

LEO - Little Embedded Oscilloscope popis způsobu využití
pracovní verze

Bc. Jan Machálek
email: machaj45@fel.cvut.cz

25. září 2020

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 mohou 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 Základní vlastnosti kitu 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.

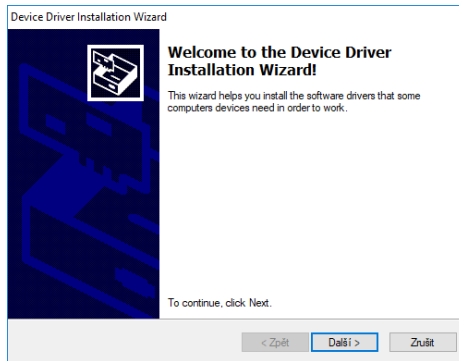
Generátor funkcí je dále omezen maximální možnou frekvencí, kterou je schopen generovat a to je dáno maximální rychlostí jež jsou DAC schopny měnit svůj výstup. Maximální možná frekvence kterou je LEO schopné generovat je 500 KHz ovšem již se nejedná o sinusový průběh neboť generování výstupního průběhu 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 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.

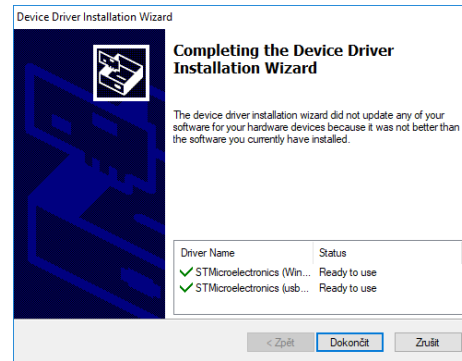
Aplikace LEO dále poskytuje zjednodušené verze obou přístrojů což je dvou kanálový zdroj napětí a čtyřkanálový voltmetr. Zdroj napětí je v podstatě generátor funkcí kde amplituda je nastavena na 0 V a mění se zde pouze offset. Voltmetr je ořezaný osciloskop kde se zobrazuje pouze průměrovaná hodnota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

1.2 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,



(a) Začátek instalace

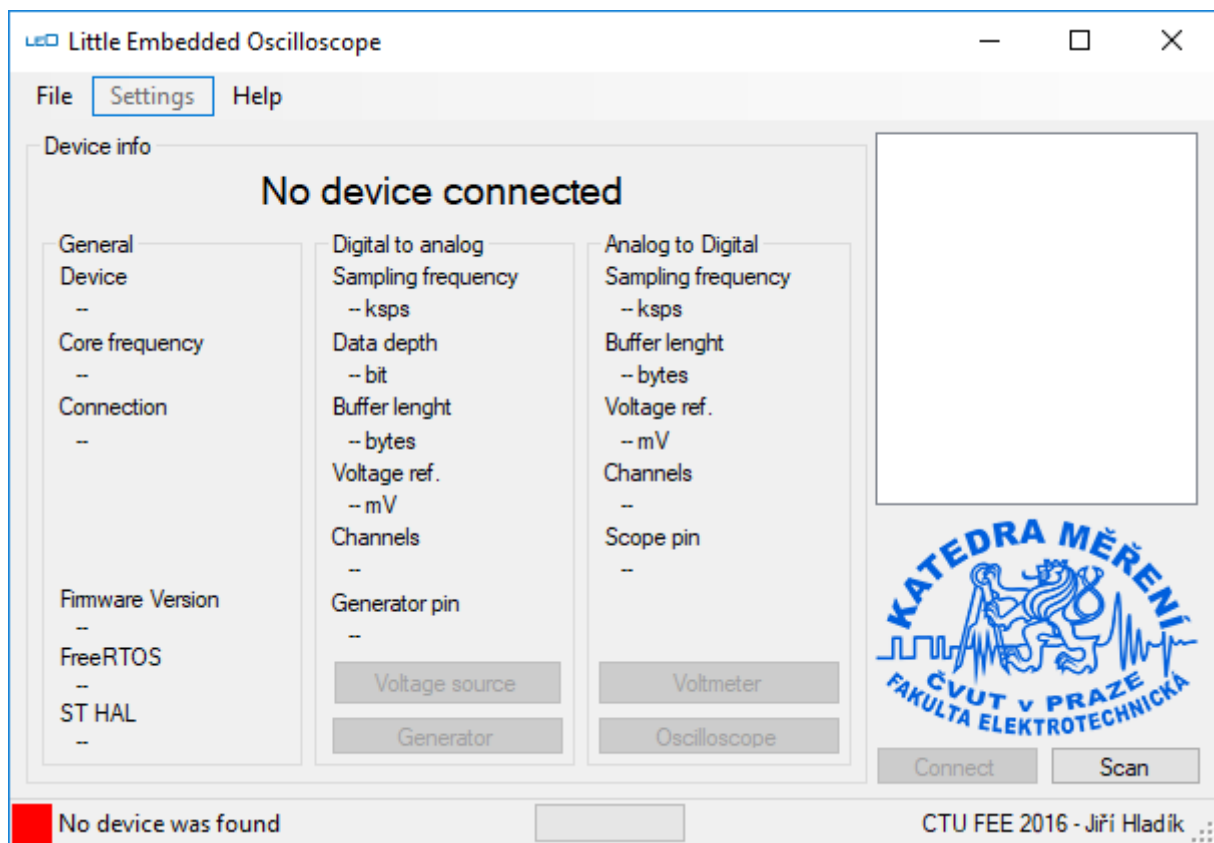


(b) Dokončení instalace

Obrázek 1.3: Grafický instalátor

na odkaz na ploše.

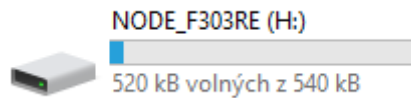
Firmware nainstalujeme do kitu ze stejné složky LEO_2_27. Nejprve je nutno připojit kit LEO pomocí usb



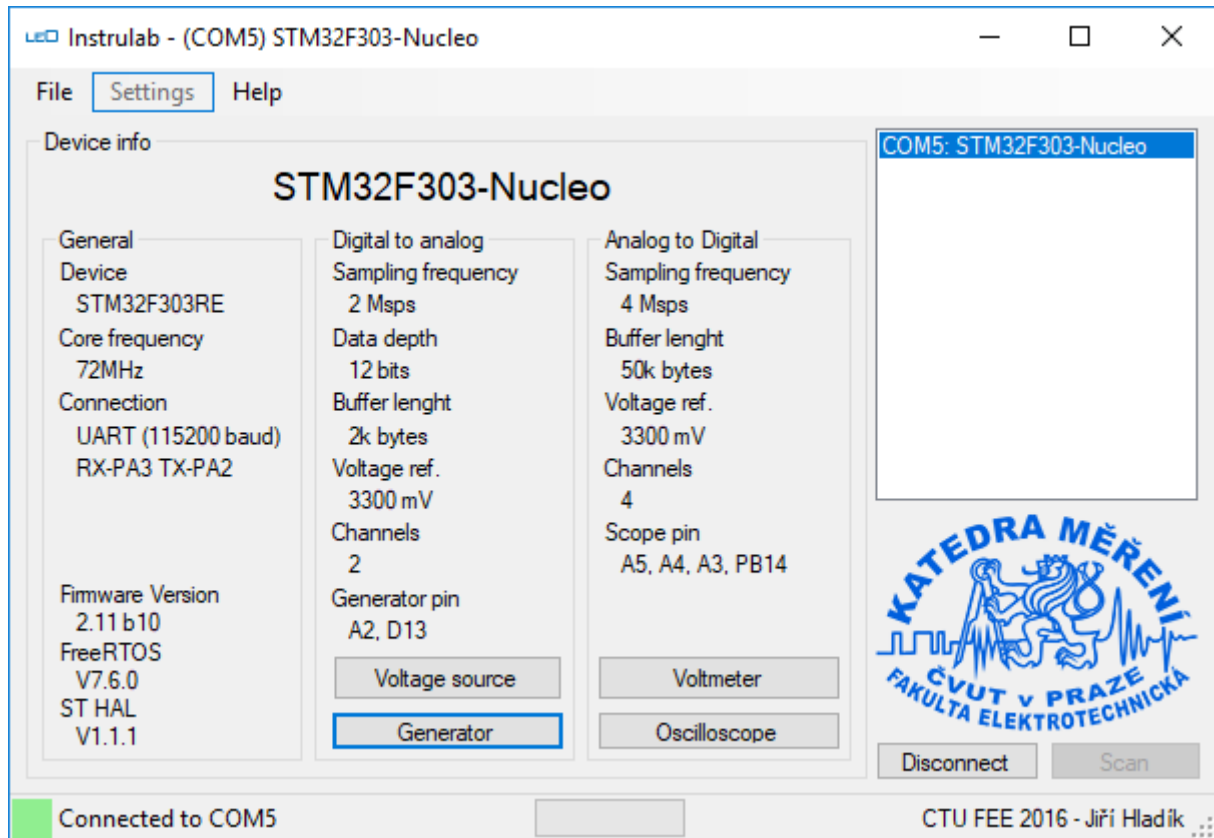
Obrázek 1.4: Grafické prostředí po startu

kabelu do počítače s již nainstalovaným driverem. Poté lze nahrát firmware pomocí zkopírování souboru ze složky LEO_2_27 na kit LEO 1.5, který je ve vašem počítači.

Po nahrání firmwaru klikneme na tlačítko scan viz obrázek 1.4. Zobrazí se připojená zařízení s firmwarem kitu LEO. Aplikace se automaticky propojí s kitem LEO. Následně můžeme využívat kontrolní prvky aplikace LEO viz obrázek 1.6.



Obrázek 1.5: Zobrazení kitu LEO ve vašem počítači.



Obrázek 1.6: Grafické prostředí po připojení naprogramovaného kitu nucleo F303RE

1.3 Přehled grafického prostředí

1.3.1 General

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**

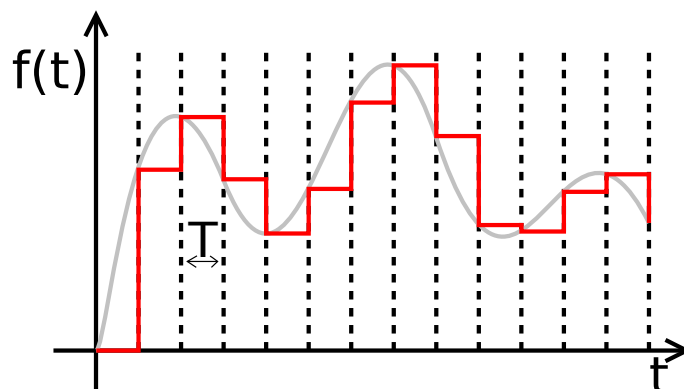
1.3.2 Digital to analog

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 které je zobrazeno na obrázku [1.7](#).

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



Obrázek 1.7: Převod digitálního na analogový.

napětí U_{LSB} . Kde označení LSB odpovídá **L**east **S**ignificant **B**it 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 nebo také nastavuje velikost uloženého záznamu dat.

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

1.3.3 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 dosáhnout maximální vzorkovací frekvenci 4 Msps a při rozlišení 8 bit lze dosáhnout vzorkovací frekvenci až 6 Msps.

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 na vzorkovat.

Poslední informace která je o počtu pinů možné měření napětí a o jejich rozložení na výstupech kitu LEO.

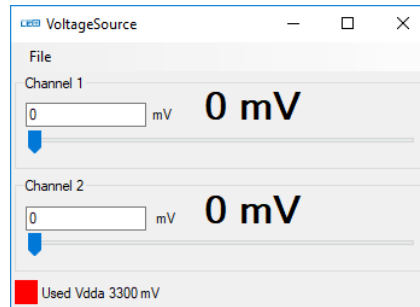
1.3.4 Voltage source

Na obrázku 1.8 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

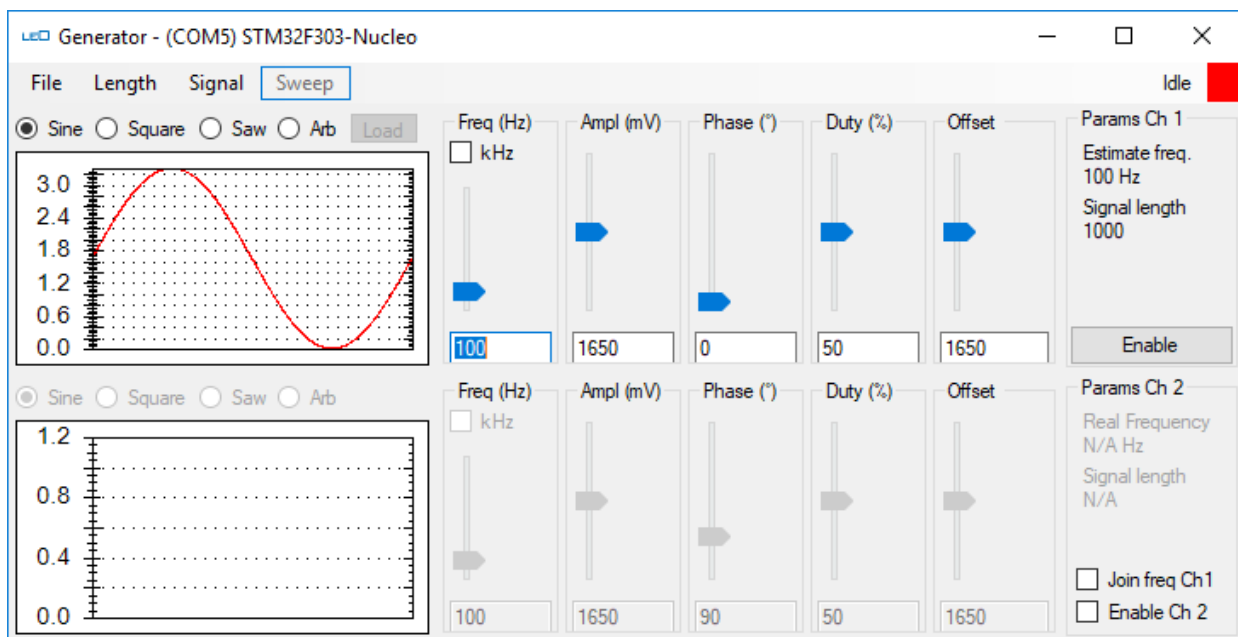
1.3.5 Generator

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 1.10. Generátor funkcí umožňuje více způsobů jak generovat výstupní napětí. Generování sinusovky, čtverce, pily a vámi zadaného průběhu. Lze generovat dva signály na jednu. Horní část se zabývá výstupe prvního kanálu 1.9 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.



Obrázek 1.8: Grafické rozhraní Voltage Source



Obrázek 1.9: Grafické rozhraní Generátoru

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:

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

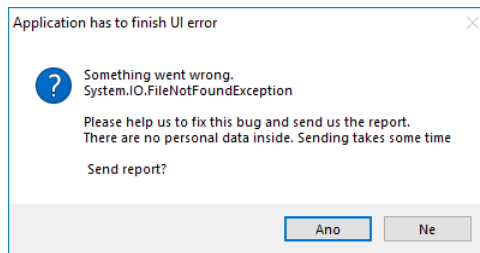
V pravé části obrazovky **Params Ch x** jsou zobrazeny informace o zadané frekvenci například 100 Hz při délce signálu 1000 vzorků. Pro některé zadané frekvence nebude odpovídat **Estimate freq**. Například frekvenci 99.9 Hz se napočítaný signál bude převodní snažit realizovat jako 99.91 Hz a délka napočítaných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

Obdélníkový průběh

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

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

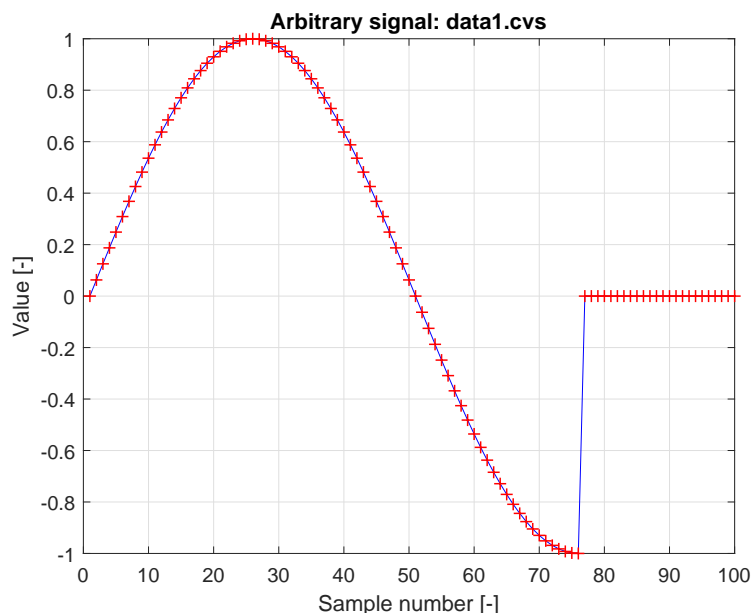
²Tato nepřesnost vychází ze skutečnosti že není možné pomocí reálného procesoru realizovat libovolnou frekvenci.



Obrázek 1.10: Error způsobený chybějící knihovnou ZedGraph.dll.

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 1.11. Teto graf nemá žádné jednotky



Obrázek 1.11: Libovolný signál ukázka na souboru data1.csv

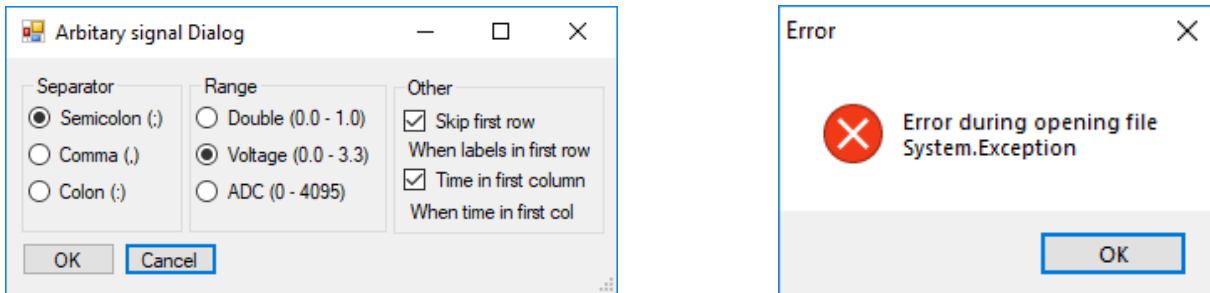
ty přiřadím pomocí dialogového okna 1.12a a určíme rozměr osy y pomocí slideru **Ampl (mV)** v hlavním okně generátoru 1.9 stejně tak určíme i osu x v hlavním okně generátoru pomocí nastavení frekvence **Freq (Hz)**.

V dialogovém okně 1.12a je potřeba správně volit jak Separátor tak Range aby nedošlo k chybové hlášce zobrazené na 1.12b. 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 csv, což je dělá čitelnější pro uživatele. Výsledný signál se potom zobrazí v samotné aplikaci na obrázku 1.13.

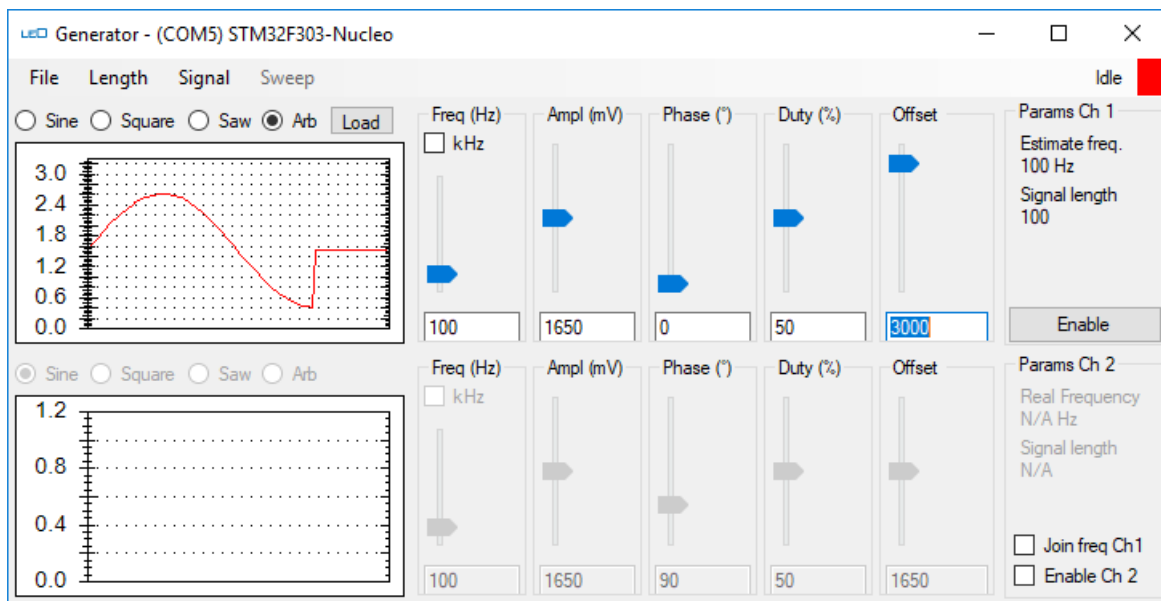
Dalšími funkcemi které mohou být užitečné jsou možnosti po kliknutí pravým tlačítkem na graf generovaný aplikací LEO kde se poté zobrazí možnosti. Pomocí pravého tlačítka myši se zobrazí možnosti:

- Copy - umístí obrázek do schránky počítače kde je možnost jí vyvolat pomocí **ctrl**+**v**
- Save image as - otevře windows dialogové okno pro ukládání.
- Page setup - nastavení vlastností tiskárny
- Print - tisk pomocí nastavené tiskárny



(a) Dialogové okno sloužící k načítání libovolných průběhů. (b) Chybová hláška informující o špatném formátu dat.

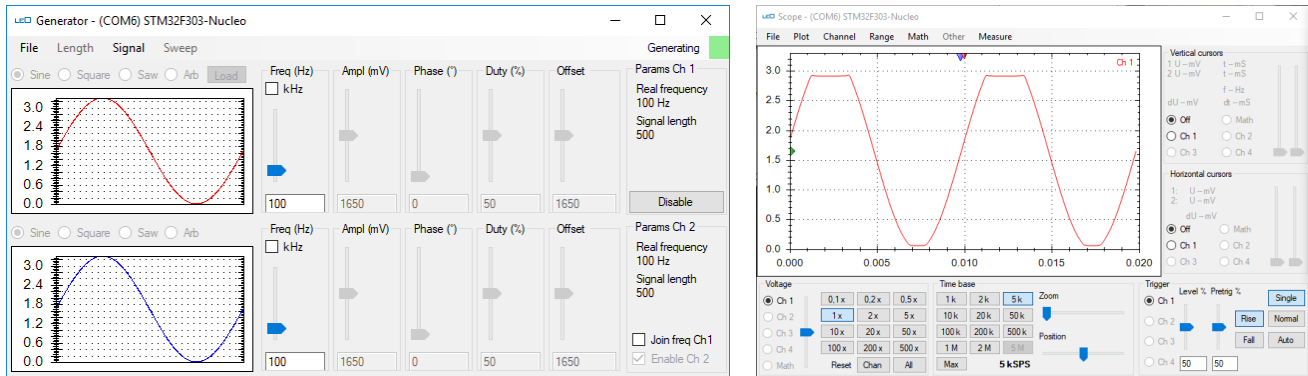
Obrázek 1.12: Možnosti načtení libovolných souborů.



Obrázek 1.13: Generátor zobrazující námi zadaný signál.

- 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

Další funkcí je **Join freq Ch1**. Tento check box spojí dva první slidery užívané pro nastavování frekvence tak aby se pohybovali 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 ořezání výstupních signálů jak je vidět na obrázcích 1.14 .



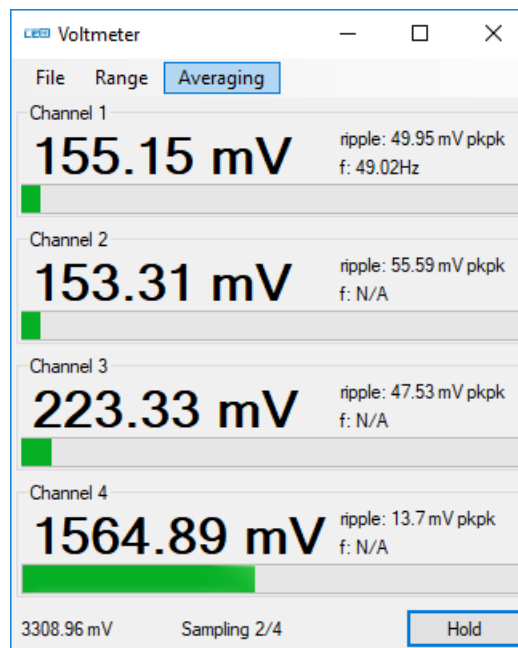
(a) Generátor generující sinusový průběh na obou výstupech **A2** a **D13**. (b) Výstupní signál zaznamenaný pomocí osciloskopu, kde je viditelné zkreslení způsobené připojenou svítivou diodou.

Obrázek 1.14: Demonstrace zkreslení výstupního napětí na výstupu generátoru **D13**.

1.3.6 Volt meter

Voltmetr v aplikaci LEO je jednoduchý a snadno použitelný. Jak je z obrázku 1.15 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



Obrázek 1.15: Voltmetr z aplikace LEO.

tláčítka 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 poté 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.

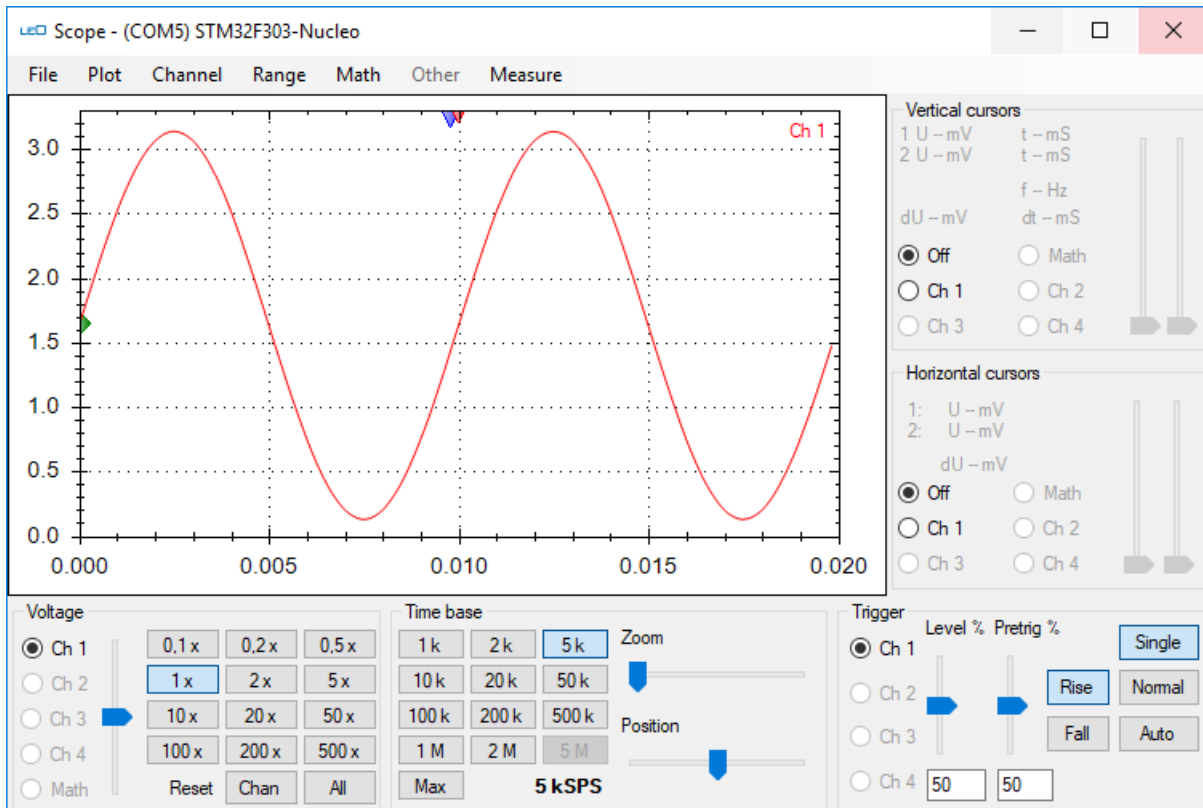
V menu, které je pod tlačítkem **range**, je možné nastavit maximální hodnotu a minimální hodnotu. Pomocí těchto hodnot se poté interpretují naměřená napětí. Pokud by jsem měli na vstupu voltmetru 3.3 V a měli by jsem nastavené meze min 0 V a max 3.3 V pak by se napětí interpretovalo jedna ku jedné,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



1.3.7 Oscilloscope

Nejrozsáhlejší a nejpoužívanější funkci aplikace LEO. Která je zobrazena na obrázku 1.16.



Obrázek 1.16: Osciloskop z aplikace LEO.

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 vzorku 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**. 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.

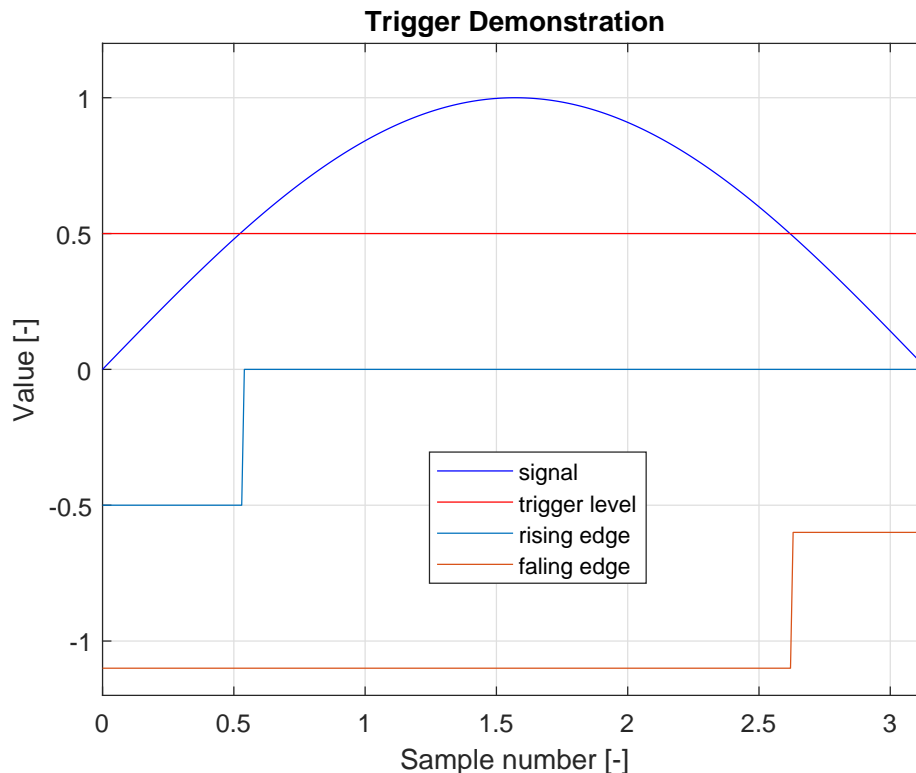
Slider **Position** je pouze pozice vykreslování středu uložených dat. Střed je reprezentován červeným trojúhelníkem na vrchu displaye osciloskopu. **Pozor nelze používat rozlišení 12 bit a Data length 50 K samples dohromady. To je způsobeno omezením paměti.**



Trigger - spouštění v osciloskopu

Nastavení začátku nahrávání a zobrazení naměřených vzorků. Máme možnost si vybrat který kanál, který bude zahajovat odebrání 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. Tlačítek **Rise** a **Fall** 1.16. Slouží k upřesnění spouštěcí podmínky tak jak je vyobrazeno na obrázku 1.17. 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



Obrázek 1.17: Příklad trigrování.

obrázku 1.17 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 jsem viděli jaký je rozdíl mezi **Rise** edge a **Fall** edge.

Pomocí slideru **Pretrig** si volíme kolik vzorků před a po triggru se bude ukládat tedy vlastně nastavujeme poměr uložených vzorku před a po časové události trigger. Tento parametre je také zobrazen v horní části displaye osciloskopu jako modrý trojúhelník.

Dalšími ovládacími prvky jsou:

- **Single** - v tomto modu se obrazovka překreslí pouze jednou v případě splnění spouštěcí podmínky a 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 byla tedy aby jsem vždy něco viděli.



Cursors

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

- 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 diference.
- vertikální - slouží k odečítání času jak přímo polohy jednotlivých kurzorů tak také jejich diference která je také zobrazena jako frekvence.

Measure

Po kliknutí na tlačítko **Measure** v horní části obrazovky je možné změřit různé parametry signál [1.16](#). 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) 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 and 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 odpovídali 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 vypnut 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 funkcí této sekce je vypnutí osciloskopu.

1.3.8 Nucleo-F303RE s nahraným firmwarem

Po nahrání firmwaru do kitu se z něj stane dvoukanálový generátor, dvoukanálový zdroj, čtyřkanálový osciloskop, 4x voltmetr.

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 zdroj napětí. Vstupy **A3** až **A5** a **PB14** jsou přiřazeny čtyřkanálovému osciloskopu a čtveřici voltmetrů. Rozložení pinů je vidět na obrázku 1.2b.

1.3.9 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 frekvenci frekvenci zadané (požadované). Dělení hodinového signálu je prováděno pomocí timeru následujícím způsobem. Nejprve se 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 generování signálu pomocí DAC v časové oblasti:

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

,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 1.7.

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 periferii a uvedení do provozu.

Algorithm 1: Best Frequency Fit

```

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

```

,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 jsem využili co nejdelší část paměti aby jsem 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 iterací celý algoritmus. Výsledkem je nejlépe dosažená chyba a její příslušné nastavení.

Při volbě nastavení **Length/Maximum Possible** se bude aplikace LEO vypočítá potřebnou 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 kde je uložen průběh generovaného signálu. Dle před počítaných parametrů je poté napočítán průběh, který je předán kitu spolu s délkou a dělení. Firmware následně nastaví registry tak aby timer měnil hodnotu na DAC tak jak bylo vypočteno pomocí vzorce 1.8.

Kapitola 2

Měření pomocí kitu LEO

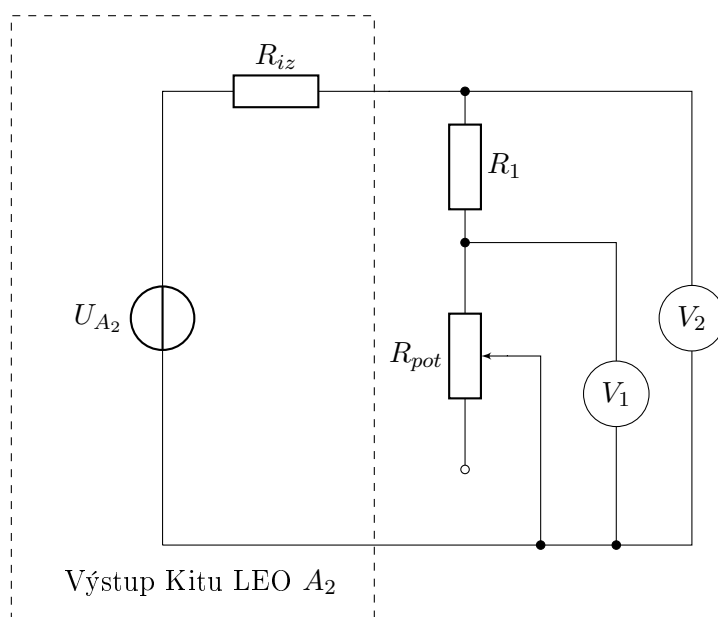
2.1 Voltampérová charakteristika zdroje v kitu LEO

Pro měření voltampérových charakteristik diod, tranzistorů a odporu je dobré vědět jaký zdroj je použit. Znáť parametry příslušného zdroje. Pro naše měření budeme využívat napěťový zdroj, který máme přichystaný v kitu LEO. Proto změříme parametry tohoto zdroje, aby jsem 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 ampérmetre 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.



Obrázek 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. Jelikož rezistence takto vytvořeného ampérmetru nemá nulový vnitřní odpor je nutné z naměřených hodnot vypočítat vnitřní odpor zdroje. Tuto hodnotu dostaneme pomocí Théveninovy věty. Při použití této věty dostaneme že měřený odpor odpovídá paralelní kombinace R_{iz} a R_1 . Tedy 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 námi 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 jsem 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 měřitelné 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 1.2b 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 tedy A2 na 3.3 V. A zkontrolujeme že se na obou voltmetrech objevilo zhruba stejné napětí. Poté zapisujeme obě napětí do tabulky postupujeme až do 10% potenciometru R_{pot} . Poté měření opakujte pro 1.5 V na výstupu A2 .

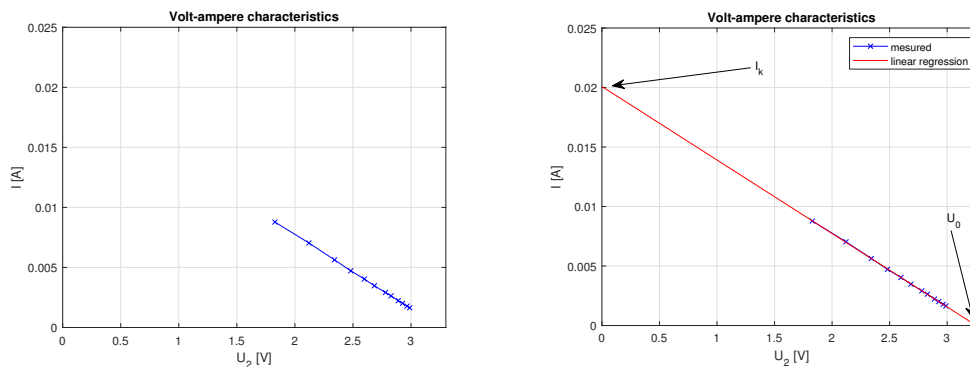
2.1.3 Zpracování výsledků určení odporu R_{iz} kitu LEO

Stanovení proudu, který protéká sériovou kombinací zdroj 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 měřicích přístrojů tedy 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} .

Vypočteného proudu můžeme vygenerovat charakteristiku 2.2a. Z vygenerované charakteristiky nelze vyčíst proud na krátko I_k ani napětí na prázdko U_0 . Proto doporučuji v okně s charakteristikou kliknout na tlačítko

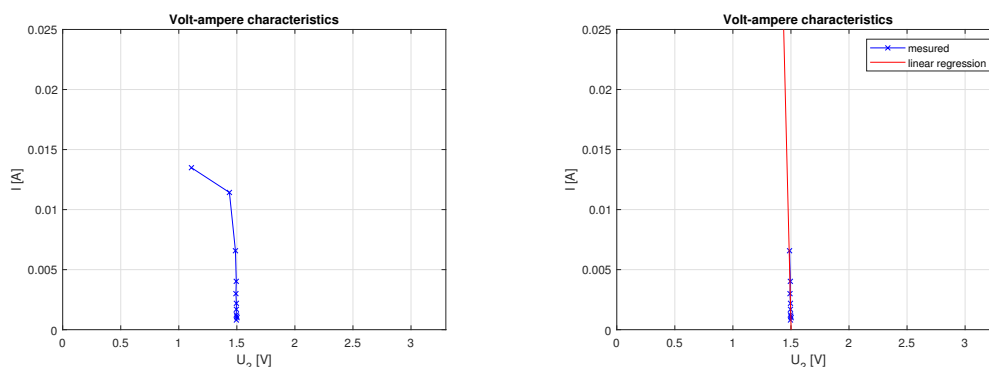


(a) Naměřená voltampérová charakteristika zdroje $U_{A_2} = 3.3 \text{ V}$.

(b) Přidání lineární regrese.

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

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 velmi malý R_{iz} pro proudy do 5 mA a poté se vnitřní odpor zdroje opět změní do většího vnitřního odporu určete pomocí matlabu, R_{iz} pro 3.3 a napěťový módy (tedy 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 $U_{A_2} = 1.5 \text{ V}$.

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

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

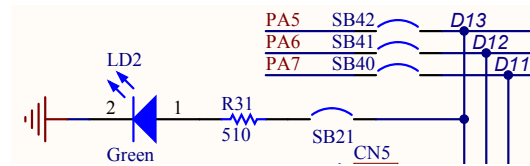
2.2 Voltampérová charakteristika svítivé diody v kitu LEO

2.2.1 Teoretický rozbor měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO

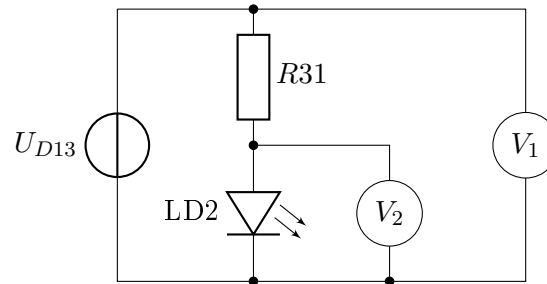
Pro tuto úlohu budeme potřebovat pouze dvě propojky a kit sám. Výstupu generátoru tak zdroje napětí **D13** je dle schématu od výrobce 2.4 umístěna LED a příslušným odporem R_{31} , který limituje proud diodou tak, aby nedošlo k jejímu poškození. Dioda je nelineární prvek obvodu její voltampérová charakteristika není lineární. V tomto měření budeme měřit pouze v prvním kvadrantu diody tedy 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

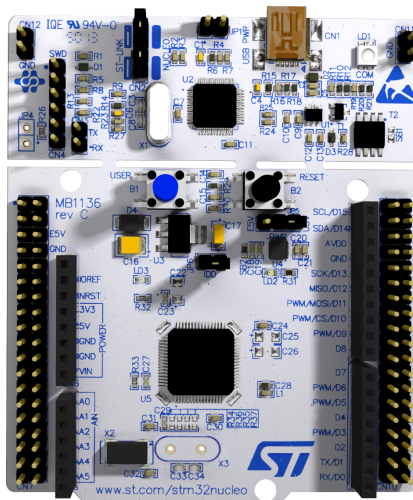


Obrázek 2.4: Část schématu od výrobce zobrazující připojení svítivé diody a jejího předřazeného odporu.



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

kabely kromě uzle mezi odporem R_{31} a diodou LD2 který není vyvedeno na žádnou zdičku nebo pin kde by jsem mohli jeden z našich voltmetrů připojit. Proto na toto místo přeložíme sondu (propojovací kablík). Toto místo je zobrazeno na obrázku 2.6b. Voltmeter V_2 bude tedy připojen k levému padu rezistoru R_{31} . Voltmeter V_1 bude připojen na **D13**.



(a) Nucleo F303RE.



(b) Místo pro přiložení sondy.

Obrázek 2.6: Nucleo F303RE a místo připojení sondy k měření voltampérové charakteristiky.

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 nevodí), kterou je nutno překonat externím elektrickým polem tak aby zanikla nevodivá zóna.

2.2.2 Postup měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO

Zapojíme obvod dle schématu 2.5 a přiložíme sondu (propojovací kabel) na levou nohu rezistoru R_{31} dle obrázku 2.6b, poté 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, poté



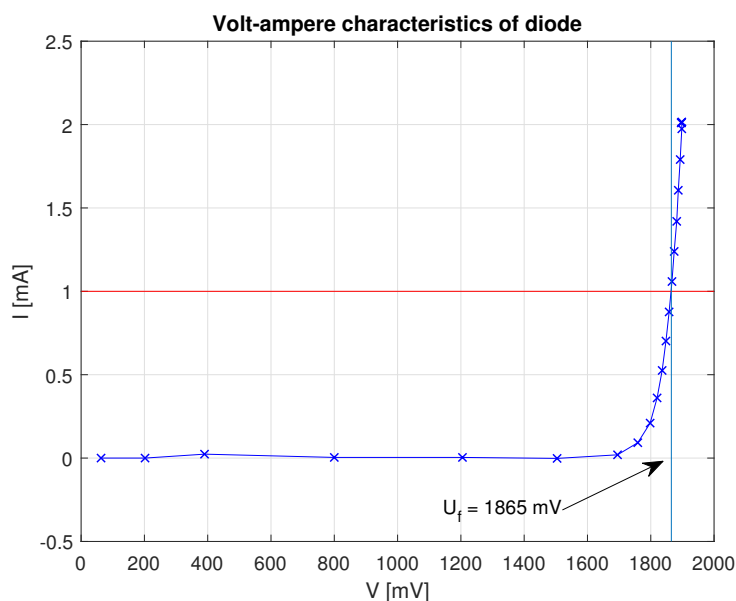
po 100 mV až do 3300 mV. Zapisujte naměřené hodnoty naměřené. Poté měření opakujte s jinými diodami. Pozor použijte pro to jiný zdroj než je kanál 2 (D13). Neboť by byly výsledky znehodnoceny již připojenou diodou LD2.¹

2.2.3 Zpracování výsledků

Data uložená z měření můžeme zpracovat pomocí matlabu. Nejprve vypočítáme rozdíl napětí na rezistoru R31 a následně dle Ohmova zákona určíme proud procházející diodou:

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

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



Obrázek 2.7: Naměřená voltampérová charakteristika diody LD2

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.

2.2.4 Automatizovaný Postup měření voltampérové charakteristiky svítivé diody v kitu LEO

Výše popsaný postup ukazuje jak se dá tato charakteristika naměřit 'ručně' to je však velmi zdouhavé 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 **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 jsem mohli ignorovat co nejvíce neduhů spojený se vzorkování 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

¹Pokud vlastníte kit leo a hodláte ho používat pro měření jako váš hlavní měřicí 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.



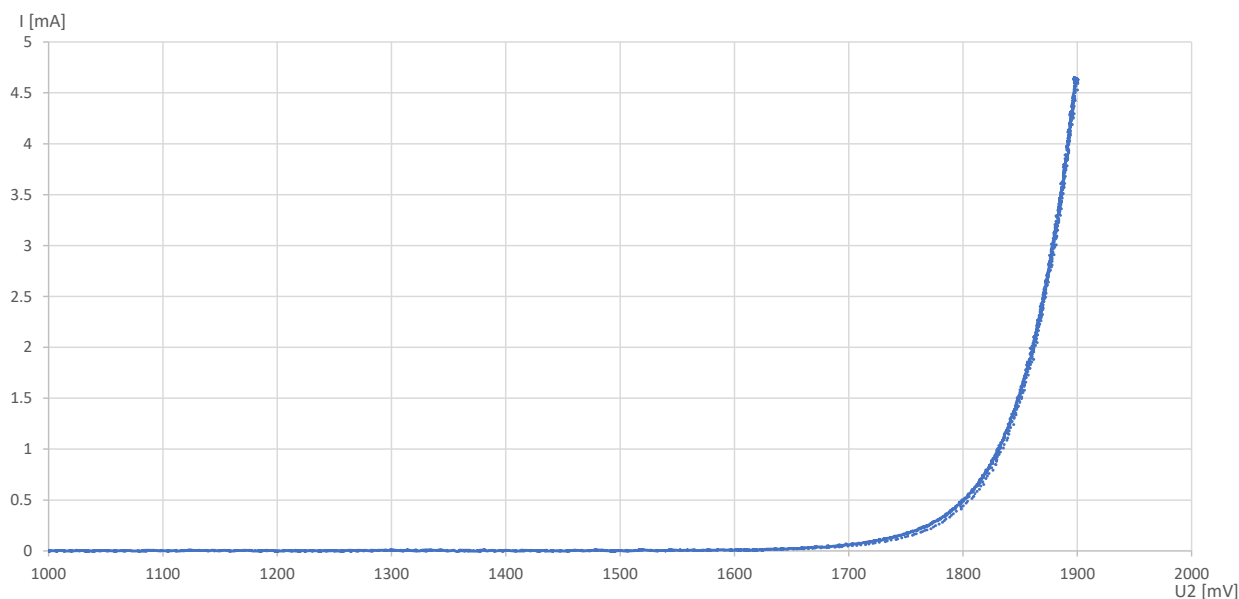
druhý kanál aby jsme měli k dispozici data z obou voltmetrů. Dále nastavíme vzorkování na **2 KSPS** a pomocí tlačítka **Channel/Data Length** zvolíme 2K samplů. Pomocí **Level** a **Pretrig** nastavíme osciloskop tak, aby byla rampa zobrazena na virtuální obrazovce osciloskopu, když je vše připraveno můžeme záznam zaznamenat pomocí tlačítka **File/Save Signal** toto tlačítko 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:

$$=([@\text{signal1}] - [\text{signal2}]) / R31$$

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

Data upravíme pokud nezačínají na vzorek přesně například začínají vysokým napětím můžeme na začátku a na konci rampy vzorky ubrat a vůbec je nevykreslovat. Pokud je zde mnoho ne použitelných 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.



Obrázek 2.8: Zobrazení voltampérové charakteristiky pomocí automatizovaného měření.

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 2.2.3.

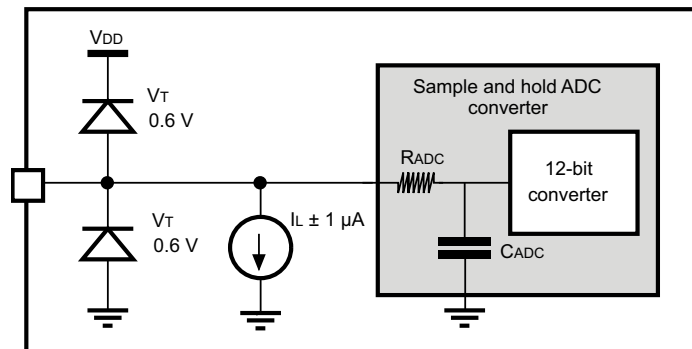
2.3 Měření vnitřního odporu voltmetru v závislosti na vzorkovací frekvenci ADC

Tato část se zabývá modelováním vnitřního odporu adc v kitu nucleo. Modelování provádí pomocí dvou matematických modelů. První z nich je modelovat jako vstupní odpor což neodpovídá realitě viz. 2.3.1. Druhou modelací je nábojová pumpa kdy v závislosti na vzorkovací frekvenci se mění četnost odsávání náboje vstupní obvodem ADC.

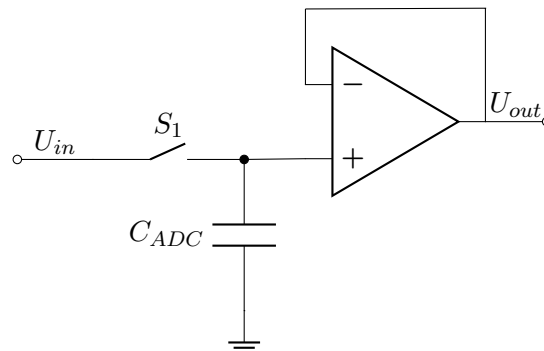


2.3.1 Teoretický rozbor modelování vnitřního rezistoru ADC v závislosti na vzorkovací frekvenci.

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 poté 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. Tedy 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} a to znamená že modelovaný vnitřní rezistor R_{iv} je závislý na vzorkovací frekvenci jak si budeme demonstrovat v tomto měření.



(a) Schematické zobrazení ADC realizované v kitu LEO.



(b) Schematické zobrazení obvodu sample and hold.

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

2.3.2 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 zajistím zdroj s velkým vnitřním odporem R_{iz} . Budeme rezistory R_1 a R_2 volit v řádu 100 kΩ 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:

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

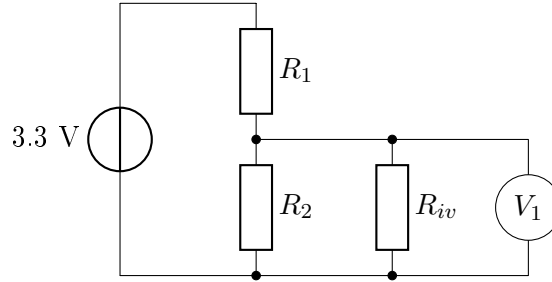
,kde R_{iz} je nově vytvoření vnitřní odpor zdroje.

V aplikaci LEO otevřeme osciloskop a nastavíme tlačítkem **Channel** rozlišení ADC z 12 bit na 8 bit abychom

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



mohli měřit co nejvyšší možnou vzorkovací frekvencí ⁴. Následně budeme měnit vzorkovací frekvenci od 1 kSPS až do 6 NSPS a zaznamenáme naměřené hodnoty napětí U_1 měřeného pomoc ADC.



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

2.3.3 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 malé 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 zákon:

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

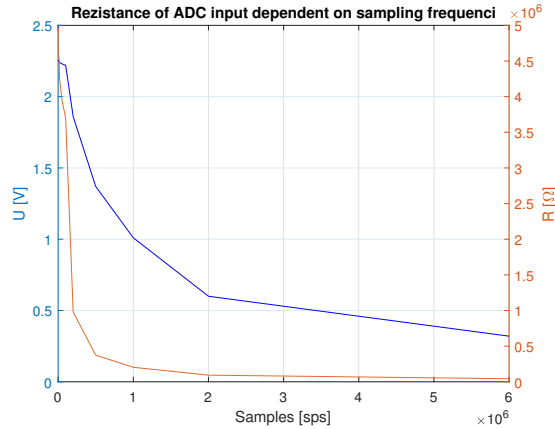
a tedy pak rezistor R_{iv} je:

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

, kde U_1 je napětí měřené voltmetrem V_1 . Z těchto úprav nám vzejde 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

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



Obrázek 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).

2.3.4 Modelování chování vstup ADC v závislosti na vzorkovací frekvenci.

Běžná struktura adc převodníků se skládá z obvodu sample and hold a poté samotné 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 poté můžeme vyjádřit rozdíl náboje který budeme definovat v našem případě jako $\Delta Q = Q_2 - Q_1$ poté 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:

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



poté 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 jsem během odvození a výpočtu nepoužívali derivace ale Δ tedy malé změny nemůžeme proto výsledný proud považovat za okamžitý proud ale za střední hodnotu. 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 kit se rovná proudu vytékajícího z kondenzátoru C_1 neboť do invertující 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 pomoc 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 poté můžeme vypočítat že změna napětí je přímo úměrná velikosti odebraného náboje a počtu vzorků.

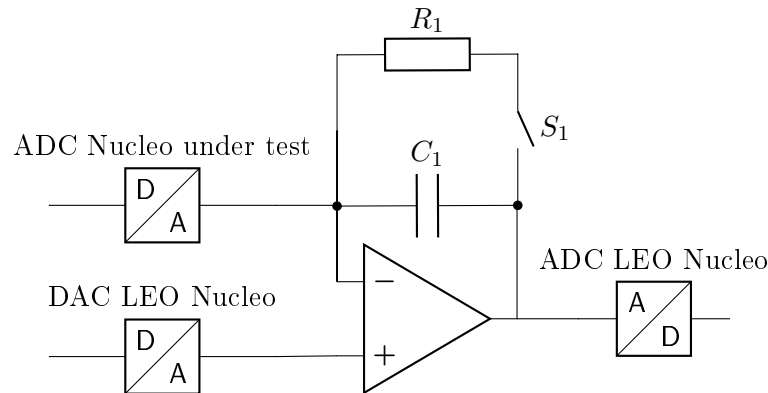
Dále můžeme vypočítat jak se bude napětí na výstupu operačního zesilovače chovat v závislosti vstupního napětí na vstup ADC pomocí dosazení za Q_{adc} dostaneme:

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

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 jsem dosáhli rovnováhy a platí $U_{in} = U_0$ to provádíme při vysoké vzorkovací frekvenci aby jsem rychle viděli že se vzdalujeme. Je dokonce možné že se napětí na výstupu oz 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

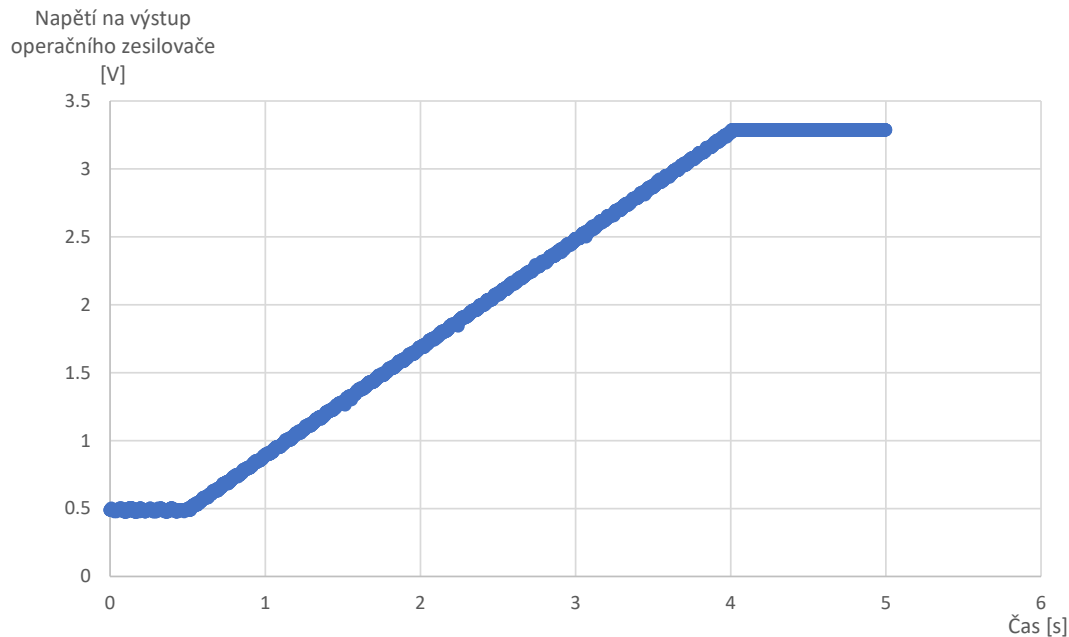


náboj do uzlu, který je napojen na invertující vstup operačního zesilovače. Operační zesilovač se bude snažit udržet virtuální nulu a nabije kondenzátor C_1 o stejný náboj jako byl změněn díky odběru ADC. Nabití kondenzátoru C_1 vede ke změně napětí na výstupu operačního zesilovače, který je měřen ADC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



Obrázek 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 3 s hodnotu U_b .



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

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, tedy jediná hodnota která je neznámá je U_0 tu lze zjistit následujícím postupem. Nejprve nastavíme velkou vzorkovací frekvenci na měřeném ADC poté nastavíme osciloskop tak aby vzorkoval 1 KSps a uchovával délku signálu 100 sample poté nastavím režim trigování Auto a pomocí tlačítka measure nastavíme aby nám měřil střední hodnotu tedy mean. poté 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 zdali 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.

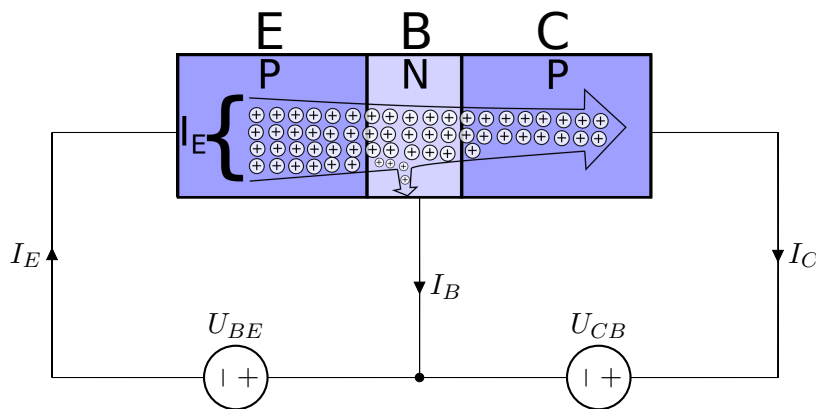
2.4 Určení parametrů tranzistoru.

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 jak spínač, emitorový sledovač, a zesilovač napětí.

2.4.1 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 poté odsáty kolektorem a tím vzniká kolektorový proud. Z obr. 2.14 vyplývá vztah:

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

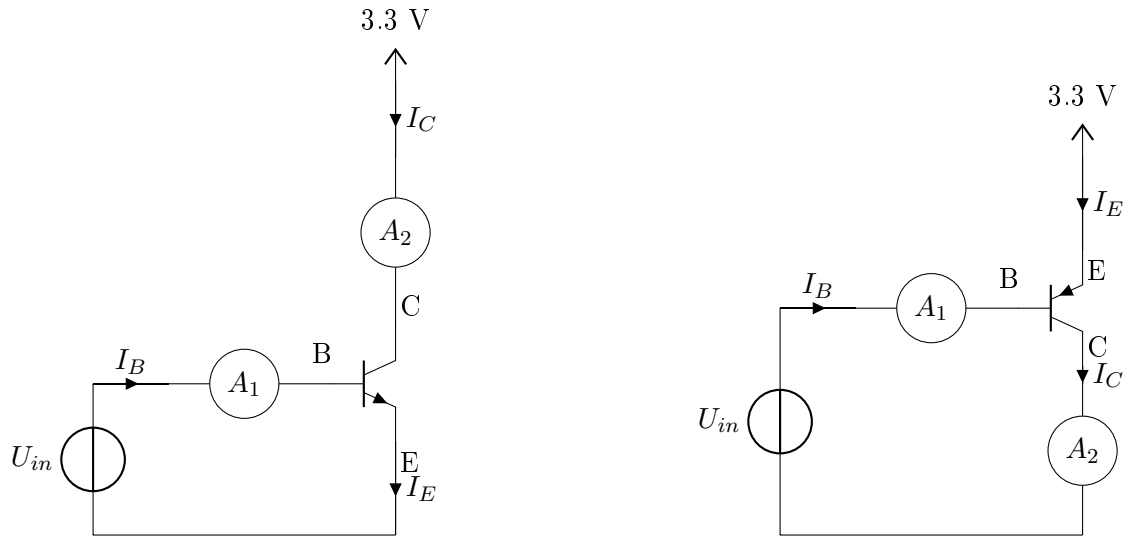


Obrázek 2.14: Zobrazení činnosti PNP tranzistoru.

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 velmi často označované jako h_{FE} (hybrid parameter Forward current gain, common Emitter) 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. 1.3. 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 2.38 je pro případ že by jsem potřebovali větší napájecí napětí kolektoru tak, aby jsem dosáhli podmínek co nejbližší uváděných výrobcem daného tranzistoru, aby jsem mohli po zpracování výsledků porovnat náš naměřený zesilovací činitel β s činitelem změřeným výrobcem daného tranzistoru 2.17. **Napěťový dělič tvořený rezistory R a R 2.38 je zde z důvodu**



(a) Zjednodušené schématické zapojení pro určení zesilovacího činitele pro NPN tranzistor. (b) Zjednodušené schématické zapojení pro určení zesilovacího činitele pro PNP tranzistor.

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

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.

2.4.2 Postup určení parametrů NPN tranzistoru

Zapojíme obvod dle jednoho ze schémat 2.16a nebo 2.38 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 $PB14$. 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 2.38 jsou poslední dvě veličiny vynásobeny dělicím poměrem předřazených děličů tedy U_3 a U_4 podle schématu 2.38 je polovina. Volbu děliče je poté 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:

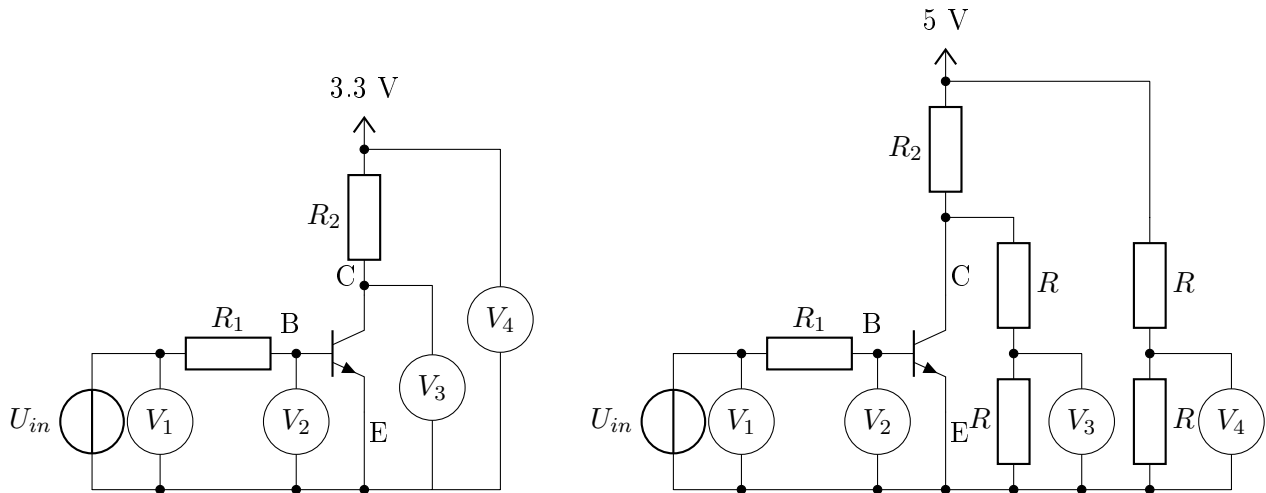
$$R_{in} = R + \frac{RR_{in}}{R + R_{in}} \cdot (R + R_{in})$$

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

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

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

Volba mezi schématy 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



(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.

Obrázek 2.16: Schémata pro určování zesilovacího činitel pro NPN tranzistory.

2.17. 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

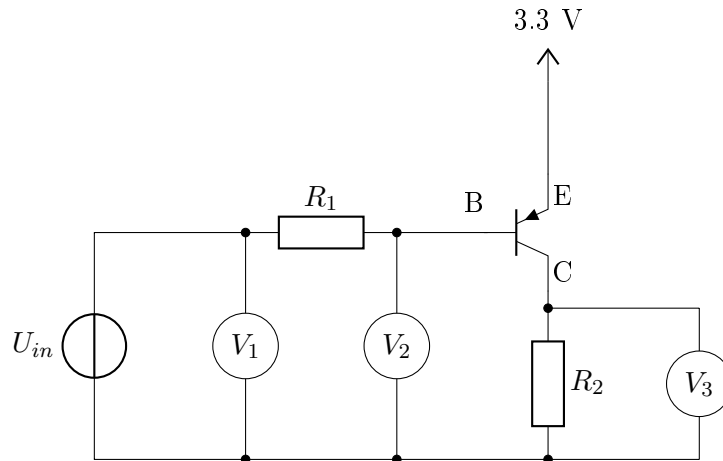
$T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 20 \text{ V}$	–	–	100	nA
		$I_E = 0; V_{CB} = 20 \text{ V}; T_J = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	–	–	5	μA
I_{EBO}	emitter cut-off current	$I_C = 0; V_{EB} = 5 \text{ V}$	–	–	100	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 100 \text{ mA}; V_{CE} = 1 \text{ V};$ see Figs 2, 3 and 4	100	–	600	
			100	–	250	
			160	–	400	
			250	–	600	
	DC current gain	$I_C = 500 \text{ mA}; V_{CE} = 1 \text{ V};$ see Figs 2, 3 and 4	40	–	–	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	$I_C = 500 \text{ mA}; I_B = 50 \text{ mA}$	–	–	700	mV
V_{BE}	base-emitter voltage	$I_C = 500 \text{ mA}; V_{CE} = 1 \text{ V};$ note 1	–	–	1.2	V
C_c	collector capacitance	$I_E = I_C = 0; V_{CB} = 10 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$	–	5	–	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 10 \text{ mA}; V_{CE} = 5 \text{ V}; f = 100 \text{ MHz}$	100	–	–	MHz

Obrázek 2.17: Tabulka charakteristik tranzistoru BC337.

2.4.3 Postup určení parametru PNP tranzistoru

Zapojím obvod dle schématu 2.39 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 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 proud tak, aby výsledky pokrývali data naměřená výrobcem, tedy pokud očekáváme h_{FE} v okolí 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 poté volíme tak aby platilo $I_{Cmax} = \frac{U_{CC}}{R_2}$.



Obrázek 2.18: Schématické zapojení pro zesilovacího činitele pro PNP tranzistoru.

2.4.4 Zpracování výsledků určování parametrů PNP tranzistoru

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

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

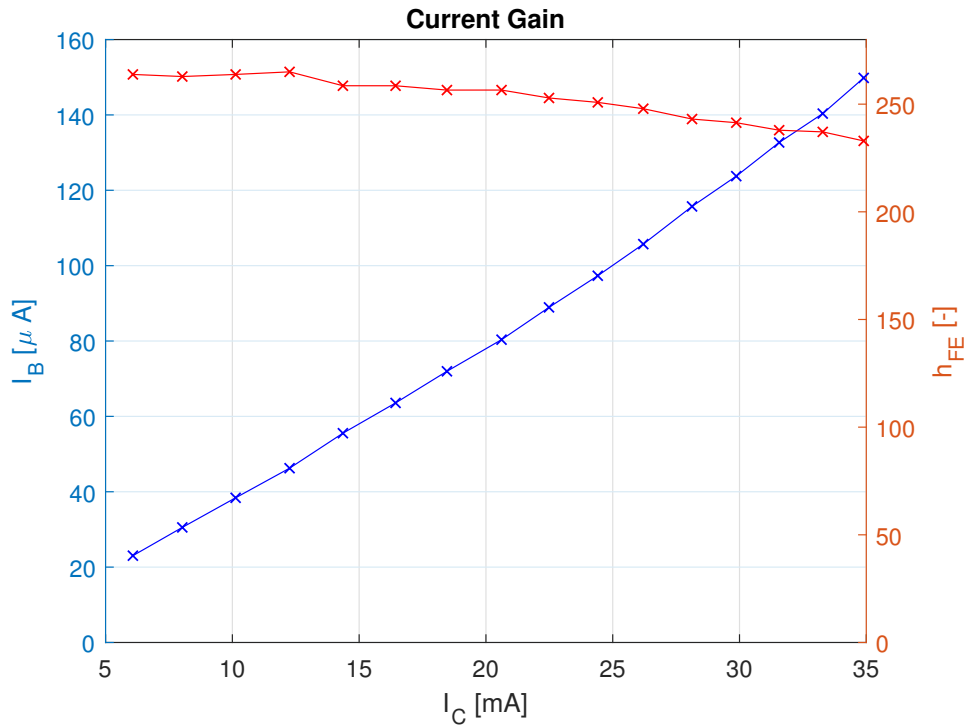
z tohoto definičního vztahu pak budeme potřebovat dopočítat oba proudy, které jsem změřili pomocí ampérmetrů realizovaných pomocí voltmetrů V_1 a V_2 a odporu R_1 . Pomocí Ohmova zákona, kde proud do báze I_B je stanoven napětím na rezistoru R_1 a hodnotou samotného rezistoru tedy:

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

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 nežli je na napájecí větvi kitu LEO. Tedy proud I_B nám bude vycházet kladný. Druhý proud I_C který je třeba zjistit je proud protékajícím kolektorem našeho 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 . Tedy dostaneme jednoduchý vztach :

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

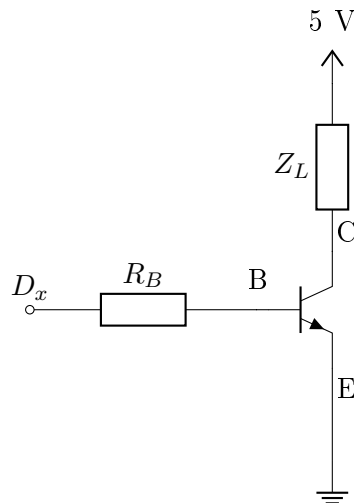
Nyní můžeme vynést do grafu závislost velikosti bázového proud na proud kolektorem viz graf 2.19. V grafu je také vynesena závislost zesilovacího činitele h_{FE} v závislosti na kolektorovém proud. Vždy je dobré výsledky porovnat s datasheetem tranzistoru.



Obrázek 2.19: Závislost bázevého proud I_B na proudu kolektorovém I_C .

2.5 Tranzistor jako spínač.

Tranzistor jako spínač je velmi časté vyžití. Zapojení tranzistoru jako spínače je celkem jednoduché a je vidět na schématu 2.20



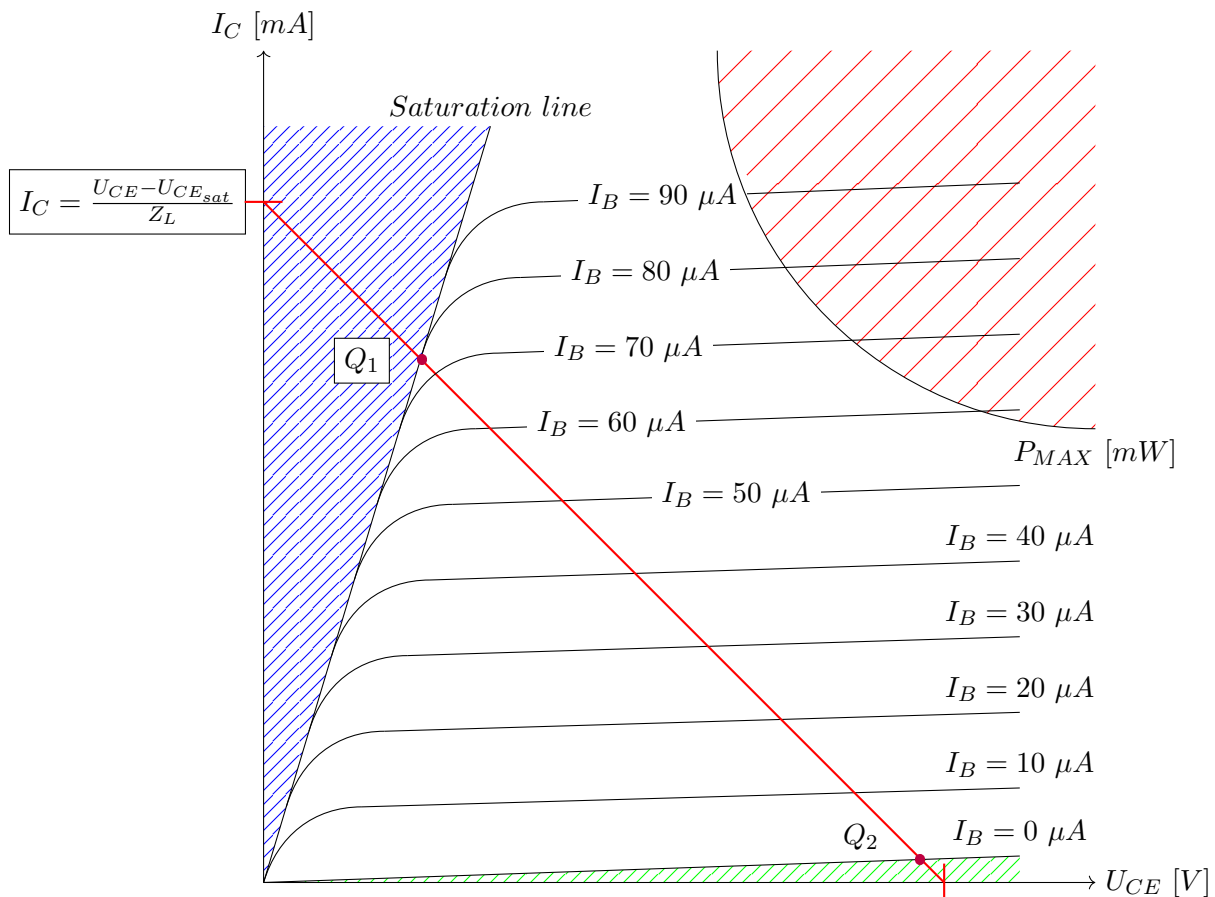
Obrázek 2.20: Schématické zapojení tranzistoru jako spínače.

Kde D_x představuje digitální výstup mikroprocesoru který je schopen dodávat patřičný bázevý 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, tedy převládá indukční část zátěže je nutné obvod chránit proti přepětovým špičkám které vznikají při přechodu ze stavu sepnut Q_1 do stavu rozepnut Q_2 na výstupní charakteristice 2.21. Tato ochrana může být realizována pomocí diody D_1 ve schématu 2.20. 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 rozbor.

2.5.1 Teoretický rozbor



Obrázek 2.21: Výstupní charakteristika tranzistoru NPN.

Ve výstupní charakteristice 2.21 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. A v neposlední řadě se zde dá vynést pracovní bod (červeně).

Šrafovanou oblast vlevo (modrou) představuje nedosažitelnou oblast výstupní charakteristiky to jest oblast kde je tranzistor v plně otevřeném stavu a přesto je na něm úbytek napětí který je způsoben odporem polovodiče samotného a také přívodů. To znamená že takto nakreslený pracovní bod (červenou) se nemůže do této oblasti dostat neboť je to jedním ze základních omezení reálného bipolárního tranzistoru.

Další omezující oblastí ve výstupní charakteristice je oblast zobrazená zeleně což je zbytkový proud který je způsobený minoritními vodiči elektrického náboje. Tedy 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 tepného 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 jak spínač tedy bude



mít tři stavy jeden naznačený jako Q_1 , který je stav sepnuto velký bázový 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 který je stav otevřený tedy malý bázový 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 tedy přechod ze zavřeného stavu do otevřeného a na opak. V tomto stavu přechodu se na tranzistoru vyskytuje největší výkon ze vše stavů neboť se linie (červeně) nejvíce vzdaluje od počátku souřadného systému což znamená že je jak napětí na tranzistoru U_{CE} tak kolektorový proud tranzistorem velký tedy i výkon na něm 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.

2.5.2 Postup měření tranzistoru jako spínače

Zapojíme obvod dle schématu 2.20. 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. Pakli že budeme uvažovat čistě odporovou zátěž a známe napájecí napětí můžeme vypočítat jaký má být odpor R_B :

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

Tedy pro případ že naše zátěž má nominální proud $I_{C_{nom}} = 100 \text{ mA}$ a $h_{FR} = 230$ pak je $I_B = 0.4 \text{ mA}$. Takto získaný proud je nutné minimum. Z charakteristiky 2.21 je vidět že se snažíme umístit pracovní bod Q_1 co nejbližší saturaci tedy zvětším bázový proud desetkrát by jsem si tím saturační stav pojistili. Pro stav sepnuto Q_1 přivádíme na vstup našeho zapojení logickou jedničku tedy 3.3 V, poté při uvážení úbytku na přechodu PN báze-emitor 0.7 V nám vyjde rezistor R_B jako:

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

2.6 Tranzistor jako zesilovač napětí.

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

2.6.1 Teoretický rozbor

Zapojení dle schématu 2.22a 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 napěťového zesílení pro střídavé napětí, neboť paralelní kombinace R_1 a kondenzátoru C_2 bude mít menší impedanci pro střídavé napětí, tedy záporná zpětná vazba bude slabší a zesilovač bude zesilovat střídavé napětí více. Výstupní napětí poté budeme měřit pomocí voltmetru V_1 . Zapojení na kterém budeme měřit pomoc kitu LEO bude jednodušší než na schématu 2.22a a to pomocí schématu 2.39b. 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 2.4. 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 tedy $U_{in} = 0$ a uplatňuje se tedy pouze U_{off} . Zvolíme jeden z rezistorů třeba R_2 tak že bude pod $1\text{K}\Omega$ například 680Ω , 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



jsem volili polovinu napájecího napětí aby jsem mohli jít jak do mínus poloviny tak do plus poloviny. Nyní využijeme znalosti zesilovacího činitele h_{21E} , který jsme již určili z předchozího cvičení a nebo 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 poté nastaven pomocí hodnoty rezistoru R_1 a napětí U_{off} a to tak:

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

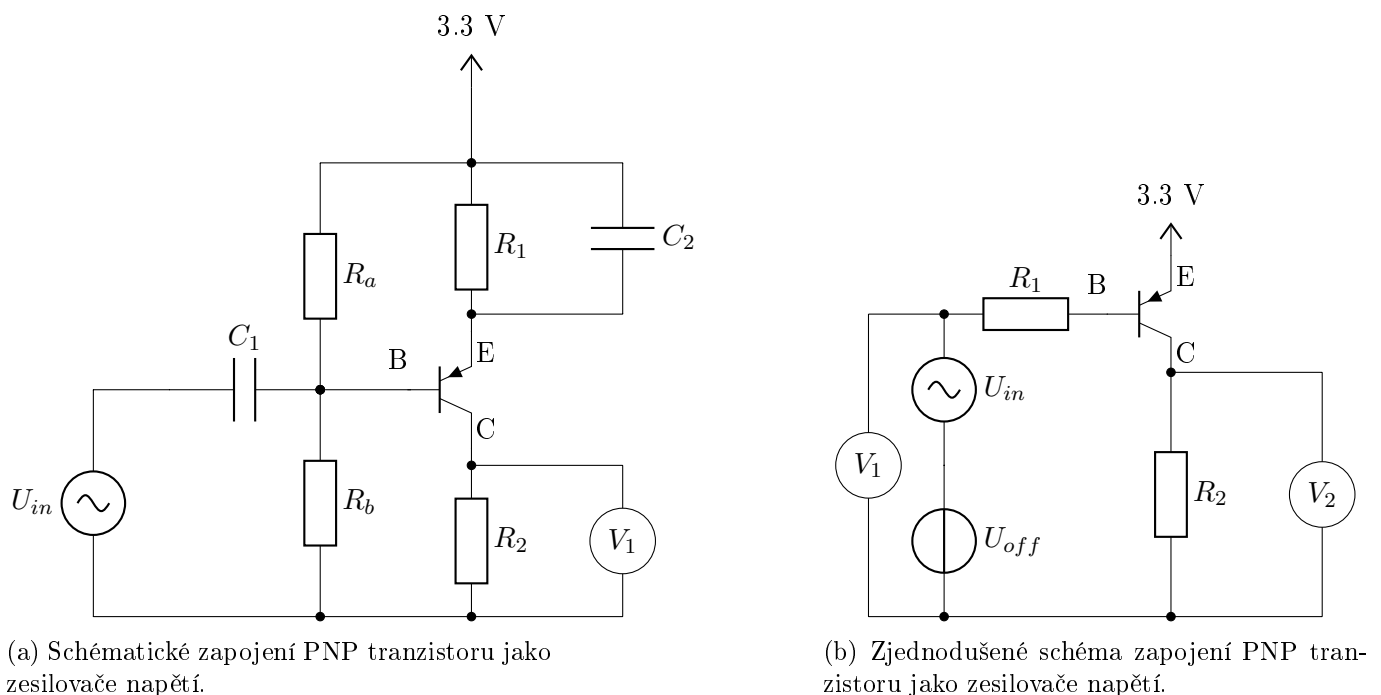
$$I_B R_1 = 3.3 - U_{BE} - U_{off}$$

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

, kde U_{BE} je úbytek napětí na diodě emitor-báze. Napěťové 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 volíme tak aby jsem dosáhli napěťového zesílení 50 - 100.



Obrázek 2.22: Schématická zapojení PNP tranzistoru jako zesilovače napětí.

2.6.2 Postup určení napěťového zesílení PNP tranzistoru

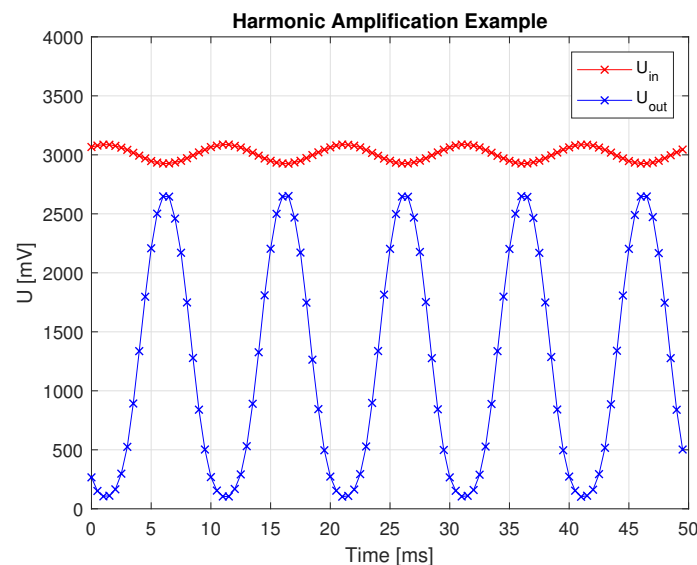
Zapojíme obvod dle schématu 2.22b jako zdroj napětí využijeme A2, neboť rozsah napětí který bude měření vyžadovat je takový, že připojená dioda na druhém výstupu by ovlivňovala výsledky, neboť by zatěžovala DAC. Jako voltmetr měřící výstupní napětí U_{out} můžeme použít libovolný vstup A5, A4, A3, PB14, to platí také pro vstupní voltmetr. Na rozdíl od předchozího úkolu 2.4 budeme ale v aplikaci LEO využívat funkce generátoru a osciloskopu. Po zapojení nastavíme vstupní signál tak, aby měl mít malou střídavou složku například 50 - 100 mV a stejnosměrnou tak, aby odpovídal výše vypočtenému U_{off} . Poté 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 (genrátoru a osciloskopu) můžeme začít nastavovat pracovní bod tranzistoru tak aby byl optimální pro dané zajištění a použitý tranzistor. Odhad U_{off} z rovnice 2.36 je orientační proto nyní budeme postupně nastavovat pomocí slideru **Offset** v okně generátoru stejnosměrnou složku našeho vstupního napětí tak aby jsem na vstupním signálu U_{in} na obrazovce virtuální 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 zmenšit vstupní amplitudu U_{in} a pozorovat jak se chová výstupní napětí U_{out} pakliže máme vstupní napětí sinus a zároveň výstupní napětí také sinus (nedochází k ořezům U_{out}), pak můžeme změřit napěťové zesílení daného zapojení použitím tlačítka **Measure**, které je v horní části osciloskopu dále zvolíme kanál na kterém chceme měření provádět kde 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. Poté můžeme porovnat hodnoty vypočtené pomocí rovnice 2.37 a hodnoty změřené pomocí osciloskopu. Výsledky porovnejte také se zesílením vypočteným pomocí h_{21E} z datasheetu (použijte typickou hodnotu).

2.6.3 Zpracování výsledků určování parametrů PNP tranzistoru

Zaznamenejte průběhy naměřených napětí pomocí tlačítka **File** a poté **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.



Obrázek 2.23: Ukázkový výsledek dat z určování Napěťového zesílení pomocí tranzistoru v zapojení se společným emitorem.

2.7 Tranzistor jako napěťový sledovač.

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

2.7.1 Teoretický rozbor

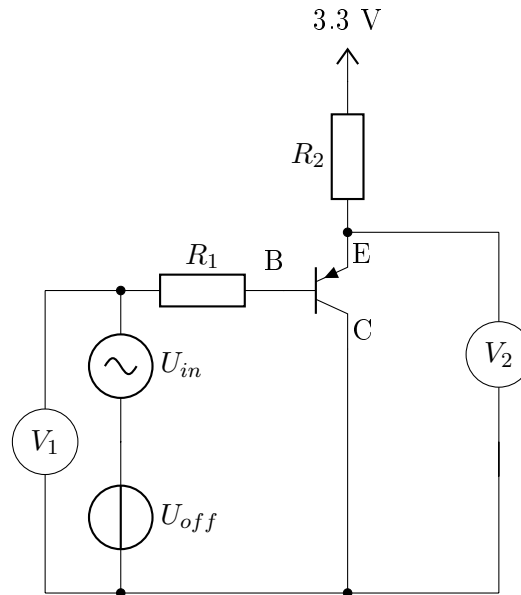
V zapojení se společným kolektorem 2.39c jsou zajímavé vlastnosti vstupního odporu R_{in} který bývá velký a odporu výstupního R_{out} , který bývá malý. Tyto vlastnosti se hodí jako oddělovací stupeň (například v aktivních filtrech kde se snažíme oddělit jednotlivé RC, RL články), když je potřeba zařídit impedanční přizpůsobení. Zesílení proudu v této konfiguraci lze definovat jako poměr vstupního proudu ku proudu výstupnímu. Jelikož máme tranzistor zapojen v konfiguraci se společným kolektorem. Poté víme že výstupní proud je proud



emitoru a vstupní proud je proud bázi a z rovnice 2.26 víme že proud emitem je proud bázi 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



Obrázek 2.24: Schéma zapojení PNP tranzistoru jako napěťového sledovače.

Nízkého napěťového zesílení v tomto zapojení je způsobeno tím že rezistor R_2 zavádí silnou zpětnou vazbu tím že mění napěťové sleduje napětí na vstupu tranzistoru. 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 změním vstupní napětí na 1.1 V a budeme sledovat co se děje. Zvýšení vstupního napětí dojde ke zmenšení bázevého proudu I_B tím pádem také ke zmenšení emitorového proudu I_E tím pádem 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 napěťové zesílení této konfigurace je $A_u \leq 1$.

2.7.2 Postup určení parametru zapojení PNP tranzistoru jako napěťového sledovače.

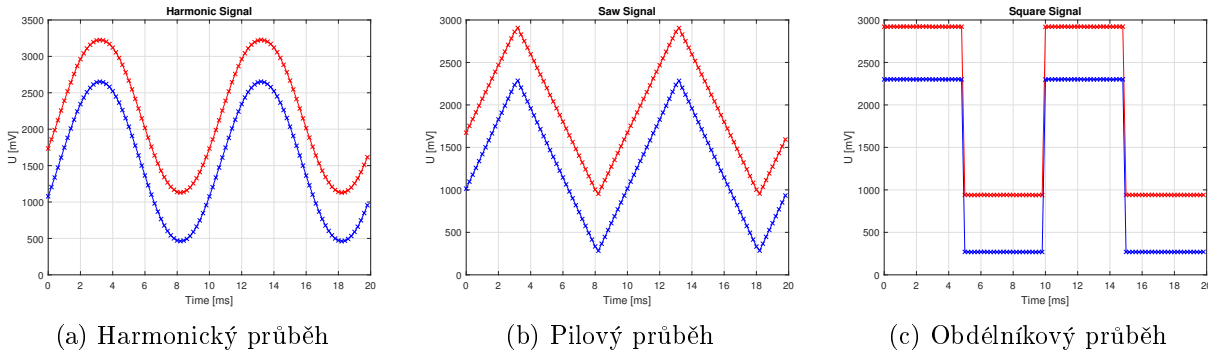
Jak první sestavíme zapojení dle schématu 2.39c. Jako zdroj napětí použijeme zdroj A2, voltmetr V_1 bude realizován vstupem osciloskopu A5 a druhý voltmetr V_2 reprezentuje A4 druhý kanál virtuálního osciloskopu. Dále bude potřeba nastavit osciloskop, aby zobrazoval dva kanály a to pomocí tlačítka **Channel** v horní části a poté stisknutím tlačítka **2 Channels**, tím by se měl 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 zjistíte napěťové zesílení A_U .

2.7.3 Zpracování výsledků pro tranzistor jako napěťového sledovač

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

2.8 Ideální operační zesilovač

Operační zesilovač je polovodičová součástka zakládající se řádově z desítek tranzistoru a desítek rezistorů. Jednoduchým modelem je takzvaný ideální operační zesilovač. Jehož vlastnosti jsou shrnuty v obr. 2.26b.



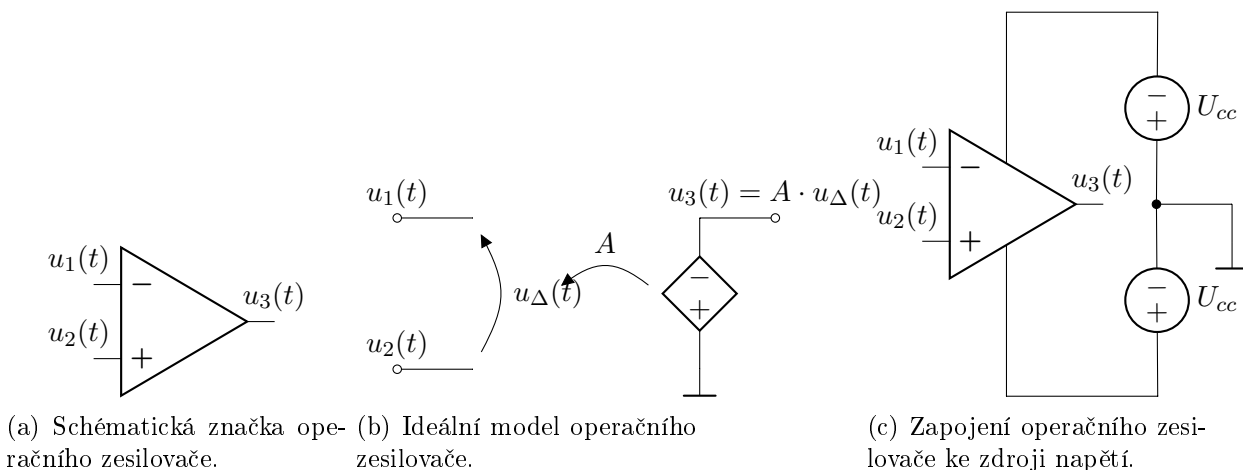
Obrázek 2.25: Výsledky jednotlivých měření pro zapojení tranzistoru jako napěťového sledovače pro různé průběhy.

Jak je vidět z obr. 2.26b tak vstupní odpor operačního zesilovače je modelován jako vodič, který není nikam připojen matematicky tedy 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

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

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

, 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. 2.26b 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. 2.27 vyplývá fakt že při sebemenším (infinitesimálním) rozdílu napětí $u_{\Delta}(t)$ bude výstup na jednom z napájecích napětí (v saturaci) to záleží na polaritě $u_{\Delta}(t)$. Další vlastnost ideálního operačního zesilovače je nulový výstupní odpor neboť je realizován ideální regulovatelným napěťovým zdrojem, který sám o sobě má z definice nulový výstupní odpor. Z takto zdefinovaný ideálním operačním zesilovačem se dají provádět myšlenkové experimenty, které vedou na praktická a jednoduchá zapojení.

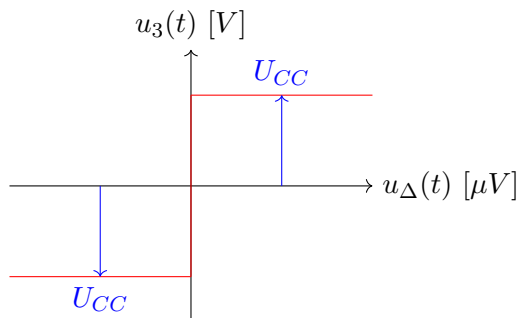


(a) Schématická značka operačního zesilovače.

(b) Ideální model operačního zesilovače.

(c) Zapojení operačního zesilovače ke zdroji napětí.

Obrázek 2.26: Operační zesilovač

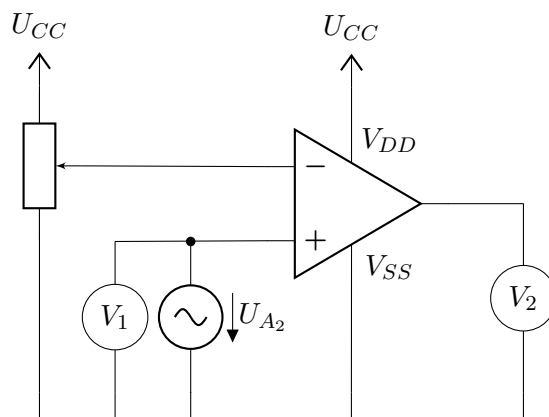


Obrázek 2.27: Převodní charakteristika ideálního operačního zesilovače. Bez záporné zpětné vazby.

2.9 Operační zesilovač zapojený jako neinvertující komparátor.

2.9.1 Teoretický rozbor

Použití operačního zesilovače jako komparátoru je velmi jednoduché zapojení. Využijeme charakteristiky 2.27 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



Obrázek 2.28: 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 nastaví nejvyšší nebo nejnižší možná hodnota.

2.9.2 Postup zapojení operační zesilovač zapojený jako komparátor.

Zapojím obvod dle schématu 2.28 k tomu nám pomůže obrázek 2.29 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 jsem 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 stejně tak na nule. Poté 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.

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

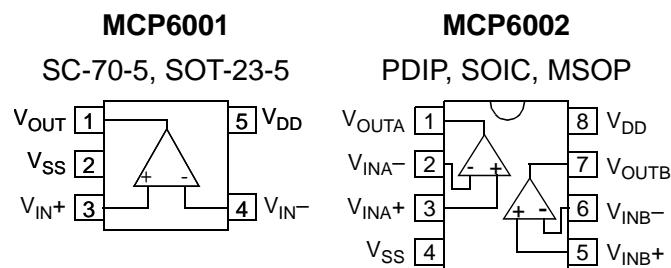


Začneme měnit prahové napětí pomocí potenciometru a nastavovat tak střidu výstupního napětí. Zaznamenejte signály pro tři různé nastavení potenciometru. Dále zaznamenejte jak rychle se změní stav výstupního napětí. Pro zaznamenání náběžné a sestupné hrany použijeme funkci trigger **stop** a následně **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 průběh 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 tedy 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 se stav změnit 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 2.10. Pro demonstraci toho jevu použijeme **Voltage Source** a nastavíme ho na 500 mV poté 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 jsem byly schopni pozorovat nežádoucí chování komparátoru. Tento jev je rychlý a malá vzorkovací frekvence by ho nezachytila. Poté 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 je se stačí dotknout rukou potenciometru což dodá naprosto dostatečné množství rušení.



Obrázek 2.29: 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.

2.9.3 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.

2.10 Operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.

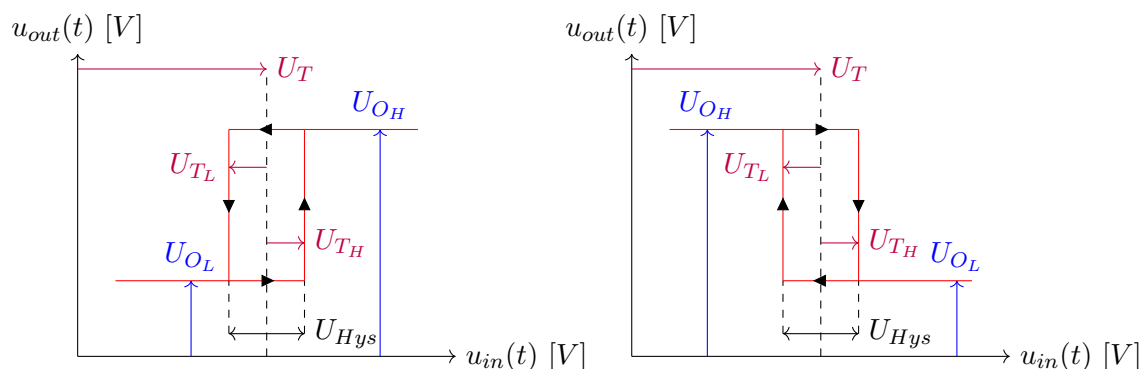
2.10.1 Teoretický rozbor

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 2.10. A to pomocí změny porovnávacího napětí v závislost na stavu výstupu komparátoru.

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.



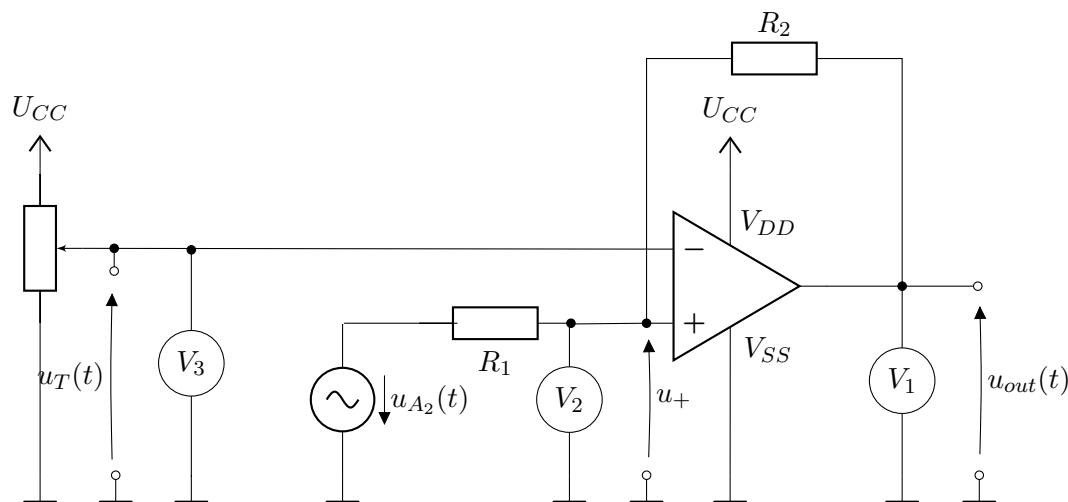
Tedy budeme chtít měnit napětí na "+" vstupu operačního zesilovače tak aby jsem dostali charakteristiky 2.30, toho dosáhneme zavedením výstupního napětí na vstup pomocí děliče tvořeného rezistory R_1 a R_2 ve schématu 2.31.



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

Obrázek 2.30: 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" tedy 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_+ .



Obrázek 2.31: Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako neinvertující komparátor 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 proud tekoucímu ze zdroje napětí U_{A_2} do uzlu



"+" také víme že ve změně stavu se napětí na vstupech operačního zesilovače musí rovnat tedy platí $U_+ = U_T$:

$$\frac{U_{out} - U_+}{R_2} = \frac{U_+ - U_{A_2}}{R_1} \quad (2.41)$$

$$U_{out}R_1 - U_+R_1 = U_+R_2 - U_{A_2}R_2 \quad (2.42)$$

$$U_{A_2}R_2 = U_+(R_1 + R_2) - U_{out}R_1 \quad (2.43)$$

$$U_{A_2} = \frac{U_+(R_1 + R_2) - U_{out}R_1}{R_2} \quad (2.44)$$

$$U_{A_2} = \frac{U_T(R_1 + R_2) - U_{out}R_1}{R_2} \quad (2.45)$$

Pro případ přechodu ze stavu low do stavu high můžeme poté určit napětí U_{TH} pomocí předchozí rovnice kde dosadíme za výstupní napětí 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 2.30a ze, které je vidět $U_{Hys} = U_{TH} - U_{TL}$ tedy 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:

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

2.10.2 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 2.31. Následně zvolíme **Generator** a sinusový průběh jehož amplitudu nastavím tak aby byla menší než U_{Hys} . A to tak že **Ampl (mV)** nastavím tak aby platilo:

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

Poté otevřeme **Oscilloscope** a v horní části nastavíme **Channels/3 Channles**. Pomocí potenciometru vyzkouším zdali vše funguje. Pokud je napětí U_T (**Ch. 3**) $< U_+$ (**Ch. 2**) pak by 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.

Po tomto ověření si zaznamenáme přechod z jednoho stavu do druhého. Nastavím trigger aby spouštěl pomocí kanálu 2 tedy ve schématu 2.31 jako V_2 . Nastavíme **Level %** tak aby byl v oblasti kam se U_+ překlápí. 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.

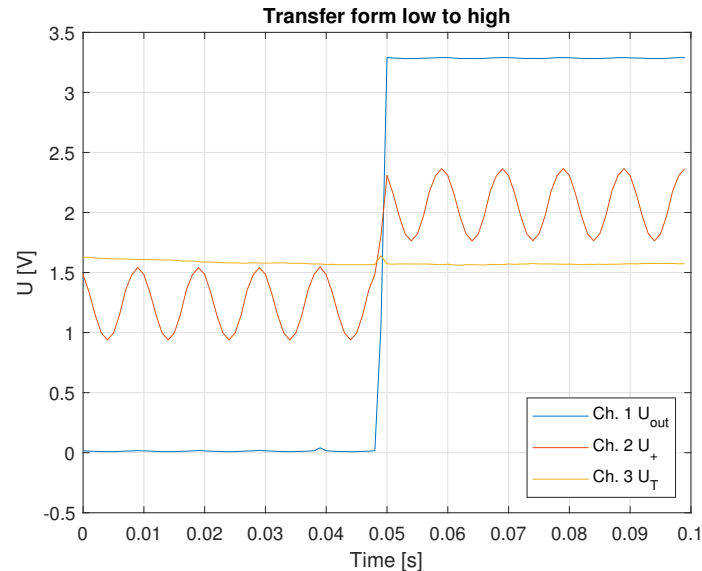
Jako poslední určíme napětí U_{TH} a U_{TL} a to pomocí **Voltmeter**. Kde nastavíme v horní části obrazovky **Averaging** na 1x pro rychlejší odezvu voltmetru. Toto nastavení nám z pohodlní další postup. Nastavíme pomocí potenciometru napětí U_T tak, aby bylo ve středu mezi zemí a napájecím napětím tedy $U_T = 1650 mV$. Následně budeme zvyšovat napětí pomocí **Voltage source** nastavovat na Channal 1 napětí postupně zvyšovat. A zaznamenáme napětí při kterém se napětí na výstupu změnil z U_{OL} na U_{OH} . Hodnoty U_{TL} a U_{TH} zaznamenáme. A porovnáme s vypočtenými hodnotami.

⁷Doporučuji R_2 volit 3300 Ω pro jednodušší výpočty.



2.10.3 Zpracování výsledků zapojení operační zesilovač zapojený jako komparátor s hysterezí.

Oba zaznamenané přechody vyneste do grafu jak přechod z low do high tak obráceně. Vzorově zaznamenaný průběh přechodu viz obrázek 2.32 Dále porovnejte vypočítané hodnoty napětí U_{TL} a U_{TH} s hodnotami zaznamenanými během měření.

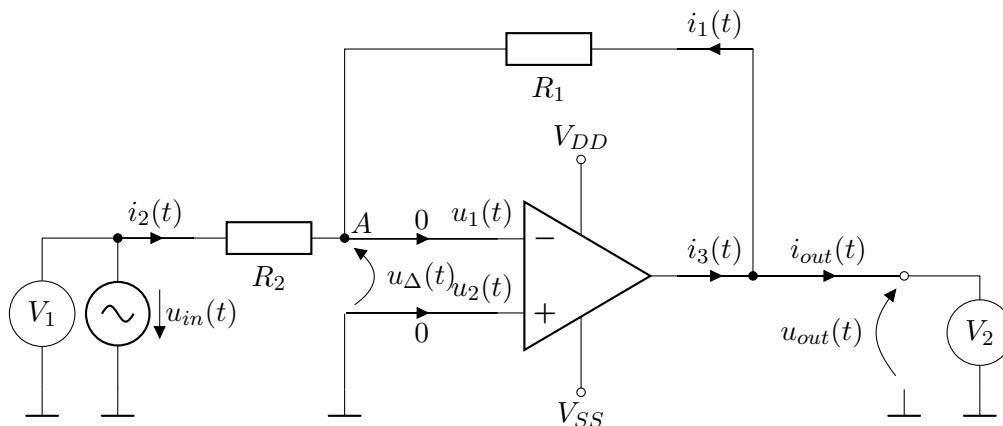


Obrázek 2.32: Vzorově zaznamenaný přechod ze stavu low do stavu high.

2.11 Operační zesilovač zapojený jako invertující zesilovač.

2.11.1 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 výstup na vstup a tím změníme zesílení celého zapojení. Zapojením odporu R_1 a R_2 realizujeme zpětnou vazbu. Tato zpětná vazba změní vlastnosti ideálního operačního zesilovače. Zapojením dle schématu 2.33



Obrázek 2.33: 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 $U_{CC} > u_{out} > -U_{CC}$. Poté 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 odtéct⁸. Dle rovnice 2.40 víme že do vstupu operačního zesilovače neteče nic (v tomto ideálním modelu operačního zesilovače). Tedy můžeme del 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 $i_1(t)$ tedy 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 2.34. 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 tedy $u_{ref}(t)$ a napětí $u_i(t)$ je příspěvek od vstupního zdroje $u_{in}(t)$. Tedy postup pro aplikování principu superpozice je že nahradím 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 $u_2(t)$:

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

⁸Neexistence odkapávání elektronu z vodičů.



nyní 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:

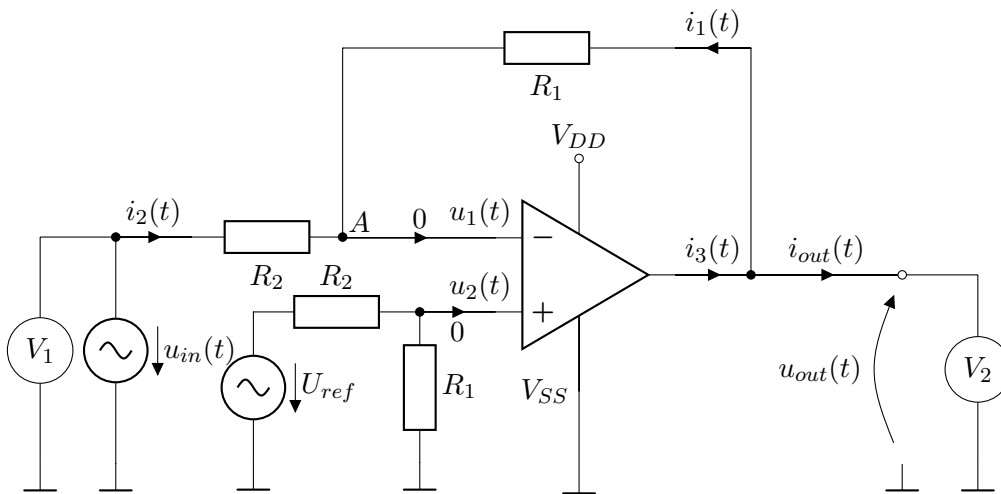
$$u_r = \frac{R_2 + R_1}{R_2} \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_{ref}(t) = \frac{R_1}{R_2} u_{ref}(t) \quad (2.68)$$

pomocí rovnice 2.63 dostaneme že výstupní napětí je:

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

2.11.2 Postup zapojení operačního zesilovače zapojeného jako invertující zesilovač.

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



Obrázek 2.34: Schéma zapojení ideálního operačního zesilovače jako invertující zesilovač.

Zapojíme obvod dle schématu 2.34 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:

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

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

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

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

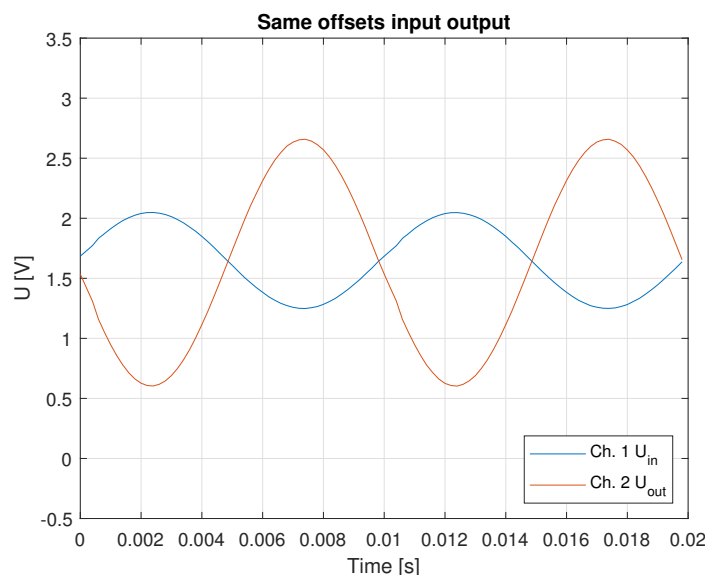
$$u_{ref}(t) = u_{in}(t) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.76)$$

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. Pakli že se nám na obrazovce objeví vstupní a výstupní signál ze stejnou stejnosměrnou složkou můžeme ověřit pomocí **Measure/Mean** pro oba kanály obě napětí jsou schodná pakliže jsem 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. Dále je na obrazovce osciloskopu vidět 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.

2.11.3 Zpracování výsledků zapojení operačního zesilovač zapojeného jako invertující zesilovač.

Porovnejte napěťové zesílení vypočtené a naměřené. Dále vynesete 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 2.35.



Obrázek 2.35: Vzorově zaznamenané zesílení s rovnocennými stejnosměrnými složkami.

2.12 Princip superpozice

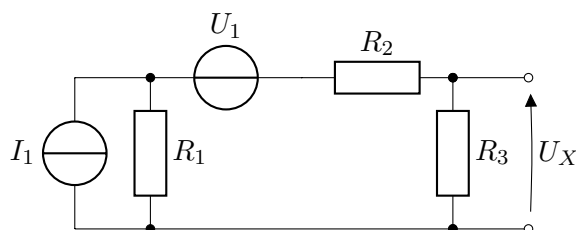
Princip superpozice spadá pod metody řešení lineárních obvodů. Obvody tvoří pouze lineární součástky. Tato metoda se používá jako postupné zjednodušování lineárních obvodů s využitím principu lineární superpozice.



2.12.1 Teoretický rozbor

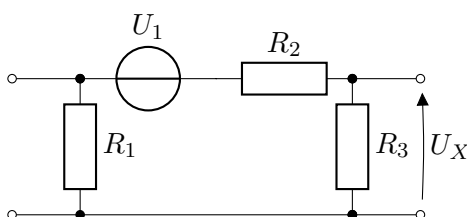
Metoda lineární superpozice řeší obvod vždy postupně s jedním zdrojem. Přitom ostatní zdroje nahradí jejich odpovídajícími vnitřními odpory. Výsledné napětí působící mezi libovolnými místy obvodu nebo proud procházejícího kterákoliv součástí obvodu při současném působení všech zdrojů určíme jako součet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

Příklad metody lineární superpozice:



Obrázek 2.36: Schéma k příkladu superpozice: zadání.

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

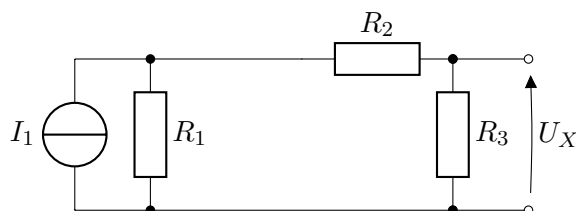


Obrázek 2.37: Schéma k příkladu superpozice: nahrazení proudového zdroje jeho vnitřním odporem.

Následně můžeme ze schématu 2.37 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:



Obrázek 2.38: Schéma k příkladu superpozice: nahrazení napěťového zdroje jeho vnitřním odporem.



Ze schématu 2.38 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 nyní uplatnit princip superpozice a zjistit výsledné napětí sečtením $U_{X_{U_1}}$ a $U_{X_{I_1}}$ a získáme:

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

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

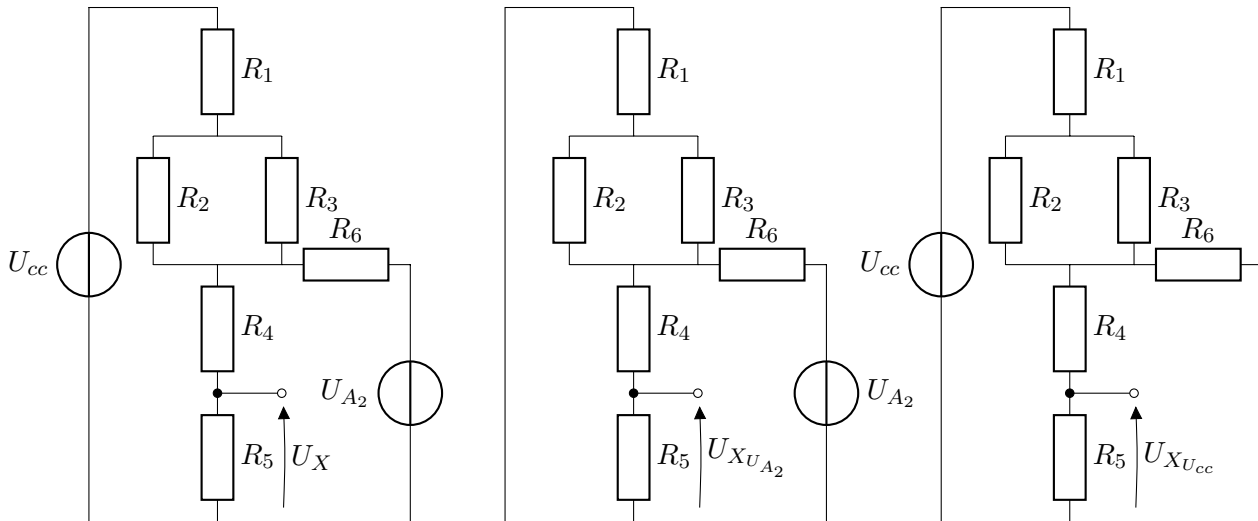
$$U_X = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} (U_1 + R_1 I_1) \quad (2.84)$$

Pro ověření vypočítejte výsledné napětí pomocí těchto hodnot: $R_1 = 20 \Omega$, $R_2 = 10 \Omega$, $R_3 = 10 \Omega$, $U_1 = 5 V$, $I_1 = 500 mA$, uveďte hodnoty $U_{X_{U_1}}$, $U_{X_{I_1}}$ a výsledné napětí U_X . Dále vypočítejte pro stejné zapojení 2.16a pouze otočte polaritu napěťového zdroje.



2.12.2 Určení neznámého napětí U_X pomocí principu super pozice

Zapojíme obvod na nepájivé pole pomocí schématu 2.39, 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 2.39b a 2.39c. Následně změříme napětí $U_{U_{cc}}$ dle schématu 2.39c poté obvod zapojíme dle schématu 2.39b nahradíme druhý zdroj napětí jeho vnitřním odporem tedy propojkou a změříme napětí $U_{U_{A_2}}$. Následně obvod zapojíme s oběma zdroji dle schématu 2.39a a provedeme ověření že metoda lineární superpozice funguje.



(a) Kompletní schématické zapojení pro ověření principu superpozice. (b) Schématické zapojení pro měření příspěvku zdroje U_{A_2} . (c) Schématické zapojení pro měření příspěvku zdroje U_{cc} .

Obrázek 2.39: Schéma k určení napětí U_X pomocí lineární superpozice.

Dalším krokem bude ověření naměřených hodnot pomocí výpočtů. Začneme výpočtem napětí $U_{XU_{A_2}}$ kde použijeme schéma 2.39b a začneme obvod zjednodušovat následujícím způsobem. Nejprve zjednoduším 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 . Poté převedeme 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 poté 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 . Poté vypočítáme napětí na rezistoru R_d poté vypočítáme proud tekoucí rezistorem R_b , posledním krokem je výpočet napětí na rezistoru R_5 které přímo odpovídá hledanému napětí $U_{XU_{A_2}}$.

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



Pro druhý zdroj provedeme podobný výpočet s pomocí schématu 2.39c 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 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 poté 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.

2.13 Lineární komplexní Dvojbrany

2.13.1 Impedance, Reaktance, Induktance, Kapacitance

Lineární komplexní jednobrany jsou složen z lineárních rezistorů, ideálních cívek a kondenzátorů. Impedance komplexního jednobranu je vyjádřena komplexním číslem závislým 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:

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

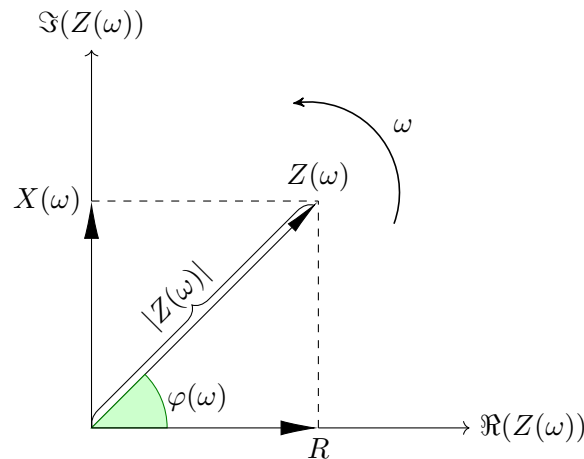
, kde $|Z|$ odpovídá absolutní hodnotě impedance tedy $|Z(\omega)| = \sqrt{R^2 + X(\omega)^2}$ a fázový posun $\varphi(\omega)$ je definovaný jako $\varphi(\omega) = \arctan \frac{X(\omega)}{R}$, činný odpor jednobranu je poté roven $R = |Z(\omega)| \cos(\varphi(\omega))$ a reaktance jednobranu je poté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

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

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

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

Obraz impedance $Z(\omega)$ v komplexní rovině můžeme vidět na obrázku 2.40 a také vzájemné vztahy mezi výše uvedenými veličinami.

Obrázek 2.40: 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.

2.13.2 Nabíjení a vybíjení RC článku

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

2.13.3 Teoretický rozbor nabíjení a vybíjení RC článku

Jedná se o sériové zapojení RC a bude zapojeno dle schématu 2.41. 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 budeme používat co nejmenší vzorkovací frekvenci a to 1 kSPS. Z tohoto důvodu budeme chtít nastavit 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:

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

, potom dosazení 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:

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



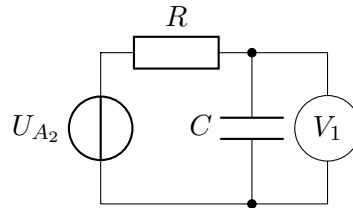
, kde U_0 je hodnota napětí na kterou byl kondenzátor nabitý (počáteční podmínka). Pro napětí na kondenzátoru platí:

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

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 $U_0 = 0 \text{ V}$.



Obrázek 2.41: Schématické zapojení pro měření nabíjení a vybíjení kondenzátoru.

2.13.4 Postup měření nabíjení a vybíjení RC článku

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

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

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

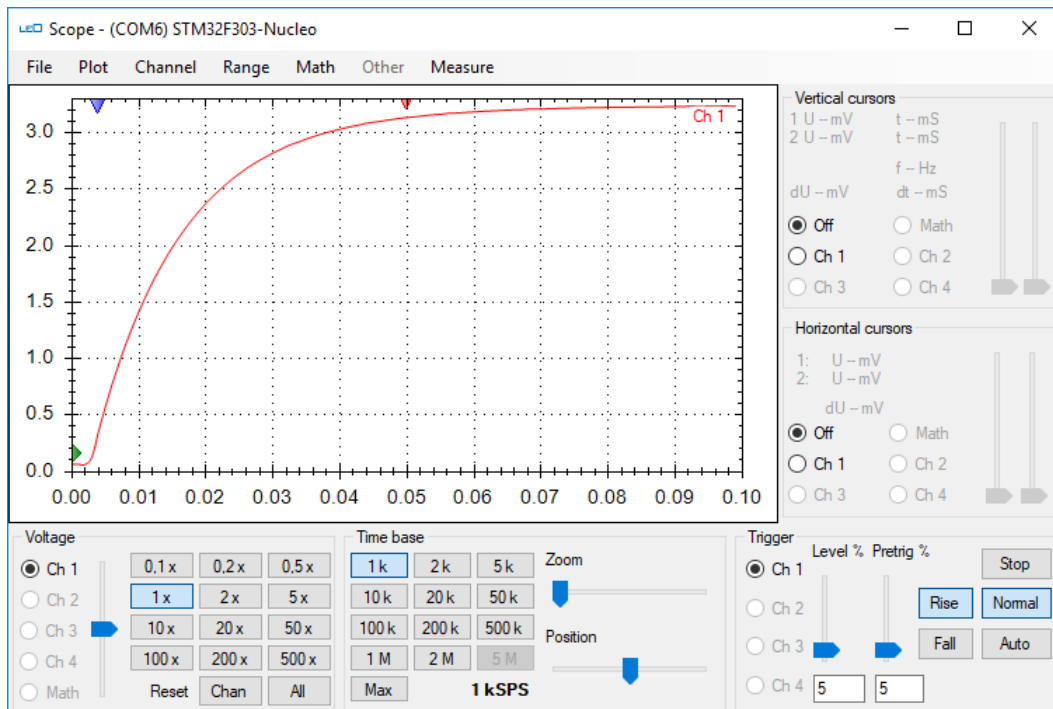
, dále zvolíme dostupný kondenzátor. A dopočítáme k němu vhodný odpor aby jsem splnili rovnost:

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

a vypočteme R :

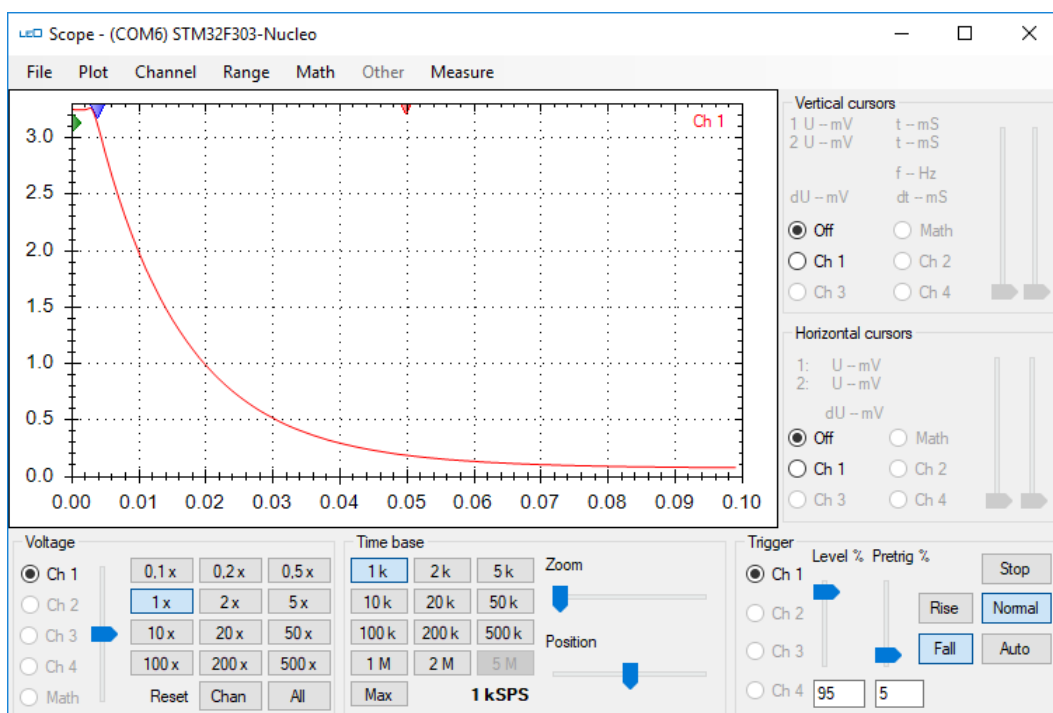
$$R = \frac{C}{\tau} \quad (2.102)$$

tedy například pro kapacitu kondenzátoru $10 \mu\text{F}$ dostaneme rezistor přibližně 680Ω . Zapojíme obvod dle schématu 2.41. A nastavíme osciloskop tak aby měl v sekci **Trigger** v levé dolní části obrazovky nastaveny hodnoty **Level %** a **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 jsem na osciloskopu měli vidět nabíjení kondenzátor jako je zobrazeno na obrázku 2.42.



Obrázek 2.42: Průběh zaznamenaný pomocí osciloskopu (nabíjení kondenzátoru).

Pokud mám 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 přenastavím 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 2.43



Obrázek 2.43: Průběh zaznamenaný pomocí osciloskopu (vybíjení kondenzátoru).



2.13.5 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, naměřenou při vybíjení. Dále proložte charakteristiky naměřené čárkovanou funkcí 2.97 a 2.98 tak aby co nejlépe odpovídali naměřeným datům. Poté z těchto rovnic přidejte do tabulky $\tau_{estimate}$

2.13.6 Frekvenční charakteristika RC článku

V předešlé úloze 2.13.2 jsme zkoumali vlastnosti RC integračního článku v časové oblasti nyní se budeme věnovat části frekvenční.

2.13.7 Teoretický rozbor frekvenční charakteristika RC článku

Jedná se o systém s jedním pólem který je definovaný hodnotami rezistoru a kondenzátoru. Frekvenční charakteristiku získáme z impedance, kterou vypočteme ze zapojení 2.45 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:

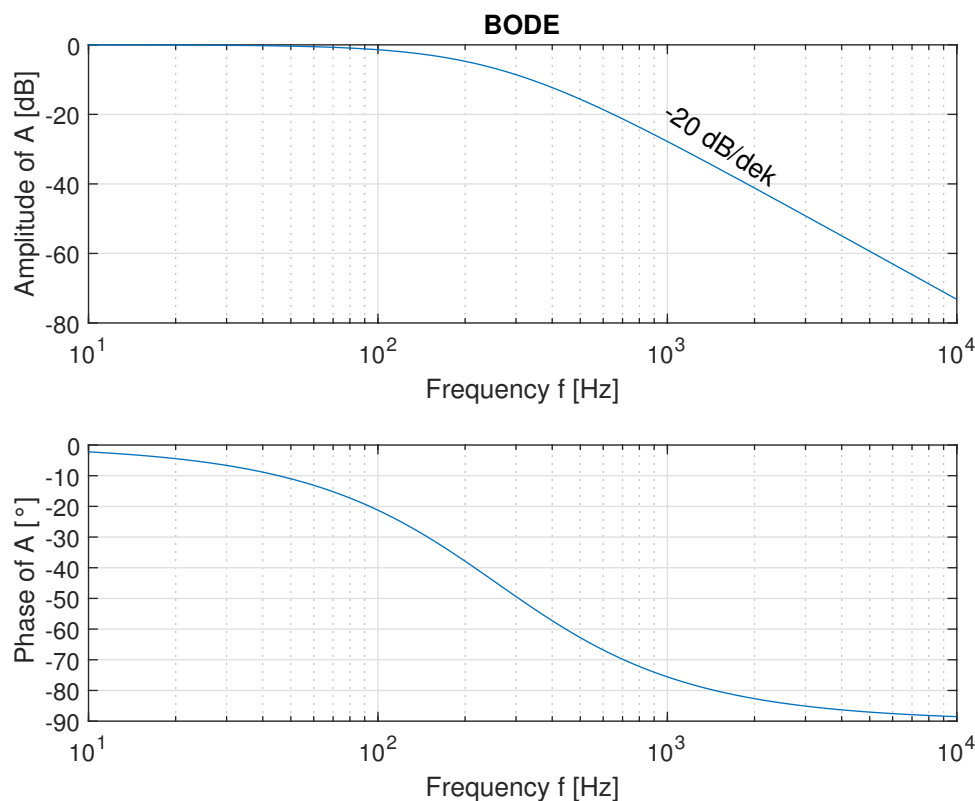
$$U_2 = \frac{X_C}{R + X_C} U_1 \quad (2.103)$$

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

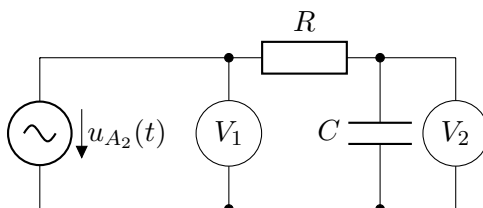
$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (2.104)$$

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

potom 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 2.44.



Obrázek 2.44: Frekvenční charakteristika RC integračního článku.



Obrázek 2.45: Schématické zapojení pro měření frekvenční charakteristiky RC integračního článku.

2.13.8 Postup měření frekvenční charakteristika RC článku

Zapojíme obvod dle schématu 2.45 a použijeme **Generátor** a nastavím sinusový průběh s frekvencí desetkrát menší než je frekvence zlomová f_0 tedy:

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

, a pak postupujeme takových krocích aby jsem 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 zaznamenám dt pro pozdější dopočítání fázového posunu. Pro výpočet fáze použijeme:

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

2.13.9 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.