$. Tímto způsobem se snažíme eliminovat zatížení v měřeném uzlu.

Volba mezi schémata a nebo b je založena na možnosti realizování co nejpodobnějších podmínek za kterých zesilovací činitel měřil výrobce. Například tranzistor BC337 jehož specifikace jsou uvedeny v tabulce 2.1. Je uvedeno, že hodnota zesilovacího činitele je mezi 100 až 600 to je za podmínek, které stanovil výrobce, uvedených ve třetím sloupci pro parametr h_{FE} , kde je uvedeno, že tato hodnota je měřena při kolektorovém proud $I_C = 100\text{ mA}$, při napětí mezi kolektorovou a emitorovou svorkou tranzistoru $U_{CE} = 1\text{ V}$. Tyto dva parametry U_{CE} , I_C plus odpory R_1 , R_2 , které máme k dispozici nám rozhodnou, které ze schémat použít.

CHARACTERISTICS
T_J = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I _{CBO}	collector cut-off current	I _E = 0; V _{CB} = 20 V	-	-	100	nA
		I _E = 0; V _{CB} = 20 V; T _J = 150 °C	-	-	5	μA
I _{EBO}	emitter cut-off current	I _C = 0; V _{EB} = 5 V	-	-	100	nA
h _{FE}	DC current gain	I _C = 100 mA; V _{CE} = 1 V; see Figs 2, 3 and 4	100	-	600	
			100	-	250	
			160	-	400	
			250	-	600	
	DC current gain	I _C = 500 mA; V _{CE} = 1 V; see Figs 2, 3 and 4	40	-	-	
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	I _C = 500 mA; I _B = 50 mA	-	-	700	mV
V _{BE}	base-emitter voltage	I _C = 500 mA; V _{CE} = 1 V; note 1	-	-	1.2	V
C _c	collector capacitance	I _E = I _B = 0; V _{CB} = 10 V; f = 1 MHz	-	5	-	pF
f _T	transition frequency	I _C = 10 mA; V _{CE} = 5 V; f = 100 MHz	100	-	-	MHz

Tabulka 2.1: Charakteristiky tranzistoru BC337 od výrobce.[10]

2.3.3 Postup určení parametru PNP tranzistoru

Zapojíme obvod dle schématu 2.38 a to tak, že jako zdroj napětí U_{in} použijeme jeden z regulovatelných zdrojů napětí buď A_2 nebo D_{13} . Jako voltmetr doporučuji pro přehlednost a jednoduchý zápis naměřených hodnot vstup A_5 , jako druhý voltmetr vstup A_4 a jako poslední voltmetr A_3 . Volba rezistorů R_1 , R_2 je určena očekávaným zesilovacím činitelem (lze dohledat v datasheetu tranzistoru). Při měření je potřeba dosáhnout dostatečného kolektorového proudu tak, aby výsledky pokrývaly data naměřená výrobcem, pokud očekáváme h_{FE} v řádu stovek, pak budeme volit velikost rezistoru R_1 tak, aby na něm vznikl měřitelný úbytek napětí pro proudy v rozsahu $\frac{I_{Cmax}}{h_{FE}}$, kde za I_{Cmax} dáme rovnou hodnotě uváděné výrobcem. Po zapojení schématu začneme měnit vstupní napětí U_{in} od 3300 mV až od 1800 mV po 100 mV a všechna data zapisujte pro pozdější zpracování. Rezistor R_2 volíme tak aby platilo $I_{Cmax} = \frac{U_{CC}}{R_2}$.

2.3.4 Zpracování výsledků určování parametrů PNP tranzistoru

Pro určení zesilovacího činitele h_{FE} využijeme jeho definiční vztah:

$$h_{FE} := \frac{I_C}{I_B} \quad (2.29)$$

z tohoto definičního vztahu pak budeme potřebovat dopočítat oba proudy, které jsme změřili pomocí ampérmetrů realizovaných pomocí voltmetrů V_1 a V_2 a odporu R_1 . Pomocí Ohmova zákona, kde proud do báze I_B je stanoven napětím na rezistoru R_1 a hodnotou samotného rezistoru tedy:

$$I_B = \frac{U_{R_1}}{R_1} = \frac{U_2 - U_1}{R_1} \quad (2.30)$$

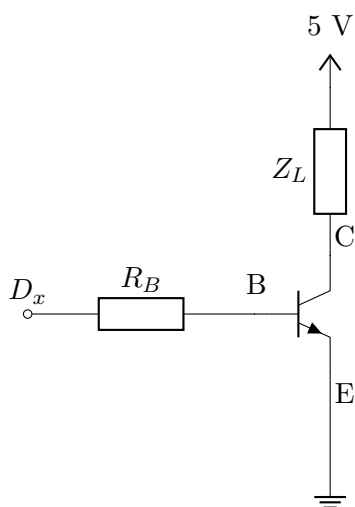
Rozdíl napětí je záměrně volen $U_2 - U_1$, neboť napětí U_2 bude větší než napětí U_1 , a to protože voltmetr V_2 je připojen na napájecí napětí přes křemíkovou diodu, kde je maximální možný úbytek 0.6 V, druhým důvodem je fakt, že pomocí DAC převodníku nelze vytvořit vyšší napětí než je na napájecí větvi kitu LEO. Proud I_B nám bude vycházet kladný. Druhý proud I_C , který je třeba zjistit je proud protékající kolektorem tranzistoru a to pomocí rezistoru R_2 a úbytku napětí na něm, což je v tomto případě změřené napětí U_3 pomocí voltmetru V_3 . Tak dostaneme jednoduchý vztah :

$$I_C = \frac{U_3}{R_2} \quad (2.31)$$

Do grafu vyneseme závislost velikosti bázového proud na proud kolektorem viz graf 2.18. V grafu je také vynesena závislost zesilovacího činitele h_{FE} v závislosti na kolektorovém proud. Vždy je dobré výsledky porovnat s datasheetem tranzistoru.

2.4 Tranzistor jako spínač.

Tranzistor jako spínač je časté využití. Zapojení tranzistoru jako spínače je jednoduché, jak je vidět na schématu 2.19

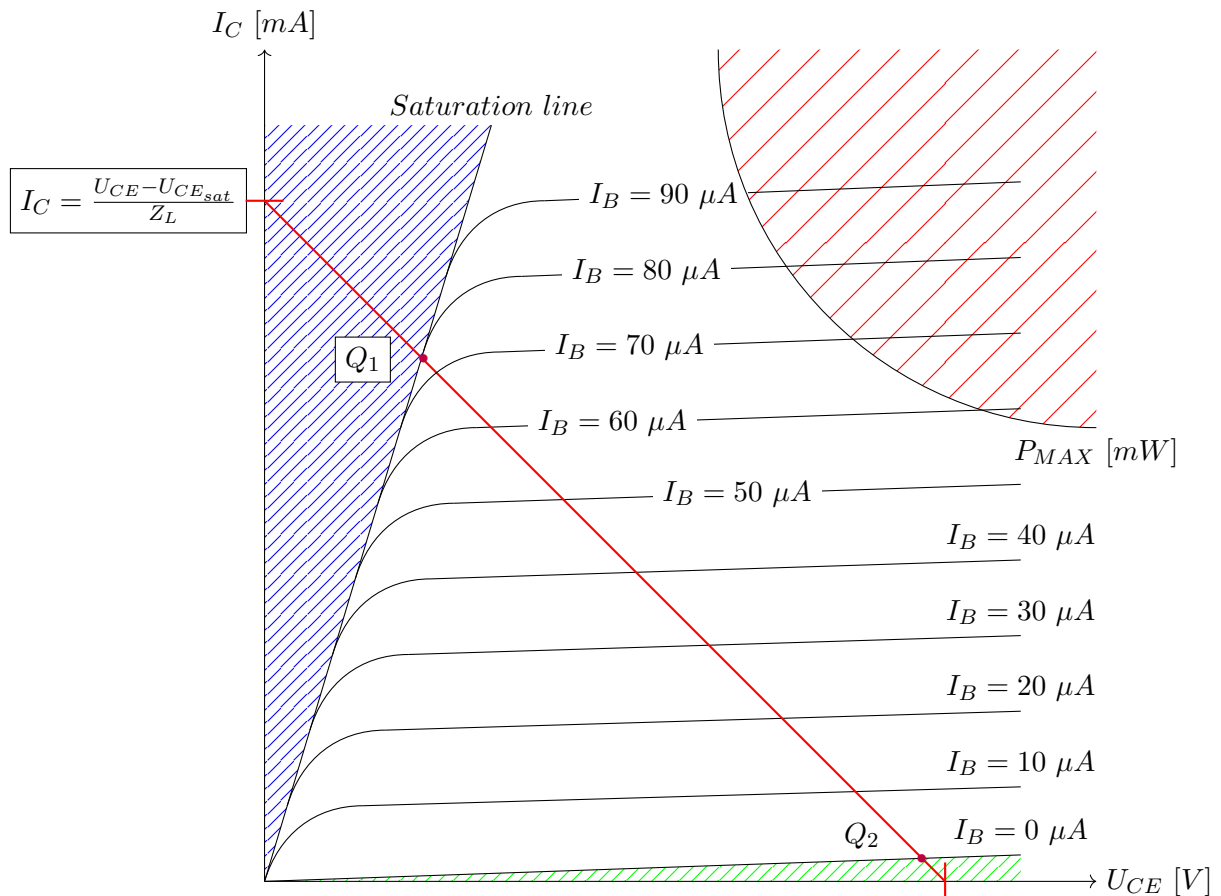


obr 2.19: Schématické zapojení tranzistoru jako spínače.

Kde D_x představuje digitální výstup mikroprocesoru, který je schopen dodávat dostatečný bázový proud. Pokud ne, je třeba přidat zesilovač, který takový proud je schopen dodat, impedance Z_L je reprezentace připojení zátěže, kterou chceme regulovat pomocí tranzistoru jako spínacího prvku. To může být na příklad LED, motor, ohřev (odpor), elektromagnet, atd.. Je nutné mít na paměti, že pokud je připojená zátěž typu reaktance to znamená, že převládá indukční část zátěže a je nutné obvod chránit proti přepětovým špičkám, které vznikají při přechodu ze stavu sepnuto Q_1 do stavu rozepnuto Q_2 na výstupní charakteristice 2.20. Tato ochrana může být realizována pomocí diody D_1 ve schématu 2.19. Dioda D_1 zkratuje napětí, generované indukční zátěží a tím chrání zbytek obvodu.

Využití se opírá o vlastnosti charakteristik tranzistoru. Charakteristiky tranzistoru jsou vhodné pro toto použití hned z několika důvodů, které si představíme v teoretickém rozboru.

2.4.1 Teoretický rozbor



obr 2.20: Výstupní charakteristika tranzistoru NPN. [3]

Ve výstupní charakteristice 2.20 je možnost vyčíst velké množství informací. Tyto informace jsou rozděleny do dvou kategorií. Tyto kategorie jsou měřitelné charakteristiky (černě) a potom uvažované limity samotného tranzistoru, tyto limity jsou zobrazeny šrafovanými oblastmi. Pracovní bod je vynesěn červeně.

Šrafovanou oblast vlevo (modrou) představuje nedosažitelnou oblast výstupní charakteristiky to je oblast kde je tranzistor v plně otevřeném stavu. Úbytek napětí je způsoben odporem polovodiče samotného tranzistoru a jeho přívodů. To znamená, že takto nakreslený pracovní bod (červenou) se nemůže do této oblasti dostat.

Další omezující oblastí ve výstupní charakteristice je oblast zobrazená zeleně, což je zbytkový proud, který je způsobený minoritními nosiči elektrického náboje v polovodiči tranzistoru. Pokud je tranzistor v uzavřeném stavu $I_B = 0 \mu A$. Musíme myslet na to, že malý proud I_C je přítomen. Jinými slovy není možné docílit úplného rozevření brány kolektor-emitor.

Poslední oblastí kde není možné tranzistor provozovat je oblast topného výkonu, který přesahuje hodnotu P_{MAX} , kterou stanovuje výrobce a je tranzistor od tranzistoru jiná. Pokud se nám povede umístit pracovní bod do této oblasti, pak je možné pozorovat velmi častý jev, který se v cizím jazyce

nazývá magic smoke. A tím může dojít k destrukci polovodiče uvnitř tranzistoru.

V případě použití tranzistoru jako spínače se snažíme držet pracovní bod co nejdále od této oblasti ze dvou důvodů. První již zmíněným je destrukce spínacího prvku (tranzistoru), druhým důvodem je zmenšení chladicího prvku, který je nutný k dlouhodobému provozování tranzistoru. Tranzistor jako spínač tedy bude mít tři stavy, jeden označený jako Q_1 (stav sepnuto) velký bázevý proud I_B a také velký kolektorový proud I_C a malé napětí na tranzistoru dané saturační linií. Druhým stavem je poté stav v charakteristice zakreslený jako Q_2 (stav otevřený) malý bázevý proud I_B a malý kolektorový proud I_C a velké napětí mezi kolektorem a emitorem U_{CE} . Posledním stavem je přechod mezi těmito stavy, přechod ze zavřeného stavu do otevřeného a na opak. V tomto stavu přechodu se na tranzistoru vyskytuje největší výkon ze všech stavů, neboť se linie (červeně) nejvíce vzdaluje od počátku souřadného systému, což znamená, že je jak napětí na tranzistoru U_{CE} , tak kolektorový proud je velký. Z tohoto poznatku můžeme dojít k závěru, že je vhodné přepínat mezi stavy Q_1 (sepnuto) a Q_2 (rozevřeno) co nejrychleji a nezdržovat se v přechodovém stavu.

2.4.2 Postup měření tranzistoru jako spínače

Zapojíme obvod dle schématu 2.19. Pro zapojení budeme muset znát odpory R_B a Z_L . Pro určení hodnoty rezistoru R_B , je potřeba nejprve stanovit provozní proud zátěží, tento proud je možné zjistit z datasheetu zátěže nebo experimentálně zjistit jaký proud zátěží I_C je dostatečný pro fungování zátěže. Jest-li že budeme uvažovat, čistě odporovou zátěž a známe napájecí napětí, můžeme vypočítat jaký má být odpor R_B :

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (2.32)$$

Pro případ, že naše zátěž má nominální proud $I_{C_{nom}} = 100 \text{ mA}$ a $h_{FE} = 230$ pak je $I_B = 0.4 \text{ mA}$. Takto získaný proud je nutné minimum. Z charakteristiky 2.20 je vidět, že se snažíme umístit pracovní bod Q_1 co nejbližší saturaci zvětšíme bázevý proud desetkrát, abychom jsme si tím saturační stav pojistili. Pro stav sepnuto Q_1 přivádíme na vstup našeho zapojení logickou jedničku 3.3 V, při uvážení úbytku na přechodu PN báze-emitor 0.7 V nám vyjde rezistor R_B jako:

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{3.3 - 0.7}{0.004} = 650 \Omega \quad (2.33)$$

2.5 Tranzistor jako zesilovač napětí.

V další části si ukážeme, jak se dá využít proudového zesílení tranzistoru pro napěťové zesílení. Tato vlastnost je široce použitelná v komerční elektrotechnice.

2.5.1 Teoretický rozbor

Zapojení dle schématu 2.21a, představuje typické zapojení tranzistoru jako zesilovače napětí. Kde zdroj signálu U_{in} dodává malý signál do zapojení s tranzistorem a tranzistor jej zesílí na napětí větší U_{out} . Kondenzátor C_1 je zde k oddělení stejnosměrné složky děliče R_a a R_b , nastavující pracovní

bod tranzistoru. Toto stejnosměrné napětí zajišťuje, že se pohybujeme v lineární části charakteristiky diody emitor-báze. To znamená menší zkreslení výstupního signálu vůči vstupnímu. Kondenzátor C_2 je zde pro zvýšení napětového zesílení pro střídavé napětí, neboť paralelní kombinace R_1 a kondenzátoru C_2 , bude mít menší impedanci pro střídavé napětí, záporná zpětná vazba bude slabší a zesilovač bude zesilovat střídavé napětí více. Výstupní napětí budeme měřit pomocí voltmetru V_1 . Zapojení na kterém budeme měřit pomocí kitu LEO bude jednodušší než na schématu 2.21a a to pomocí schématu 2.38b. Nyní bude potřeba určit hodnotu rezistorů R_1 a R_2 a hodnotu napětí U_{off} . Tyto hodnoty obvodových prvků dostaneme pomocí zmíněných rovnic z předešlého měření 2.3. Výstupní napětí bude omezeno mezi 0 V až 3.3 V. Z tohoto omezení, můžeme vyvodit jak určit kolektorový proud. Budeme požadovat, aby výstupní napětí pracovního bodu $U_{in} = 0$ a uplatňuje se pouze U_{off} . Zvolíme jeden z rezistorů třeba R_2 tak, že bude pod $1\text{K}\Omega$ například $680\ \Omega$, a můžeme určit kolektorový proud pomocí Ohmova zákona:

$$I_C = \frac{3.3-0}{R_2} = \frac{1.65}{680} = 2.43\ \text{mA} \quad (2.34)$$

,takto zvoleným kolektorovým proudem máme zaručen největší možný rozkmit výstupního napětí U_{in} a tím pádem i možnost zesílit harmonický signál co nejvíce, neboť nebudeme narážet ani na jednu hranici. Proto jsme volili polovinu napájecího napětí, aby jsme mohli jít jak do mínus poloviny, tak do plus poloviny. Nyní využijeme znalosti zesilovacího činitele h_{21E} , který jsme již určili z předchozího cvičení anebo je zde možnost nahlédnout do datasheetu tranzistoru. Pomocí těchto dat vypočítáme bázevý proud:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{21E_{BC557B}}} = \frac{2.43\ \text{mA}}{230 [-]} = 10.57\ \mu\text{A} \quad (2.35)$$

tento bázevý proud je nastaven pomocí hodnoty rezistoru R_1 a napětí U_{off} a to tak:

$$I_B = \frac{3.3 - U_{BE} - U_{off}}{R_1} \cdot (R_1) \quad (2.36)$$

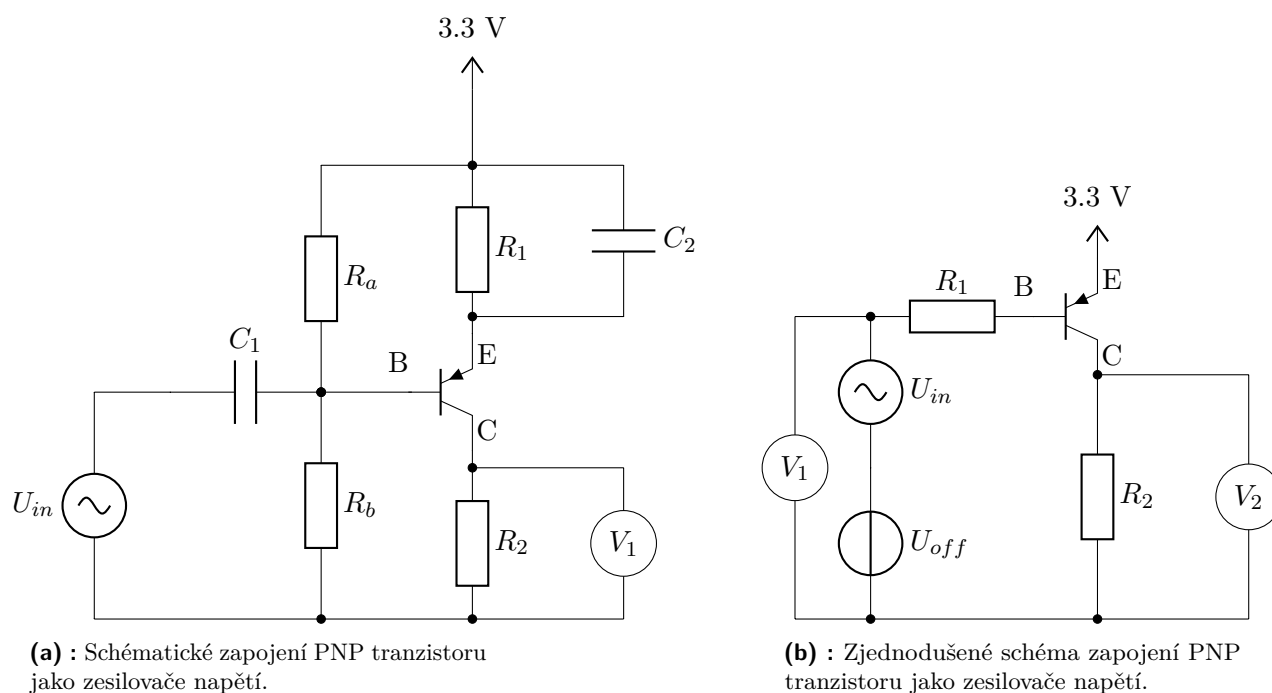
$$I_B R_1 = 3.3 - U_{BE} - U_{off}$$

$$U_{off} = 3.3 - U_{BE} - I_B R_1$$

, kde U_{BE} je úbytek napětí na diodě emitor-báze. Napětové zesílení střídavé:

$$A = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{I_C R_2}{U_{in}} = \frac{I_B h_{21E} R_2}{U_{in}} = \frac{\frac{U_{in}}{R_1} h_{21E} R_2}{U_{in}} = \frac{R_2}{R_1} h_{21E} \quad (2.37)$$

Zvolíme rezistor R_1 tak, aby jsme dosáhli napětového zesílení 50 - 100.



obr 2.21: Schématická zapojení PNP tranzistoru jako zesilovače napětí. [3]

2.5.2 Postup určení napěťového zesílení PNP tranzistoru

Zapojíme obvod dle schématu 2.21b, jako zdroj napětí využijeme **A2**, neboť rozsah napětí, který bude měření vyžadovat je takový, že připojená dioda na druhém výstupu by ovlivňovala výsledky (zatěžovala DAC). Jako voltmetr měřící výstupní napětí U_{out} , můžeme použít libovolný vstup **A5**, **A4**, **A3**, **PB14**, to platí také pro vstupní voltmetr. Na rozdíl od předchozího úkolu 2.3 budeme v aplikaci LEO využívat funkce generátoru a osciloskopu. Po zapojení nastavíme vstupní signál tak, aby měl malou střídavou složku například 50 - 100 mV a stejnosměrnou tak, aby odpovídal výše vypočtenému U_{off} . Spustíme generátor a budeme muset nastavit virtuální osciloskop tak, aby nám ukazoval, jak vstupní napětí, tak výstupní napětí. To znamená že, bude potřeba kliknout na tlačítko v horní části okna osciloskop **Channel** a zde budeme volit možnost **2 channels**, následně by jsme pak měli na obrazovce osciloskopu vidět, jak se nám vykreslují dva průběhy ve dvou různých barvách. Po nastavení měřících přístrojů (generátoru a osciloskopu) můžeme začít nastavovat pracovní bod tranzistoru tak, aby byl optimální pro dané zapojení a použitým tranzistorem. Odhad U_{off} z rovnice (2.36) je orientační, proto budeme postupně nastavovat pomocí slideru **Offset** v okně generátoru stejnosměrnou složku našeho vstupního napětí tak, aby jsme na vstupním signálu U_{in} na obrazovce virtuálního osciloskopu viděli, že signál výstupní U_{out} je ve středu obrazovky zobrazovaného napětí a nedochází k jeho ořezu ani na jedné straně. Pokud je rozkmit moc velký a nevejde se nám signál na obrazovku osciloskopu, pak zmenšíme vstupní amplitudu U_{in} a budeme pozorovat, jak se chová výstupní napětí U_{out} . vstupní napětí sinus a zároveň výstupní napětí také sinus (nedochází k ořezům U_{out}), můžeme změřit napěťové zesílení daného zapojení použitím tlačítka **Measure**, které je v horní části osciloskopu. Pak zvolíme kanál na kterém chceme měření provádět zvolíme měření **Peak-Peak**. Stejně měření vybereme i pro druhý kanál, který měří výstupní napětí. To znamená, že v horní

části obrazovky jsou dvě hodnoty, které barevně odpovídají příslušným signálům a hodnotou měření peak to peak. Můžeme porovnat hodnoty vypočtené pomocí rovnice (2.37) a hodnoty změřené pomocí osciloskopu. Výsledky porovnáme se zesílením od výrobce pomocí h_{21E} z datasheetu (použijte typickou hodnotu).

■ 2.5.3 Zpracování výsledků, určování parametrů PNP tranzistoru

Zaznamenejte průběhy naměřených napětí pomocí tlačítka **File** a **Save signal** uložená data potom pomocí matlabu vykreslete do grafu. Porovnejte vypočtené napěťové zesílení s na měřeným. Z naměřených signálu určete napěťové zesílení pomocí matlabu.

■ 2.6 Tranzistor jako napěťový sledovač.

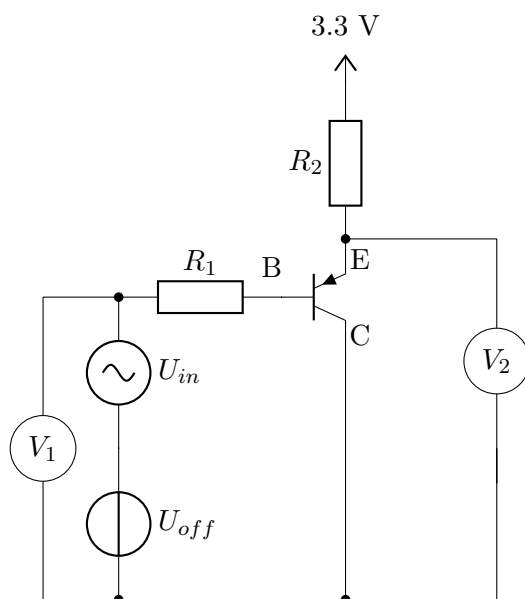
Napěťový sledovač je nejlépe realizovatelný pomocí operačního zesilovače, kde lze dobře aproximovat zapojení se společným kolektorem.

■ 2.6.1 Teoretický rozbor

V zapojení se společným kolektorem 2.38c jsou zajímavé vlastnosti vstupního odporu R_{in} , který bývá velký a odporu výstupního R_{out} , který bývá malý. Tyto vlastnosti se hodí jako oddělovací stupeň (například v aktivních filtrech kde se snažíme oddělit jednotlivé RC, RL články), když je potřeba zařídit impedanční přizpůsobení. Zesílení proudu v této konfiguraci lze definovat jako poměr vstupního proudu ku proudu vstupním. Jelikož máme tranzistor zapojen v konfiguraci se společným kolektorem, víme že výstupní proud je proud emitoru a vstupní proud je proud bází. Z rovnice (2.26) víme, že proud emitem je proud bází a kolektorem potom proudové zesílení je:

$$A_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_E}{I_B} = \frac{I_C + I_B}{I_B} = h_{21E} + 1 \quad (2.38)$$

a



obr 2.23: Schéma zapojení PNP tranzistoru jako napětového sledovače.

Nízké napětové zesílení v tomto zapojení je způsobeno tím, že rezistor R_2 , zavádí silnou zpětnou vazbu. Jinými slovy napětí na emitoru bude vždy napětí na bázi U_B + napětí U_{BE} . Provedme nyní myšlenkový experiment vysvětlující sledování napětí na vstupu pomocí napětí na výstupu. Mějme napětí na bázi například 1 V a tranzistor nastavil na výstupu napětí $1 + U_{BE}$. Nyní změníme vstupní napětí na 1.1 V a budeme sledovat co se děje. Zvýšením vstupního napětí dojde ke zmenšení bázevého proudu I_B , tím pádem také ke zmenšení emitorového proud I_E , pak úbytek U_{R_2} na rezistoru R_2 bude menší a napětí na emitoru stoupne a to tak, že na emitoru bude napětí $1.1 + U_{BE}$. Proto se uvádí, že napětové zesílení této konfigurace je $A_u \leq 1$.

2.6.2 Postup určení parametru zapojení PNP tranzistoru jako napětového sledovače.

Jako první sestavíme zapojení dle schématu 2.38c. Zdroj napětí použijeme zdroj **A2**, voltmetr V_1 bude realizován vstupem osciloskopu **A5** a druhý voltmetr V_2 reprezentuje **A4** druhý kanál virtuálního osciloskopu. Dále bude potřeba nastavit osciloskop, aby zobrazoval dva kanály a to pomocí tlačítka **Channel** v horní části a stisknutím tlačítka **2 Channels**, tím by se měly zobrazit dva průběhy. Dále nastavíme signál vstupní U_{in} , který bude náš obvod sledovat. Pomocí tlačítka **Measure** změřte a zaznamenejte napětí Peak-Peak na vstupu U_{in} a na výstup U_{out} a zjistěte napětové zesílení A_U .

2.6.3 Zpracování výsledků pro tranzistor jako napětového sledovač

Průběhy zaznamenejte pomocí tlačítka **File** a **Save signal**. Použijte všechny signály, tedy sin, square, saw. Všechny zaznamenejte a vynesete do grafu. Určete napětí U_{BE} a úbytek napětí na diodě emitor-báze. Výsledky parametrů dejte do přehledné tabulky, U_{BE} a napětové zesílení A_U .

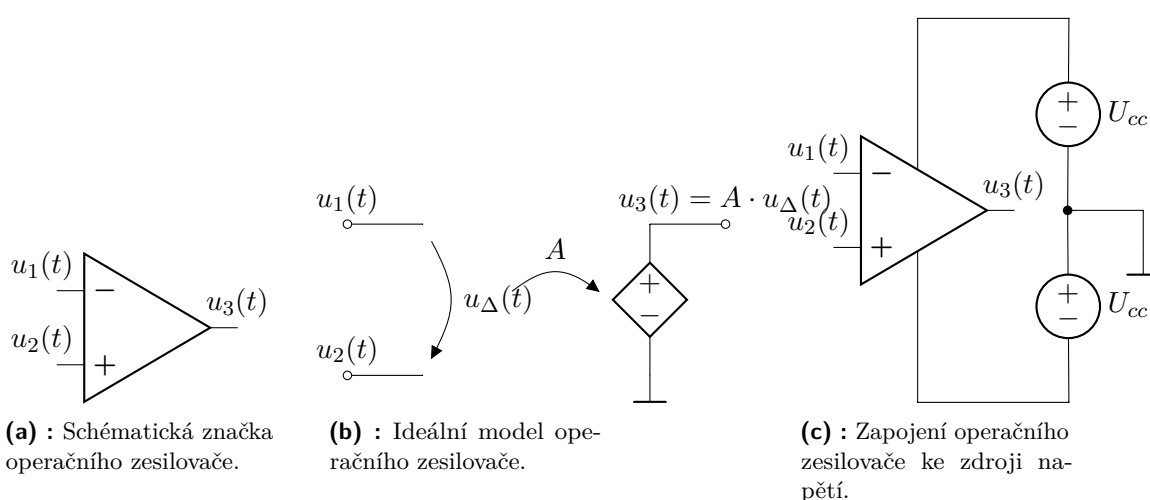
2.7 Ideální operační zesilovač

Operační zesilovač je polovodičová součástka zakládající se řádově z desítek tranzistoru a desítek rezistorů. Jednoduchým modelem je takzvaný ideální operační zesilovač. Jeho vlastnosti jsou shrnuty v obr. 2.25b. Jak je vidět z obr. 2.25b, tak vstupní odpor operačního zesilovače je modelován jako vodič, který není nikam připojen matematicky, ideální model předpokládá nekonečný vstupní odpor na obou vstupních svorkách. Tento fakt dále implikuje, že vstupní proudy jsou nulové v ideálním modelu operačního zesilovače, neboť

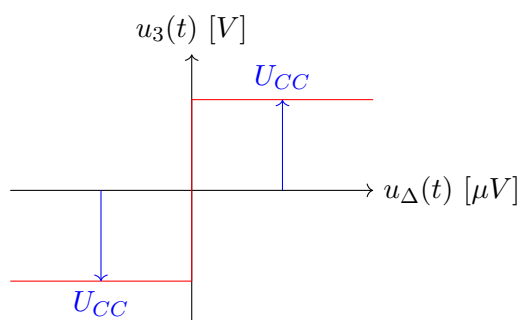
$$i_1(t) = \frac{u_1(t)}{\infty} = 0 \quad (2.39)$$

$$i_2(t) = \frac{u_2(t)}{\infty} = 0 \quad (2.40)$$

, kde $u_1(t)$ a $u_2(t)$ jsou libovolná napětí. Zkutečnost, že ideální model uvažuje vstupní odpor nekonečný, můžeme tedy uvažovat, že vstupní proudy $i_1(t)$ a $i_2(t)$ jsou nulové. Dalším parametrem, který je vidět na obr. 2.25b je zesílení operačního zesilovače. Toto zesílení se v ideálním modelu blíží k nekonečnu tedy $A_u \rightarrow \infty$. Převodní charakteristika ideálního operačního zesilovače, která je zachycena na obr. 2.26 vyplývá fakt, že při sebemenším (infinitezimálním) rozdílu napětí $u_\Delta(t)$, bude výstup na jednom z napájecích napětí (v saturaci) a to závisí na polaritě $u_\Delta(t)$. Další vlastnost ideálního operačního zesilovače, je nulový výstupní odpor, který je realizován ideálním regulovatelným napěťovým zdrojem, který sám o sobě má z definice nulový výstupní odpor. Z takto zdefinovaným ideálním operačním zesilovačem se dají provádět myšlenkové experimenty, které vedou na praktická a jednoduchá zapojení.



obr 2.25: Operační zesilovač



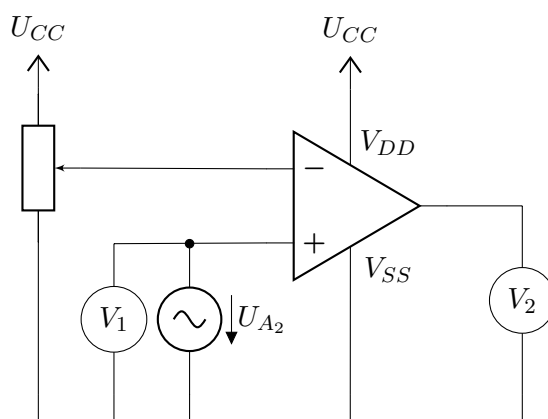
obr 2.26: Převodní charakteristika ideálního operačního zesilovače. Bez záporné zpětné vazby.

2.8 Operační zesilovač, zapojený jako neinvertující komparátor.

Neinvertující komparátor je velmi užitečný předstupeň před TTL vstupními obvody pro rozhodování o stavu věcí vzhledem k referenčnímu napětí.

2.8.1 Teoretický rozbor

Použití operačního zesilovače jako komparátoru je velmi jednoduché zapojení. Využijeme charakteristiky 2.26 a to tak, že připojíme napětí, které chceme porovnávat (komparovat), výstupem generátoru bude, buď kladné nebo záporné (v našem případě nulové) napájecí napětí a tento výstup již můžeme přivést na vstup vyhodnocovací logiky.⁵



obr 2.27: Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako neinvertující komparátor.

Bez zavedení záporné zpětné vazby není možné, aby výstup operačního zesilovače byl mezi U_{CC} nebo zemí neboť napětí mezi vstupními svorkami je velmi zesíleno. To znamená, že se na výstupu

⁵Je dobré volit takový operační zesilovač, který bude umožňovat napájení, které je kompatibilní se vstupem vyhodnocovací logiky. Pokud nemůžeme si hodnotu vstupního napětí vždy upravit děličem napětí tak, aby to bylo pro vyhodnocovací logiku snesitelné.

nastaví nejvyšší nebo nejnižší možná hodnota.

2.8.2 Postup zapojení operační zesilovač zapojený jako komparátor.

Zapojím obvod dle schématu 2.27 k tomu nám pomůže obrázek 2.28 kde jsou zobrazeny vnitřní zapojení čipu na kterém je realizován operační zesilovač. Po zapojení dle schématu spustíme generátor sinusového průběhu a nastavíme pomocí potenciometru tak, aby jsme viděli vstupní napětí na osciloskopu v porovnání s výstupním průběhem napětí (horní část obrazovky **Channel/2 channels** toto bude fungovat pokud byly pro voltmetry použity vstupy A_5 a A_4). Jelikož se bude výstupní napětí měnit od nuly do napájecího napětí je dobré nastavit v sekci **Voltage** scale 0.5 a posunout si pomocí slideru průběh tak, aby bylo vidět na stav, kdy je výstup operačního zesilovače na napájecím napětí na nule. Je dobré zvětšit vzorkovací frekvenci tak, aby se nám výstupní signál vykresloval pouze v několika málo periodách. Můžeme vypnout v horní části obrazovky **Plot/Interpolate**, což zamezí pře-kmitům.

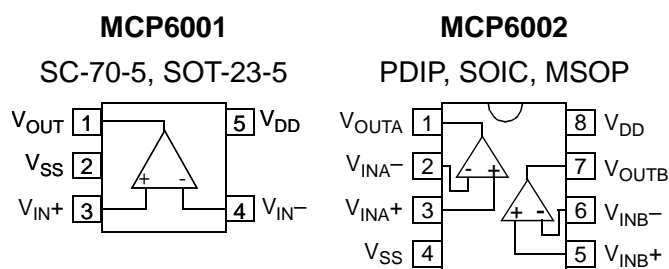
Začneme měnit prahové napětí pomocí potenciometru a nastavovat tak střidu výstupního napětí. Zaznamenejte signály pro tři různé nastavení potenciometru. Dále zaznamenejte jak rychle se změni stav výstupního napětí. Pro zaznamenání náběžné a sestupné hrany použijeme funkci trigger **stop** a následně **single** a to při nastavení mnohem větší vzorkovací frekvence (MSPS). Pro náběžnou necháme trigger nastaven **Rise** a pro sestupnou hranu **Fall**. Po nastavení triggeru je potřeba vynutit změnu stavu výstupu operačního zesilovače pomocí potenciometru. Oba průběhy také uložte k pozdějšímu zpracování pomocí tlačítka **File** v levém horní části **save signal**.

Demonstrace zakmitávání v okolí přechodu komparátoru.

Tento jev je způsoben tím, že se jedná o porovnání dvou napětí, která jsou zatížena šumy a rušením z okolí (vesmírné záření, okolní elektronika, metro, atd.) tyto indukované signály jsou potom zesíleny operačním zesilovačem. V okolí přepnutí komparátoru může dojít díky šumu několika násobnému přepnutí, což v případě dalšího dostatečně rychlého zpracování může být interpretováno jako vícenásobná změna stavu měřeného (užitečného signálu).

Tato záporná vlastnost se dá eliminovat dvěma způsoby. Prvním způsobem je softwarové, kde při prvním přepnutí počkáme a pak ověříme zda-li se stav změnil až po dostatečném časovém intervalu a to tak, že již nežádoucí změny stavu komparátoru nenastávají. Druhým způsobem je použít komparátor z hysterezí, které podobným jevům zamezí tím, že posune hranici zpětného přechodu viz další úloha 2.9. Pro demonstraci toho jevu použijeme **Voltage Source** a nastavíme ho na 500 mV pomocí osciloskopu a potenciometru nastavíme napětí na výstupu potenciometru tak, aby bylo stejné jako napětí na výstupu A_2 . Poté přepneme osciloskop na 200 kSPS tak, aby jsme byli schopni pozorovat nežádoucí chování komparátoru. Tento jev je rychlý a malá vzorkovací frekvence by ho nezachytila. Pomocí slideru na **Voltage source** budeme velmi precizně nastavovat napětí tak, aby docházelo k přepínání výstupu komparátoru.⁶ Pokud se Vám nedaří pozorovat nežádoucí chování komparátoru pak se jen stačí dotknout rukou potenciometru což dodá naprosto dostatečné množství rušení.

⁶Pokud je problém nastavit vstupní napětí komparátoru tak, aby byly podobné, můžete použít třetí vstup osciloskopu A_3 , pomocí kterého dostanete napětí na podobnou úroveň.



obr 2.28: Pouzdra operačních zesilovačů, kde V_{SS} je připojen na zem nebo na zápornou větev napájecího zdroje, V_{DD} je napájecí napětí mezi 1.8 V až 5 V. [4]

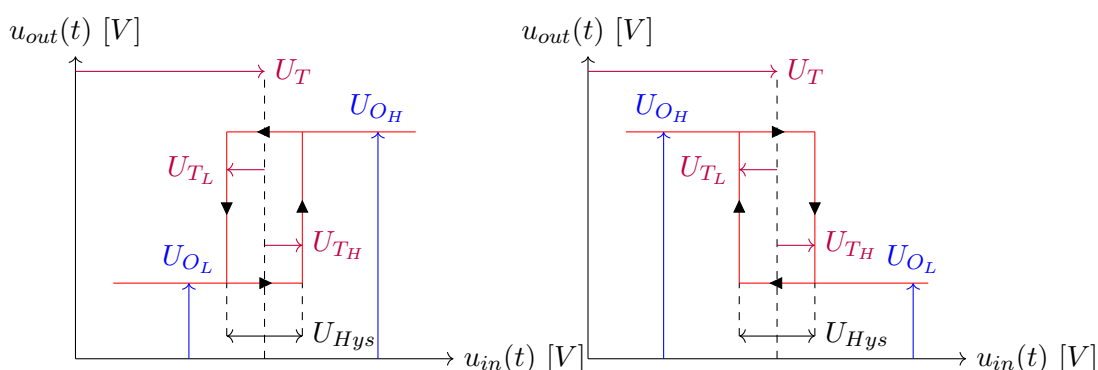
2.8.3 Zpracování výsledků, pro operační zesilovač zapojený jako komparátor

Signály uložte a vynesete do grafu pomocí matlabu. Pro určení rychlosti přechodu použijte dobu do 10 % do 90 %, vynesete do grafu a čas i meze do něj vynesete.

2.9 Operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.

2.9.1 Teoretický rozbor

Použití operačního zesilovače jako komparátoru s hysterezí je jednoduché zapojení. Rozšíříme předchozí zapojení o jednoduché pasivní součástky tak, aby nedocházelo k nežádoucímu jevu, který byl demonstrován v závěru předchozí úlohy 2.9. A to pomocí změny porovnávacího napětí v závislosti na stavu výstupu komparátoru. Jestli-že budeme chtít měnit napětí na "+" vstupu operačního zesilovače tak, aby jsme dostali charakteristiky 2.29, toho dosáhneme zavedením výstupního napětí na vstup pomocí děliče tvořeného rezistory R_1 a R_2 ve schématu 2.30.

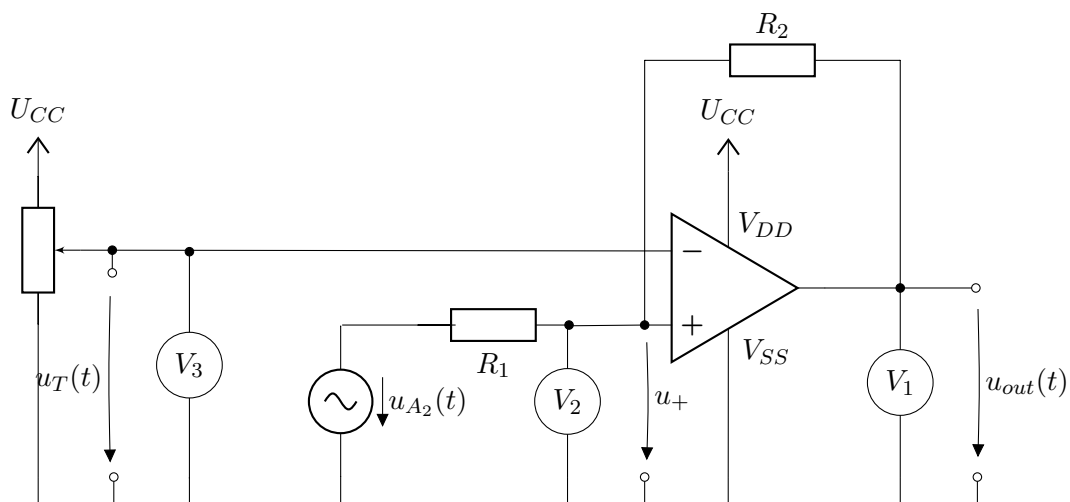


(a) : Převodní charakteristika ideálního operačního zesilovače zapojeného jako neinvertujícího komparátoru s hysterezí.

(b) : Převodní charakteristika ideálního operačního zesilovače zapojeného jako invertujícího komparátoru s hysterezí.

obr 2.29: Převodní charakteristiky invertujícího a neinvertujícího komparátoru.

, kde U_{TH} je napětí "Threshold", "High" tedy prahové napětí pro přechod ze stavu výstup low do stavu high, U_{TL} je napětí "Threshold", "Low" prahové napětí pro přechod ze stavu výstupu high do stavu low, U_{OH} je napětí na výstupu "Out" ve stavu maximální kladné saturace "High", U_{OL} je napětí na výstupu "Out" ve stavu maximální záporné saturace "Low". Napětí U_{TH} a U_{TL} jsou měřitelná přímo na vstupu "+" operačního zesilovače označené jako U_+ .



obr 2.30: Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako neinvertujícího komparátoru s hysterezí.

, kde U_T je "Threshold" prahové napětí nastavované pomocí potenciometru. K výpočtu prahových napětí U_{TH} a U_{TL} použijeme Kyrhoffovy zákony a vlastnosti ideálního operačního zesilovače. Proud tekoucí z výstup do uzlu "+" se rovná proudu tekoucímu ze zdroje napětí U_{A2} do uzlu "+" také víme, že ve změně stavu se napětí na vstupech operačního zesilovače musí rovnat,

pak platí $U_+ = U_T$:

$$\frac{U_{out} - U_+}{R_2} = \frac{U_+ - U_{A2}}{R_1} \quad (2.41)$$

$$U_{out}R_1 - U_+R_1 = U_+R_2 - U_{A2}R_2 \quad (2.42)$$

$$U_{A2}R_2 = U_+(R_1 + R_2) - U_{out}R_1 \quad (2.43)$$

$$U_{A2} = \frac{U_+(R_1 + R_2) - U_{out}R_1}{R_2} \quad (2.44)$$

$$U_{A2} = \frac{U_T(R_1 + R_2) - U_{out}R_1}{R_2} \quad (2.45)$$

Pro případ přechodu ze stavu low do stavu high můžeme určit napětí U_{TH} pomocí předchozí rovnice, kde dosadíme za výstupní napětí ve kterém se nacházelo před přechodem do opačného stavu tedy $U_{out} = U_{OL}$:

$$U_{TH} = \frac{U_T(R_1 + R_2) - U_{OL}R_1}{R_2} \quad (2.46)$$

, také vyjádříme druhou mez:

$$U_{TL} = \frac{U_T(R_1 + R_2) - U_{OH}R_1}{R_2} \quad (2.47)$$

. Dále budeme zjišťovat velikost hystereze pomocí převodní charakteristiky 2.29a ze které je vidět $U_{Hys} = U_{TH} - U_{TL}$ a dostaneme:

$$U_{Hys} = \frac{U_T(R_1 + R_2) - U_{OL}R_1 - (U_T(R_1 + R_2) - U_{OH}R_1)}{R_2} \quad (2.48)$$

$$U_{Hys} = \frac{R_1}{R_2}(U_{OH} - U_{OL}) \quad (2.49)$$

, v našem případě:

$$U_{Hys} = 3.3 \frac{R_1}{R_2} V \quad (2.50)$$

2.9.2 Postup zapojení, operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.

Nejprve si zvolíme U_{Hys} například 1 V poté zvolíme jeden z rezistorů ⁷ a dopočítáme druhý dle rovnice (2.50). Dle zvolených rezistorů zapojíme obvod dle schématu 2.30. Následně zvolíme **Generator** a sinusový průběh, jehož amplitudu nastavím tak, aby byla menší než U_{Hys} . A to tak, že **Ampl (mV)** nastavíme aby platilo:

$$Ampl(mV) < \frac{U_{Hys}}{2} \quad (2.51)$$

Otevřeme **Oscilloscope** a v horní části nastavíme **Channels/3 Channles**. Pomocí potenciometru vyzkoušíme zda-li vše funguje. Pokud je napětí U_T (**Ch. 3**) $< U_+$ (**Ch. 2**) pak by se měl výstup komparátoru U_{out} (**Ch. 1**) rovnat napětí U_{OH} tedy 3.3 V. Dále pomocí potenciometru nastavíme napětí U_T tak, aby platilo U_T (**Ch. 3**) $> U_+$ (**Ch. 2**) pak by měl výstup komparátoru U_{out} (**Ch. 1**) rovnat napětí U_{OL} tedy 0 V.

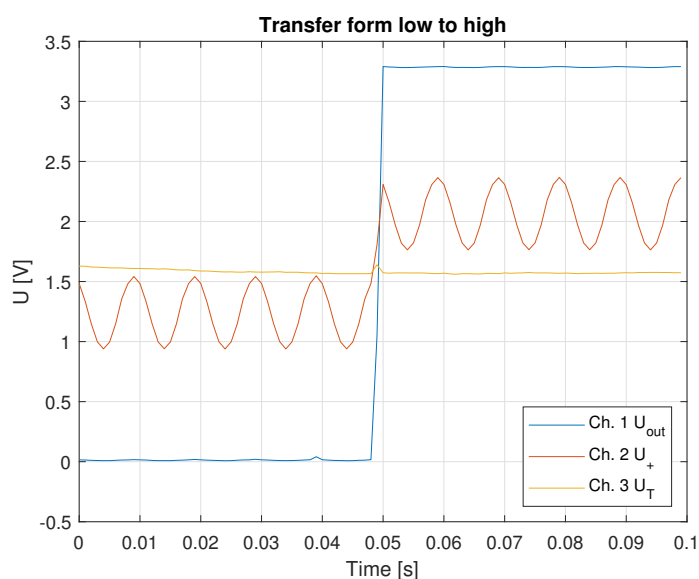
⁷Doporučuji R_2 volit 3300 Ω pro jednodušší výpočty.

Po tomto ověření si zaznamenáme přechod z jednoho stavu do druhého. Nastavíme trigger tak, aby se spouštěl pomocí kanálu 2 ve schématu 2.30 jako V_2 . Nastavíme **Level %** tak, aby byl v oblasti kam se U_+ překlopí. Dále nastavíme single a to pomocí tlačítka **Stop** a následně pomocí tlačítka **Single**. Poté co zaznamenáme průběh přechodu vstupního signálu, tak jej uložíme pomocí tlačítka **File/Save Signal**. Dále zaznamenáme i přechod na druhou stranu.

Jako poslední určíme napětí U_{T_H} a U_{T_L} a to pomocí **Voltmeter**. Kde nastavíme v horní části obrazovky **Averaging** na 1x pro rychlejší odezvu voltmetru. Toto nastavení nám zjednoduší další postup. Nastavíme pomocí potenciometru napětí U_T tak, aby bylo ve středu mezi zemí a napájecím napětím tedy $U_T = 1650 \text{ mV}$. Následně budeme zvyšovat napětí pomocí **Voltage source**. Nastavováním napětí na Channel 1 a to postupným zvyšováním. A zaznamenáme napětí při kterém se napětí na výstupu změní z U_{O_L} na U_{O_H} . Hodnoty U_{T_L} a U_{T_H} zaznamenáme a porovnáme s vypočtenými hodnotami.

2.9.3 Zpracování výsledků, zapojení operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.

Oba zaznamenané přechody vynesete do grafu, jak přechod z low do high, tak obráceně. Vzorově zaznamenaný průběh přechodu viz obrázek 2.31 Dále porovnejte vypočítané hodnoty napětí U_{T_L} a U_{T_H} s hodnotami zaznamenanými během měření.

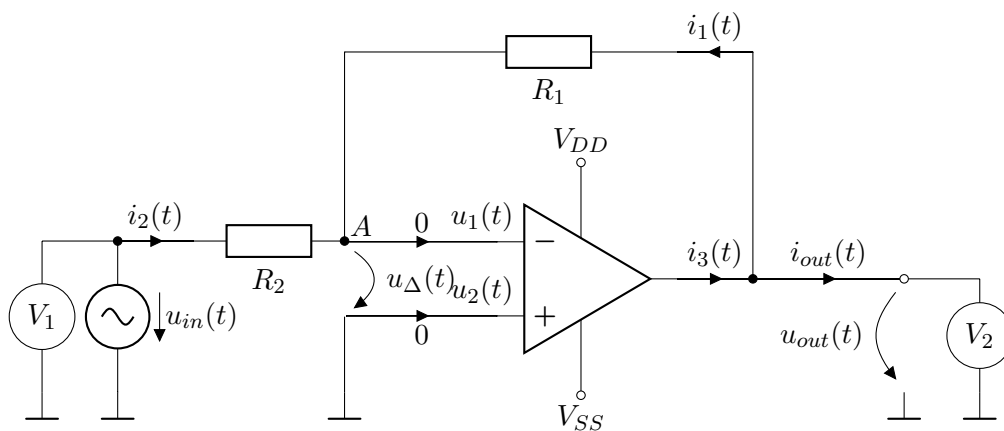


obr 2.31: Vzorově zaznamenaný přechod ze stavu low do stavu high.

2.10 Operační zesilovač zapojený jako invertující zesilovač.

2.10.1 Teoretický rozbor

Vlastnosti ideálního operačního zesilovače nám dávají možnosti, které nám umožní nastavit zesílení $A_u = \frac{u_{out}}{u_{in}}$, které se blíží $A_u \rightarrow \infty$ tak, jak budeme potřebovat. A to pomocí zavedení záporné zpětné vazby. Přivedeme část napětí z výstupu na vstup a tím změním zesílení celého zapojení. Zapojením odporu R_1 a R_2 realizujeme zpětnou vazbu. Tato zpětná vazba změní vlastnosti ideálního operačního zesilovače. Zapojením dle schématu 2.32



obr 2.32: Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako invertující zesilovač.

Koncept virtuální nuly, tento koncept nám říká, že napětí na vstupu operačního zesilovače $u_1(t)$ je při zavedení záporné zpětné vazby rovno napětí $u_2(t)$. Pokud je schopen generovat příslušné výstupní napětí tedy $U_{CC} > u_{out} > U_{CC}$. Platí, že napětí mezi vstupy u_{Δ} se snaží operační zesilovač držet nulové.

Vzhledem k tomu, že kladný vstup $u_2(t)$ je připojen na zem, to znamená, že na záporném vstupu je napětí $u_1(t)$ je také nulové. Potom se dá zpětnovazební proud snadno vypočítat pomocí Ohmova zákona:

$$i_1(t) = \frac{u_{out}(t) - u_1(t)}{R_1} \quad (2.52)$$

, kde napětí $u_1(t) = 0$ odtud potom:

$$i_1(t) = \frac{u_{out}(t)}{R_1} \quad (2.53)$$

Zápornou zpětnou vazbu realizuje proud $i_1(t)$, který je možné vypočítat pomocí výstupního napětí. Tento zpětnovazební proud $i_1(t)$ teče do uzlu A, Kirchhoffovy zákon říká: co do uzlu přiteče musí z něj také odtéct ⁸. Dle rovnice (2.40) víme, že do vstupu operačního zesilovače neteče nic (v tomto

⁸Neexistence odkapávání elektronu z vodičů.

ideálním modelu operačního zesilovače). Tedy můžeme dle Kirchhoffovy zákon psát:

$$0 = i_1(t) + i_2(t) + 0 \quad (2.54)$$

$$i_1(t) = -i_2(t) \quad (2.55)$$

Vstupní proud $i_2(t)$ lze vypočítat podobně jako zpětnovazební proud $i_1(t)$ s využitím konceptu virtuální nuly a to tak:

$$i_2(t) = \frac{u_{in}(t) - u_1(t)}{R_2} \quad (2.56)$$

$$i_2(t) = \frac{u_{in}(t)}{R_2} \quad (2.57)$$

, kde $u_1(t) = 0$ neboť je zavedená záporná zpětná vazba.

Kombinací rovnic (2.55) a (2.57) a (2.53) dostaneme rovnici:

$$i_1(t) = -i_2(t) \quad (2.58)$$

$$\frac{u_{out}(t)}{R_1} = -\frac{u_{in}(t)}{R_2} \quad (2.59)$$

$$u_{out}(t)R_2 = -u_{in}(t)R_1 \quad (2.60)$$

$$\frac{u_{out}(t)}{u_{in}(t)} = -\frac{R_1}{R_2} \quad (2.61)$$

$$A_u = -\frac{R_1}{R_2} \quad (2.62)$$

, kde A_u je napěťové zesílení.

Pro naše účely budeme muset zapojení modifikovat a to dle schématu 2.33. Pomocí principu superpozice dostaneme, že výstupní napětí je:

$$u_{out}(t) = u_r(t) + u_i(t) \quad (2.63)$$

, kde napětí $u_r(t)$ je příspěvek od napětí reference $u_{ref}(t)$ a napětí $u_i(t)$ je příspěvek od vstupního zdroje $u_{in}(t)$. Postup pro aplikování principu superpozice je, že nahradíme zdroj reference vnitřním odporem a vstupy operačního zesilovače také a dostaneme, že příspěvek $u_i(t)$ je daný:

$$u_i(t) = A_u * u_{in}(t) = -\frac{R_1}{R_2} u_{in}(t) \quad (2.64)$$

pro příspěvek od druhého zdroje nahradíme vnitřním odporem zdroj vstupního napětí $u_{in}(t)$ a dostaneme napětí $u_2(t)$:

$$u_2(t) = u_{ref}(t) \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (2.65)$$

yní využijeme napěťové zesílení neinvertujícího zesilovače (nebyl odvozeno) $A_{u_{neinv}}$:

$$A_{u_{neinv}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.66)$$

a použijeme toto zesílení pro výpočet příspěvku u_r :

$$u_r = A_{u_{neinv}} u_2(t) = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) u_2(t) = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{ref}(t) \quad (2.67)$$

algebraickými úpravami dostaneme:

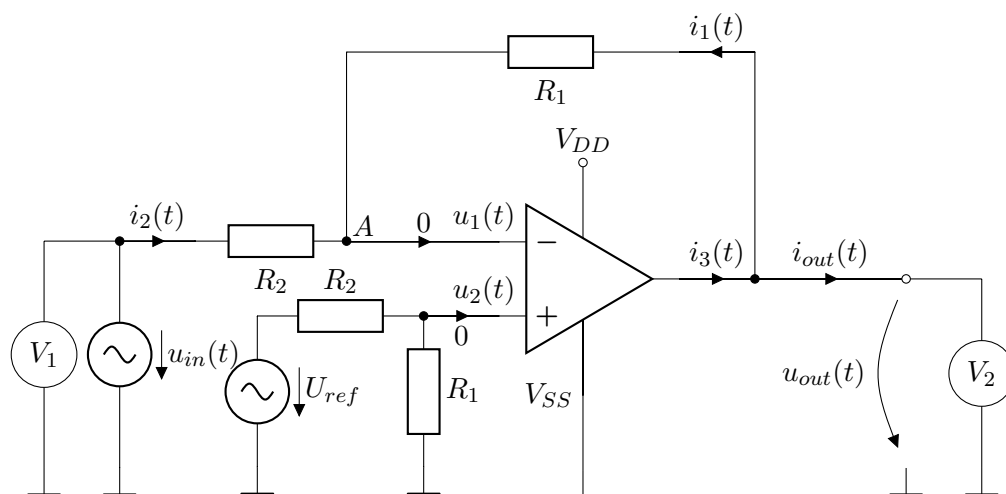
$$u_r = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{ref}(t) = \frac{R_1}{R_2} u_{ref}(t) \quad (2.68)$$

pomocí rovnice (2.63) dostaneme, že výstupní napětí je:

$$u_{out} = \frac{R_1}{R_2} u_{ref}(t) - \frac{R_1}{R_2} u_{in}(t) = (u_{ref}(t) - u_{in}(t)) \frac{R_1}{R_2} \quad (2.69)$$

2.10.2 Postup zapojení, operačního zesilovače zapojeného jako invertující zesilovač.

Vybereme si vhodné napěťové zesílení $|A_v|$ například 2 až 10. Pomocí rovnice (2.62) určíme hodnoty rezistorů R_1 a R_2 .



obr 2.33: Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako invertující zesilovač.

Zapojíme obvod dle schématu 2.33, kde připojíme napájení operačního zesilovače U_{SS} na zem. V generátoru nastavíme první kanál na sinusový průběh zvolíme **Ampl (mV)** v rozmezí 10 - 100 mV a povolíme druhý kanál, kde nastavíme **Offset mV** tak, aby byla stejnosměrná složka výstupního napětí stejně velká jako vstupního a to pomocí rovnice:

$$u_{out}(t) = (u_{ref}(t) - u_{in}(t)) \frac{R_1}{R_2} \quad (2.70)$$

$$(2.71)$$

, kde budeme požadovat aby se napětí výstupní u_{out} a vstupní u_{in} rovnala a označíme je třeba A,

pak dostaneme:

$$A = (u_{ref}(t) - A) \frac{R_1}{R_2} \quad (2.72)$$

$$A = u_{ref}(t) \frac{R_1}{R_2} - A \frac{R_1}{R_2} \quad (2.73)$$

$$A + A \frac{R_1}{R_2} = u_{ref}(t) \frac{R_1}{R_2} \quad (2.74)$$

$$A \frac{R_2}{R_1} + A = u_{ref}(t) \quad (2.75)$$

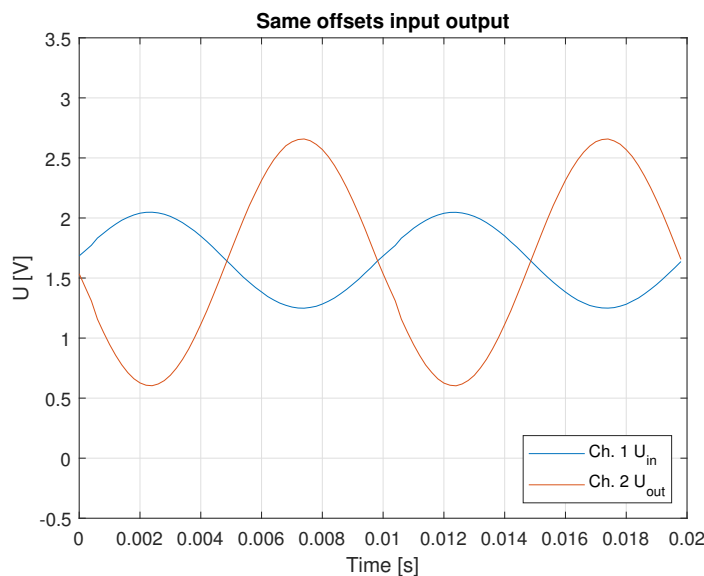
$$u_{ref}(t) = u_{in}(t) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.76)$$

na tuto hodnotu nastavím offset (**Offset mV**) druhého kanálu v generátoru a amplitudu druhého kanálu **Ampl (mV)** na 0 mV.

Po nastavení můžeme přejít k měření. Jestli-že se nám na obrazovce objeví vstupní a výstupní signál se stejnou stejnosměrnou složkou, můžeme ověřit pomocí **Measure/Mean** pro oba kanály obě napětí jsou schodná jestli-že jsme nastavili vše správně. Dále můžeme změřit zesílení obvodu A_u a to pomocí tlačítka **Measure/Peak-Peak** pro oba kanály napěťové zesílení A_u by mělo odpovídat druhému kanálu peak-peak/ první kanál peak-peak. Na obrazovce osciloskopu vidíme, že záporné znaménko u napěťového zesílení není možné přehlédnout, neboť se výstupní signál zobrazuje s opačnou fází tedy fázovým posunem 180° což odpovídá -1, která je součástí napěťového zesílení.

■ 2.10.3 Zpracování výsledků, zapojení operačního zesilovače zapojeného jako invertující zesilovač.

Porovnejte napěťové zesílení vypočtené a naměřené. Vyneste do grafu pomocí matlabu zaznamenané signály, kde je nastavený offset druhého kanálu generátoru tak, že stejnosměrná složka vstupního a výstupní napětí je rovna. Tak jako je zobrazeno v grafu 2.34.



obr 2.34: Vzorově zaznamenané zesílení s rovnocennými stejnosměrnými složkami.

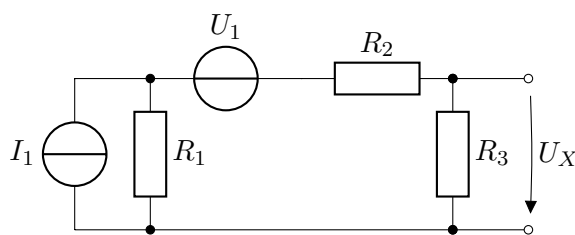
2.11 Princip superpozice

Princip superpozice spadá pod metody řešení lineárních obvodů. Obvody tvoří pouze lineární součástky. Tato metoda se používá jako postupné zjednodušování lineárních obvodů s využitím principu lineární superpozice.

2.11.1 Teoretický rozbor

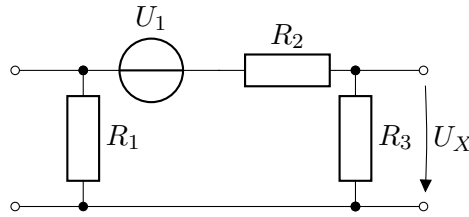
Metoda lineární superpozice řeší obvod vždy postupně s jedním zdrojem. Přitom ostatní zdroje nahradí jejich odpovídajícími vnitřními odpory. Výsledné napětí působící mezi libovolnými místy obvodu nebo proudu procházejícího, součásti obvodu při současném působení všech zdrojů určíme jako součet napětí nebo proudů vypočtených při působení jednotlivých zdrojů samostatně.

Příklad metody lineární superpozice:



obr 2.35: Schéma k příkladu superpozice: zadání.

Začneme tím, že nahradíme jeden ze zdrojů jeho vnitřním odporem například zdroj proud I_1 dostaneme následující schéma:

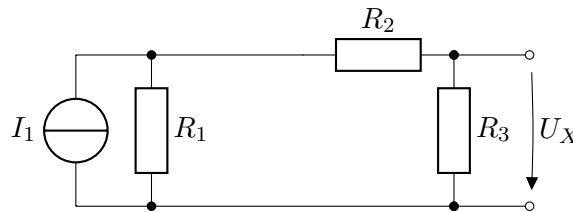


obr 2.36: Schéma k příkladu superpozice: nahrazení proudového zdroje jeho vnitřním odporem.

Následně můžeme ze schématu 2.36 vypočítat $U_{X_{I_1}}$:

$$U_{X_{I_1}} = \frac{U_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (2.77)$$

dalším krokem je nahradit druhý zdroj jeho vnitřním odporem schéma potom vypadá takto:



obr 2.37: Schéma k příkladu superpozice: nahrazení napěťového zdroje jeho vnitřním odporem.

Ze schématu 2.37 vypočítáme napětí $U_{X_{U_1}}$:

$$U_{R_1} = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} I_1 \quad (2.78)$$

$$U_{X_{U_1}} = U_{R_1} \frac{R_3}{R_2 + R_3} \quad (2.79)$$

$$U_{X_{U_1}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} I_1 \frac{R_3}{1} \quad (2.80)$$

$$U_{X_{U_1}} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} I_1 \quad (2.81)$$

protože obvod je tvořen lineárními součástkami, můžeme uplatnit princip superpozice a zjistit výsledné napětí sečtením $U_{X_{U_1}}$ a $U_{X_{I_1}}$ a získáme:

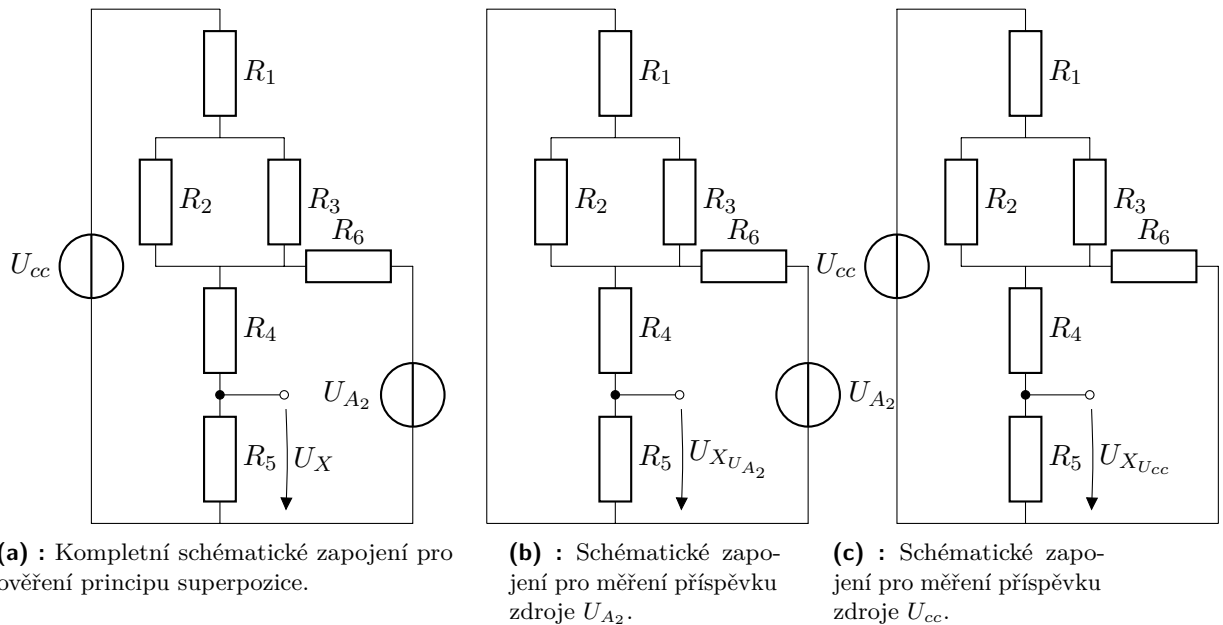
$$U_X = U_{X_{U_1}} + U_{X_{I_1}} \quad (2.82)$$

$$U_X = \frac{U_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} I_1 \quad (2.83)$$

$$U_X = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} (U_1 + R_1 I_1) \quad (2.84)$$

2.11.2 Určení neznámého napětí U_X , pomocí principu superpozice

Zapojíme obvod na nepájivé pole pomocí schématu 2.38, kde hodnoty rezistorů jsou $R_1 = 680 \Omega$, $R_2 = 820 \Omega$, $R_3 = 4700 \Omega$, $R_4 = 680 \Omega$, $R_5 = 100 \text{ K}\Omega$, $R_6 = 680 \Omega$, $U_{cc} = 3.3 \text{ V}$, $U_1 = 500 \text{ mV}$. Připojíme k obvodu pouze jeden ze zdrojů a druhý nahradíme propojovacím kablíkem. Jak je vidět na schématech 2.38b a 2.38c. Následně změříme napětí $U_{U_{cc}}$ dle schématu 2.38c obvod zapojíme dle schématu 2.38b, nahradíme druhý zdroj napětí jeho vnitřním odporem tedy propojkou a změříme napětí $U_{U_{A_2}}$. Následně obvod zapojíme s oběma zdroji dle schématu 2.38a a provedeme ověření, že metoda lineární superpozice funguje.



obr 2.38: Schéma k určení napětí U_X pomocí lineární superpozice.

Dalším krokem bude ověření naměřených hodnot pomocí výpočtů. Začneme výpočtem napětí $U_{X_{U_{A_2}}}$, kde použijeme schéma 2.38b a začneme obvod zjednodušovat následujícím způsobem. Nejprve zjednodušíme paralelní kombinaci rezistoru R_2 a R_3 do rezistoru R_a , následně provedeme zjednodušení sériové kombinace rezistorů R_4 a R_5 do rezistoru R_b . Převědeme sériovou kombinaci rezistorů R_a a R_1 do rezistoru R_c , posledním krokem převedeme paralelní kombinaci rezistorů R_b a R_c do rezistoru označeného jako R_d bude celkový odpor obvodu sériové kombinaci rezistoru R_d a R_6 , kterou označíme jako R . Odtud vypočítáme celkový proud, který protéká obvodem a označíme ho I . Vypočítáme napětí na rezistoru R_d vypočítáme proud tekoucí rezistorem R_b , posledním krokem je

výpočet napětí na rezistoru R_5 , které přímo odpovídá hledanému napětí $U_{X_{U_{A_2}}}$.

$$\begin{aligned}R_a &= \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \\R_b &= R_4 + R_5 \\R_c &= R_1 + R_a \\R_d &= \frac{R_b R_c}{R_b + R_c} \\R &= R_d + R_6 \\I &= \frac{U_{X_{A_2}}}{R} \\U_{R_d} &= I R_d \\I_{R_b} &= \frac{U_{R_d}}{R_b} \\U_{X_{U_{A_2}}} &= I_{R_b} R_5\end{aligned}$$

Pro druhý zdroj provedeme podobný výpočet s pomocí schématu 2.38c a budeme se snažit vypočítat napětí $U_{X_{U_{cc}}}$. Začneme zjednodušení sériové kombinace rezistorů R_4 a R_5 do R_a , následně zjednodušíme paralelní kombinaci rezistorů R_2 a R_3 na rezistor, který označíme jako R_b poté zjednodušíme paralelní kombinaci rezistorů R_a a R_6 do rezistor R_c a následně vypočítáme celkový odpor obvodu, který je sériovou kombinací rezistorů R_1 a R_b a R_c a dostáváme celkovou rezistenci označenou jako R . Vypočítáme celkový proud, který protéká obvodem I a určíme napětí na rezistoru R_c vypočítáme proud rezistorem R_b a určíme napětí na rezistoru R_5 , které odpovídá hledanému napětí $U_{X_{U_{cc}}}$.

$$\begin{aligned}R_a &= R_4 + R_5 \\R_b &= \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \\R_c &= \frac{R_a R_6}{R_a + R_6} \\R &= R_1 + R_b + R_c \\I &= \frac{U_{X_{U_{cc}}}}{R} \\U_{R_c} &= I R_c \\I_{R_b} &= \frac{U_{R_c}}{R_b} \\U_{X_{U_{cc}}} &= R_5 I_{R_b}\end{aligned}$$

Vypočítané hodnoty porovnejte s naměřenými hodnotami.

2.12 Lineární komplexní dvojbrany

Komplexní čísla jsou velmi elegantní způsob popisu chování obvodů v ustáleném střídavém napětí. Tímto popisem dostaneme elegantní způsoby, jak popsat přenosy dvojbranů jako jsou derivační a

integrační článek.

2.12.1 Impedance, reaktance, indukance, kapacitance

Lineární komplexní jednobrany jsou složeny z lineárních rezistorů, ideálních cívek a kondenzátorů. Impedance komplexní jednobrany je vyjádřena komplexním číslem závislém na frekvenci, které můžeme zapsat dvěma rovnocennými způsoby. A to ve složkovém nebo komplexním tvaru. Tedy je možné zapsat komplexní impedanci $Z(\omega) \in \mathbb{C}$ jako:

$$Z(\omega) = R + jX(\omega) = |Z(\omega)|e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.85)$$

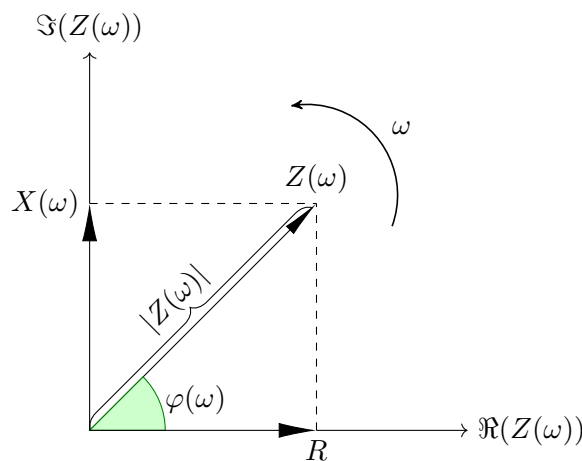
, kde $|Z|$ odpovídá absolutní hodnotě impedance tedy $|Z(\omega)| = \sqrt{R^2 + X(\omega)^2}$ a fázový posun $\varphi(\omega)$ je definovaný jako $\varphi(\omega) = \arctan \frac{X(\omega)}{R}$, činný odpor jednobranu je roven $R = |Z(\omega)| \cos(\varphi(\omega))$ a reaktance jednobranu je poté $X(\omega) = |Z(\omega)| \sin(\varphi(\omega))$, poté pro indukčnosti definujeme indukční reaktanci (Induktance) $X_L(\omega) = j\omega L$ a kapacitní reaktanci (Kapacitance):

$$X_C(\omega) = \frac{1}{j\omega C} \cdot \frac{j}{j} \quad (2.86)$$

$$X_C(\omega) = \frac{j}{j^2\omega C} \quad (2.87)$$

$$X_C(\omega) = -j \frac{1}{\omega C} \quad (2.88)$$

Obraz impedance $Z(\omega)$ v komplexní rovině, můžeme vidět na obrázku 2.39 a také vzájemné vztahy mezi výše uvedenými veličinami.



obr 2.39: Zobrazení impedance v komplexní rovině pro jednu frekvenci ω

,kde $\Im(Z(\omega))$ je imaginární osa v komplexní rovině, $\Re(Z(\omega))$ je reálná osa v komplexní rovině.

2.12.2 Teoretický rozbor, nabíjení a vybíjení RC článku

Jedná se o variaci sériového RC článku, kde se bude měnit napětí U a s osciloskopem sledovat napětí na kondenzátoru.

Jedná se o sériové zapojení RC, které bude zapojeno dle schématu 2.40, kde budeme zaznamenávat nabíjení a vybíjení kondenzátoru, pomocí osciloskopu a regulovatelného výstupu kitu LEO. Pro zaznamenání napětí na kondenzátoru budeme používat osciloskop, aby nedošlo k ovlivnění pomocí zatížení připojeného měřicího zařízení V_1 , používat budeme co nejmenší vzorkovací frekvenci a to 1 kSPS. Z tohoto důvodu budeme nastavovat časovou konstantu tak, aby nám nabíjecí signál vyplnil celou obrazovku. Při nastavení 100 Samples v **Channel/Data length** bude při vzorkovací frekvenci zaznamenán na celé obrazovce 0.1 s průběhu. Pro vybíjení kondenzátoru je možné sestavit obvodové rovnice:

$$u_c(t) + u_r(t) + u_{A_2} = 0 \quad (2.89)$$

$$u_c(t) + u_r(t) + 0 = 0 \quad (2.90)$$

$$u_c(t) + u_r(t) = 0 \quad (2.91)$$

,kde $u_r(t) = Ri(t)$ a platí, že napětí na kondenzátoru je:

$$u_c(t) = -\frac{1}{C} \int i(t) dt \quad (2.92)$$

, dosazením získáme:

$$-\frac{1}{C} \int i(t) dt + Ri(t) = 0 \quad (2.93)$$

$$-\frac{1}{CR} \int i(t) dt + i(t) = 0 \quad (2.94)$$

,poslední rovnici zderivujeme a dostaneme:

$$\frac{di(t)}{dt} - \frac{1}{\tau} i(t) = 0 \quad (2.95)$$

, řešení této diferenciální rovnice je:

$$i(t) = \frac{U_0}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.96)$$

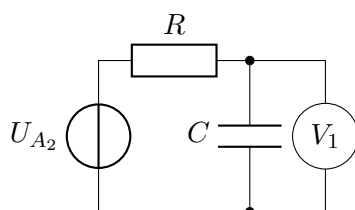
, kde U_0 je hodnota napětí na kterou byl kondenzátor nabitý (počáteční podmínka). Pro napětí na kondenzátoru platí:

$$u_c(t) = U_0 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.97)$$

pro nabíjení kondenzátoru dostaneme podobné řešení:

$$u_c(t) = U_{A_2} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (2.98)$$

a to za předpokladu, že byl kondenzátor vybitý tedy $U_0 = 0 V$.



obr 2.40: Schématické zapojení pro měření nabíjení a vybíjení kondenzátoru.

2.12.3 Postup měření nabíjení a vybíjení RC článku

Nejprve zvolíme hodnoty rezistoru R a kondenzátoru C a to tak, aby se nám celý průběh zaznamenal na 0.1 s a potom budeme požadovat, aby došlo k plnému nabití kondenzátoru. To zajistíme tím, že budeme požadovat aby šestnásobek časové konstanty byl roven 0.1 odtud tedy dostaneme:

$$0.1 = 6\tau \quad (2.99)$$

$$\tau = \frac{0.1}{6} = 0.016 \text{ s} \quad (2.100)$$

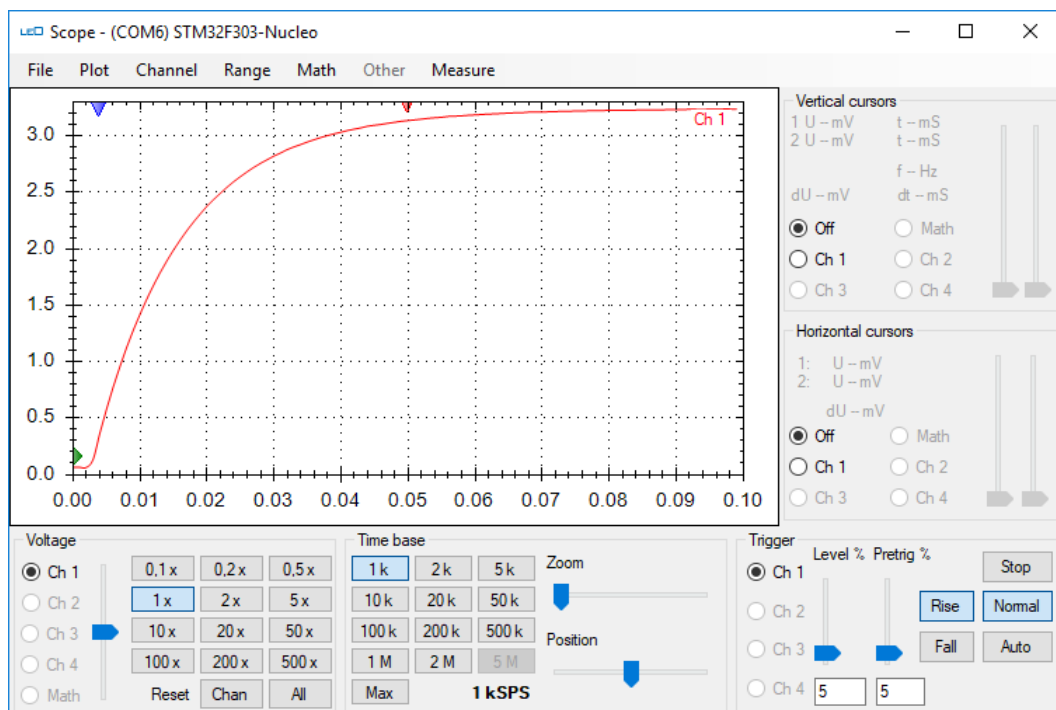
, dále zvolíme dostupný kondenzátor a dopočítáme k němu vhodný odpor, aby jsme splnili rovnost:

$$\tau = RC \quad (2.101)$$

a vypočteme R :

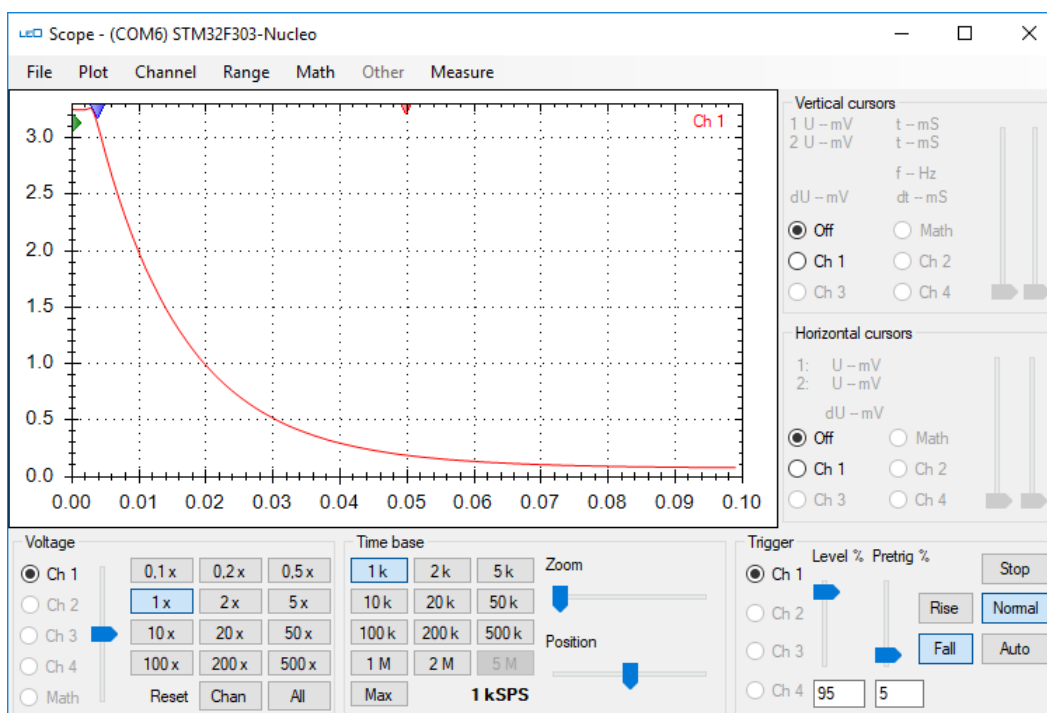
$$R = \frac{C}{\tau} \quad (2.102)$$

například pro kapacitu kondenzátoru $10 \mu F$ dostaneme rezistor přibližně 680Ω . Zapojíme obvod dle schématu 2.40 a nastavíme osciloskop tak, aby měl v sekci **Trigger** v levé dolní části obrazovky nastaveny hodnoty **Level %** a **Pretrig %** na hodnotu 5 % na hodnotu 5 % a zároveň přepneme trigger mode na normal pomocí tlačítka **Normal**. Když je vše takto připraveno, můžeme začít experimentovat s napětím U_{A_2} pomocí **Voltage Source** a to tak, že na výstup nastavíme 0 V a po krátké časovém intervalu nastavíme napětí na maximální hodnotu. Po nastavení by jsme na osciloskopu měli vidět nabíjení kondenzátoru jako je zobrazeno na obrázku 2.41.



obr 2.41: Průběh zaznamenaný pomocí osciloskopu (nabíjení kondenzátoru).

Pokud máme podobný průběh, uložíme signál pomocí tlačítka **File/Save Signal** v levé horní části okna. Pro vybíjení kondenzátoru přepneme v sekci trigger v pravé dolní části pomocí tlačítka **Fall**. Tímto budeme trigrovat signál na spádovou hranu. Dále přenastavíme hodnoty **Level %** a na hodnotu 95 % a **Pretrig %** necháme tak jak byl. Po nastavení osciloskopu změním pomocí **Voltage Source**, hodnotu vstupní napětí U_{A2} na nulu a na obrazovce osciloskopu vidíme průběh napětí vybíjení kondenzátoru. Jako je tomu na obrázku 2.42



obr 2.42: Průběh zaznamenaný pomocí osciloskopu (vybíjení kondenzátoru).

2.12.4 Zpracování výsledků, nabíjení a vybíjení RC článku

Naměřená data pomocí matlabu vynesete do grafu a vyznačte časovou konstantu. Vytvořte tabulku s časovou konstantou vypočtenou naměřenou při nabíjení, a při vybíjení. Dále proložte charakteristiky naměřené čárkovanou funkcí (2.97) a (2.98) tak, aby co nejlépe odpovídali naměřeným datům. Tyto rovnice přidejte do tabulky $\tau_{estimate}$

2.12.5 Teoretický rozbor, frekvenční charakteristika RC článku

V předešlé úloze 2.12.2 jsme zkoumali vlastnosti RC integračního článku v časové oblasti a nyní se budeme věnovat části frekvenční.

Jedná se o systém s jedním pólem, který je definovaný hodnotami rezistoru a kondenzátoru. Frekvenční charakteristiku získáme z impedance, kterou vypočteme ze zapojení 2.44, přenos tohoto zapojení je definovaný jako poměr U_2 ku U_1 měřených na voltmetrech V_1 a V_2 . Jedná se o impedanční dělič

napětí kde dostaneme:

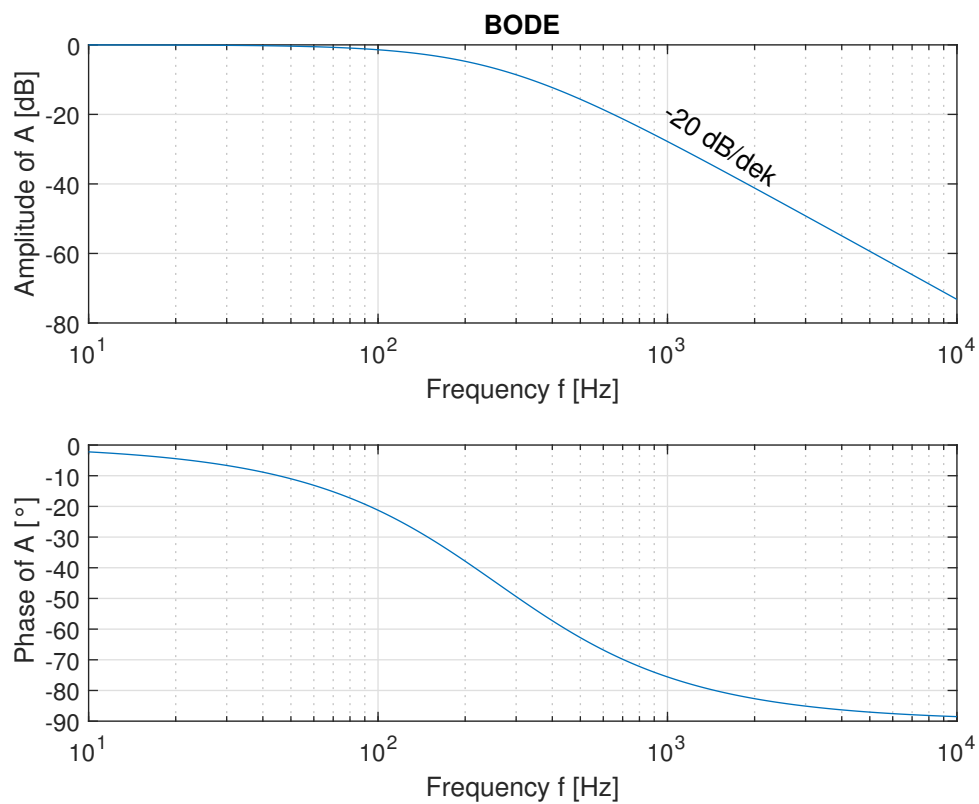
$$U_2 = \frac{X_C}{R + X_C} U_1 \quad (2.103)$$

, kde $X_C = \frac{1}{j\omega C}$ přenos A je:

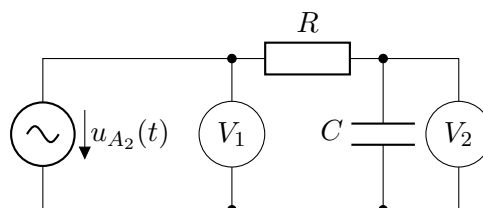
$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (2.104)$$

$$A = \frac{1}{j\omega CR + 1} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{1}{1 + j2\pi f\tau} \quad (2.105)$$

pro hodnoty rezistoru $R = 910 \text{ k}\Omega$ a kondenzátoru $C = 680 \text{ pF}$ dostaneme zlomovou frekvenci 250 Hz dle rovnice (2.106) charakteristiku, která je zobrazena na obrázku 2.43.



obr 2.43: Frekvenční charakteristika RC integračního článku.



obr 2.44: Schématické zapojení pro měření frekvenční charakteristiky RC integračního článku.

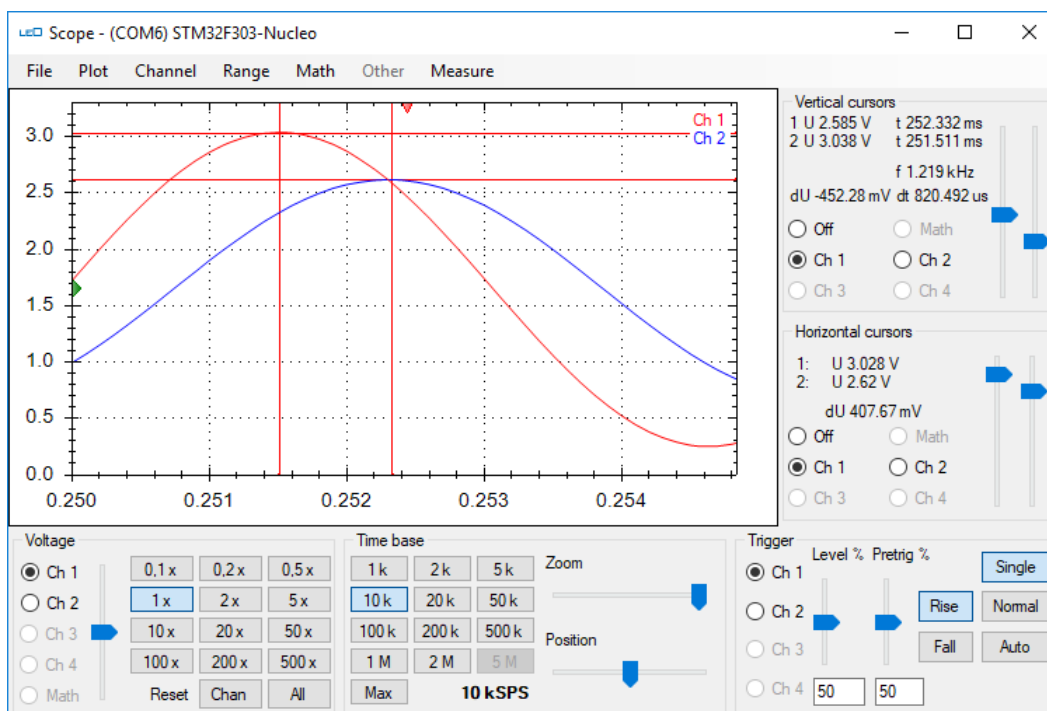
2.12.6 Postup měření, frekvenční charakteristika RC článku

Zapojíme obvod dle schématu 2.44 a použijeme **Generátor** nastavíme sinusový průběh s frekvencí desetkrát menší než je frekvence zlomová f_0 :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (2.106)$$

, a pak postupujeme po krocích, aby jsme měli dostatek hodnot pro vykreslení frekvenční charakteristiky z naměřených hodnot. Pro měření amplitudy použijeme na obou měřených kanálech měření hodnoty peak-peak, pro zaznamenávání fáze poté použijeme vertikální kurzory, které najdeme v levé části okna osciloskopu. Jeden z kurzorů umístíme na extrém jednoho signálu a druhý na odpovídající extrém druhého signálu a zaznamenáme, dt pro pozdější dopočítání fázového posunu. Tento odečet je zobrazen na obrázku 2.45 Pro výpočet fáze použijeme:

$$\varphi = 360 \frac{dt}{T} = 360 \frac{dt}{\frac{1}{f}} = 360 f dt \quad (2.107)$$



obr 2.45: Odečítání hodnot pomocí kurzorů osciloskopu.

Pro přesnější měření zesílení, můžeme použít měření střední hodnoty Mean a efektivní hodnoty RMS, které LEO poskytuje. Pomocí vzorců můžeme vypočítat zesílení jako:

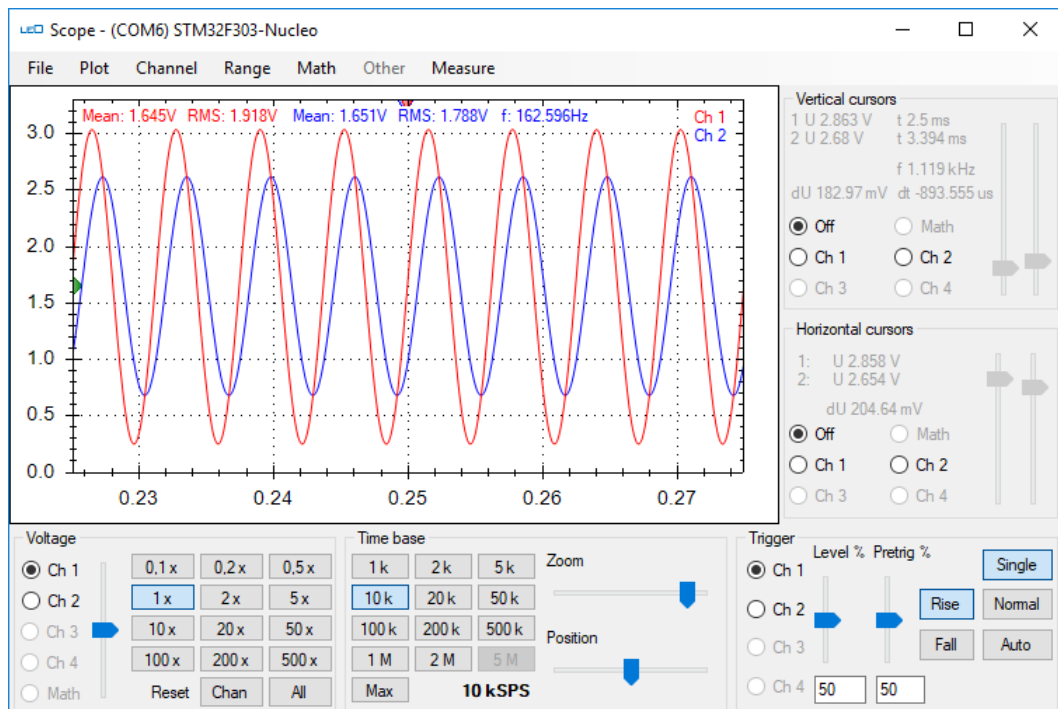
$$U_{ef} = \sqrt{U_{RMS}^2 - U_{Mean}^2} \quad (2.108)$$

musíme upravit hodnoty napětí, neboť je třeba odstranit z měřeného, efektivní hodnoty hodnoty střední a to pomocí vzorce (2.108). Po úpravě na efektivní hodnotu, která nebere v potaz stejnosměrný

posun můžeme vypočítat přenos:

$$A = 20 \log\left(\frac{U_{efout}}{U_{efin}}\right) \quad (2.109)$$

a to jak pro vstupní napětí, tak pro výstupní napětí jako je zobrazeno na obrázku 2.46.

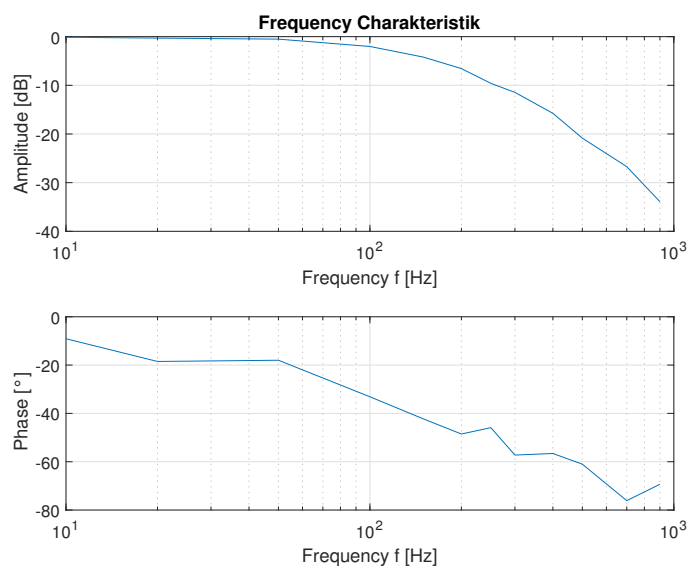


obr 2.46: Odečítání hodnot RMS a Mean z osciloskopu.

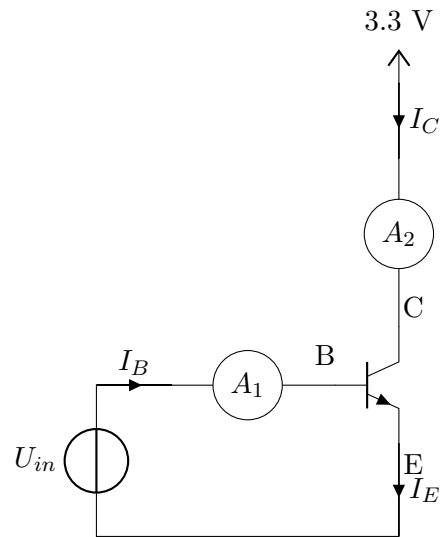
2.12.7 Zpracování výsledků, frekvenční charakteristika RC článku

Měření pomocí kurzorů je dosti nepřesné, proto se raději zaměříme na amplitudovou charakteristiku, kterou vykreslete pomocí matlabu do grafu. Zde již LEO neposkytuje excelentní výkony a proto jsem na implementoval Lock-in zesilovač, který nám měření usnadní.

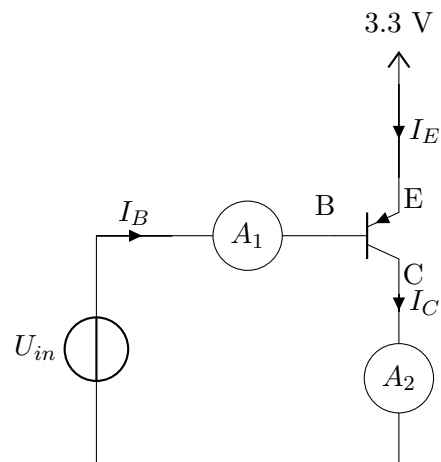
Měřením fázové charakteristiky integračního článku jsme narazili na omezení kitu LEO. Jak je vidět na obrázku 2.47, amplitudová charakteristika by se dala používat jako orientační náměr, ale hlavním problémem je měření fáze. Tento virtuální přístroj nám až dosud poskytoval vše, co jsme potřebovali, ale nyní jsme narazili na velký nedostatek, kterým je měření fázového posunu pomocí kurzorů. Proto jsem navrhl lock-in zesilovač, který poskytuje velmi elegantní způsob měření fáze, který je důkladně popsán v další kapitole.



obr 2.47: Naměřené hodnoty pomocí metody p-p a odečítání fázového posunu pomocí kurzorů.

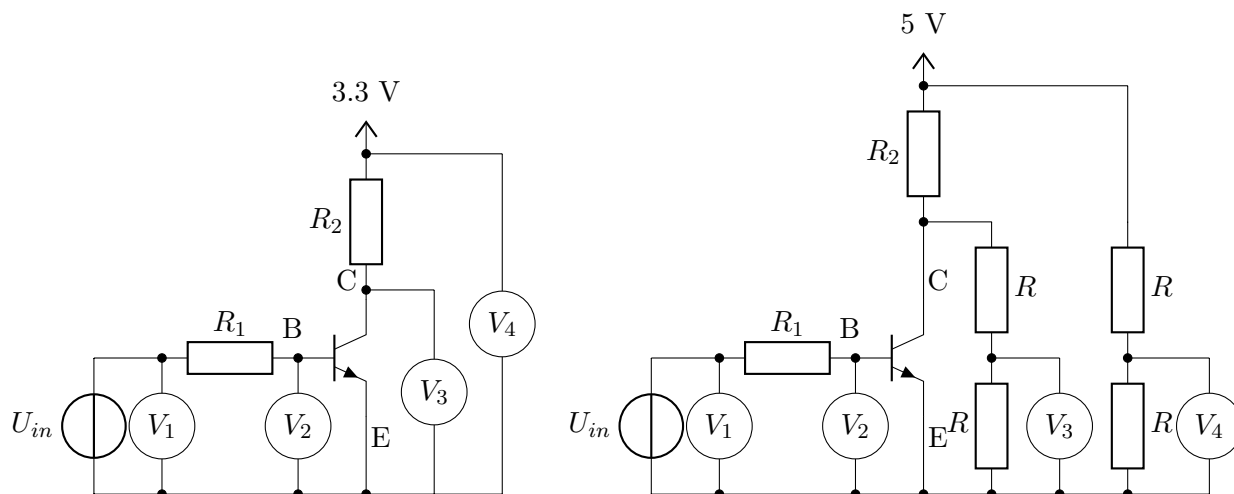


(a) : Zjednodušené schématické zapojení pro určení zesilovacího činitele pro NPN tranzistory.



(b) : Zjednodušené schématické zapojení pro určení zesilovacího činitele pro PNP tranzistory.

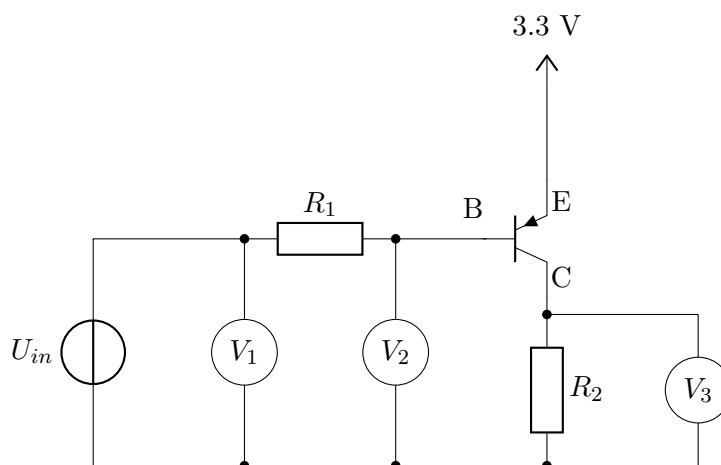
obr 2.15: Zjednodušená schémata zapojení pro určení zesilovacího činitele proud pro oba typy tranzistoru.



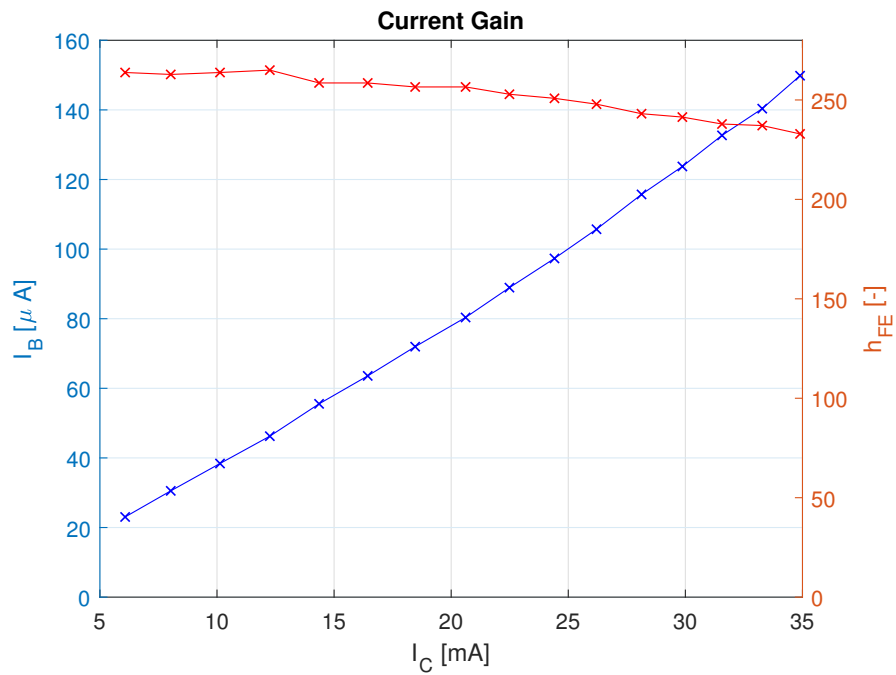
(a) : Schématické zapojení pro zesilovacího činitele pro NPN tranzistory s využitím zdroje 3.3 V.

(b) : Schématické zapojení pro zesilovacího činitele pro NPN tranzistory s využitím zdroje 5 V a přidáním ohraného děliče pro vstup ADC.

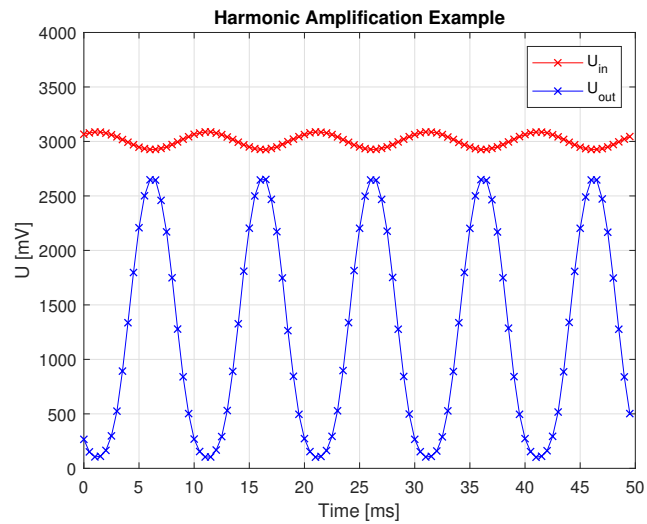
obr 2.16: Schémata pro určování zesilovacího činitele pro NPN tranzistory.



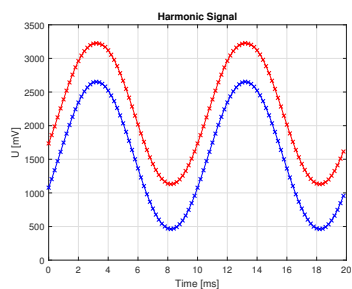
obr 2.17: Schématické zapojení pro zesilovacího činitele pro PNP tranzistory.



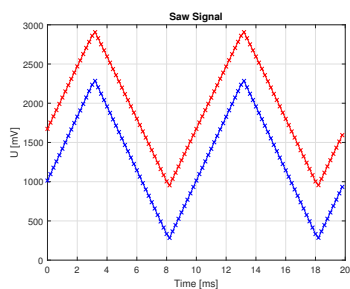
obr 2.18: Závislost bázevého proud I_B na proudu kolektorovém I_C .



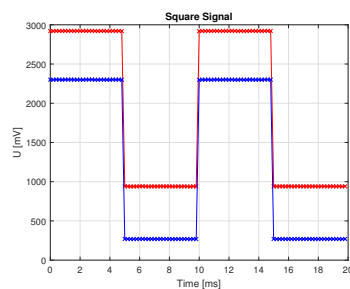
obr 2.22: Ukázkový výsledek dat z určování napětového zesílení, pomocí tranzistoru v zapojení se společným emitorem.



(a) : Harmonický průběh



(b) : Pilový průběh



(c) : Obdélníkový průběh

obr 2.24: Výsledky jednotlivých měření pro zapojení tranzistoru jako napětového sledovače pro různé průběhy.

Kapitola 3

Lock-in zesilovač

Lock-in zesilovač je typ zesilovače, který umí ze signálu, který obsahuje velké zašumění extrahovat původní periodický signál. Dnešní lock-in zesilovače dokáží zesílit signál, který je milionkrát pod hranicí šumu a to i v případě, že se tento šum blíží frekvenci na které lock-in zesilovač pracuje. Tradiční lock-in zesilovače používají klasické analogové filtry pro demodulování signálu zatím co dnešní "state of the art" lock-in zesilovače provádí vše pomocí digitálního zpracování signálu na příklad pomocí FPGA. Často se používá demodulace pomocí sinusového a kosinusového průběhu, kterému se říká "dual-phase" demodulace. Tento postup umožňuje převedení naměřených dat do polárních souřadnic, odkud se dá následně převést do amplitudy a fáze.

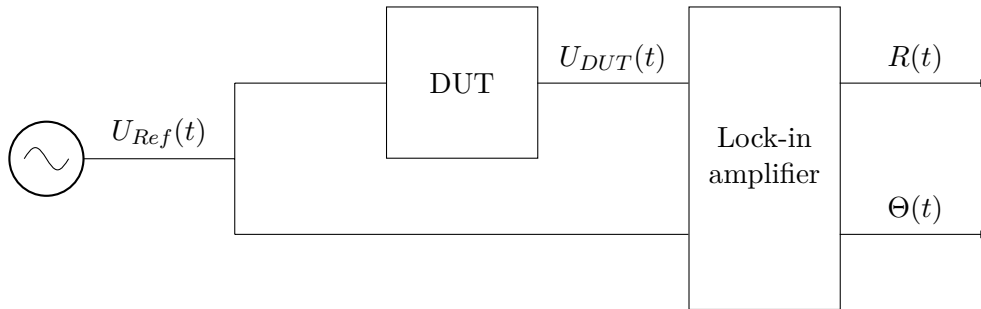
Pro měření signálu, které jsou pod prahem šumu je potřeba silný a stabilní zdroj signálu, je použit jako referenční, má stejnou frekvenci jako měřený signál.

Lock-in zesilovače byly vynalezeny na Princetonské univerzitě fyzikem Robertem Henrym Dickem (★ 6.6 1916 – † 4.3 1997) [14]

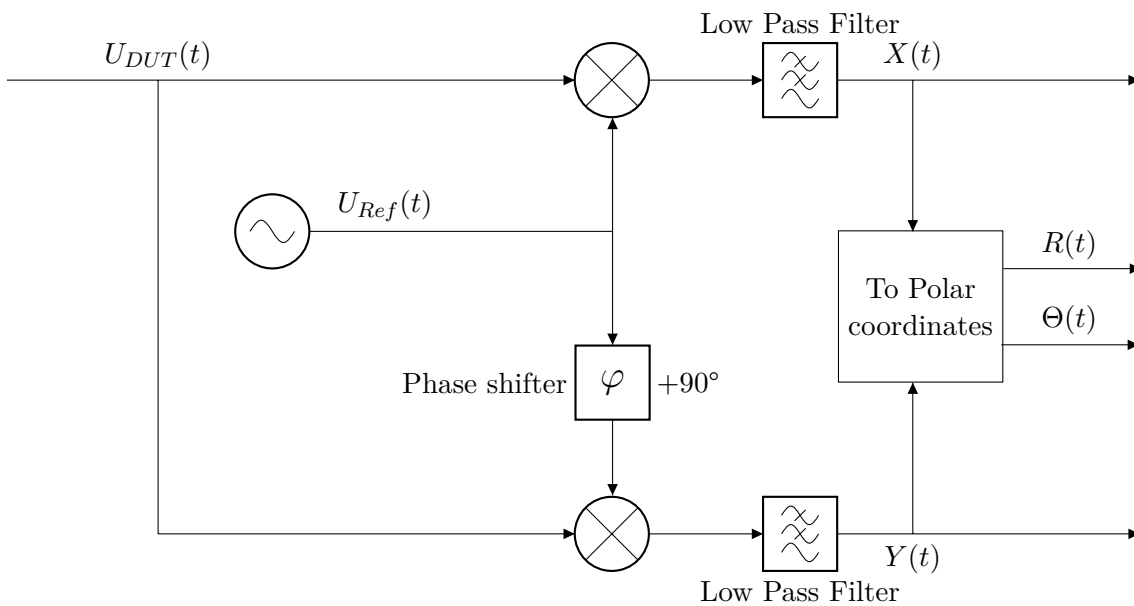
3.1 Teoretický popis principu lock-in zesilovače

V rámci této diplomové práce bude řešen lock-in zesilovač, který odpovídá schématu 3.1. Kde jak generátor referenčního signálu $U_{Ref}(t)$, tak celý block lock-in zesilovače bude realizován v kitu Nucleko-F303RE.

Toto obecné schéma lze dále rozkreslit jako je tomu na obrázků 3.2, kde je již patrné, jak takový lock-in zesilovač může fungovat.



obr 3.1: Celkové blokové schéma lock-in zesilovače. [5]

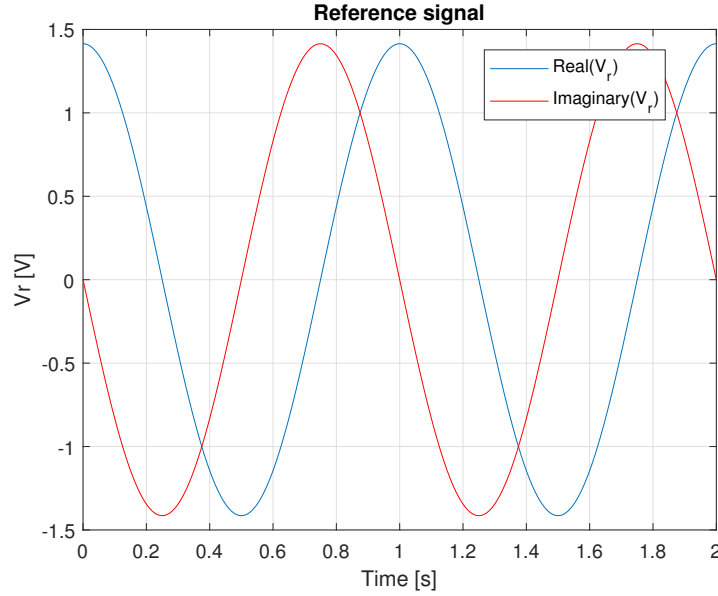


obr 3.2: Podrobné funkční blokové schéma lock-in zesilovače. [5]

Komplexní čísla, jsou velmi elegantní způsob popisu demodulace. Použijeme základní vzorec z trigonometrie:

$$\cos(x) = \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2} \quad (3.1)$$

, kde i je komplexní jednotka, e je Eulerovo číslo a x je vstupní úhel. Máme možnost rozložit signál



obr 3.3: Ukázka referenčního signálu, kde je rozkreslena reálná a imaginární složka.

$U_{DUT}(t)$ následujícím způsobem [5]:

$$U_{DUT}(t) = \sqrt{2}R \cos(\omega_s t + \Theta) \quad (3.2)$$

$$= R \frac{e^{ix} + e^{-ix}}{2} \quad (3.3)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2} R e^{ix} + \frac{\sqrt{2}}{2} R e^{-ix} \quad (3.4)$$

$$= \frac{R}{\sqrt{2}} (e^{ix} + e^{-ix}) \quad (3.5)$$

$$U_{DUT}(t) = \frac{R}{\sqrt{2}} (e^{i(\omega_s t + \Theta)} + e^{-i(\omega_s t + \Theta)}) \quad (3.6)$$

Pro demodulování naměřeného signálu použijeme komplexní referenční signál daný jako:

$$U_{Ref}(t) = \sqrt{2}e^{-i\omega_r t} = \sqrt{2} \sin(\omega_r t) - i\sqrt{2} \cos(\omega_r t) \quad (3.7)$$

, tento signál je vidět na obrázku 3.3 . Při násobení signálu dle diagramu 3.2 dostaneme následující vztah [5]:

$$Z(t) = X(t) + iY(t) = U_{DUT}(t) \cdot U_{Ref}(t) \quad (3.8)$$

$$= \frac{R}{\sqrt{2}} (e^{i(\omega_s t + \Theta)} + e^{-i(\omega_s t + \Theta)}) \cdot \sqrt{2}e^{-i\omega_r t} \quad (3.9)$$

$$= R(e^{i(\omega_s t + \Theta)} + e^{-i(\omega_s t + \Theta)}) \cdot e^{-i\omega_r t} \quad (3.10)$$

$$= R \left\{ e^{i[\omega_s t + \Theta] - i\omega_r t} + e^{-i[\omega_s t + \Theta] - i\omega_r t} \right\} \quad (3.11)$$

$$= R \left\{ e^{i[(\omega_s - \omega_r)t + \Theta]} + e^{-i[(\omega_s + \omega_r)t + \Theta]} \right\} \quad (3.12)$$

Po pronásobení se nám v exponentech objevili dvě nové složky o frekvencích, které jsou $(\omega_s - \omega_r)$ a $(\omega_s + \omega_r)$. Pro extrakci zesílení R a frekvence Θ , použijeme číslicový filtr, který odpovídá analogové dolnoprostopustní propusti, která nám nepropustí složky o frekvenci $(\omega_s + \omega_r)$ a propustí nám složky o frekvenci $(\omega_s - \omega_r)$. Toho docílíme pomocí filtru s exponenciálním zapomínáním a dostaneme zjednodušenou verzi rovnice (3.12) [5]:

$$Z(t) = Re^{i[(\omega_s - \omega_r)t + \Theta]} \quad (3.13)$$

, generujeme referenční signál $U_{Ref}(t)$ jako je zobrazeno na obrázku 3.1 a měříme signál $U_{DUT}(t)$ potom víme, že platí $\omega_s = \omega_r$. Z toho potom dostaneme:

$$Z(t) = Re^{i\Theta} \quad (3.14)$$

, tímto převedeme signály $X(t)$ a $Y(t)$ pomocí vztahů přechodu mezi souřadnicovými systémy:

$$R(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \quad (3.15)$$

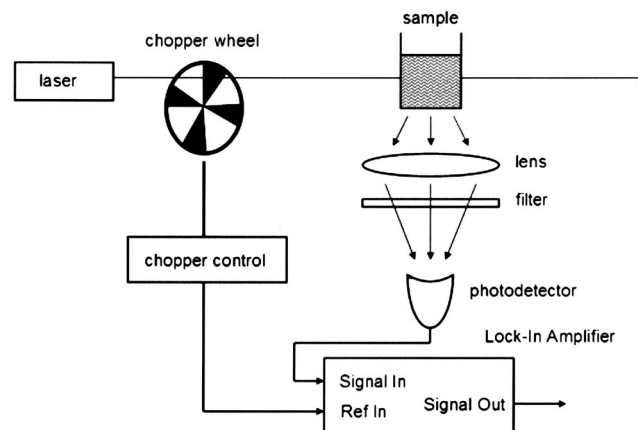
, kde R je vzdálenost od počátků souřadnicového systému. Následně převedeme z kartézské soustavy do polární, také fázi pomocí funkce atan2, aby jsem měli pokryty všechny čtyři kvadranty kartézského prostoru. Dostaneme, že fáze je:

$$\Theta(t) = \arctan2(Y(t), X(t)) \quad (3.16)$$

■ Typické použití lock-in zesilovače

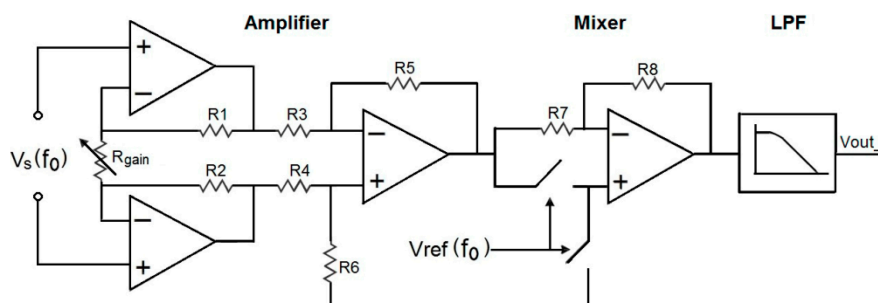
Nejprve byly sestrojeny jako čistě analogové přístroje, které všechny dále uváděné úkony realizovali pomocí analogových obvodů. Dalším vývojem v lock-in zesilovačích bylo využití kombinace analogových a digitálních signálových procesorů. Dnešní state of the art je zapojení FPGA (Field-programmable gate array), které poskytují potřebnou rychlost pro ty nejrychlejší lock-in zesilovače.

Typické využití lock-in zesilovačů je v optoelektronice, neboť se zde často setkáváme se signály jejichž amplituda je srovnatelná se šumem okolí. A to je doména lock-in zesilovačů, neboť dokáží zesílit periodické signály až pod hranici šumu. Jako například na obrázku 3.4



obr 3.4: Typické využití lock-in zesilování v optoelektronice. [6]

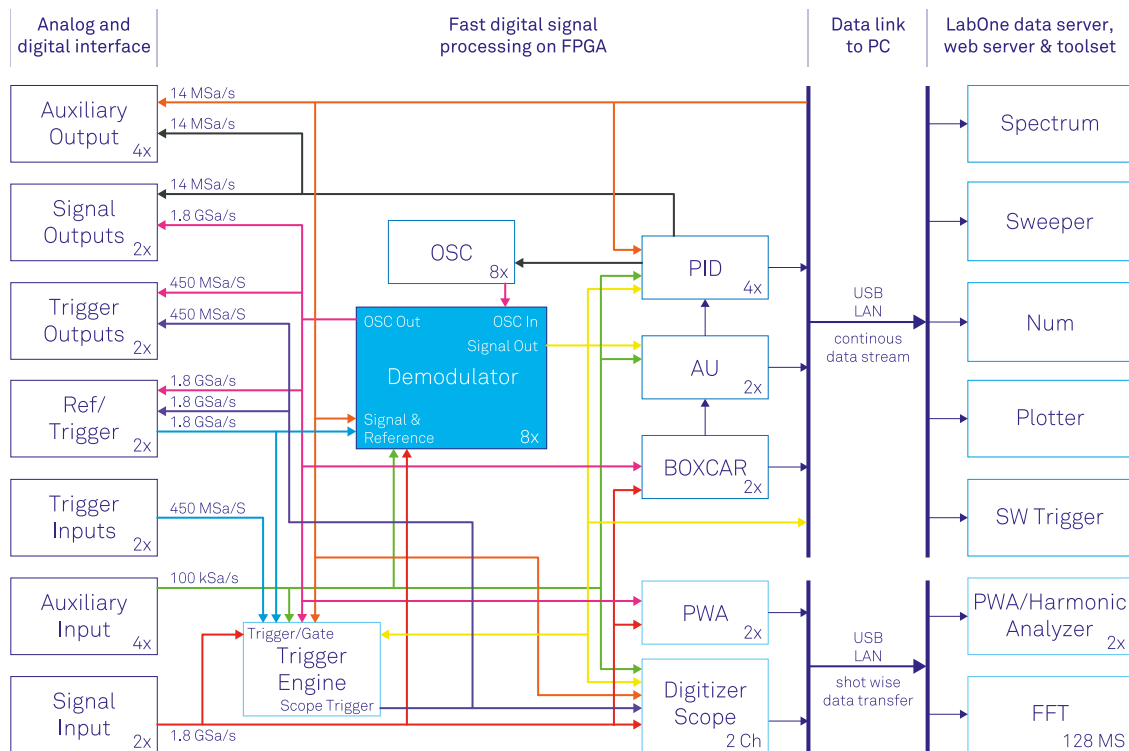
, kde je využit analogový lock-in zesilovač, který je schopen měřit odražené světlo, které je modulované pomocí disku s dírami. Kde vlastní pro násobení signálu bylo realizováno pomocí analogových obvodů, a výsledné hodnoty byly filtrovány dolnoproústními filtry. Jako je tomu na obrázku 3.5.



obr 3.5: Schéma analogového lock-in zesilovače. [7]

3.1.1 State of the art lock-in zesilovače

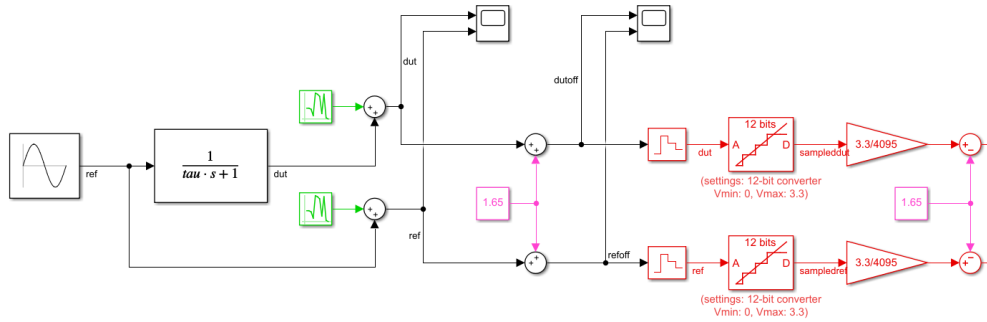
Dnešní lock-in zesilovače mají frekvenční rozsah až do 600 MHz například od firmy Zurich Instruments, která nabízí 600 MHz Lock-in Amplifier, což je state of the art lock-in zesilovač, který poskytuje již zmíněný frekvenční rozsah dva velmi kvalitní generátory reference. Nastavitelnou vstupní impedanci, různé rozsahy vstupního napětí, FFT spektrum analyzátor a mnoho dalších. Kde vysokých rychlostí je dosaženo pomocí FPGA jako je vidět na obrázku 3.6.



obr 3.6: Blokové schéma state of the art lock-in zesilovače 600 MHz Lock-in Amplifier. [8]

3.2 Model lock-in zesilovače v Matlab simulink

Pro ověření správnosti návrhu byl navržen model v matalbu simulink, kde bylo otestovaná obecné princip lock-in zesilovače tak, jak je popsán na obrázku 3.12. Na tomto modelu je generátor reference, dále je zde modelován RC integrační člen pomocí systému prvního řádu. Jsou zde přidány bílé šumy. Také je zde nastíněn ADC převodník pomocí sample and hold 12 bitového konvertoru a zesílení. V diagramové podobě na implementovaná dual-phase dekompozice. Je zde také simulované přičtení střední hodnoty a následné odečtení, jak je vidět na obrázku 3.7.

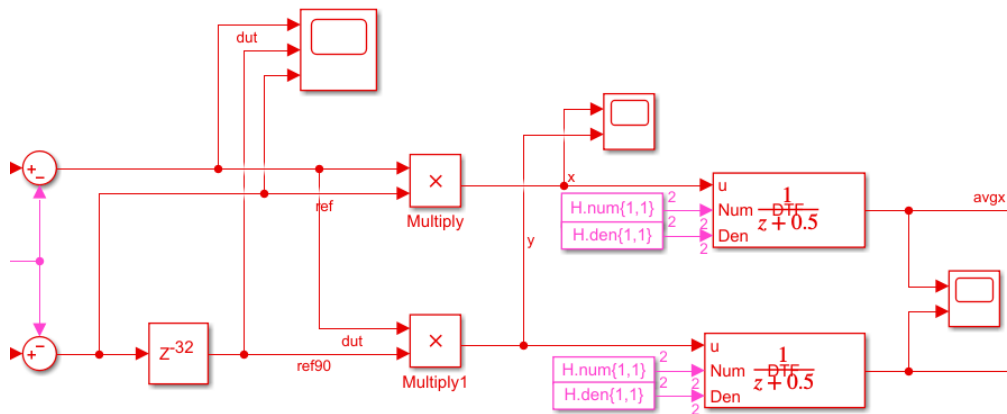


obr 3.7: První část schématu v simulinku.

Z takto zpracovaných signálů se následně vygeneruje fázově posunutá reference pomocí bloku delay o potřebný počet vzorků se pro-násobí signál z měřeného obvodu z referencí a referencí posunutou o 90° . Tyto signály se vyfiltrují filtrem, který je v tomto případě průměrovací filtr s exponenciálním zapomínáním. Který má tvar:

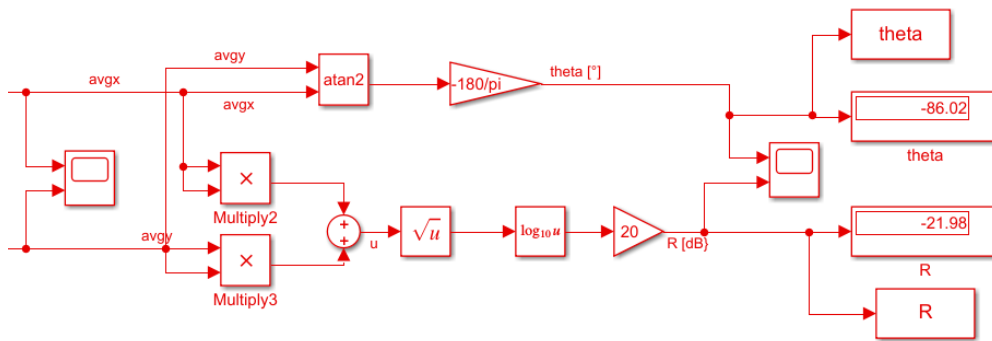
$$G(z) = \frac{A}{1 - (1 - A)z^{-1}} \quad (3.17)$$

Tato část diagramu je zobrazena na obrázku 3.8.



obr 3.8: Druhá část schématu v simulinku.

V poslední části se následně takto vy-průměrované signály \bar{X} a \bar{Y} upraví pomocí rovnic (3.24). Výsledná hodnota je uložena do workspace. Tyto výpočty jsou vidět na poslední části schématu zobrazené na obrázku 3.9.



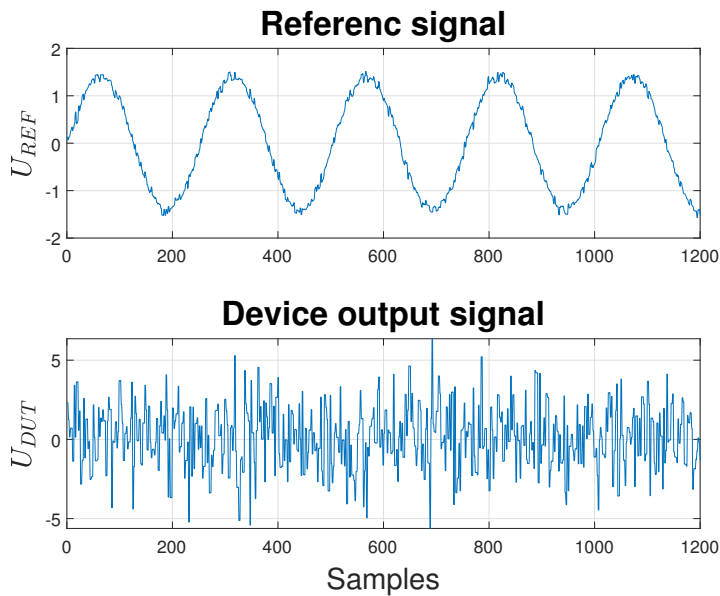
obr 3.9: Třetí část schématu v simulinku.

Simulace lock-in zesilovače pomocí matlab simulink

Simulace v matlab simulink, kde na obrázku 3.10 je zobrazen vstup do modelu zesilovače výstup z obvodu je zarušený mnohem více než-li referenční signál.

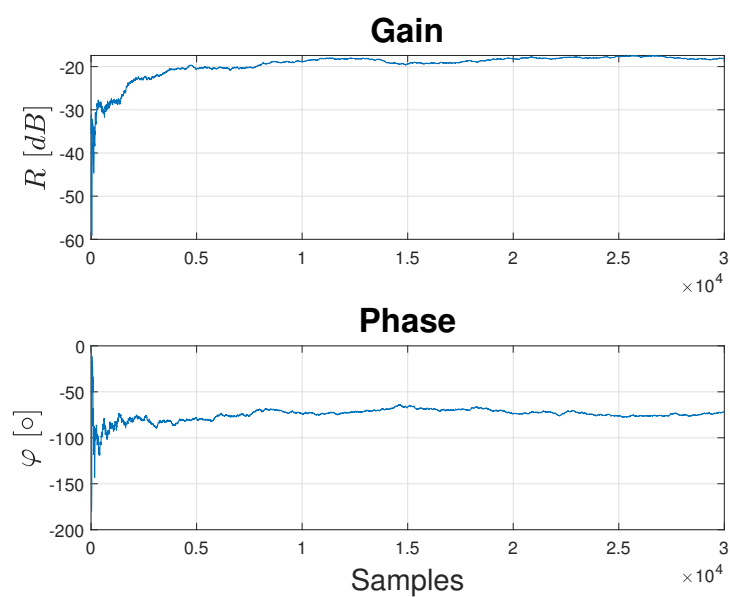
Výstup je zobrazen na grafu 3.11, kde je zobrazeno zesílení daného obvodu a fázový posun způsobený měřeným obvodem. Tento obvod je simulován pomocí systému prvního řádu definovaného pomocí přechodové funkce:

$$G = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (3.18)$$



obr 3.10: Vstupní signály do modelu lock-in zesilovače realizovaného pomocí matlab simulink.

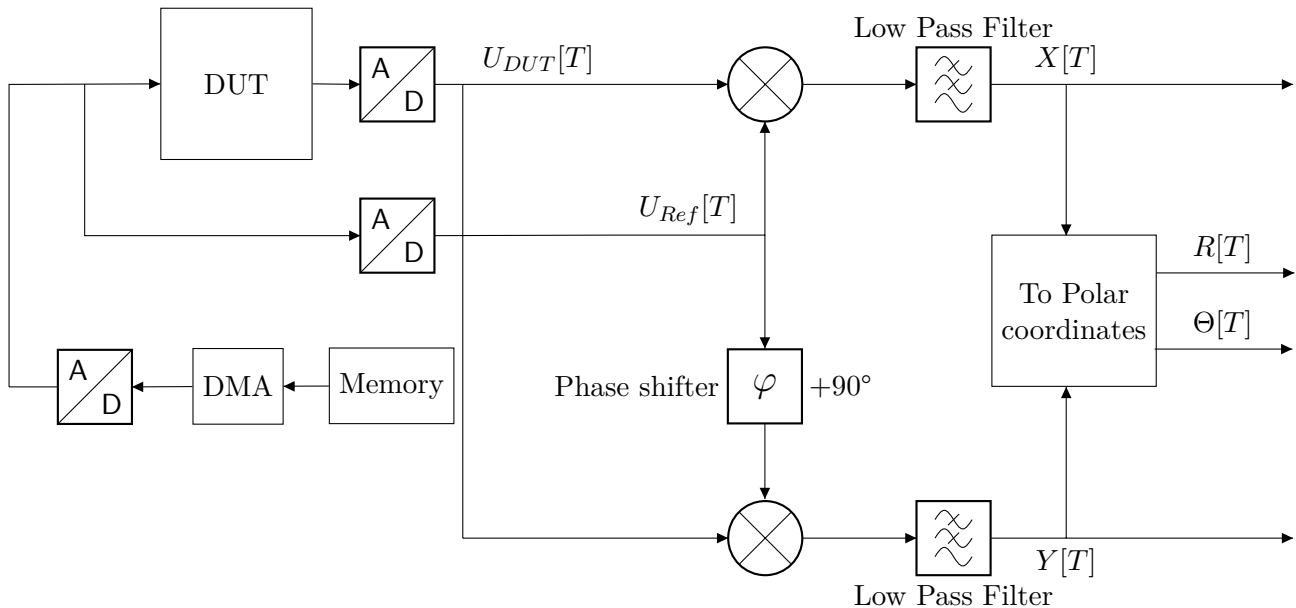
Na výstupních signálech, zesílení a fázi je vidět, že na začátku simulace dochází k velkému ovlivnění šumem, který je omeze díky exponenciálnímu zapomínání dolnoproustného filtru.



obr 3.11: Výstupní signály do modelu lock-in zesilovače realizovaného pomocí matlab simulink.

3.3 Provedení lock-in zesilovače pomocí Nucleo-F303RE

Pro generování sinusového průběhu jako reference je použit DAC převodník. Tento generátor je možné nastavit na specifickou pracovní frekvenci stejně tak je možné nastavit offset a amplitudu signálu. Jak je vidět na obrázku 3.12. Snímání signálu je prováděno pomocí dvojice ADC převodníku, které jsou rovněž integrovány v μ procesoru. Výsledný diagram, který reprezentuje pohyb informace odpovídá obrázku 3.12



obr 3.12: Lock-in zesilovač implementovaný pomocí kitu Nucleo-F303RE.

Realizace bloku phase shifter v firmwarové části je při známém generovaném signálu o známé frekvenci signálu a známé vzorkovací frekvenci možno dosáhnout fázového posuvu následujícím způsobem. Pokud víme kolik je vzorků na jednu periodu, můžeme posunout vzorky uložené v paměti μ procesoru tím, že budeme násobit signál $U_{DUT}[T]$ signálem $U_{Ref}[T - n]$, kde n je počet vzorků na periodu vydělen 4, neboť čtvrtina periody odpovídá fázovému posuvu 90° .

3.3.1 Platforma pro realizaci lock-in zesilovače

Pro implementaci lock-in zesilovače byla vybrána platforma STM32F303RE, která je použita pro výuku na fakultě elektrotechnické. Dále na této platformě bylo na implementováno LEO a proto je cílem této diplomové práce rozšířit použití této platformy, proto zde krátce představím některé parametry této platformy.

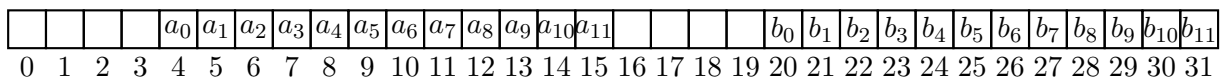
Firma STM integruje do procesorového jádra Cortex-M4 mnoho periférií jako například floating point unit možnost rychle užívat výpočty s plovoucí desetinnou čárkou, vnitřní oscilátor a děličky hodinového signálu [15].

Celá platforma má k dispozici 64 kB SRAM paměti a k tomu programovou flash paměť o velikosti

512 kB.

■ Direct memory access modul

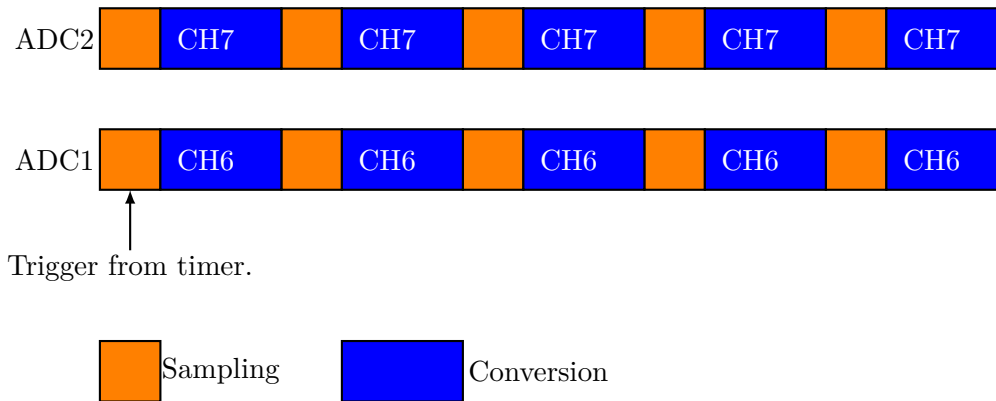
Další velmi užitečnou periferii, která byla použita pro realizaci, jak generátorů, tak samotného měření byl použit modul DMA (Direct Memory Access). Tento integrovaný modul slouží k přenosu dat mezi pamětí a periferiemi v případě generátoru, mezi periferiemi a pamětí měření pomocí ADC. Tato periferie po zahájení přenosu nevyžaduje dalšího zapojení procesoru. Procesor je díky tomu uvolněn k jiným úkolům. Tato periferie umožňuje generování, přerušování může tedy po přenosu dat upozornit procesor, že jsou data připravena k dalšímu zpracování. V tomto konkrétním procesoru STM32F303RE má dva DMA moduly. Tyto dva moduly dokáží obsluhovat až 12 různých přenosů dat mezi periferiemi. Dále lze nastavovat velikost základní jednotky přenosu informací na 8,16,32 bitů. Pro konkrétní implementaci v lock-in zesilovači je použito nastavení pro přenos z SRAM do DAC, kde se využívá šíře kanálu 16 bitů i když je použit 12 bitový DAC převodník, proto není třeba používat plnou šíři kanálu. Naopak při vzorkování byly použity dva ADC, které jsou nastaveny na 12 bitové rozlišení. Duální nastavení ADC předává data do výstupního registru master ADC kde jsou data reprezentovaná, jako je zobrazeno na obrázku 3.13. Proto je pro tento kanál použito nastavení přenášení po 32 bitech. [12]



obr 3.13: Zobrazení dat ve výstupním registru master ADC, kde a_0 je MSB a_{11} je LSB převodníku A a b_0 je MSB b_{11} je LSB převodníku B

■ ADC kitu Nucleo

Pro účely lock-in zesilovače je potřebné získávat informace z okolního prostředí a toho se docílí pomocí čtyř integrovaných ADC ze kterých byly použity dva. Integrované ADC poskytují rozlišení 6, 8, 10, 12 bitů. V aplikaci LEO je využito dvou režimů a to režim 8 bitový a 12 bitový. V lock-in zesilovači, který byl vyvinut v rámci této práce používá dva ADC s rozlišením 12 bitů. Na obrázku 3.14 je zobrazeno vzorkovací schéma tak, jak je nastaveno při vzorkování pro lock-in zesilovač. Pro měření fáze, kterého má být aplikace vyvíjená v rámci této práce schopna je potřeba, aby vzorky, které jsou naměřeny si přesně časově odpovídali. Díky tomuto nastavení se do výstupního registru nahrají obě hodnoty, jak z prvního tak z druhého převodníku. Odkud jsou dále zpracovávány. Po spuštění měření se pomocí DMA začnou převádět naměřené hodnoty do paměti. Nejprve byly sestrojeny jako čistě analogové přístroje, které všechny dále uváděné úkony realizovaly pomocí analogových obvodů. Dalším vývojem v lock-in zesilovačích bylo využití kombinace analogových a digitálních signálových procesorů. Dnešní state of the art je zapojení FPGA (Field-programmable gate array), které poskytují potřebnou rychlost pro ty nejrychlejší lock-in zesilovače.



obr 3.14: Zobrazení vzorkovacího schématu v lock-in zesilovači. [9]

3.3.2 Programové řešení dual-phase demodulace

Diagram 3.12 ukazuje na průchod jednotlivých vzorků diagramem v implementaci, která byla provedena v rámci této práce je přístup, který používá rámcový přístup. To znamená že pro vyhodnocení dat je provedeno měření maximálního možného počtu vzorků, který umožňuje paměti nucklea. Následně po naměření se provede odeslání naměřených dat do pc aplikace, kde je provedena dual-phase demodulace. Nejprve se od všech naměřených průběhu odečte jejich střední hodnota, aby se zamezilo jejímu promítnutí do výsledných hodnot. Pro minimalizaci chyby tohoto přístupu je nutné upravit délku naměřeného signálu, aby se v záznamu objevovaly celočíselné násobky periody referenčního signálu. Proto se upraví délka záznamu, aby došlo k minimalizaci chyby. Poté se provede posunutí referenčního signálu o 90° tak aby došlo ke splnění signálu tak, jak je požadováno v rovnici 3.7 referenčního signálu. Po zajištění délky a posunutí referenční signálu dojde k pro-násobení signálu naměřeného na výstupu měřeného obvodu a obou referencí dle:

$$X[n] = U_{DUT}[n] * U_{Ref}[n] \quad (3.19)$$

$$Y[n] = U_{DUT}[n] * U_{Ref}[n + k] \quad (3.20)$$

, kde U_{DUT} je napětí na výstupu měřeného obvodu, U_{Ref} je referenční napětí, $n \in \{k, N - k\}$ a kde N je délka upraveného záznamu, k je fázový posun napočítaný pomocí znalosti počtu vzorků na periodu.

Takto vypočítané komponenty X , Y budou dále použity pro určení zesílení a fázového posunu pomocí jejich střední hodnoty a to je přesněji odhad střední hodnoty obou veličin:

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=k}^{N-k} X[i] \quad (3.21)$$

$$\bar{Y} = \frac{1}{N} \sum_{i=k}^{N-k} Y[i] \quad (3.22)$$

tyto střední hodnoty reprezentují stejnosměrnou hodnotu signálů X , Y ta je zajímavá díky dual-phase demodulaci, která posunula informaci o zesílení a fázovém posunu. Tuto informaci následně

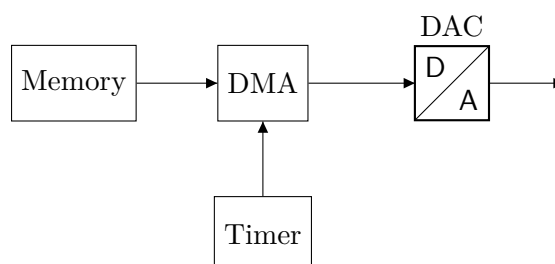
dostaneme uplatněním vzorců (3.15) pro zesílení a fázový posun (3.16). Můžeme napočítat:

$$R = \sqrt{\bar{X}^2 + \bar{Y}^2} \quad (3.23)$$

$$\Theta = \arctan2(\bar{Y}, \bar{X}) \quad (3.24)$$

3.3.3 Generátor reference

Generátor reference je realizován pomocí integrovaného modul DMA a integrovaného DAC pomocí, kterých je na výstupu μ procesoru generováno napětí. Při zadání frekvence, amplitudy, offsetu, se naplní paměťový buffer o specifikované délce dané frekvencí. Součástí programu je tabulka sinusového průběhu pro 16 až 4096 vzorků. Pro zadanou frekvenci se porovná s maximální frekvence, kterou je DAC schopno převádět tedy a vybere se velikost pole taková, aby bylo možné takto vybraný průběh generovat a nepřekročila se rychlost DAC. Poté se napočítají hodnoty dle offsetu a amplitudy za tabulky odpovídající délky. Pokud je buffer připraven, může se začít generovat výstupní průběh. Samotný proces generování je zobrazen na obrázku 3.15. Zde je zobrazená cesta signálu z připraveného paměťového bufferu přímo na výstup μ procesoru.



obr 3.15: Blokové schéma generátoru pro lock-in zesilovač.

V případě přeladování frekvence generátoru stačí pozměnit rychlost timeru, který řídí DAC. Pokud by však došlo k překročení maximální rychlosti převodního výstup generátoru zůstane na posledním vzorku.

Generátor reference je schopen generovat, jakýkoliv periodický průběh, který je nahrán do paměti. Pro konkrétní implementaci, která vznikla v rámci této diplomové práce je sinusový průběh s nastavitelnou frekvencí, offsetem a amplitudou. Dále se dá generátor přepnout do obdélníkového průběhu s padesáti procentní střídou, kde lze nastavit frekvence, offset a amplitudu. Kde sinusový průběh je použit pro dual-phase demodulaci.

Nastavení amplitudy a offsetu se provádí při nastavování kanálu generátoru a to tak, že se vezme tabulka hodnot z paměti Flash, která je součástí programu. Při přenastavení amplitudy nebo offsetu se do paměti RAM nahrají přepočítané hodnoty původní tabulky, aby odpovídaly požadovaným hodnotám uživatele. Pak se spustí DMA a začne se generovat výstupní signál.

3.3.4 Komunikační protokol virtuálního přístroje

Komunikační protokol je inspirován standardem IEEE 488.2, kde je na implementovaná následující sada příkazů:

Název příkazu	Příkaz	Popis příkazu
Identifikace	IDN?\n	Vrátí název přístroje
Verze Firmware	VER?\n	Vrátí verzi přístroje
Nastavit Frekvenci	FREQ!\n	Nastaví vlajku do stavu kdy přijímá kanál a následně hodnotu frekvence.
Startování generátoru	START\n	Nastaví vlajku do stavu kdy přijímá kanál a následně spustí příslušný kanál generátoru.
Zastavení generátoru	STOP\n	Nastaví vlajku do stavu kdy přijímá kanál a následně zastaví příslušný kanál generátoru.
Nastavení amplitudy generovaného signálu	AMPL\n	Nastaví vlajku do stavu kdy přijímá kanál a následně nastaví hodnotu do generátoru.
Nastavení offsetu generovaného signálu	OFFS\n	Nastaví vlajku do stavu kdy přijímá kanál a následně nastaví hodnotu offsetu pro příslušný kanál generátoru.
Nastavení vzorků na periodu	SAMP\n	Nastaví počet vzorku na periodu.
Začni měření	MEAS\n	Začne odebírat vzorky do paměti.
Vyčtení dat z paměti	DATA\n	V případě, že data jsou připravena k přečtení vrátí data, v případě, že data nejsou připravena, pak vrátí DNR.
Tvar generovaného signálu	SINS\n	Přepne ze sinusového průběhu do obdélníkové a naopak.

Tabulka 3.1: Komunikační příkazy pro virtuální přístroj lock-in.

Kde příkazy IDN? a VER? jsou si podobné, po jejich odeslání dostane uživatel okamžitě string odpověď o názvu zařízení a verzi.

Příkazy FREQ!, AMPL, OFFS, jsou si podobné, jejich používání je identické po jejich odeslání se nastaví flag, který očekává kanál číslo 0 nebo 1 tím se vybere kanál na kterém se nastaví hodnota, která se pošle jako další řetězec. Ukázka takové komunikace z nastavením frekvence může vypadat:

- FREQ!\n
- 0\n
- 100\n

sekvence na prvním kanálu nastaví frekvenci generovaného signálu na 100 Hz po zaslání posledního řetězce v našem případě 100 také odpoví z opravdovou hodnotou, kterou bude generovat v tomto případě 99.88 Hz. Amplituda a offset se nastavují stejně.

Příkazy START a STOP fugují tak, že po jejich zaslání se ještě očekává pro, který kanál se má daná akce uskutečnit. Tedy komunikace může vypadat třeba takto:

- START\n
- 0\n

takto zadaná sekvence spustí první kanál generátoru.

Příkaz SAMP nastaví počet vzorků na periodu a vrátí uživateli nastavené číslo. Příkladem komunikace může být:

- SAMP\n
- 64\n

tak se nastaví 64 vzorků na periodu.

Příkaz MEAS spustí měření, dokud se nenaplní paměťový buffer, okamžitě vrátí řetězec MB tedy measurment begin.

Příkaz DATA se zařízení dotáže na data jestli že data nejsou připraven (nestihl se naplnit buffer nebo nebylo zahájeno měření), pak uživateli zařízení odpoví DNR data not ready. Jestli-že Vám odpoví DR data ready můžete se ještě jedním dotazem DATA vyčíst celý buffer. Pak probíhá pouze binární komunikace a odešle se celý buffer ke zpracování v aplikaci.

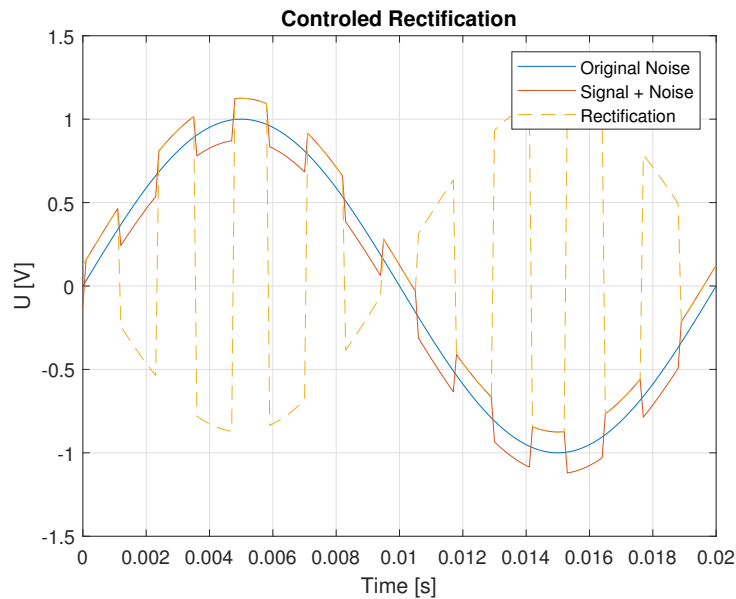
3.4 Řízený usměrňovač

V lock-in zesilování pomocí dual-phase demodulace je za potřeby aby se jednalo o harmonické průběhy signálů, v případě, že není důležité měřit fázový posun, může být jako referenční signál použit obdélníkový průběh. Toho je využito na obrázku 3.4, kde je sluneční svit, rozdělen pomocí rotačního disku na svítí nesvítí, což se dá interpretovat jako obdélníkový signál intenzity slunečního svitu. Jestli že je zesilovači frekvence této modulace známa je možné ji řízeně usměrnit a potlačit tak, aby vliv rušení a zesílení požadovaného signálu byl nad hranici šumu.

Usměrnění se následně provede pomocí násobením jednotkou když slunce svítí a mínus jednotkou, když je slunce zastíněno rotačním kotoučem. Tímto způsobem usměrníme pouze signál na dané frekvenci. Všechny ostatní složky signálu by měly zůstat neusměrněny a jejich střední hodnota by měla být nulová. Pak již stačí vzít střední hodnotu z takto usměrněného signálu a ta by měla být nenulová. Celý proces je zobrazen na obrázku 3.16.

Motivace pro řízený usměrňovač je měření efektivní hodnoty napětí, která je zarušená externími vlivy okolí. Díky řízenému usměrňovači jsme schopni měřit napětí, která by na obrazovce kytu LEO nebyla vidět. Tento způsob je schopen selektivně usměrnit napětí a potlačit všechny ostatní složky o frekvencích, které jsou součástí rušení. Na obrázku 3.16 je zobrazeno rušení z rozvodné sítě (sin), dále je zde ukázán signál, který poskytuje generátor superponovaný na originální signál červeně, dále je zde provedeno usměrnění (čárkovaně) výsledná hodnota napětí na výstupu bude střední hodnota z tohoto průběhu tato hodnota odpovídá efektivní hodnoty výstupního napětí, která odpovídá

frekvenci generovaného signálu na generátoru. Ostatní frekvence jsou potlačeny proto se efektivní hodnota rušení neprojeví ve výsledku a to, protože jeho střední hodnota se rovna nule.



obr 3.16: Ukázka řazeného usměřňování pomocí řízeného usměřňovače.

3.4.1 Implementace řízeného usměřňovače pomocí kitu Nucleo

Byl použit již výše popsany generátor, který nyní generuje signál s obdélníkovým průběhem. Po začátku měření se do paměti nahrají naměřené data a odešlou se ke zpracování do aplikace. V této aplikaci se odečte střední hodnota obou naměřených signálů, jak reference, tak výstupu z měřeného obvodu. Pak se změní referenční signál a to způsobem:

$$U_{Ref}[n] = \begin{cases} 1 & \text{pro } U_{Ref}[n] > 0 \\ -1, & \text{pro } U_{Ref}[n] \leq 0 \end{cases}, \quad \forall n \quad (3.25)$$

Následně dojde k usměrnění pomocí upraveného signálu a vypočítání střední hodnoty usměrněného signálu. Tato hodnota odpovídá efektivní hodnotě signálu z měřeného obvodu.

U generovaného signálu je opět možnost nastavovat frekvenci generovaného signálu, amplitudu, offset.

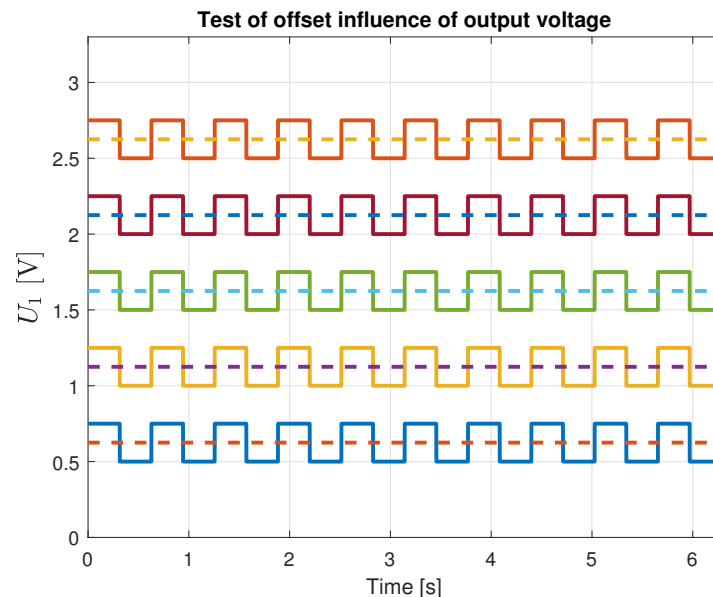
3.4.2 Ověření nezávislosti stejnosměrného napětí na vstupu řízeného usměřňovače.

Při náběru dat a jejich zpracování je prvním krokem odečtení jejich střední hodnoty. Tato operace je nezbytná, neboť kit Nucleo poskytuje pouze DAC a ADC takové, které jsou schopny operovat v rozmezí 0 V až 3.3 V, to znamená, že není možné provádět měření s nulovou střední hodnotou. Stejnosměrný posun bude vždy přítomný. Z tohoto důvodu je střední hodnota od obou signálů

odečtena. Typicky se taková to operace u analogových lock-in zesilovačů řeší pomocí hornopropustního filtru. Střední hodnota by po pro-násobení ovlivňovala výsledky měření. Toto odečítání střední hodnoty má za následek velmi zajímavé vlastnosti pro uživatele, neboť při měření nemusí přemýšlet nad stejnosměrnými posuny. Stačí, aby udržel signál v rozmezí ADC převodníku.

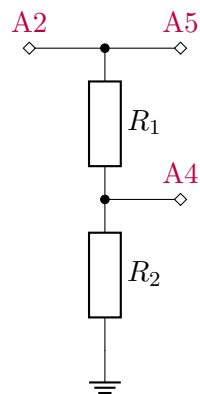
Výhody odečítání stejnosměrné složky z měřených signálu při měření světelné intenzity pomocí fototranzistoru. Je přítomno denní světlo, které tvoří stejnosměrnou složku měřeného signálu, tato složka je automaticky potlačena a ve výpočtu zesílení se neprojeví.

Pro ověření hypotézy, že bude výstupní napětí U_2 ovlivněno stejnosměrným napětím na vstupech řízeného usměrňovače se ověří následně navrženým pokusem.

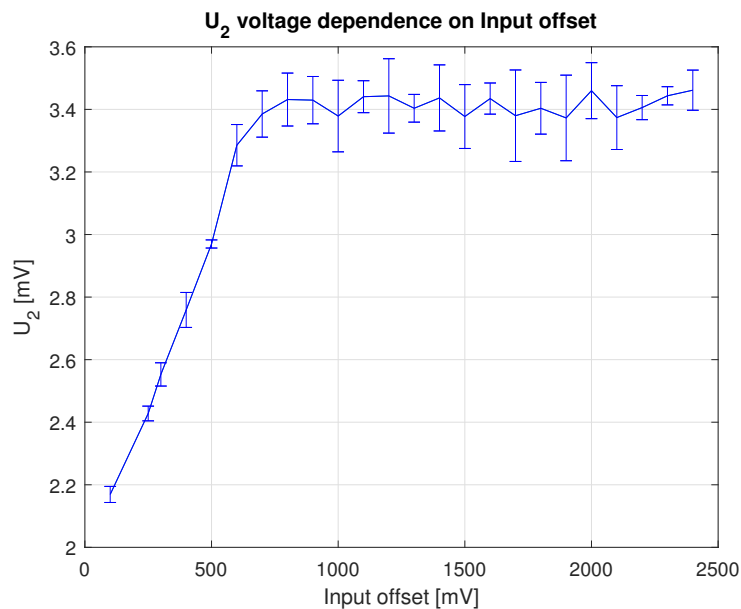


obr 3.17: Referenční signály generované pro test ověření vlivu stejnosměrné složky na výstupní napětí.

Parametry experimentu jsou v nastavení relativně malé amplitudy referenčního signálu a postupným měněním vstupní stejnosměrné složky tak, jak je zobrazeno na obrázku 3.17, kde obvod, který bude měřený bude dělič napětí u kterého je znám dělicí poměr tak, aby byla možnost napočítat teoretická hodnota U_2 . Zapojení vypadá jako na obrázku 3.18. Takto provedený experiment ukázal drobnou závislost výstupního napětí na stejnosměrné složce do offsetu menšího než 700 mV. Dále se měnění stejnosměrné složky neprojevuje na výstupním napětí U_2 . Závislost výstupního napětí na vstupní stejnosměrné složce referenčního signálu je zobrazena na obrázku 3.19. Při měření byl použit dělicí poměr 1:100. Amplituda byla nastavena $U_{RefPP} = 825mV$.



obr 3.18: Schéma pro zapojení generátoru a lock-in zesilovače pro měření děliče, kde **A2** je generátor, **A5** je měření referenčního signálu a **A4** je měření výstupu z měřeného obvodu.



obr 3.19: Závislost výstupního napětí na vstupní stejnosměrné složce referenčního signálu.

Je nutné si uvědomit, že závislost v rozmezí od 100 - 700 mV je malá, jedná se o sklon 0.0021.

3.5 Ověření opakovatelnosti měření.

Pro ověření použitelnosti virtuálního přístroje je nutné ověřit zda-li při stejných podmínkách naměří stejné hodnoty. Tato vlastnost je důležitá z pohledu spolehlivosti naměřených hodnot, aby uživatel věděl jak moc se může na naměřené hodnoty spolehnout.

Při tomto testu virtuálního přístroje bylo provedeno několik měření, které byly pro stejné parametry měřeného obvodu, tak pro parametry nastavení virtuálního přístroje a sledovalo se jak se bude měnit

odečtená hodnota.

Pro kontrolu opakovatelnosti měření bylo použito zapojení s děličem napětí, který byl zapojen dle schématu 3.18. Následně bylo využito automatického měření, které poskytuje aplikace obsluhující lock-in zesilovač. Toto ověření bylo provedeno pro dual-phase decompositon, tak pro řízený usměrňovač. Dělič byl zvolen s dělicím poměrem 1:100. Výsledky pro řízený usměrňovač a dual-phase decompositon jsou shrnuty v tabulce 3.3, tato tabulka shrnuje naměřené hodnoty a vypočítaný rozdíl v jednotlivých měřeních a z tohoto rozdílu je vypočítán výběrový průměr a výběrový rozptyl.

Měření bylo opakováno patnáctkrát a to jak pro dual-phase demodulaci, tak pro řízený usměrňovač data jsou zobrazena v tabulce 3.3. Referenční signál byl nastaven na p-p 2805 mV a stejnosměrný posun byl nastaven na 250 mV. Toto nastavení nebylo během experimentu měněno. Výsledky zpracování těchto dat ukazují, že průměrný rozdíl naměřených hodnot zesílení, fáze a napětí U_2 jsou:

	Výběrová střední hodnota dané veličiny	Výběrová střední hodnota rozdílu	Výběrová směrodatná odchylka rozdílu	Jednotky
Gain	-42.27	-0.00222	0.027094	dB
Phase	2	-0.06796	0.399361	°
U_2	10.6	-0.00737	0.079449	mV

Tabulka 3.2: Výsledná data zpracování opakovatelnosti měření.

3.5.1 Měření s lock-in zesilovačem, měřený obvod dělič napětí

Pro měření obvodů s vyvinutým virtuálním přístrojem budeme využívat výstupu kitu Nukleo **A2**, jakož to hlavního generátoru reference. Druhý výstup **D13** můžeme ignorovat. Pak bude zapotřebí měřit referenční signál pomocí vstupu **A5** a výstup z měřeného obvodu do vstupu **A4**. Pro první měření můžeme otestovat na dělič napětí jak je to naznačeno na obrázku 3.18, kde nastavíme generátor na požadovanou hodnotu (například základní) a nastavíme parametr sample per period například na 128 vzorku za periodu. Po zapojení dle obrázku 3.18 a nastavení generátoru na kanálu jedna, výstup **A5** můžeme začít měřit. Nyní je virtuální přístroj nastavený na generování sinusového průběhu a pro dual-phase dekompozice to znamená, že po náměru nám přístroj vrátí fázový posun signálu reference a výstupního signálu. Pro dělič napětí by jsme měli očekávat, že bude fázový posun blízky nule a zesílení nezávislé na frekvenci. Proto změříme dělič pro různé frekvence, aby jsme se ujistili, že tomu tak je.

K tomu nám virtuální přístroj poskytuje dvě možnosti, můžeme použít tlačítko **single**, které provede jeden odměr a následně můžeme ručně přenastavit generátor, aby generoval signál o jiné frekvenci. Celou operaci opakovat doku nenaměříme dostatečné množství frekvencí pro ověření, že se fáze pro různé frekvence drží v okolí nuly a zesílení je také frekvenčně nezávislé.

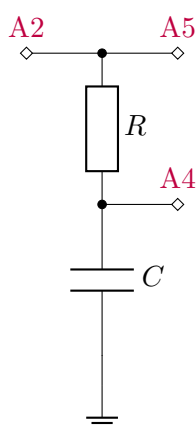
Druhou možností použití automatického měření, které bude měnit frekvence automaticky. Programu dodáme soubor pojmenovaný "frek.csv" kde bude v prvním sloupci list požadovaných frekvencí. Pokud je tento soubor připraven, můžeme nastavit generátor, amplitudu a offset a spustit automatické měření pomocí tlačítka **Automatic Measurement**, které nastaví generátor na první zadanou frekvenci a po změření přejde na další až dokud nezměří všechny specifikované frekvence v souboru "frek.csv" výsledné měření uloží do souboru "data.csv". Soubor "data.csv" musí být přepisovatelný v době konce automatického měření nebo se data neuloží, proto je potřeba zavřít všechny programy, které by mohly tento soubor blokovat, jako třeba excel. Takové měření je demonstrováno v tabulce 3.4. Do výstupního souboru jsou uloženy skutečné frekvence, které byly v průběhu měření generovány.

f [Hz]	gain [dB]	phase [°]
99.88	-42.09	1.3
251.12	-42.10	0.9
502.23	-42.09	0.3
976.56	-42.00	0.6
2992.02	-41.63	1.3
5984.04	-41.70	1.4
11029.41	-42.27	2.5
59210.5	-43.78	0.8

Tabulka 3.4: Výsledek měření frekvenční charakteristiky děliče pomocí lock-in zesilovače.

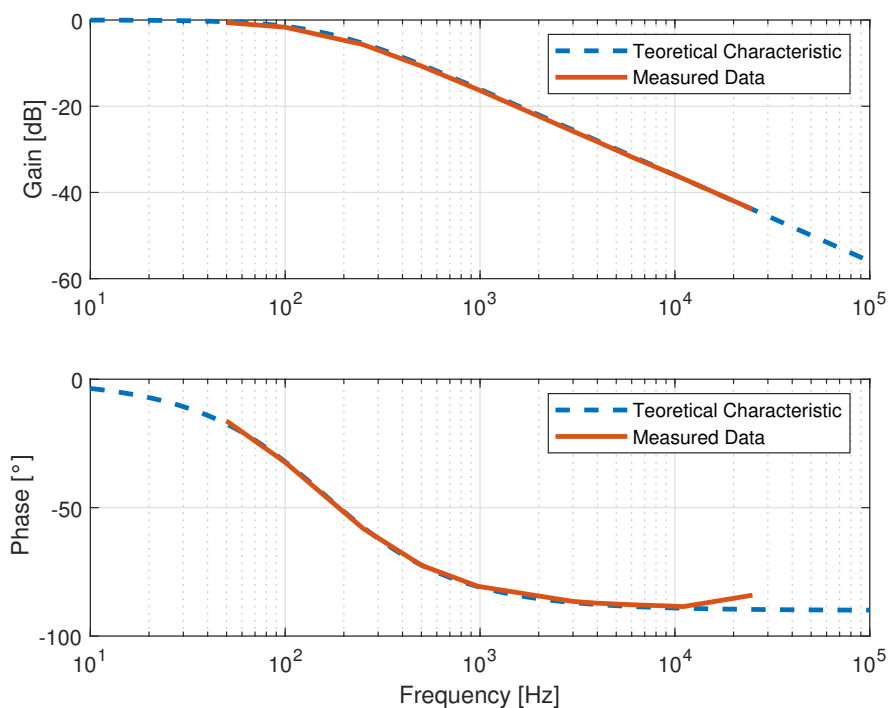
3.5.2 Měření s lock-in zesilovačem, měřený obvod integrační RC článek

Pro měření frekvenční fázové a amplitudové charakteristiky máme opět dvě možnosti a to ruční nebo automatické. Nejprve zapojíme obvod dle schématu 3.21 a provedeme nastavení generátoru jako v předchozím měření děliče. Pak můžeme postupovat ručně a měnit frekvenci signálu na generátoru ručně nebo opět použít možnost automatického měření. Výstupem tohoto měření bude frekvenční



obr 3.21: Schéma pro zapojení generátoru a lock-in zesilovače pro měření RC článku, kde **A2** je generátor, **A5** je měření referenčního signálu a **A4** je měření výstupu z měřeného obvodu.

a fázová charakteristika, kterou při známých součástkách je možno porovnat ze simulací pomocí matlabu. Při použití odporu $R = 10\text{k}\Omega$ a kondenzátoru $C = 100\text{ pF}$. Výsledky jsou oproti teoretickému průběhu porovnány v obrázku 3.20. A naměřená data jsou zobrazena v tabulce 3.5.



obr 3.20: Porovnání teoretických a naměřených hodnot amplitudové a fázové charakteristiky RC integračního článku.

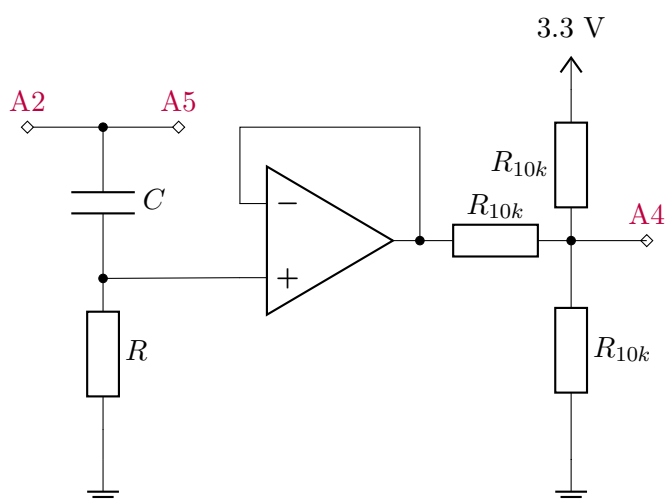
Frequency [Hz]	Gain [dB]	Phase [°]
49.94	-0.59	-16.2
99.88	-1.66	-32.3
251.12	-5.70	-58.1
502.23	-10.71	-72.5
976.56	-16.14	-80.6
2992.02	-25.78	-86.5
4017.86	-28.26	-87.2
5984.04	-31.75	-87.7
9072.58	-35.17	-88.2
11029.41	-36.79	-88.5
25000	-43.89	-84.0

Tabulka 3.5: Výsledek měření frekvenční charakteristiky RC integračního článku pomocí lock-in zesilovače.

3.5.3 Měření s lock-in zesilovačem, měřený obvod derivačního RC článku

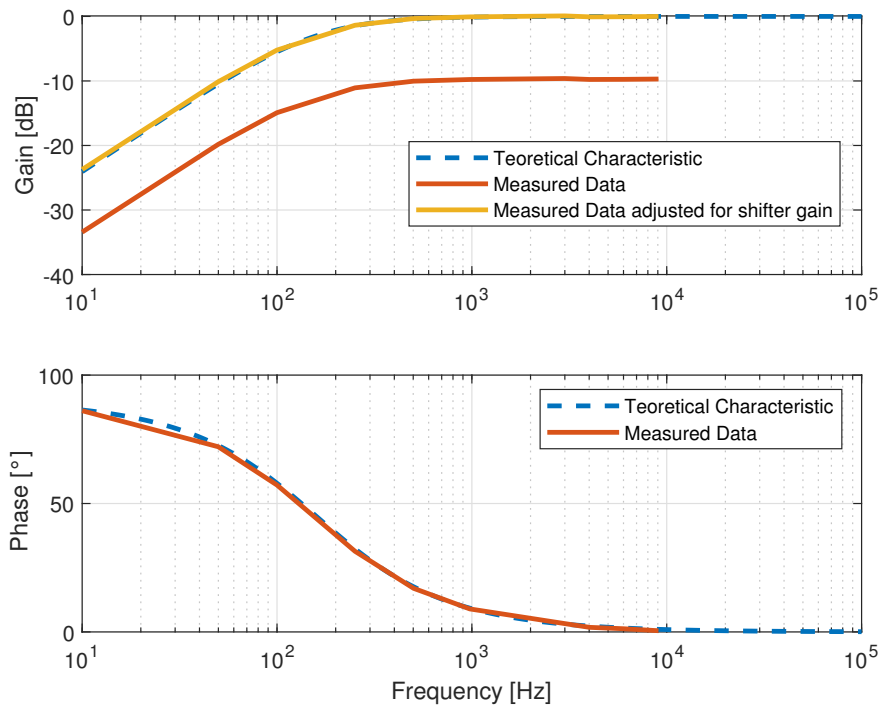
V tomto případě nebude měření tak jednoduché zapojení jako v předchozích případech. Protože derivační článek nepropustí střídavou složku. To znamená, že ADC převodník není schopen správně navorzovat hodnoty výstupního napětí z měřeného obvodu. Budeme muset posunout výstup derivačního RC článku na polovinu napájecího napětí, pomocí posunovacích rezistorů, které jsou zobrazeny na schématu zapojení 3.22, kde je operační zesilovač jako oddělení, aby nedocházelo k zatěžování RC článku. Tedy na vstupu ADC budeme muset posunout napětí, které může být na-vzorkováno a střední hodnota bude odečtena v číslicovém zpracování. Hodnoty rezistoru $R = 10\text{ k}\Omega$ a kondenzátoru $C = 100\text{ pF}$.

Ve schématu komponenty R a C tvoří samotný článek měřený obvod, který může být obecný filtr, který nepropouští stejnosměrnou složku a potom je zde část s operačním zesilovačem a posunovacími rezistory. Operační zesilovač je zde přítomen z důvodů neovlivnění RC článku, neboť kdyby byl RC článek napojen na posunovací obvod tvořený rezistory R_{10k} byla by změněna jeho časová konstanta. Tomu zabraňuje operační zesilovač, neboť na jeho neinvertující vstup proudí zanedbatelný proud, proto můžeme RC článek považovat za nezatížený proto také neovlivněný.



obr 3.22: Schéma pro zapojení generátoru a lock-in zesilovače pro měření derivačního RC článku, kde **A2** je generátor, **A5** je měření referenčního signálu a **A4** je měření výstupu z měřeného obvodu.

Naměřené a porovnané hodnoty jsou zobrazeny na obrázku 3.23. Nelze však opomenout zesílení způsobené posunem napětí. Toto zesílení se projeví posunem charakteristiky od 10 dB. Tento posun se dá zjistit přímým propojením RC derivačního článku přepojit přímo vstup operačního zesilovače na výstup generátoru **A2**. Nebo je možnost použít poslední hodnotu když už je fázový posun blízko nuly stupňů a při znalosti charakteristiky posuneme charakteristiku o příslušný počet dB tak, jako je naznačeno na obrázku 3.23.



obr 3.23: Porovnání teoretických a naměřených hodnot amplitudové a fázové charakteristiky RC derivačního článku.

Frequency [Hz]	Gain [dB]	Phase [°]
10	-33.4	86.13
49.94	-19.8	72.09
99.88	-14.9	57.21
251.12	-11.0	31.42
502.23	-10.0	16.97
976.56	-9.7	8.95
2992.02	-9.6	3.24
4017.86	-9.7	1.78
5984.04	-9.7	1.24
9072.58	-9.7	0.46

Tabulka 3.6: Výsledek měření frekvenční charakteristiky RC derivačního článku pomocí lock-in zesilovače.

3.6 Uživatelské rozhraní virtuálního přístroje lock-in

Přístroj má dva generátory, které se ovládají pomocí grafických elementů až do nápisu sample per period. Pro generované výstupy se dá nastavovat amplituda, offset, frekvence. Měřicí část je organizovaná pomocí počtu vzorků na periodu, to znamená kolik vzorků se odebere za

jednu periodu specifikované pomocí **Samples per period**.

Další ovládací prvky jsou v dolní části, které umožňují samotné měření.

Tlačítko **Continuous** měří a vyčítá data z kit, dokud se tato akce neukončí opětovným kliknutím na tlačítko **Continuous** pak doběhne poslední měření.

Tlačítko **Single** provede jedno měření. Před stiskem tlačítka **Continuous** nebo **Single** musí být nastaven generátor na kanálu 1 a také musí být zvolen počet vzorků na periodu.

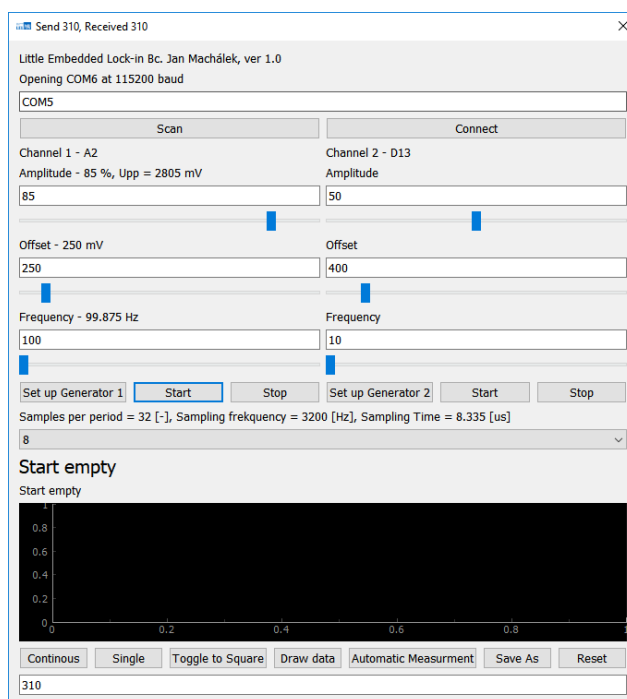
Tlačítko **Toggle to Square** přepne oba generátory do obdélníkového průběhu a opětovně nastaví kanál 1. Následně se popis tohoto tlačítka změní na **Toggle to Sin** pomocí, kterého se přepne aplikace do sinusového modu.

Tlačítko **Draw data** vykresluje právě načtená data pro kontrolu správnosti naměřených dat.

Tlačítko **Automatic measurement** provádí automatické měření pro různé frekvence, které jsou zadané v souboru **frec.cvs**, který se nachází ve složce, kde byla spuštěna aplikace lock-in. Všechny tyto možnosti jsou zobrazeny na obrázku 3.24.

3.6.1 Nastavení generátoru v aplikaci LEL

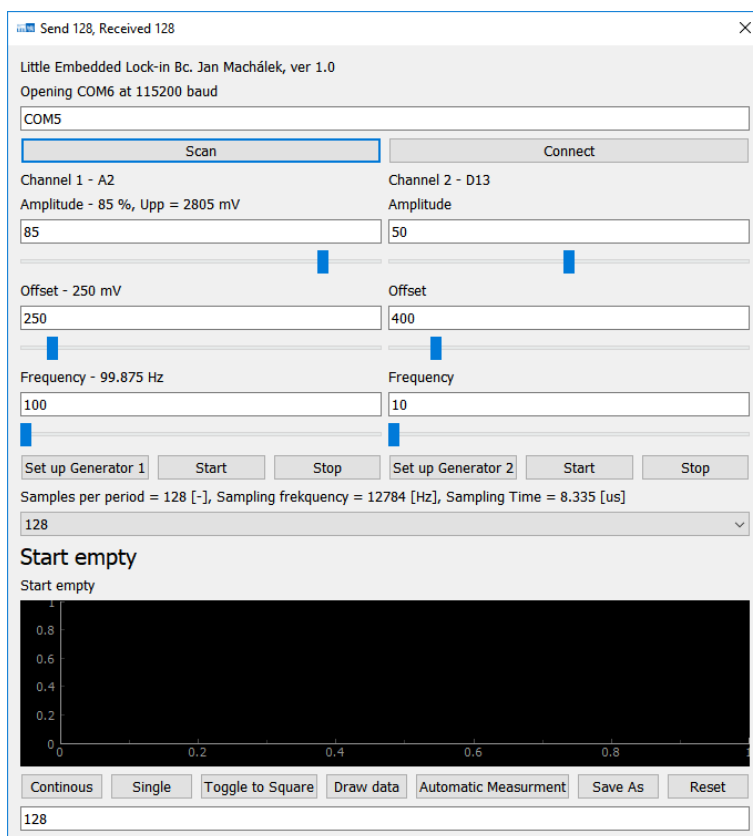
Pro testovací účely můžeme nechat nastavení tak, jak je a nahrát je všechny do nuclea pomocí tlačítka Set Up Generator 1. Tato akce nastaví všechna potřebná nastavení pro první kanál generátoru, který je nastaven na výstup nuclea **A2**. Jestliže nastavení proběhlo úspěšně, měli bychom v názvu okna dostat následující informaci jako poslední "Send 310, Received 310". Jestliže jste nezměnili offset, výsledek by měl vypadat takto:



obr 3.24: Stav aplikace, generátor nastaven.

3.6.2 Nastavení vzorků na periodu

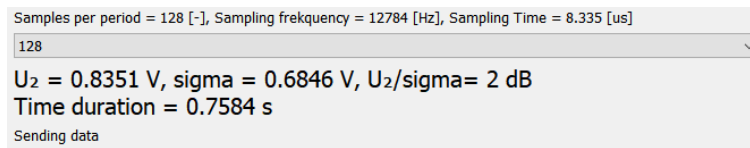
Po nastavení generátoru je potřeba nastavit počet vzorků na periodu. Toto nastavení je třeba provádět až po nastavení generátoru číslo jedna. Aby jsme dostali správnou informaci zobrazenou nad výběrem počtu vzorku na periodu. Informace zobrazené na obrázku 3.25 jsou počet vzorků na periodu, vzorkovací frekvence, a čas, který je potřeba na odebrání jednoho vzorku pomocí obvodu sample and hold pro převodník.



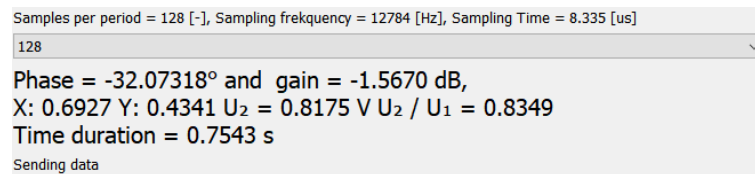
obr 3.25: Zobrazení informace pro uživatele po nastavení generátoru a počtu vzorků na periodu.

3.6.3 První měření pomocí virtuálního přístroje

Po nastavení generátoru a vzorků na periodu můžeme provádět jednotlivá ruční měření pomocí tlačítka **Continuous** a **Single** a pak se nad grafem objeví fázový posun, zesílení, X , Y , U_2 a délka časového záznamu pro sinusový mod, v případě obdélníkového průběhu se nad grafem objeví střední hodnota usměrněného napětí U_2 , směrodatná odchylka a délka časového záznamu. Takový stav po úspěšném načtení dat, by měl vypadat třeba takto:

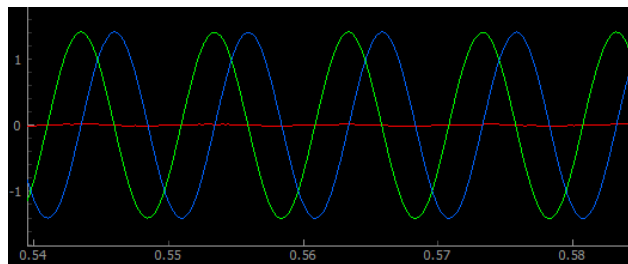


obr 3.26: Stav aplikace, načtení dat pro obdélníkový průběh.

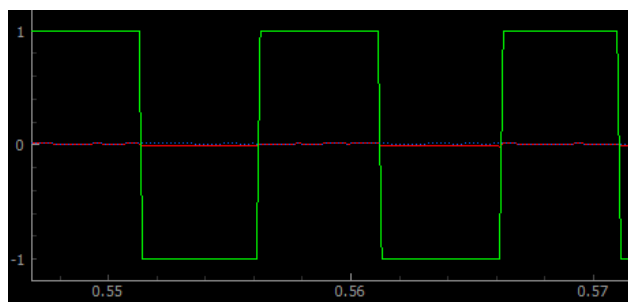


obr 3.27: Stav aplikace, načtení dat pro sinusový průběh.

Pro kontrolu můžeme pomocí tlačítka **Draw data** vykreslit data do grafu a přesvědčit se, že měříme to co chceme. Zde můžeme zjistit například zda-li využíváme sinusový nebo obdélníkový průběh:



obr 3.28: Kontrola navzorkovaných dat (dělič napětí), generátor nastaven pro sinusový výstup.



obr 3.29: Kontrola navzorkovaných dat (dělič napětí), generátor nastaven pro obdélníkový výstup.

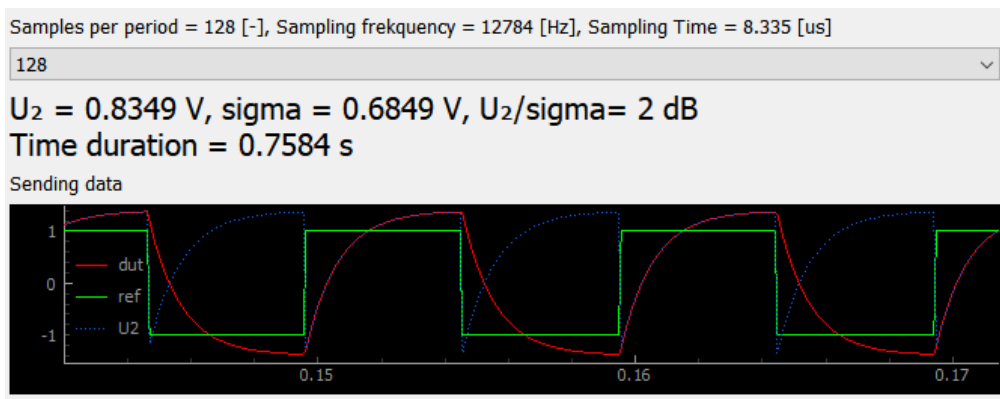
3.6.4 Automatizované měření pomocí virtuálního přístroje

Pro automatizované měření si stačí připravit seznam měřených frekvencí do souboru "freq.csv" poté nastavit generátor offset, amplitudu, tvar generovaného signálu a počet vzorků na periodu. Důležité je vybrat soubor, kam se budou data ukládat jestliže uživatel nevybere žádný soubor pomocí tlačítka save as bude soubor pojmenován data.csv je důležité vybrat soubor před zahájením měření. Stiskem tlačítka **Automatic Measurement** vyčkat, dokud se nezobrazí na dolním popisku nad grafem **Done**. Hodnoty frekvence je dobré volit v okolí prahové frekvence, kterou můžeme přepočítat pomocí teorie. Pár frekvencí pod zlomovou frekvencí pár frekvencí nad zlomovou frekvencí a také můžeme vložit měření z lomové frekvence, aby jsme se ujistili, že je zde útlum, který očekáváme. Dobré je volit frekvence logaritmicky, aby jsme měli dobře proměřenou frekvenci s co nejméně měřeními a to proto, že logaritmická volba pokryje danou charakteristiku efektivněji. Když se tak stane, můžeme se na data podívat do souboru data.csv, která se nacházejí ve složce kde je aplikace.

Po naměření hodnot se aplikace dotáže uživatele jak chce data uložit a pak se vytvoří soubor, který obsahuje data s měřenými frekvencemi a naměřenými hodnotami zesílení a fáze. Tento soubor je ve formátu csv, který lze snadno otevřít pomocí programu Excel a to dvojnásobným kliknutím nebo v Excelu do záložky DATA a poté z textu CSV, kde se vybere soubor. Poté se zvolí oddělovač čárka a klepneme se na tlačítko importovat (načíst). Dále vytvoříme graf pomocí karty vložení. Vložit bodový (X,Y) graf. Po vytvoření grafu je dobré vybrat x-ovou osu a nastavit logaritmické měřítko.

3.6.5 Přechod do modu řízený usměrňovač.

Po spuštění aplikace se virtuální přístroj nastaví do režimu, kde se generuje sinusový průběh a vypočítává fázový posun a zesílení. V případě, že chceme používat přístroj jako řízený usměrňovač použijeme tlačítko dole uprostřed **Toggle to Square**. Po přepnutí do modu "Square" se generuje na výstupu **A2** obdélníkový průběh s 50% střídou. Následně je referenční signál měřený pomocí vstupu **A5** změněn na hodnotu +1 jestliže je větší než jeho střední hodnota a -1 jestliže je menší než jeho střední hodnota. Výsledný usměrněný průběh je zobrazen na obrázku 3.30. Hodnota X potom reprezentuje hodnotu střední hodnoty usměrněného signálu. V tomto režimu není možnost používat automatizované měření. Používejte proto pouze tlačítka **Continuous** a **Single**. Generátoru se dá stále nastavovat amplituda, offset a frekvence.



obr 3.30: Výsledky měření pomocí virtuálního přístroje v režimu řízený usměrňovač.

Na obrázku 3.30 jsou průběhy kde červeně je reprezentován signál naměřený na vstupu **A4** výstup z měřeného obvodu, zeleně je reprezentován signál měřený na vstupu **A5** reference změněná na hodnoty +1 a -1. Modrou barvou je reprezentován signál, který vznikne po pro-násobení těchto dvou signálů. Přepnutí zpět do modu, kdy je generován sinusový průběh se provede pomocí stejného tlačítka **Toggle to sin** nebo restartováním aplikace.

Dual-Phase demodulace					Řízený usměrňovač	
f [Hz]	Gain [dB]	Phase [°]	Δ Gain [dB]	Δ Phase [°]	U_2 [mV]	ΔU_2 [mV]
99.88	-42.341	1.06	—	—	10.478	-0.147
99.88	-42.267	1.345	-0.075	-0.285	10.625	0.067
99.88	-42.276	1.185	0.009	0.16	10.558	0.049
99.88	-42.289	0.917	0.013	0.267	10.509	-0.076
99.88	-42.232	1.202	-0.056	-0.285	10.585	-0.007
99.88	-42.27	1.488	0.038	-0.286	10.592	0.025
99.88	-42.301	1.063	0.031	0.425	10.567	0.056
99.88	-42.265	1.225	-0.036	-0.161	10.511	-0.133
99.88	-42.29	1.415	0.025	-0.191	10.644	0.131
99.88	-42.29	1.131	0.000	0.284	10.513	-0.047
99.88	-42.302	1.418	0.012	-0.286	10.560	-0.029
502.23	-42.253	1.646	-0.048	-0.228	10.589	-0.006
502.23	-42.261	1.454	0.008	0.192	10.595	-0.062
502.23	-42.261	1.695	0.000	-0.241	10.657	0.104
502.23	-42.264	1.615	0.003	0.08	10.553	-0.103
502.23	-42.28	1.636	0.016	-0.021	10.656	0.086
502.23	-42.279	1.683	-0.001	-0.048	10.57	-0.081
502.23	-42.253	1.66	-0.026	0.023	10.651	0.064
502.23	-42.273	1.669	0.021	-0.009	10.587	0.003
502.23	-42.283	1.675	0.01	-0.005	10.584	0.015
502.23	-42.268	1.578	-0.015	0.097	10.569	-0.095
976.56	-42.264	3.448	-0.004	-1.87	10.664	0.032
976.56	-42.257	3.15	-0.007	0.298	10.632	-0.008
976.56	-42.264	3.43	0.006	-0.28	10.640	0.063
976.56	-42.252	3.094	-0.011	0.336	10.577	0.029
976.56	-42.248	3.19	-0.004	-0.097	10.548	-0.167
976.56	-42.268	3.24	0.02	-0.05	10.715	0.019
976.56	-42.245	3.223	-0.023	0.017	10.696	0.096
976.56	-42.232	3.286	-0.013	-0.063	10.600	-0.112
976.56	-42.282	3.338	0.05	-0.052	10.712	0.013

Tabulka 3.3: Naměřené hodnoty a vypočtené změny v naměřených hodnotách pro určení opakovatelnosti měření.

Kapitola 4

Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout experimenty s virtuálním přístrojem LEO, kterých bylo prezentováno v této práci celkem dvanáct a tři měření pomocí nově na-implementovaného virtuálního přístroje lock-in zesilovače.

Dalším úkolem bylo rozšířit možnosti měření s kitem Nukleo a to tam, kde již LEO nedostačuje, což se ukázalo u posledního návodu, který se zabývá měřením frekvenční charakteristiky RC integračního článku. Proto byl v rámci této práce navržen firmware a PC aplikace, které společně s kitem Nukleo STM32F303RE tvoří virtuální přístroj.

V rámci této práce se podařilo vytvořit lock-in zesilovač na μ kontroléru STM32F303RE. Program pro μ kontroler dokáže generovat na dvou kanálech signály pro měření. Referenci pro lock-in zesilovač a druhý kanál, který uživatel může využít. Program dále umožňuje měření na dvou kanálech ty slouží k měření reference a výstup z měřeného obvodu. Naměřené průběhy jsou po naplnění bufferu odeslány do PC aplikace, kde jsou dále zpracovány ať už jako dual-phase dekompozicí nebo jako řízený usměrňovač.

Byl na-implementován výpočet dual-phase dekompozicí a řízeného usměrňovače. Tyto dvě metody umožňují frekvenčně selektivní měření malých signálů. Od obou naměřených signálů tedy referenční a výstup z měřeného obvodu je odečtena střední hodnota a to znamená, že lock-in zesilovač není náchylný na offsety jak na referenci tak na signálu přicházejícího z měřeného obvodu.

Součástí zadání této práce je kladen důraz na minimální použití externích součástek nebo specializovaných desek plošných spojů. Tento fakt způsobuje spolu s faktem že jak DAC tak ADC jsou schopny převádět v rozsahu 0 - 3300 mV je že obvody, které nepřenášejí stejnosměrnou složku musí být měřeny s pomocnými obvody, jak je demonstrováno při měření derivačního článku v této práci. Pro ovládání bylo vytvořeno uživatelské prostředí v jazyce Python a frameworku Qt aplikace je kompatibilní ze systém Windows a Linux. Dále aplikace podporuje mnoho instancí na jednom PC což znamená, že je možné mít připojeno více virtuálních přístrojů na jednom PC.

Zadání diplomové práce bylo splněno navržením Lock-in zesilovačem a předvedením množství návodu pro měření s kitem LEO. Dále byly v rámci návodů analyzovány vlastnosti přístroje LEO a v rámci nedostatku měření frekvenčních charakteristik byl dodělán lock-in zesilovač, který rozšiřuje možnosti měření s μ kontroléru STM32F303RE. Zároveň byl splněn požadavek na realizaci pouze pomocí vývojového kit Nucleo STM32F303RE.



Literatura

- [1] STMicroelectronics, “User manual for stm32 nucleo-64 boards, https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00105823-stm32-nucleo-64-boards-mb1136-stmicroelectronics.pdf,” 2020.
- [2] STMicroelectronics, “Schematic of stm32 board, <https://www.st.com/en/evaluation-tools/nucleo-f302r8.html#>,” 2018.
- [3] M. Jan, *Elektronika - Mařátko Jan*. Prague: Idea Servis, 2008.
- [4] “1 mhz bandwidth low power op amp, <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/74938/MICROCHIP/MCP6002.html>,” 2003.
- [5] Z. Instrument, “Principles of lock-in detection and the state of the art, https://www.zhinst.com/sites/default/files/li_primer/zi_whitepaper_principles_of_lock-in_detection.pdf.”
- [6] K. G. Libbrecht, “A basic lock-in amplifier experiment for the undergraduate laboratory, <https://authors.library.caltech.edu/12641/1/LIBajp03.pdf>,” 2003.
- [7] P. M. Maya-Hernández, “An integrated low-power lock-in amplifier and its application to gas detection, <https://www.google.com/url?sa=i&url=https%3A%2F%2Fwww.mdpi.com%2F1424-8220%2F14%2F9%2F15880%2Fpdf&psig=A0vVawOPmUB-NtaHToc2EN8gbFa4&ust=1609234813167000&source=images&cd=vfe&ved=0CAIQjRxqFwoTCJiV0-Ww800CFQAAAAAdAAAAABAJ>,” 2014.
- [8] Z. Instrument, “Uhf user manual, https://www.zhinst.com/sites/default/files/documents/2020-08/ziUHF_UserManual_20.07.0.pdf.”
- [9] STMicroelectronics, “An2834 - application note, https://www.st.com/resource/en/application_note/cd00211314-how-to-get-the-best-adc-accuracy-in-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf.”
- [10] “Amplifier transisto npn silico, <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/2884/MOTOROLA/BC337.html>,” 1996.

- [11] “Oxford dictionary, definition of rms, <https://www.oxfordreference.com/view/10.1093/acref/9780199233991.001.0001/acref-9780199233991-e-2676>,” 2009.
- [12] C. Noviello, *Mastering STM32 A step-by-step guide to the most complete ARM Cortex-M platform, using a free and powerful development environment based on Eclipse and GCC*. British Columbia ; Canada: Leanpub, 2018.
- [13] STMicroelectronics, “Ds10362 - stm32f303xd stm32f303xe datasheet, <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32f303re.pdf>.”
- [14] “Interview of robert dicke by martin harwit, www.aip.org/history-programs/niels-bohr-library/oral-histories/4572,” 1985.
- [15] J. Yiu, *The definitive guide to the ARM Cortex-M3 Joseph Yiu*. Amsterdam ; Boston: Newnes, 2010.



Příloha A

Obsah přiloženého CD

- Diplomová práce ve formátu PDF
- Zdrojový kód grafické ovládací aplikace
- Aplikace zkompilevaná pro OS Windows
- Simulinkový model lock-in zesilovače
- Zdrojový kód firmware lock-in zesilovače
- Zkompilevaný firmware lock-in zesilovače