



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
Fakulta elektrotechnická

B3MPVT - Práce v týmu

**Úlohy a laboratorní experimenty z elektroniky
s Little Embedded Oscilloscope**

*Vladimír Bareš
Josef Burda*

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

2020

Obsah

1	Platforma LEO a její vlastnosti	1
1.1	Co je platforma LEO	1
1.2	Použitý kit s mikrokontrolérem	1
1.3	Nástroje dostupné v LEO	1
1.4	Analogové výstupy	4
1.5	Analogové vstupy	6
2	Změna úrovní vstupních a výstupních signálů	10
2.1	Vstupní signály	10
2.2	Výstupní signály	12
3	Ovládání LEO	15
3.1	Volba přístroje	15
3.2	Ovládání generátoru	16
3.3	Ovládání osciloskopu v režimu X-t	17
3.4	Ovládání osciloskopu v režimu X-Y	20
I	Laboratorní úlohy	24
4	Základy analýzy obvodů	25
4.1	Ověření principu superpozice	25
4.2	Poměrové měření odporu	27
4.3	Ověření Théveninova teorému	28
5	Vlastnosti diody	31
5.1	Voltampérová charakteristika diody	31
5.2	Teplotní závislost VA charakteristiky diody	37
6	Operační zesilovače	39
6.1	Operační zesilovač jako neinvertující zesilovač	39
6.2	Operační zesilovač jako invertující zesilovač	41
6.3	Komparátor	43
6.4	Měření vstupního napěťového offsetu	44
7	Tranzistory	46
7.1	Základní testy na tranzistoru pomocí multimetru	48
7.2	Voltampérová charakteristika přechodu báze-emitor a báze-kolektor bipolárního tranzistoru	49

7.3	Výstupní charakteristika bipolárního tranzistoru	53
7.4	Proudový zesilovací činitel h_{21E} bipolárního tranzistoru	56
7.5	Vlastnosti zapojení bipolárního tranzistoru se společným emitorem . .	58
7.6	Vlastnosti zapojení bipolárního tranzistoru ve spínacím režimu	62
7.7	Převodní charakteristika unipolárního tranzistoru	64
7.8	Výstupní charakteristika unipolárního tranzistoru	65
8	Filtry	67
8.1	Integrační RC článek	68
8.2	Derivační RC článek	72
8.3	Wienův selektivní článek	75
8.4	Přemostěný T článek	77

Seznam obrázků

1.1	Vývojový kit Nucleo-64 STM32F303RE	2
1.2	Uživatelské rozhraní voltmetru	2
1.3	Uživatelské rozhraní zdroje napětí	3
1.4	Uživatelské rozhraní osciloskopu	3
1.5	Uživatelské rozhraní generátoru průběhů	4
1.6	Měření výstupního offsetu DA převodníku	5
1.7	Schéma zapojení mikrokontroléru [2]	5
1.8	Zatěžovací charakteristika výstupu DA převodníku	6
1.9	Schéma pro měření zatěžovací charakteristiky DAC	6
1.10	Výřez blokového schématu ADC mikrokontroléru STM32F303RE	7
1.11	Náhradní schéma pro nabíjení vzorkovacího kondenzátoru	7
1.12	Závislost hodnoty napětí udávané platformou LEO na vzorkování při různém vnitřním odporu zdroje měřeného signálu	9
2.1	Ochrana vstupu mikrokontroléru	11
2.2	Snížení měřeného napětí pomocí odporového děliče	11
2.3	Obvod pro převod bipolárních napětí na unipolární	12
2.4	Zesílení výstupního napětí DA převodníku pomocí neinvertujícího zesi- lovače	14
2.5	Obvod pro převod unipolárního napětí na bipolární	14
3.1	LEO – úvodní okno	15
3.2	LEO – napěťový zdroj	15
3.3	LEO – voltmetr	16
3.4	LEO – generátor	16
3.5	LEO – generátor, nastavení dvou různých průběhů	17
3.6	LEO – osciloskop – volba kanálů, samplování	18
3.7	LEO – osciloskop – matematické funkce	18
3.8	LEO – osciloskop – uložení záznamu	19
3.9	LEO – osciloskop – změna rozsahu	19
3.10	LEO – osciloskop – upravený rozsah –3300 mV až 6600 mV	20
3.11	LEO – osciloskop – volba režimu zobrazení X-Y	20
3.12	Zapojení obvodu pro měření frekvence, upraveno z [5]	21
3.13	Popis měření frekvence pomocí Lissajousových obrazců – režim XY	22
3.14	LEO – osciloskop – měření fázového posunu	23
4.1	Zapojení obvodu pro ověření principu superpozice	26
4.2	Upravené obvody pro jednotlivé kroky analýzy pomocí principu super- pozice	26

4.3	Schéma pro měření odporu poměrovou metodou	28
4.4	Schéma obvodu pro ověření Théveninova teorému	29
5.1	Zapojení pro měření VA charakteristiky diody	32
5.2	Záznam obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky diody . .	33
5.3	Otevření nástroje pro import dat	34
5.4	Postup importu dat do Matlabu	34
5.5	Kód pro vykreslení charakteristiky v Matlabu	34
5.6	Charakteristika získaná zpracováním dat v Matlabu	35
5.7	Snímek obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky červené LED	36
6.1	Schéma zapojení neinvertujícího zesilovače	40
6.2	Zapojení OZ jako invertujícího zesilovače	42
6.3	Zapojení invertujícího zesilovače s posunutou nulou	42
6.4	Záznam průběhů vstupního (modře) a výstupního (červeně) napětí in- vertujícího zesilovače s posunutou nulou	43
6.5	Zapojení OZ jako komparátoru	43
6.6	Záznam vstupu (modře) a výstupu (červeně) invertujícího komparátoru	44
6.7	Zapojení pro měření vstupního napěťového offsetu	45
7.1	Náhradní diodový model tranzistoru [10]	46
7.2	Vizualizace součástky tranzistoru, upraveno z [6]	48
7.3	Schéma zapojení pro měření VA charakteristiky přechodu báze-emitor bipolárního tranzistoru	50
7.4	Záznam obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky přechodu báze-emitor tranzistoru NPN	51
7.5	Schéma zapojení pro měření VA charakteristiky přechodu báze-kolektor bipolárního tranzistoru	52
7.6	Záznam obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky přechodu báze-kolektor tranzistoru NPN	52
7.7	Schéma pro měření výstupní charakteristiky tranzistoru NPN	54
7.8	LEO – osciloskop – výstupní charakteristika tranzistoru NPN	55
7.9	Výstupní charakteristika NPN tranzistoru z excelu	55
7.10	Schéma pro měření převodní charakteristiky tranzistoru NPN	57
7.11	Převodní charakteristika NPN tranzistoru z excelu, proudový zesilovací činitel	58
7.12	Schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem v zapojení se společným emitem	60
7.13	LEO – osciloskop – vstupní $U_{INpp} = 40$ mV a výstupní signál zesilovače SE	60
7.14	LEO – osciloskop – vstupní $U_{INpp} = 150$ mV a výstupní signál zesilovače SE - omezení saturací tranzistoru	61
7.15	LEO – osciloskop – vstupní $U_{INpp} = 300$ mV a výstupní signál zesilovače SE - omezení saturací a napájecím napětí tranzistoru	61
7.16	Zapojení bipolárního tranzistoru jako spínače	62
7.17	LEO – osciloskop – spínání bipolárního tranzistoru	63
7.18	Obvod pro měření převodní charakteristiky unipolárního tranzistoru . .	64
7.19	Záznam obrazovky osciloskopu při měření převodní charakteristiky uni- polárního tranzistoru	65

7.20	Zapojení pro měření výstupní charakteristiky unipolárního tranzistoru .	66
7.21	Změřená výstupní charakteristika unipolárního tranzistoru BS170	66
8.1	Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky RC článku	68
8.2	Demonstrace amplitudové charakteristiky integračního RC článku	69
8.3	Amplitudová frekvenční charakteristika integračního RC článku	69
8.5	Odezva integračního článku na jednotkový napěťový skok	70
8.4	LEO – osciloskop – měření fázového posunu integračního RC článku . .	71
8.6	Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky RC článku	72
8.7	Demonstrace amplitudové charakteristiky derivačního RC článku	73
8.8	LEO – osciloskop – měření fázového posunu derivačního RC článku . .	74
8.9	Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky Wienova článku	75
8.10	Demonstrace amplitudové charakteristiky Wienova článku	76
8.11	Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky přemostěného T článku	77
8.12	Demonstrace amplitudové charakteristiky přemostěného T článku	78
8.13	Demonstrace vývoje fázového rozdílu vstupního a výstupního signálu přemostěného T článku	79

Seznam tabulek

1.1	Změna měřeného napětí v závislosti na změně časové základny s trimrem 85.43 k Ω	8
1.2	Změna měřeného napětí v závislosti na změně časové základny s trimrem 3.611 k Ω	8
2.1	Poměry rezistorů pro převod vybraných bipolárních napětí	12

Seznam zkratk

- LEO - Little Embedded Oscilloscope
- SDI - Software Defined Instrument - Softwarově definovaný přístroj
- ADC - Analog to Digital Converter - Analogově digitální převodník
- DAC - Digital to Analog Converter - Digitálně analogový převodník
- PWM - Pulse Width Modulation - Pulzně šířková modulace
- MOS - Metal-oxide-semiconductor
- MOSFET - Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
- VA charakteristika - VoltAmpérová charakteristika
- OZ - Operační Zesilovač
- SAR - Successive Approximation Register

Kapitola 1

Platforma LEO a její vlastnosti

1.1 Co je platforma LEO

Platforma Little Embedded Oscilloscope je soubor softwarově definovaných nástrojů (SDI) založených na vývojové desce Nucleo STM32F303RE. LEO obsahuje čtyřkanálový voltmetr a osciloskop, dvoukanálový zdroj napětí a generátor signálu. Novější verze jsou doplněny o čtyřkanálový generátor PWM, dvoukanálový čítač a osmikanálový logický analyzátor.

Použití mikrokontroléru jako základu pro platformu znamená jistá omezení, která budou diskutována v dalších částech této práce. Z tohoto důvodu nelze LEO považovat za plnohodnotnou náhradu klasických laboratorních přístrojů. Jedná se spíše o kompaktní nástroj vhodný pro základní měření a je tedy vhodný hlavně pro studenty a začínající elektroniky.

1.2 Použitý kit s mikrokontrolérem

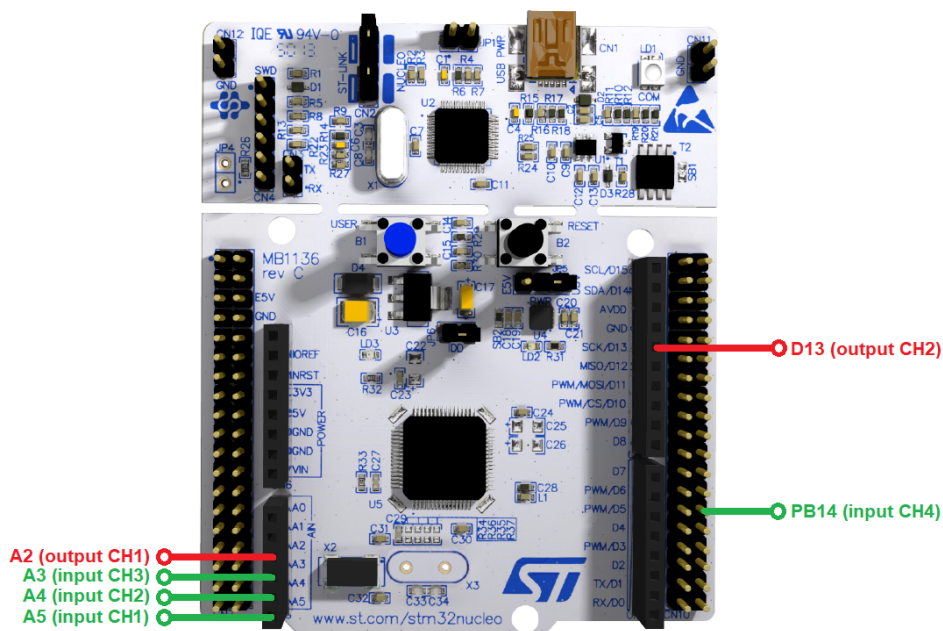
Platforma LEO je založena na vývojovém kitu **Nucleo-64 STM32F303RE** jehož fotografie je na obrázku 1.1. Mikrokontrolér STM32F303RE, který je součástí zvoleného kitu, obsahuje řadu periférií. Pro účely platformy LEO jsou důležité následující:

- čtyři multiplexované aproximační AD převodníky
- dvoukanálový 12 bitový DA převodník
- 32 a 16 bitové čítače

Součástí kitu je také zařízení ST-Link. Toto zařízení poskytuje rozhraní USB, které je použito pro komunikaci kitu s PC a pro napájení desky. Na vývojovém kitu jsou dostupná napájecí napětí 5 V a 3.3 V, kterými lze napájet měřené a pomocné obvody. Mikrokontrolér je napájen napětím 3.3 V, což omezuje rozsah vstupních a výstupních napětí.

1.3 Nástroje dostupné v LEO

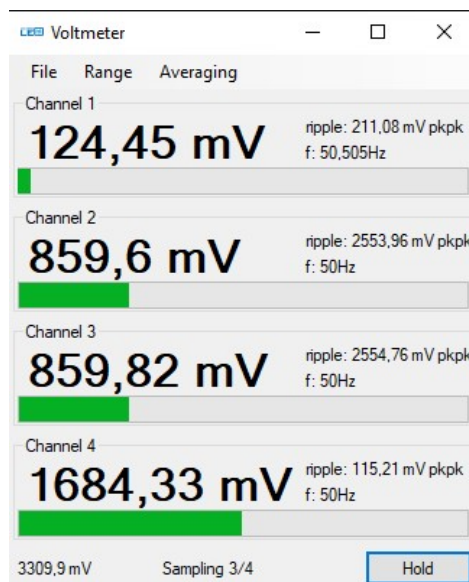
Jak již bylo zmíněno v úvodu, platforma LEO je soubor softwarově definovaných nástrojů. Zde následuje jejich stručný přehled.



Obrázek 1.1: Vývojový kit Nucleo-64 STM32F303RE

1.3.1 Čtyřkanálový voltmetr

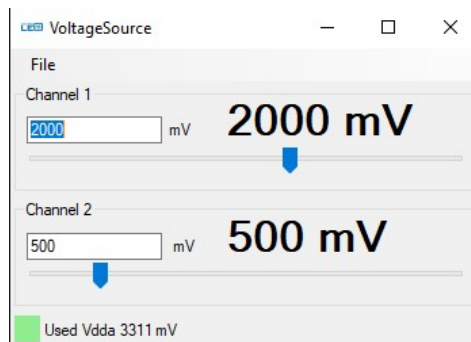
Jeden ze základních nástrojů používaných při práci s elektronikou je voltmetr. LEO nabízí čtyřkanálový voltmetr s rozsahem měřeného napětí 0 V až 3.3 V. Uživatelské rozhraní můžete vidět na obrázku 1.2. Lze nastavit z kolika odměrů se má zobrazovaná hodnota průměrovat. Nástroj také měří zvlnění měřeného napětí a frekvenci tohoto zvlnění. Měření lze pozastavit pomocí tlačítka *Hold*.



Obrázek 1.2: Uživatelské rozhraní voltmetru

1.3.2 Zdroj napětí

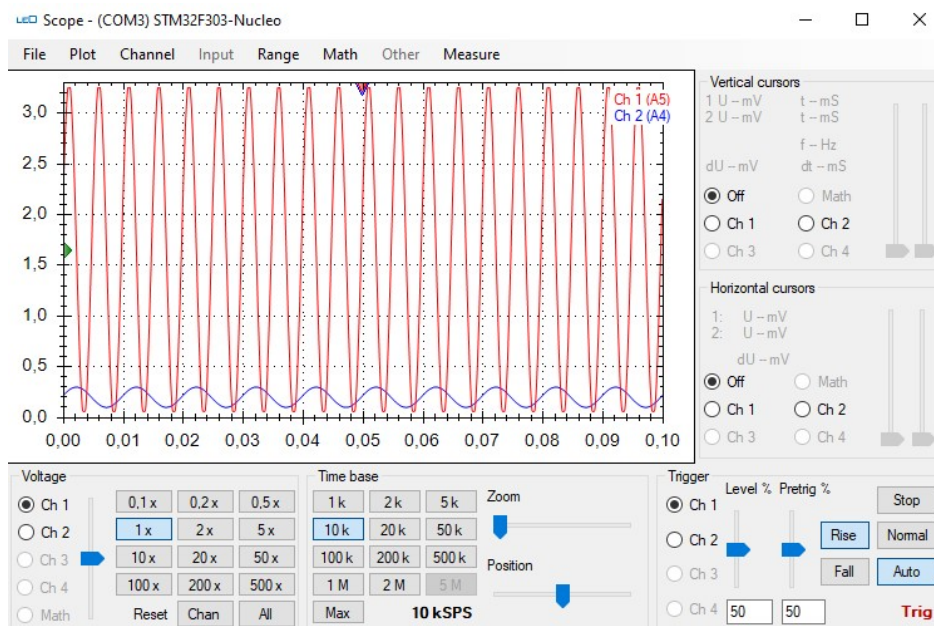
Při měření často potřebujeme nastavit nějaké napětí, potřebujeme nastavitelný zdroj. Ten LEO nabízí v podobě nástroje *Voltage source*. Ten umožňuje nastavovat dvě napětí v rozsahu 0 V až 3.3 V. Uživatelské rozhraní je na obrázku 1.3. Chování výstupu je omezeno fyzickými vlastnostmi požitého hardwaru, více viz sekce 1.4.



Obrázek 1.3: Uživatelské rozhraní zdroje napětí

1.3.3 Osciloskop

Při práci s elektronikou často potřebujeme pozorovat signály proměnné v čase. K tomu v LEO slouží nástroj *Oscilloscope*, který můžete vidět na obrázku 1.4. Dokáže měřit až čtyři průběhy s úhrnnou vzorkovací frekvencí 4 MSA/s. Je dostupná většina nástrojů, které najdeme u běžného osciloskopu, včetně matematického módu a kurzorů. Změřené průběhy lze ukládat do obrázku, či v do souboru CSV.

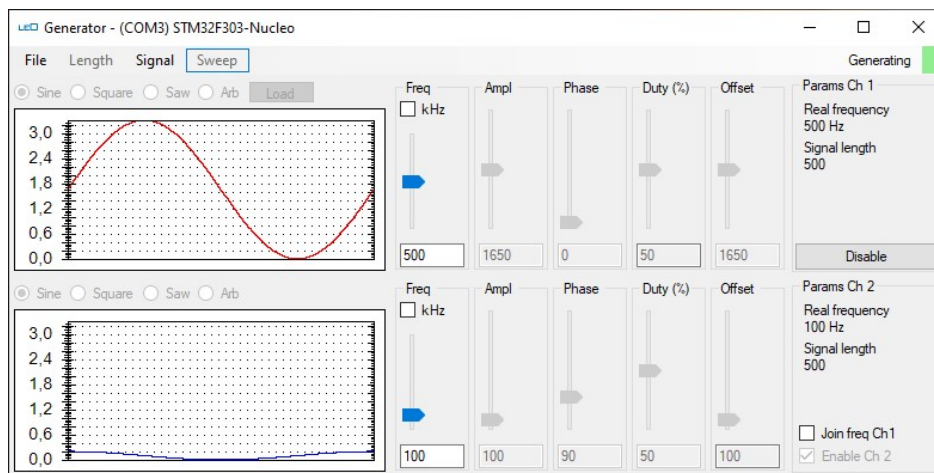


Obrázek 1.4: Uživatelské rozhraní osciloskopu

1.3.4 Generátor průběhů

Když testujeme některé obvody potřebujeme na jejich vstup přivést proměnný signál. V LEO nám pomůže nástroj *Generator*, jehož obrázek 1.5 je níže. Dovoluje

generovat sinusový, obdélníkový a pilovitý signál. Po nahrání průběhu v souboru CSV můžeme generovat libovolné průběhy. Lze nastavovat parametry signálu, jako amplitudu, DC offset, fázi. Maximální frekvence generovaného obdélníkového signálu je 1 MHz, ale výsledný signál je značně deformovaný. Maximální frekvence generované sinusovky záleží na tom, jak přesnou reprodukci požadujeme. Při frekvencích nad 50 kHz se začínají projevovat nedostatky generátoru.



Obrázek 1.5: Uživatelské rozhraní generátoru průběhů

1.4 Analogové výstupy

Nástroje *Voltage Source* a *Generator* používají ke generování libovolného napětí digitálně analogový převodník. Jak již bylo zmíněno, mikrokontrolér disponuje jedním dvoukanalovým digitálně-analogovým převodníkem. To znamená, že je možné nezávisle nastavovat dvě různá výstupní napětí. Převodník má rozlišení 12 bitů. To znamená, že při napájení napětím 3.3 V, lze nastavovat výstupní napětí s krokem menším, než 1 mV. V LEO lze napěťové úrovně nastavovat s krokem 1 mV.

Dle tohoto dokumentu [1], je maximální možná vzorkovací frekvence DA převodníku 4.5 MSa/s. Provoz DA převodníku při takto vysokých frekvencích je však příliš náročný, proto je v LEO použita vzorkovací frekvence 2 MSa/s

1.4.1 Výstupní napětí

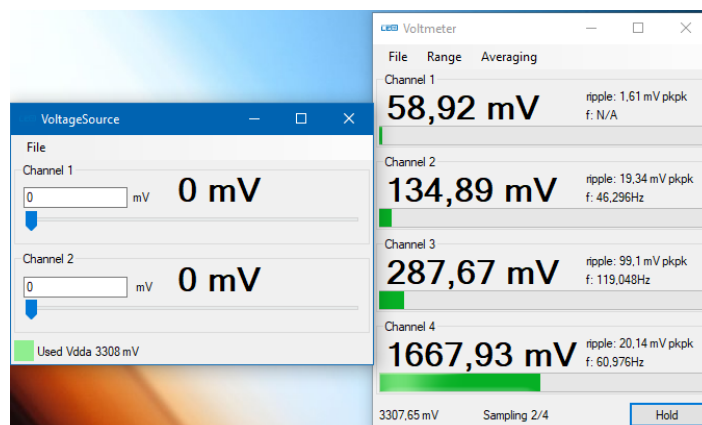
Vzhledem k tomu, že mikrokontrolér je napájen napětím 3.3 V, je rozsah výstupních napětí omezen na 0 V až 3.3 V. Oba výstupní kanály DA převodníku jsou opatřeny výstupním bufferem (operační zesilovač v režimu sledovač). Ten je přítomen proto, aby snížil výstupní odpor převodníku. Kvůli vlastnostem tohoto bufferu je minimální napětí přibližně 60 mV a maximální výstupní napětí je přibližně $V_{dda} - 40$ mV.

Tyto offsety lze demonstrovat tak, že nastavíme požadované výstupní napětí na 0 V a změříme skutečné napětí na výstupu. Výsledek lze vidět na obrázku 1.6, kde bylo výstupní napětí na kanálu 1 měřeno na kanálu 1 voltmetru.

Podobný jev nastává, když chceme nastavit maximální napětí. Nastavíme-li maximální výstupní napětí, měřením zjistíme, že napětí na výstupu je přibližně o 40 mV nižší než požadované. Toto je opět způsobeno vnitřní strukturou výstupního bufferu.

Pokud potřebujeme nastavovat napětí mimo rozsah mikrokontroléru, lze pro tyto účely použít obvody s operačními zesilovači napájenými odpovídajícím napětím.

Při pohledu na schéma na obrázku 1.7 zjistíme, že na výstup druhého kanálu DA převodníku je připojena zelená LED. Tato dioda způsobí, že maximální výstupní napětí druhého kanálu zdroje napětí a generátoru funkcí je omezeno jejím prahovým napětím. Tento jev lze ověřit stejným způsobem jako předchozí. Po změření zjistíme, že napětí na zelené LED v propustném směru je přibližně 2.9 V. Tohoto omezení se lze zbavit pouze tak, že odpájíme propojku mezi LED a výstupem DA převodníku nebo odstraněním LED samotné.

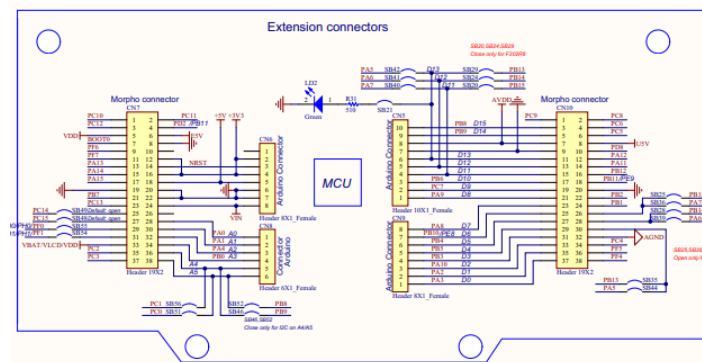


Obrázek 1.6: Měření výstupního offsetu DA převodníku

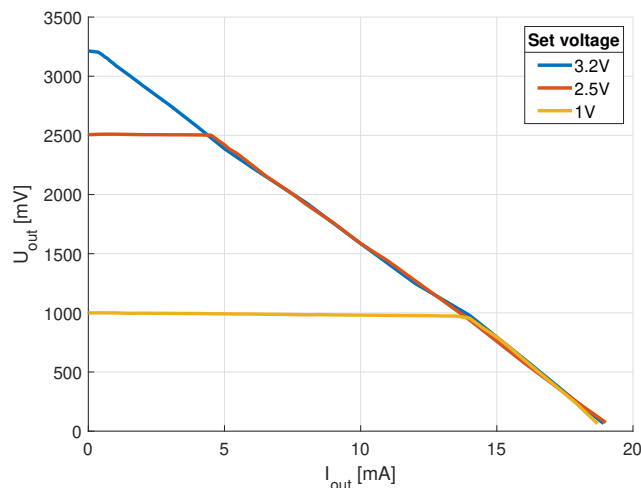
1.4.2 DA převodník jako zdroj napětí

Platforma LEO poskytuje softwarově definovaný zdroj napětí a generátor průběhů. K tomu využívá právě DA převodník. Abychom mohli DA převodník tímto způsobem používat, je nutné znát jeho vlastnosti. Mezi hlavní vlastnosti zdroje patří jeho výstupní odpor, popřípadě zatěžovací křivka.

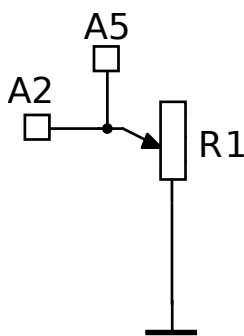
Zatěžovací křivka výstupu DA převodníku pro různá napětí je na obrázku 1.8. Všechny křivky obsahují zlom. Tento zlom je způsoben tím, že OZ na výstupu již není schopen vyrovnat úbytek napětí vznikající v důsledku jeho výstupního odporu. Před tímto zlomem vykazuje zdroj téměř nulový. Ze sklonu křivek po zlomu můžeme určit, že výstupní odpor použitého OZ je přibližně 160 Ω . To znamená, že při zvýšeném odběru proudu klesá napětí na výstupu.



Obrázek 1.7: Schéma zapojení mikrokontroléru [2]



Obrázek 1.8: Zatěžovací charakteristika výstupu DA převodníku



Obrázek 1.9: Schéma pro měření zatěžovací charakteristiky DAC

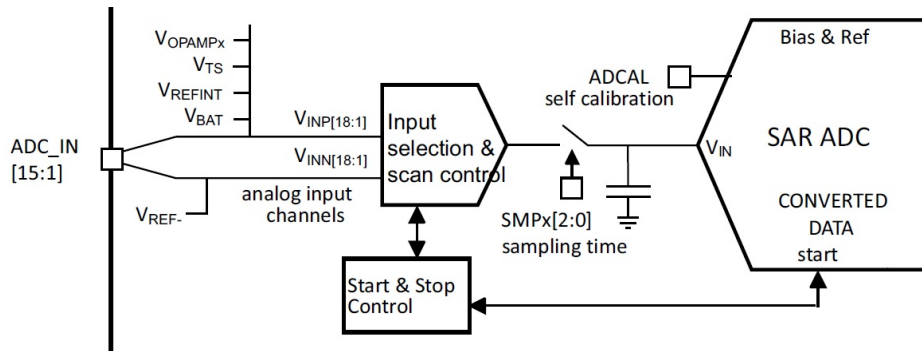
Tento jev lze demonstrovat následujícím způsobem. Na výstup DA převodníku připojíme potenciometr (například 10 k Ω) tak, jak je uvedeno na schématu na obrázku 1.9. Následně v generátoru v LEO nastavíme libovolné výstupní napětí na kanálu 1 a zároveň spustíme voltmetr. Potenciometr nastavíme do té krajní polohy, ve které výstup DAC odpovídá nastavené hodnotě. Pomalu otáčíme potenciometr do druhé krajní polohy a sledujeme, jak se bude napětí měřené kanálem 1 zmenšovat.

Řešení tohoto problému se opět nabízí v podobě vhodného zapojení s OZ. V tomto případě je nutné aby byl OZ napájen napětím alespoň 5 V, jinak je pravděpodobné, že dojde ke stejné situaci jako bez externího OZ.

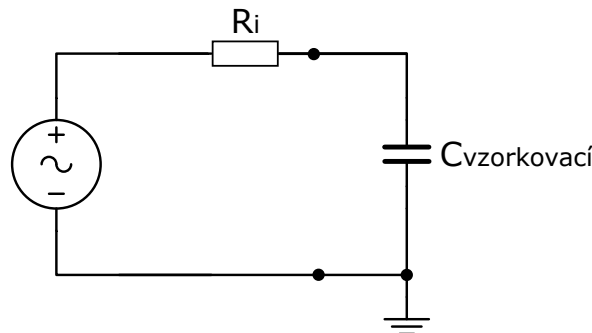
1.5 Analogové vstupy

Mikrokontrolér STM32F303RE, obsahuje 4 AD převodníky se vzorkovací frekvencí až 5 MSa/s a rozlišením volitelným mezi 12-ti a 6-ti bity. STM32F303RE má k dispozici až 40 externích kanálů v datasheetu [3] označovaných jako ADCx_INx, a mimo to i interní kanály, jako například teplotní senzor nebo napěťová reference.

Pro vstupní kanály CH1 – CH 4 osciloskopu/voltmetru LEO se využívají externí kanály ADC12_IN6, AC12_IN7, ADC3_IN12 a ADC4_IN4. Tyto kanály jsou vyvedeny po řadě na PC0, PC1, PB0 a PB14 piny NUCLEO platformy, které jsou 3V3 tolerantní. To znamená, že na tyto piny lze přivést pouze napětí v rozsahu $V_{ref-} \leq V_{IN} \leq V_{ref+}$.



Obrázek 1.10: Výřez blokového schématu ADC mikrokontroléru STM32F303RE



Obrázek 1.11: Náhradní schéma pro nabíjení vzorkovacího kondenzátoru

V případě NUCLEO-STM32F303RE je $V_{ref-} = \text{GND} = 0\text{V}$ a $V_{ref+} = V_{DD} = 3.3\text{V}$.

Zabudované 4 AD převodníky jsou typu SAR, tedy převodníky s postupnou aproximací. V blokovém schématu na obrázku 1.10, který je v úplné verzi uveden v [4], je také naznačen vzorkovací obvod, který zaručí konstantní signál na vstupu po celou dobu převodu v AD a jemu předchází multiplexor pro výběr vstupního kanálu.

Vlastní převod probíhá tedy v těchto fázích

- Výběr vstupního kanálu multiplexerem
- Sampling – vzorkování vstupního signálu 1.5 – 601.5 ADC hodinových cyklů (72 MHz), dochází vlastně k nabíjení vzorkovacího kondenzátoru na hodnotu vstupního napětí kanálu
- AD převod v SAR převodníku 6 – 12-bit rozlišení

Vzorkovací kondenzátor se nabíjí podle náhradního schématu na obrázku 1.11. Tedy přes vnitřní odpor zdroje signálu. Tabulka 80. datasheetu [3] na straně 135/173 ukazuje maximální možnou hodnotu vnitřního odporu zdroje signálu, který lze AD převodníkem digitalizovat.

Velmi důležitý je vztah časové konstanty τ a periody vzorkování. Přesnost ukončení nabíjení kondenzátoru je důležitá, aby měl AD převodník na svém vstupu správnou hodnotu, a to ještě po dostatečně dlouhou dobu (dobu převodu vzorku). Za 3τ je přesnost 5%, za 5τ je přesnost 1%, atd. Pro 12-ti bitové rozlišení však je třeba přesnost až 0.02%.

1.5.1 Vliv vnitřního odporu zdroje signálu na měření osciloskopem

Nejkratší vzorkování 1.5 taktu, tedy 20.83 ns lze použít jen pro signály s velmi nízkým vnitřním odporem jejich zdroje max. $18\ \Omega$. Pro signály s vnitřním odporem jejich zdroje vyšším až do $82\ \text{k}\Omega$ je třeba zvolit delší dobu vzorkování až do 601.5 taktu, tedy 8354.17 ns. Pro zdroje signálu s vyššími vnitřními odpory nelze takto měřit napětí platformou LEO vůbec. V těchto případech je třeba vstupnímu pinu osciloskopu/voltmetru předřadit člen, který má nízký výstupní odpor (použití OZ - sledovače).

Toto lze demonstrovat následujícím způsobem. Jako zdroj signálu „s nastavitelným vnitřním odporem“ použijeme trimr o hodnotě $85.43\ \text{k}\Omega$ (nominální hodnota $100\ \text{k}\Omega$). Na LEU budeme testovat kanál CH1 osciloskopu s rozlišením 12-bit. Časovou základnu volíme $1\ \text{kSa/s}$ a nastavíme na trimru hodnotu odporu takovou, aby osciloskop měřil napětí $1.5\ \text{V}$. Tuto hodnotu budeme současně ověřovat laboratorním voltmetrem. Při změně časové základny (a tedy i vzorkovací periody) se měřená hodnota na LEU chovala dle tabulky 1.1.

Časová základna	Hodnota napětí [V]	Změřená hodnota LEO [V]
1 kSa/s	1.5	1.5
200 kSa/s	1.5	1.49
500 kSa/s	1.5	1.434
1 MSa/s	1.5	1.362
2 MSa/s	1.5	1.249
4.8 MSa/s	1.5	1.02

Tabulka 1.1: Změna měřeného napětí v závislosti na změně časové základny s trimrem $85.43\ \text{k}\Omega$

Hodnotu vnitřního odporu takto vytvořeného zdroje napětí na kanálu 1 změříme multimetrem $R_{IN} = 40.07\ \text{k}\Omega$.

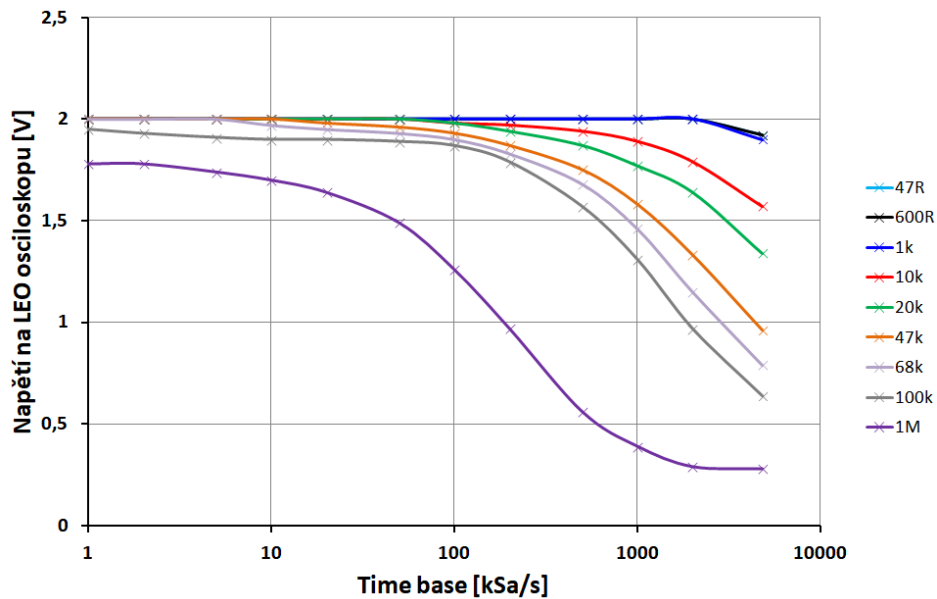
Analogický test provedeme s trimrem o hodnotě $3.611\ \text{k}\Omega$ (nominální hodnota $3\ \text{k}\Omega$). Výsledky jsou shrnuty v tabulce 1.2.

Časová základna	Hodnota napětí [V]	Změřená hodnota LEO [V]
1 kSa/s	1.5	1.5
4.8 MSa/s	1.5	1.473

Tabulka 1.2: Změna měřeného napětí v závislosti na změně časové základny s trimrem $3.611\ \text{k}\Omega$

Hodnotu vnitřního odporu takto vytvořeného zdroje napětí na kanálu 1 byla změříme multimetrem $R_{IN} = 1.653\ \text{k}\Omega$.

Důkladnější měření lze provést pomocí externího zdroje s proměnným vnitřním odporem. Pak lze závislost vyjádřit i graficky, viz obrázek 1.12.



Obrázek 1.12: Závislost hodnoty napětí udávané platformou LEO na vzorkování při různém vnitřním odporu zdroje měřeného signálu

Je vidět, že skutečně při snížení vnitřního odporu zdroje signálu, jsme si mohli dovolit vzorkovat s kratší periodou než v případě zdroje signál s vyšším vnitřním odporem.

Kapitola 2

Změna úrovně vstupních a výstupních signálů

2.1 Vstupní signály

2.1.1 Ochrana vstupů před poškozením

Pokud nepotřebujeme měřit napětí mimo rozsah procesoru, stačí omezit proud který by procházel ochrannou diodou, pokud by bylo na vstup AD převodníku omylem připojeno napětí mimo povolený rozsah 0 V až 3.3 V mikrokontroléru. Dle datasheetu [3] je tento proud maximálně ± 5 mA. Tento proud lze omezit zapojením rezistoru R_1 mezi vstup procesoru a měřený obvod, jak je naznačeno na obrázku 2.1. Volba odporu tohoto rezistoru závisí na tom, jaké největší napětí může být na vstup přivedeno. Minimální odpor rezistoru R_1 lze určit takto:

$$R_H = \frac{U_{max} - 3.3 \text{ V}}{5 \text{ mA}}$$
$$R_L = \frac{U_{min} - 0 \text{ V}}{-5 \text{ mA}}$$
$$R_1 \geq \max\{R_H, R_L\},$$

kde U_{max} je nejvyšší napětí v měřeném obvodu a U_{min} je nejnižší napětí.

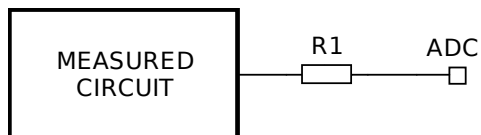
2.1.2 Měření kladných napětí větších než 3.3 V

Pokud chceme měřit kladná napětí větší, než 3.3 V, musíme toto napětí snížit. Nejjednodušší je použít odporový dělič napětí s vhodným dělicím poměrem k_D , jak je naznačeno ve schématu na obrázku 2.2. Pro dělicí poměr k_D platí jednoduchý vztah,

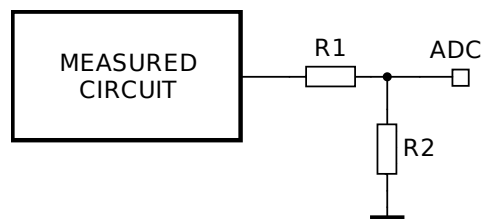
$$k_D = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{3.3 \text{ V}}{U_{max}},$$

kde U_{max} je maximální napětí, které chceme měřit. Při volbě hodnot rezistorů je zapotřebí dbát na to, aby dělič nezatežoval měřený obvod. Zároveň nesmí být odpor rezistoru R_2 příliš velký, jelikož by byl omezen proud, kterým se přebíjí vzorkovací kondenzátor AD převodníku. Vhodné hodnoty odporů jsou řádově jednotky k Ω . Toto snížení napětí je samozřejmě nutné zohlednit při měření a změřené napětí převést takto:

$$U = \frac{U_{ADC}}{k_D}.$$



Obrázek 2.1: Ochrana vstupu mikrokontroléru



Obrázek 2.2: Snížení měřeného napětí pomocí odporového děliče

2.1.3 Měření malých napětí

V některých případech jsou měřená napětí naopak oproti rozsahu AD převodníku velmi malá. V takovém případě se může stát, že změna napětí bude menší, než rozlišení AD převodníku, tedy 0.806 mV, a nebude zaznamenána. Můžeme využít zapojení OZ jako neinvertujícího zesilovače s dostatečným zesílením. Například, když budou měřená napětí v rozsahu 0 V až 1 V, je vhodné zvolit zesílení zesilovače 3. Zesílení napětí je nutné zohlednit při interpretaci výsledků.

2.1.4 Měření bipolárních napětí

V mnoha aplikacích, hlavně OZ, se používá symetrické napájení. Aby bylo možné měřit jak záporná tak kladná napětí, je zapotřebí tato napětí posunout a zmenšit tak, aby bylo možné je měřit AD převodníkem procesoru. Takový převod lze realizovat pasivním i aktivním obvodem a volba záleží hlavně na tom, do jaké míry můžeme měřený obvod zatěžovat. Zde se budeme zabývat pouze pasivní variantou obvodu.

Funkci převodu bipolárních napětí na unipolární lze realizovat čistě pasivním obvodem. Stačí k tomu tři rezistory zapojené dle schématu na obrázku 2.3. Pro přenos tohoto obvodu platí následující vztah:

$$U_{out} = \frac{R_2(R_3U_{in} + R_1U_{ref})}{R_1R_2 + R_2R_3 + R_1R_3}$$

Dosažením minimálních a maximálních hodnot vstupního a výstupního napětí, získáme soustavu dvou rovnic o třech neznámých. G je poměr vstupního a výstupního rozsahu obvodu. Hodnotu rezistoru R_1 můžeme zvolit libovolně a zbylé dvě dopočítáme. Řešením soustavy získáme následující vztahy:

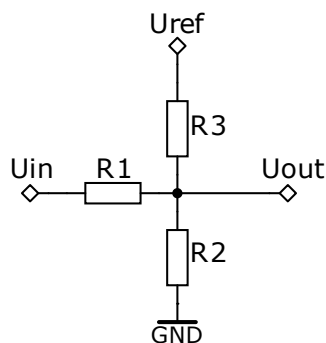
$$R_2 = R_1 \cdot \frac{GU_{ref}}{GU_{in,max} - U_{out,max} + U_{ref} - GU_{off}}$$

$$R_3 = R_1 \cdot \frac{GU_{ref}}{U_{out,min} - GU_{in,min}}$$

Z těchto vzorců lze také odvodit vztah pro minimální hodnotu U_{ref} :

$$U_{ref} \geq \frac{GU_{in,max} - U_{out,max}}{G - 1}$$

Pokud vyjdou záporné hodnoty rezistorů, je zapotřebí změnit vstupní parametry, často pomůže změnit U_{ref} . V tabulce 2.1 jsou předpočítané hodnoty rezistorů pro převod různých napěťových úrovní na rozsah 0 V až 3.3 V s použitím $U_{ref} = 3.3$ V. Hodnoty jsou uvedeny v poměru k rezistoru R_1 , který volíme libovolně.



Obrázek 2.3: Obvod pro převod bipolárních napětí na unipolární

$U_{in,min}$ [V]	$U_{in,max}$ [V]	R_2/R_1	R_3/R_1
-3.3	3.3	není	1
-5	5	1.94	0.66
-10	10	0.49	0.33
-12	12	0.14	0.275
-15	15	0.28	0.22

Tabulka 2.1: Poměry rezistorů pro převod vybraných bipolárních napětí

2.2 Výstupní signály

Pokud chceme nastavovat napětí mimo rozsah 0 V až 3.3 V, je zapotřebí napěťové úrovně patřičným způsobem změnit. Pro větší výstupní napětí stačí napětí zesílit, naopak pro nižší výstupní napětí je potřeba napětí snížit. Pokud je měřené napětí bipolární, je nutné ho nejdříve posunout a následně zmenšit jeho rozsah. Všechny změny napětí je nutné zohlednit při interpretaci výsledků.

2.2.1 Kladná napětí větší než 3.3 V

Pro zvýšení výstupního napětí je nejjednodušší použít operační zesilovač v zapojení neinvertující zesilovač s odpovídajícím zesilovacím činitelem, jehož schéma na obrázku 2.4. Zesilovací činitel lze vypočítat takto:

$$A_1 = \frac{U_{max}}{3.3\text{ V}}$$

$$A_1 = \frac{R_1}{R_2} + 1,$$

kde U_{max} je maximální požadované výstupní napětí.

Operační zesilovač musí být napájen dostatečně velkým napětím na to, aby pokryl požadovaný rozsah napětí. Pokud je použit *rail to rail* OZ, stačí napájení ze stejného napětí, jako je maximální požadovaný výstup. Pokud je použit obyčejný OZ je potřeba napětí vyšší.

2.2.2 Malá napětí

Chceme-li nastavovat napětí, které je menší než 3.3 V, můžeme na výstup DA převodníku připojit odporový dělič napětí stejně, jako při snižování vstupního napětí. Při výběru hodnot rezistorů v děliči je potřeba dbát na to, aby nebyl výstup DAC příliš zatížen. Pokud by měl být výstup děliče zatěžován, je vhodné přidat na jeho výstup OZ jako sledovač a impedančně tak oddělit výstup děliče a měřený obvod.

2.2.3 Bipolární napětí

Je-li zapotřebí nastavovat bipolární napětí, musí být použit obvod pro změnu úrovní z unipolárních na bipolární. Potřebujeme, aby takový obvod měl přenos

$$U_{out} = GU_{in} + U_{out,min},$$

kde $G = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_{in}}$ a $U_{out,min}$ je nejmenší výstupní napětí, které odpovídá $U_{in} = 0$ V. Těmto požadavkům odpovídá rozdílový zesilovač, jehož zapojení je na obrázku 2.5. Přenos tohoto obvodu je následující:

$$U_{out} = \left(\frac{R_4}{R_3} + 1 \right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{in} - \frac{R_4}{R_3} U_{ref}.$$

Porovnáním vztahů výše získáme následující vztahy pro výpočet hodnot použitých rezistorů.

$$\frac{R_4}{R_3} = - \frac{U_{out,min}}{U_{ref}}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{G}{\frac{R_4}{R_3} + 1}$$

Hodnoty rezistorů R_1 a R_3 zvolíme libovolně a zbytek dopočteme následovně

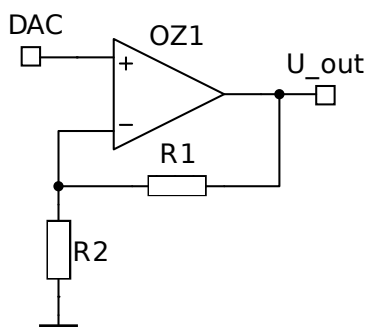
$$R_4 = - \frac{U_{out,min}}{U_{ref}} R_3$$

$$R_2 = \frac{GR_1}{\frac{R_4}{R_3} + 1 - G}.$$

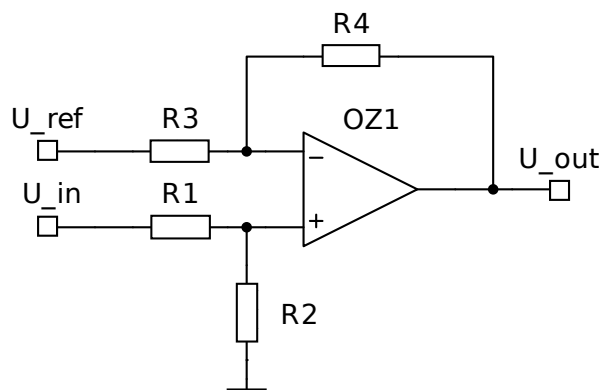
Z tohoto vztahu můžeme také odvodit podmínku pro použitelné řešení,

$$G \leq 1 + \frac{R_4}{R_3}.$$

Pokud vyjde hodnota $R_1 = 0 \Omega$, znamená to, že rezistor R_1 ani rezistor R_2 nepotřebujeme. Jako referenční napětí U_{ref} lze použít 3.3 V, popřípadě z něj pomocí odporového děliče vytvořit nižší.



Obrázek 2.4: Zesílení výstupního napětí DA převodníku pomocí neinvertujícího zesilovače



Obrázek 2.5: Obvod pro převod unipolárního napětí na bipolární

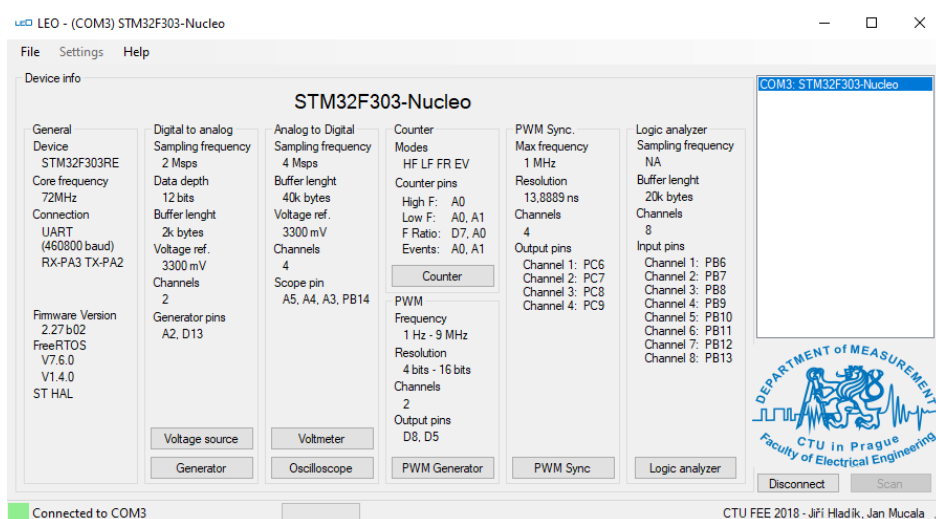
Kapitola 3

Ovládání LEO

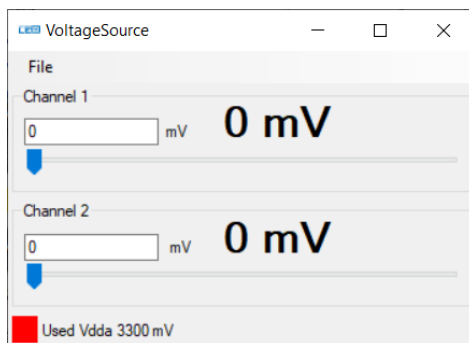
3.1 Volba přístroje

3.1.1 Napěťový zdroj

K dispozici jsou dva napěťové zdroje na obrázku 3.2, na pinech A2 (kanál 1) a D13 (kanál 2), jak je uvedeno v úvodním okně platformy LEO na obrázku 3.1. Lze generovat napětí v rozsahu 0 V - 3.3 V. Nelze však současně používat napěťový zdroj a generátor.



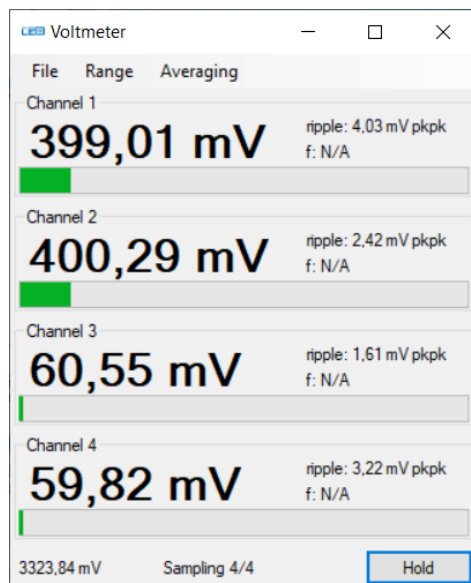
Obrázek 3.1: LEO – úvodní okno



Obrázek 3.2: LEO – napěťový zdroj

3.1.2 Voltmetr

Lze využít současně celkem 4 voltmetry, na obrázku 3.3, na pinech A5 (kanál 1), A4 (kanál 2), A3 (kanál 3) a PB14 (kanál 4).

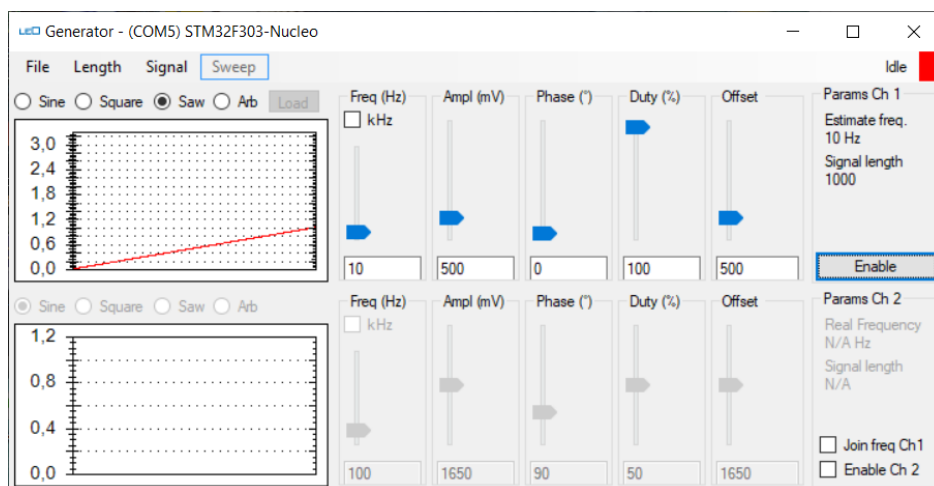


Obrázek 3.3: LEO – voltmetr

3.2 Ovládání generátoru

3.2.1 Lineárně rostoucí průběh

V úvodním okně platformy LEO, obrázek 3.1, zvolíme generátor na pinu A2 (kanál 1). Na generátoru lze nastavit typ průběhu a jeho základní parametry, jako jsou amplituda, frekvence, offset nebo střída.



Obrázek 3.4: LEO – generátor

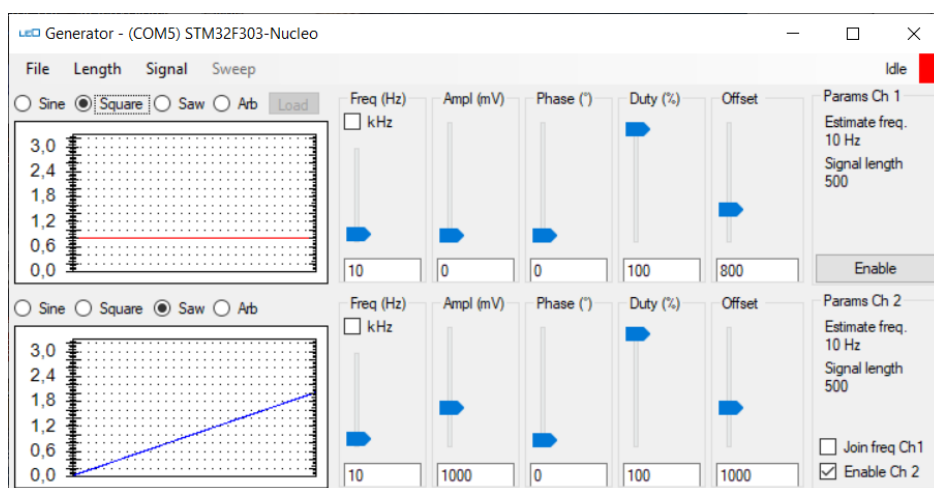
Například na obrázku 3.4 jsme nastavili průběh pila o frekvenci 10 Hz, amplitudu 500 mV, střídu 100% a offset 500 mV. Získáme tak lineárně rostoucí průběh napětí od 0 V do 1 V s frekvencí 10 Hz.

3.2.2 Kombinace stejnosměrného napětí a střídavého průběhu

LEO neumožňuje současné použití zdroje napětí a generátoru průběhů. Místo toho můžeme využít generátor, jak pro nastavení konstantního napětí, tak i pro lineárně rostoucí napětí vhodným nastavením pilového a obdélníkového průběhu.

Na generátoru nastavíme dva průběhy, viz obrázek 3.5. Zvolíme průběh obdélník na kanálu 1 (pin A2), frekvenci 10 Hz, amplitudu 0 mV, střihu 100% a offset 800 mV. Získáme tak konstantní (stejnosměrné) napětí 0.8 V.

Zvolíme průběh pila na kanálu 2 (pin D13), frekvenci 10 Hz, 1000 mV, střihu 100% a offset 1000 mV. Získáme tak lineárně rostoucí průběh napětí od 0 V do 2 V s frekvencí 10 Hz.

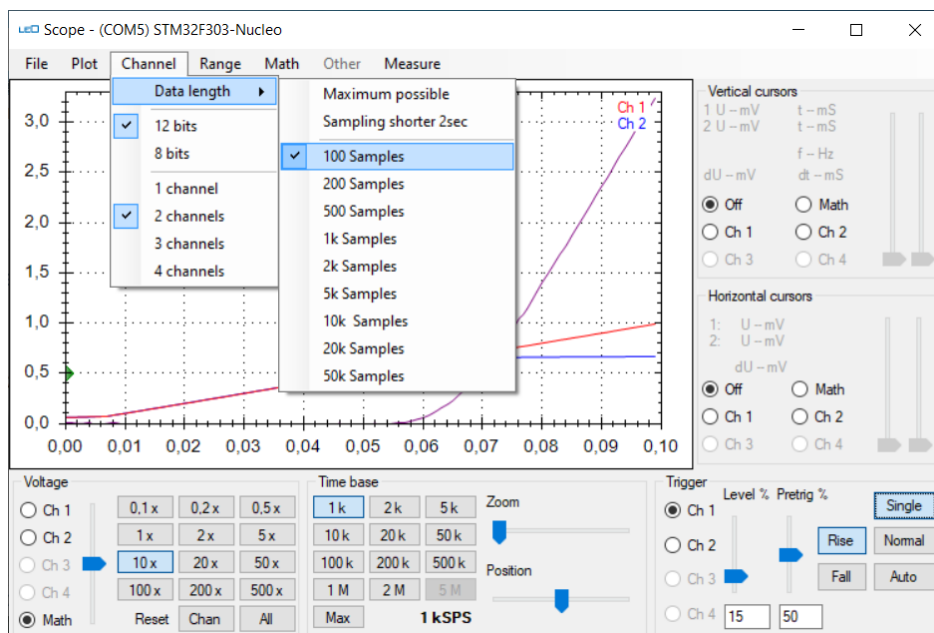


Obrázek 3.5: LEO – generátor, nastavení dvou různých průběhů

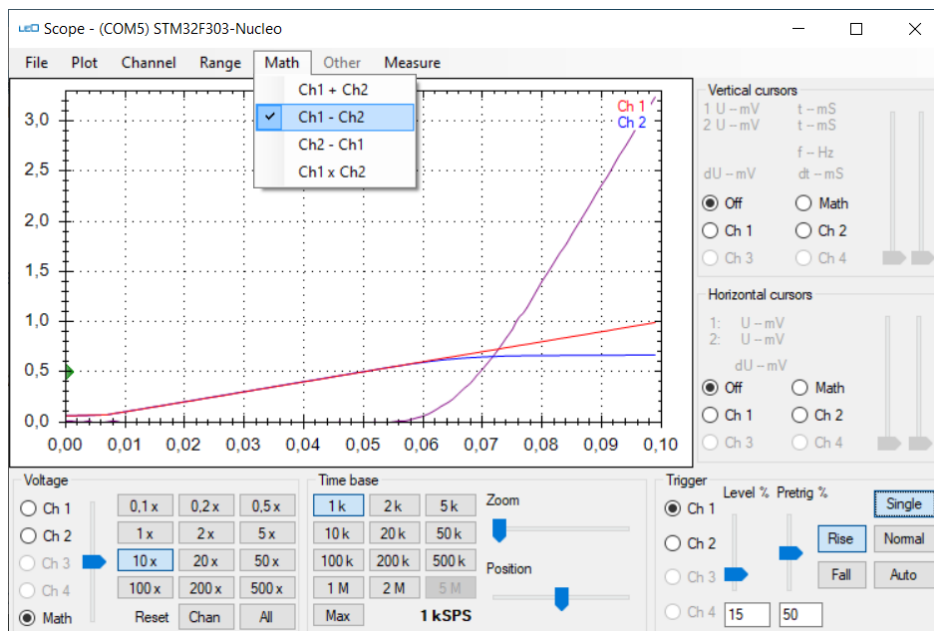
3.3 Ovládání osciloskopu v režimu X-t

3.3.1 Volba kanálu, matematické funkce

Na osciloskopu lze sledovat 1 až 4 kanály současně. V nabídce kanál můžeme nastavit například sledování kanálu 1 až 2 a vzorkování 100 Sa, viz obrázek 3.6. Trigger v režimu auto nebo normal nastavíme od kanálu 1 na úroveň blíží se střední hodnotě pilového průběhu. Pretrigger nastavíme do poloviny rozsahu. Při zvolené frekvenci pilovitého průběhu 10 Hz teď můžeme vidět na osciloskopu jednu periodu signálu. V nabídce matematických funkcí (obrázek 3.7) zvolíme rozdíl kanálu 1 a 2, bude zobrazen fialový průběh na obrazovce osciloskopu, který představuje hodnotu CH1 – CH2.



Obrázek 3.6: LEO – osciloskop – volba kanálů, samplování

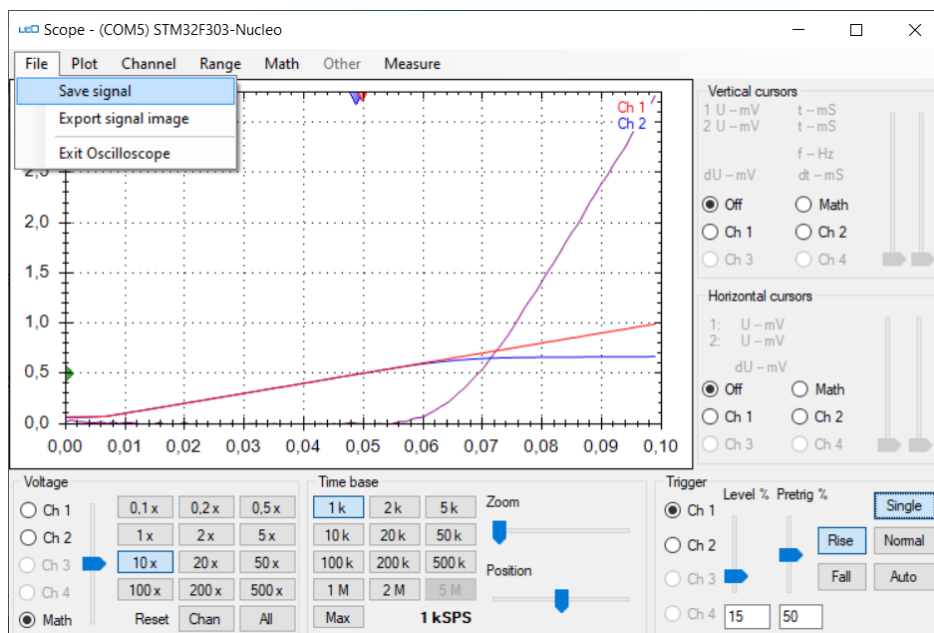


Obrázek 3.7: LEO – osciloskop – matematické funkce

3.3.2 Uložení dat

Pro konstrukci grafů lze využít funkce uložení průběhů ve formátu *.csv, jak je vidět na obrázku 3.8. Do souboru *.csv se ukládají pouze naměřené hodnoty průběhů, které jsou současně zobrazovány na osciloskopu. Je tedy potřeba mít na osciloskopu zvolen kanál, jehož záznam chceme následně ukládat. V prvním sloupci jsou časové údaje, v dalších jsou data z jednotlivých kanálů. Výstupy matematického kanálu se neukládají.

Uložená data lze nadále zpracovávat pomocí libovolného programu (Matlab, MS Excel, ...). Při otevírání souboru je nutné změnit oddělovací znak, jelikož výstupní soubor používá desetinnou čárku a hodnoty odděluje středníkem.

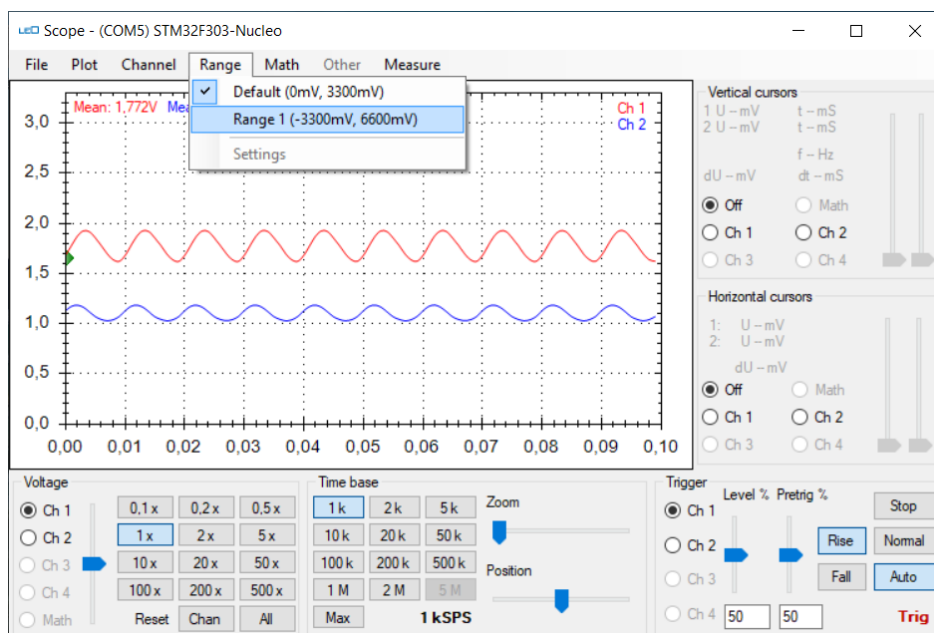


Obrázek 3.8: LEO – osciloskop – uložení záznamu

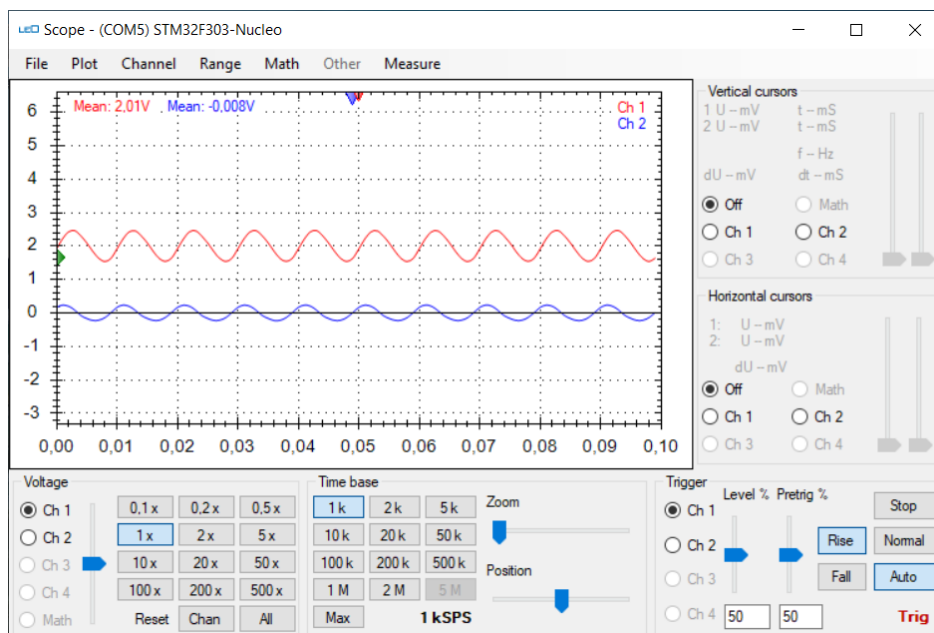
3.3.3 Změna rozsahu

V nabídce rozsah na obrázku 3.9, lze zvolit variantu 0 mV až 3300 mV nebo -3300 mV až 6600 mV.

Při volbě bipolárního rozsahu je třeba připojit ke vstupu všech zobrazovaných kanálů obvod pro úpravu signálu dle kapitoly 2.1.4. Pro jednoduchost stačí volit $R_1 = R_2 = R_3 = 10$ k Ω . Potom budou průběhy na osciloskopu zobrazovány ve správném rozsahu, a to včetně funkcí měření, viz obrázek 3.10.



Obrázek 3.9: LEO – osciloskop – změna rozsahu

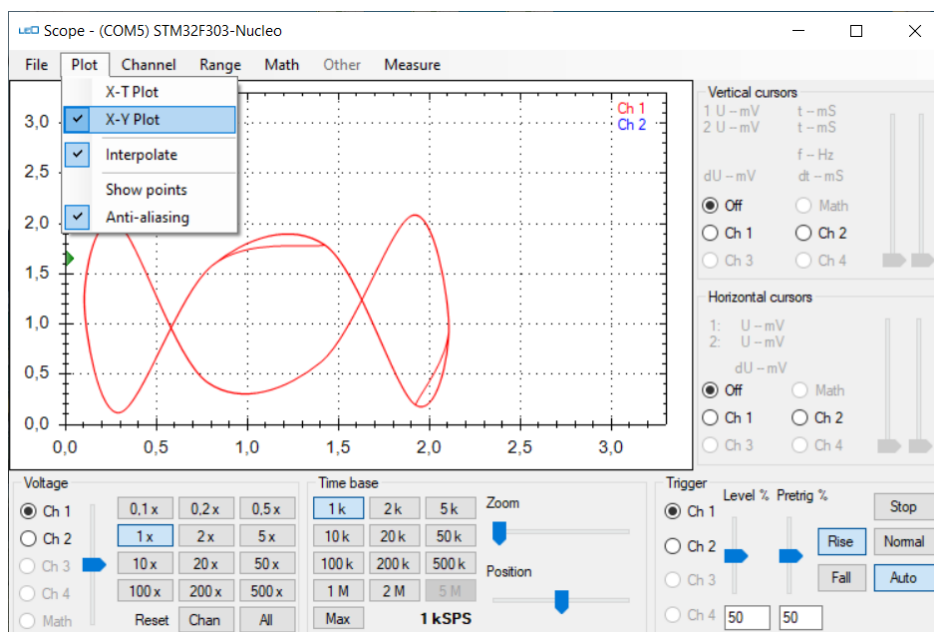


Obrázek 3.10: LEO – osciloskop – upravený rozsah –3300 mV až 6600 mV

3.4 Ovládání osciloskopu v režimu X-Y

3.4.1 Měření frekvence a fáze harmonického průběhu osciloskopem v režimu X-Y

LEO osciloskop je vybaven možností měření frekvence přímo v okně osciloskopu. Další možností, jak měřit frekvenci je použití osciloskopu v režimu X-Y, který umožňuje zobrazení tzv. Lissajousových obrazců. Změnu režimu zobrazení provedeme v nabídce záznam dle obrázku 3.11

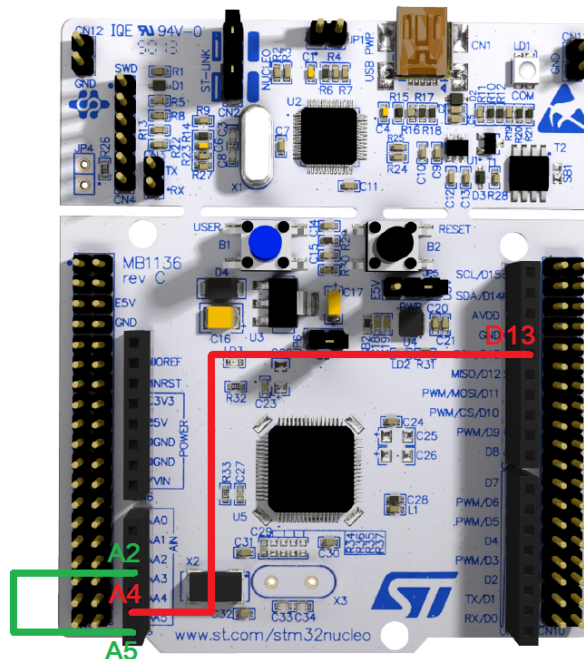


Obrázek 3.11: LEO – osciloskop – volba režimu zobrazení X-Y

Zapojení obvodu

Na vstup A5 (kanál 1) osciloskopu přivedeme sinusový signál, jehož frekvenci f_X chceme měřit a na vstup A4 (kanál 2) osciloskopu přivedeme sinusový signál generátoru, jehož frekvenci f_N známe. Zvolíme zobrazování kanálů CH1 a CH2 a dále v nabídce osciloskopu zvolíme vykreslování v režimu X-Y.

Pro demonstraci měření si LEO zapojíme dle obrázku 3.12.



Obrázek 3.12: Zapojení obvodu pro měření frekvence, upraveno z [5]

Měření frekvence

Na obrazci zobrazeném na osciloskopu napočítáme počet průsečíků k_x s horizontální přímkou a počet průsečíků k_y s vertikální přímkou. Potom pro poměr frekvencí platí

$$\frac{f_X}{f_N} = \frac{k_x}{k_y}$$

Odkud jednoduše určíme neznámou frekvenci

$$f_X = \frac{k_x}{k_y} f_N$$

Na obrázku 3.13 vidíme Lissajousův obrazec vzniklý ze sinusového signálu o frekvenci $f_X = 300$ Hz (neznámý signál) a sinusového signálu o frekvenci $f_N = 100$ Hz (referenční signál), oba ve fázi, tedy s fázovým posunem 0° . Průsečíků s horizontální přímkou napočítáme $k_x = 6$ a průsečíků s vertikální přímkou $k_y = 2$. Potom skutečně

$$f_X = \frac{6}{2} 100 \text{ Hz} = 300 \text{ Hz}$$



Obrázek 3.13: Popis měření frekvence pomocí Lissajousových obrazců – režim XY

Při zvyšujícím se poměru kmitočtů je však určení frekvence touto metodou složitější.

Měření fázového posunu

Pokud máme dva signály o stejné frekvenci, tedy poměr kmitočtů je roven jedné, lze použít tuto metodu pro měření fázového posuvu mezi signály. Pro obrazce pak platí následující:

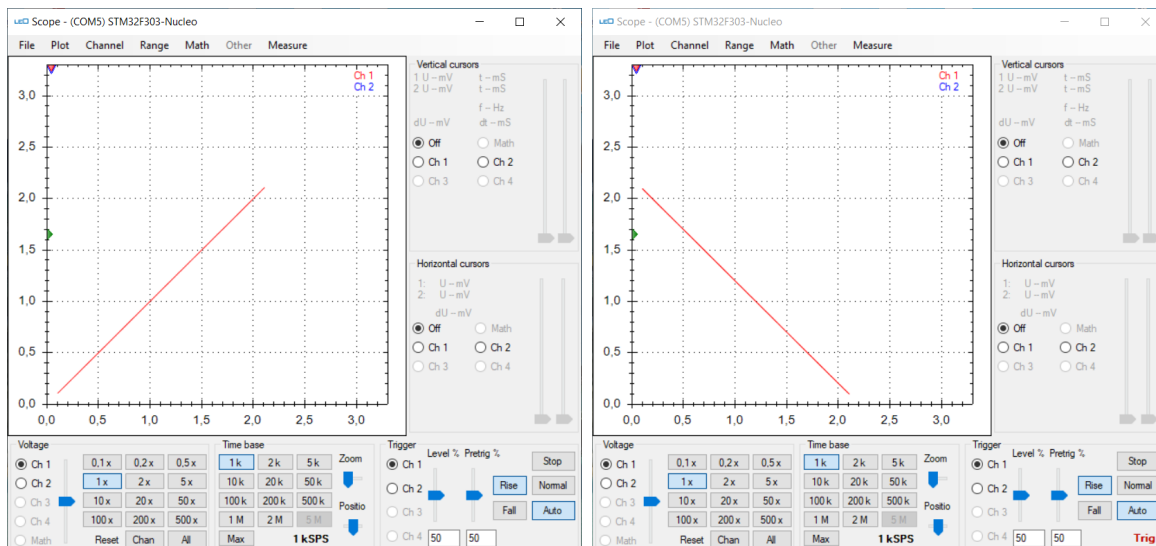
- Pokud se na osciloskopu zobrazí úsečka s kladnou směrnicí, pak je posun 0°
- Pokud se na osciloskopu zobrazí úsečka se zápornou směrnicí, pak je posun 180°
- Pokud se na osciloskopu zobrazí elipsa s kladnou směrnicí hlavní osy, pak je posun 45°
- Pokud se na osciloskopu zobrazí elipsa se zápornou směrnicí hlavní osy, pak je posun 135°
- Pokud se na osciloskopu zobrazí kružnice, pak je posun 90°
- Fázový posun je také možné určit obecně dle poměru vzdálenosti a průsečíků elipsy s osou y (nebo osou x) a maximální amplitudy U_{pp} , kdy platí

$$\sin \phi = \frac{a}{U_{pp}}$$

Jednotlivé případy si můžeme prohlédnout na obrázku 3.14

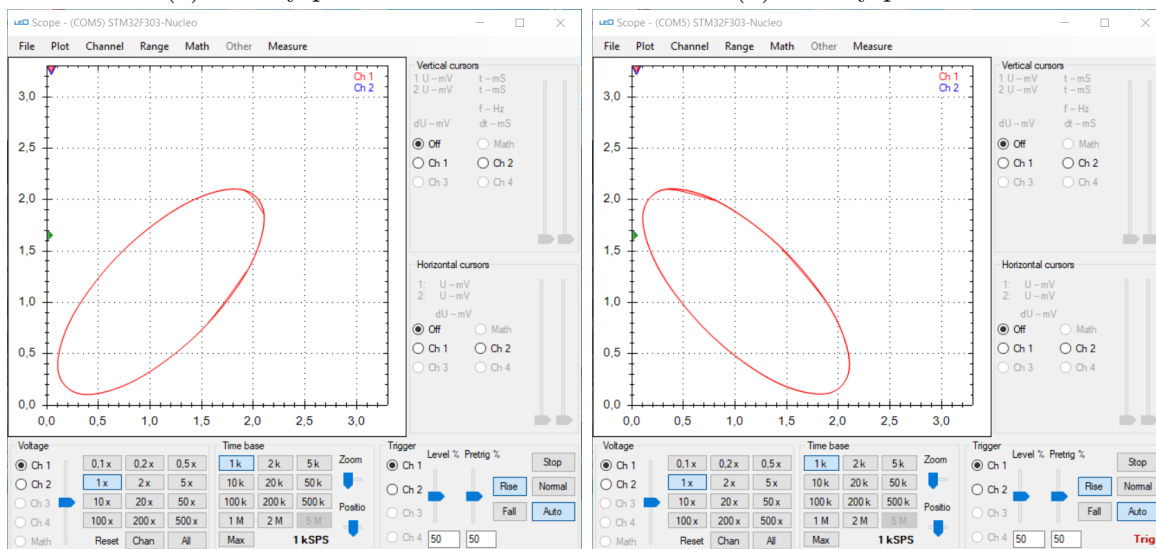
V okně digitálního osciloskopu lze většinou zobrazovat hodnoty frekvence zvoleného signálu, jeho amplitudu, nebo také fázový rozdíl signálů mezi kanály. Tyto digitální hodnoty však nenesou informaci o vývoji dané veličiny. Z toho důvodu je vhodné zobrazování těchto veličin například graficky na obrazovce osciloskopu. K tomu dobře poslouží Lissajousův obrazec, kde okamžitě vidíme, jak se vyvíjí fázový posun mezi signály, nebo také jejich amplituda.

3. Ovládání LEO



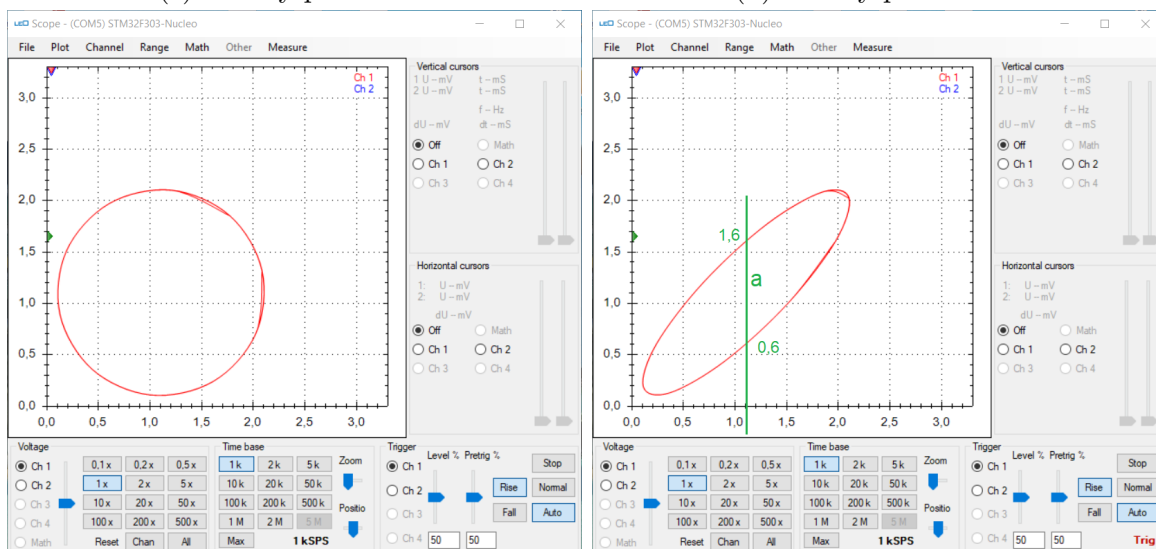
(a) Fázový posun 0°

(b) Fázový posun 180°



(c) Fázový posun 45°

(d) Fázový posun 135°



(e) Fázový posun 90°

(f) Fázový posun 30°

Obrázek 3.14: LEO – osciloskop – měření fázového posunu

Část I
Laboratorní úlohy

Kapitola 4

Základy analýzy obvodů

4.1 Ověření principu superpozice

Při analýze lineárních obvodů, ve kterých se objevuje více zdrojů, můžeme pro zjednodušení výpočtů využít právě princip superpozice. Při analýze pomocí principu superpozice postupujeme následovně:

1. Všechny **nezávislé** zdroje, až na jeden, vynulujeme a nahradíme ekvivalentem. Napěťové zdroje nahradíme zkratem, proudové zdroje nahradíme otevřeným obvodem
2. Spočítáme příspěvky zdroje k požadovaným obvodovým veličinám
3. Kroky 1 a 2 provedeme pro všechny nezávislé zdroje
4. Výsledné obvodové veličiny získáme, jako sumu příspěvků jednotlivých zdrojů

V této úloze si s použitím platformy LEO ověříme platnost principu superpozice. Výstupy DA převodníku nastavují napětí vůči zemi, to znamená, že budou nahrazovány zkratem na zem.

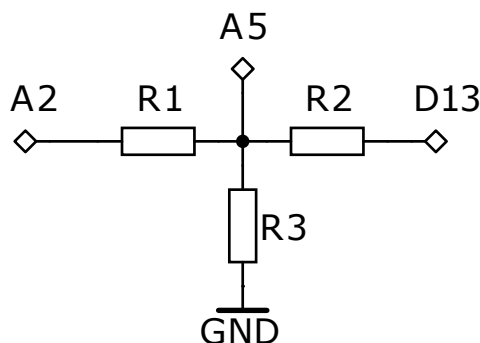
4.1.1 Materiály

- tři rezistory ($> 5 \text{ k}\Omega$)
- nepájivé pole, LEO a kabely

4.1.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu 4.1. Hodnoty rezistorů volte libovolně, ale měly by být větší než $5 \text{ k}\Omega$
2. Zvolte napětí na kanálech 1 ($A2 = U_{A2}$) a 2 ($D13 = U_{D13}$) zdroje napětí.
3. Vypočítejte napětí mezi rezistory ($A5 = U_{A5}$)
4. Na kanálu 1 zdroje napětí nastavte zvolené napětí. Na kanálu 2 nastavte nulové napětí. Změřte napětí mezi rezistory U_{A5a} .
5. Na kanálu 2 zdroje napětí nastavte zvolené napětí. Na kanálu 1 nastavte nulové napětí. Změřte napětí mezi rezistory U_{A5b} .

6. Nastavte na obou kanálech zvolená napětí a změřte napětí U_{A5} . Ověřte, že platí $U_{A5} = U_{A5a} + U_{A5b}$
7. Porovnejte změřené hodnoty s vypočtenými.



Obrázek 4.1: Zapojení obvodu pro ověření principu superpozice

4.1.3 Vzorové řešení

Rezistory a napětí

Odpory rezistorů jsme pro tuto úlohu volili $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ a $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$. Napětí jsme volili $U_{A2} = 1 \text{ V}$ a $U_{D13} = 2 \text{ V}$.

Teoretický výpočet

Na obrázku 4.2 vidíte schémata obvodů po vynulování jednoho ze zdrojů. Nejdříve tedy vypočteme U_{A5a} . Rezistor R_1 tvoří s paralelní kombinací rezistorů R_2 a R_3 odporový napěťový dělič. Pro napětí U_{A5a} platí:

$$U_{A5a} = U_{A2} \frac{R_2 || R_3}{R_1 + R_2 || R_3} = 1 \text{ V} \frac{10 \text{ k}\Omega || 15 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega || 15 \text{ k}\Omega} = 375 \text{ mV}$$

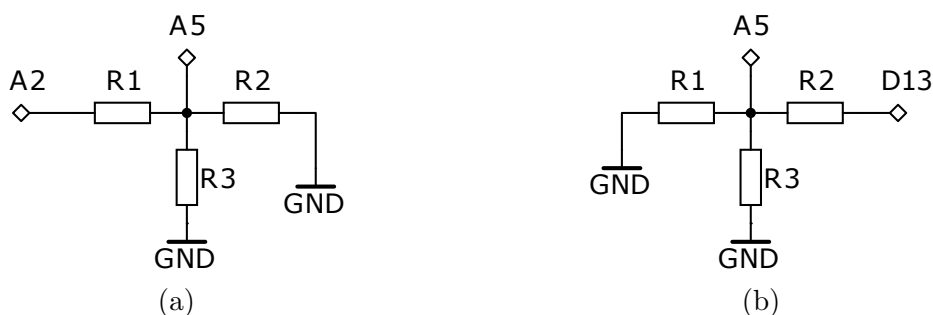
Obdobná situace nastane při vynulování druhého zdroje:

$$U_{A5b} = U_{D13} \frac{R_1 || R_3}{R_2 + R_1 || R_3} = 2 \text{ V} \frac{10 \text{ k}\Omega || 15 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega || 15 \text{ k}\Omega} = 750 \text{ mV}$$

Tudíž, pro napětí U_{A5} platí,

$$U_{A5} = U_{A5a} + U_{A5b} = 1125 \text{ mV}$$

Teď je na čase zapojit obvod a výsledky ověřit měřením.



Obrázek 4.2: Upravené obvody pro jednotlivé kroky analýzy pomocí principu superpozice

Měření

Obvod zapojíme na nepájivém poli dle schématu se zvolenými hodnotami rezistorů. Nejdříve na kanálu 1 zdroje napětí (*Voltage source*) nastavíme napětí $U_{A2} = 1\text{ V}$ a na kanálu 2 nastavíme nulové napětí. Z kanálu 1 voltmetru (*Voltmeter*) odečteme měřené napětí. V našem případě jsme změřili $U_{A5a} = 396\text{ mV}$. Následně na kanálu 2 nastavíme napětí $U_{D13} = 2\text{ V}$ a vynulujeme kanál 1. Změřili jsme napětí $U_{A5b} = 776\text{ mV}$. Konečně nastavíme obě napětí a změříme U_{A5} . V tomto případě jsem změřili $U_{A5M} = 1124\text{ mV}$.

Sečtením napětí U_{A5a} a U_{A5b} získáme hodnotu napětí $U_{A5} = 1172\text{ mV}$. Tato hodnota se od změřené hodnoty napětí U_{A5M} výrazně liší. To je způsobeno tím, že na výstupu DA převodníku nemůže být nulové napětí, ale vždy je aspoň 60 mV , což způsobí změřenou chybu. Měření jsme provedli znovu, akorát jsme namísto nastavování nulového napětí na výstupu připojili vstupy obvodu na zem. V tomto případě jsme naměřili $U_{A5a} = 370\text{ mV}$ a $U_{A5b} = 748\text{ mV}$. Toto poskytlo výslednou hodnotu $U_{A5} = 1118\text{ mV}$.

Závěr

V této úloze jsme se seznámili s principem superpozice a jeho využitím při analýze obvodů. Následně jsme teoretické výsledky ověřili pomocí experimentu s platformou LEO. Naměřené hodnoty se po úpravě postupu měření shodovaly s vypočtenými hodnotami, až na drobnou odchylku způsobenou chybou měření a nepřesností hodnot rezistorů.

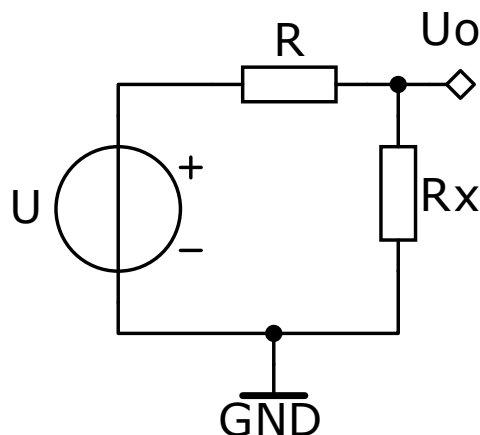
4.2 Poměrové měření odporu

Poměrové měření odporu je jednou z nejjednodušších metod měření odporu. Jsou zapotřebí pouze tři věci, zdroj napětí U , rezistor se známým odporem R a voltmetr. Rezistor se známou hodnotou R a měřený rezistor R_x se zapojují do odporového děliče napětí, Z výstupního napětí děliče U_o lze následně určit odpor měřeného rezistoru. Obvykle se používá zapojení dle schématu na obrázku 4.3. Pro odpor neznámého odporu v tomto obvodu platí:

$$R_x = R \frac{U_o}{U - U_o}$$

Tato metoda měření má samozřejmě i své nedostatky. Pokud jsou odpory rezistorů moc malé, dojde k přílišnému zatížení zdroje napětí U , v důsledku čehož dojde k poklesu jeho výstupního napětí. To způsobí chybu měření. Z tohoto důvodu je nutné volit odpor rezistoru dostatečně velký. Dalším zdrojem nepřesnosti měření může být nepřesná hodnota odporu rezistoru R .

V této úloze si vyzkoušíte měření odporu poměrovou metodou.



Obrázek 4.3: Schéma pro měření odporu poměrovou metodou

4.2.1 Materiály

- dva rezistory
- LEO, nepájivé pole, kabely

4.2.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 4.3. Jako zdroj napětí U zvolte pin 3V3 na vývojové desce. Zvolte vhodnou hodnotu rezistoru R . Najděte rezistor R_x , který chcete měřit.
2. Změřte výstupní napětí U_o a určete z něj odpor rezistoru R_x .
3. Změřený odpor porovnejte s hodnotou uvedenou na rezistoru (dekódujte barevný kód). Případně změřte odpor R_x pomocí multimetru a porovnejte změřené hodnoty.

4.2.3 Vzorové řešení

Nejdříve je potřeba zvolit hodnotu rezistoru R a vybrat měřený rezistor R_x . My jsme zvolili $R = 1.6\text{ k}\Omega$ a náhodný rezistor z těch, které jsme měli po ruce. Dále zapojíme obvod dle schématu a změříme napětí na výstupu. Z tohoto napětí lze určit odpor rezistoru R_x dle vztahu z úvodu k této úloze. V našem případě jsme naměřili napětí 746 mV, což odpovídá odporu $R_x = 467\ \Omega$.

Z barevného kódu na neznámém rezistoru jsme zjistili, že má odpor $470\ \Omega$ s tolerancí 1%. Změřená hodnota leží v tolerančním pásmu, tudíž můžeme říci, že měření bylo přesné a metoda funguje.

4.3 Ověření Théveninova teorému

Théveninův teorém, někdy také Théveninova věta, tvrdí, že jakýkoliv lineární obvod lze nahradit skutečným zdrojem napětí (zdroj napětí a sériový odpor) připojeným v libovolné části obvodu. Postup při určování parametrů náhradního obvodu je následující:

1. Vybereme část obvodu, kterou chceme nahradit.

2. Určíme výstupní napětí nezatíženého obvodu, který budeme nahrazovat
3. Odpor náhradního zdroje určíme tak, že všechny zdroje v obvodu nahradíme jejich ekvivalentem (napěťový zkratem, proudový otevřeným obvodem). Následně určíme odpor, který naměříme mezi svorkami obvodu.

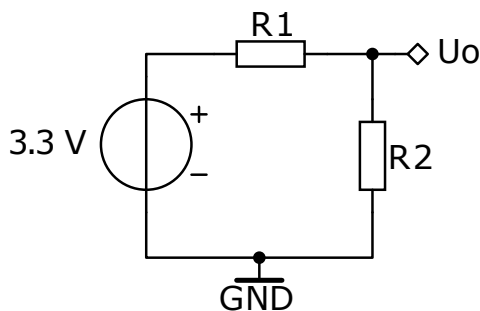
Obdobný princip existuje pro nahrazení obvodu skutečným zdrojem proudu, který se jmenuje Nortonův teorém.

4.3.1 Materiály

- tři rezistory
- LEO, nepájivé pole, kabely

4.3.2 Úkoly

1. Zvolte hodnoty rezistorů R_1 a R_2 volte libovolně s hodnotami nad $1\text{ k}\Omega$
2. Pro obvod na obrázku 4.4 určete Théveninovu náhradu
3. Zapojte obvod dle schématu. Jako zdroj napětí 3.3 V použijte pin 3V3 na desce.
4. Pomocí LEO změřte výstupní napětí obvodu.
5. Určete vnitřní odpor zdroje R_i tak, že jej zatížíte rezistorem R_Z se známým odporem (poměrová metoda měření odporu).
6. Porovnejte vypočtené a změřené parametry



Obrázek 4.4: Schéma obvodu pro ověření Théveninova teorému

4.3.3 Vzorové řešení

Pro tuto úlohu jsme zvolili odpory $R_1 = R_2 = 1.6\text{ k}\Omega$.

Výpočet

Rezistory R_1 a R_2 tvoří odporový dělič napětí. Výstupní napětí U_o lze vypočítat takto:

$$U_o = U_{in} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 3.3\text{ V} \frac{1.6\text{ k}\Omega}{1.6\text{ k}\Omega + 1.6\text{ k}\Omega} = 1.65\text{ V}$$

Zdroj napětí 3.3 V nahradíme zkratem. Nyní určíme odpor mezi výstupem a zemí. V tomto případě se jedná o paralelní kombinaci rezistorů R_1 a R_2 . Vnitřní odpor zdroje je:

$$R_i = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 800 \Omega.$$

Obvod lze tedy nahradit zdrojem napětí 1.65 V s vnitřním odporem 800 Ω .

Měření

Nejdříve změříme výstupní napětí U_o naprázdno. V našem případě jsme tedy naměřili $U_o = 1646 \text{ mV}$.

Následně jsme výstup obvodu zatížíme odporem R_Z a změřili jsme výstupní napětí obvodu. Použili jsme $R_Z = 470 \Omega$ a změřili jsme výstupní napětí zatíženého obvodu $U_{o,Z} = 600 \text{ mV}$. Vnitřní odpor R_i společně se zatěžovacím odporem R_Z tvoří odporový dělič napětí, tudíž pro výstupní napětí zatíženého obvodu platí:

$$U_{o,Z} = U_o \frac{R_Z}{R_i + R_Z},$$

z tohoto vztahu lze vyjádřit R_i :

$$R_i = R_Z \frac{U_o - U_{o,Z}}{U_{o,Z}} = 470 \Omega \frac{1646 \text{ mV} - 600 \text{ mV}}{600 \text{ mV}} = 819 \Omega.$$

Závěr

Změřené hodnoty se mírně liší od těch vypočtených. Tato odchylka je způsobena nepřesnými hodnotami rezistorů. V této úloze jsme ukázali, že výsledky získané pomocí Théveninova teorému odpovídají skutečnosti.

Kapitola 5

Vlastnosti diody

5.1 Voltampérová charakteristika diody

Voltampérová (VA) charakteristika uvádí závislost proudu procházejícího součástkou na úbytku napětí na součástce. VA charakteristika může mít různé průběhy. Například u rezistorů je lineární. Lineární VA charakteristiky ovšem nejsou příliš zajímavé, a proto se zaměříme na jednu z nejběžnějších nelineárních součástek - diodu.

Pro proud diodou platí tzv. Shockleyho rovnice, která má následující tvar:

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{nU_T}} - 1 \right)$$

I_D - proud diodou

I_S - saturační proud diodou v závěrném směru

U_D - úbytek napětí na diodě

n - emisní koeficient

U_T - termální napětí

Jak je patrné z této rovnice, závislost proudu diodou na napětí je exponenciální. V této úloze budete měřit tuto závislost.

Z VA charakteristiky diody můžeme vyčíst několik parametrů. Mezi tyto parametry patří také přední napětí diody U_F , což je napětí, při kterém již diodou spolehlivě prochází proud. Dále lze z charakteristiky vypočítat statický (R_D) a dynamický odpor (r_D) diody ve zvoleném pracovním bodě. Definovány jsou takto

$$R_D = \frac{U_D}{I_D} \quad r_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_D}$$

Statický odpor charakterizuje chování diody pro stejnosměrné signály, kdežto dynamický pro střídavé signály. Tyto parametry potřebujeme znát například při návrhu analogových obvodů.

Při zapojení diody je nutné použít sériový ochranný rezistor, který omezí proud procházející diodou. Pokud by ochranný rezistor nebyl zapojen mohlo by dojít k nenávratnému poškození diody nebo měřicího zařízení.

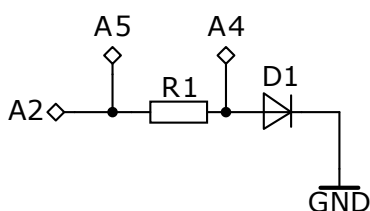
Při měření pomocí LEO postupně navyšujte napětí na diodě a monitorujte úbytek napětí na rezistoru, který je přímo úměrný proudu, který jím prochází.

5.1.1 Materiály

- křemíková dioda
- červená LED
- vhodné rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

5.1.2 Úkoly

1. Určete odpor potřebného ochranného rezistoru R_1 . Maximální výstupní napětí LEO je 3.3 V. Zvolte vhodný maximální proud (max. 10 mA). Pro křemíkovou diodu uvažujte $U_F = 0.7$ V, pro červenou LED $U_F = 1.3$ V.
2. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 5.1
3. Změřte VA charakteristiku křemíkové diody a určete její přední napětí
4. Změřte VA charakteristiku červené LED a určete její přední napětí
5. Porovnejte změřené charakteristiky a odečtená napětí
6. Pro jednu z diod zvolte pracovní bod a v něm určete statický R_D a dynamický odpor r_D .



Obrázek 5.1: Zapojení pro měření VA charakteristiky diody

5.1.3 Vzorové řešení

Ochranný odpor

Maximální vstupní napětí je $U_{in,max} = 3.3$ V. Maximální proud zvolíme $I_{D,max} = 5$ mA. Pro křemíkovou diodu ($U_F = 0.7$ V) je tedy odpor ochranného rezistoru:

$$R_1 = \frac{U_{in,max} - U_F}{I_{D,max}} = \frac{3.3 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 520 \Omega.$$

Vzhledem k tomu, že rezistor přesně této hodnoty nemáme, musíme zvolit nejbližší dostupný. Pro nás je to 470 Ω , který omezí maximální proud na 5.5 mA, což je bezpečná hodnota.

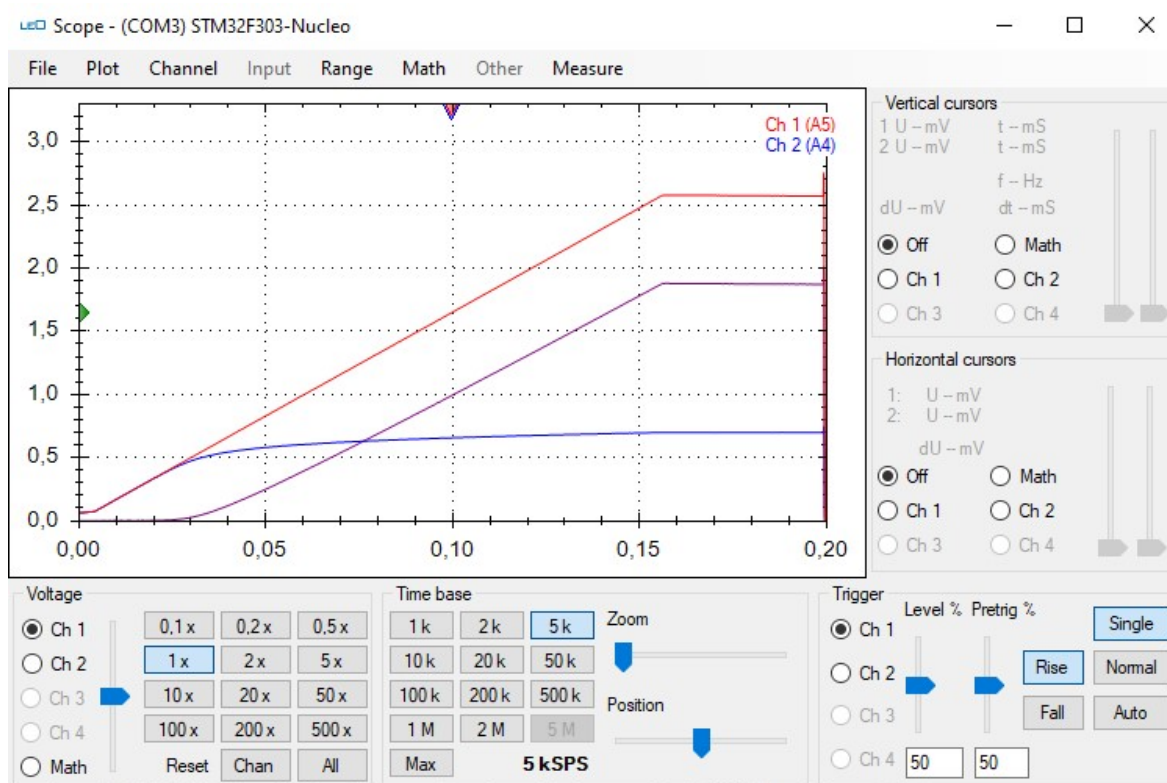
Stejným postupem získáme hodnotu ochranného rezistoru pro červenou LED, která pro proud $I_{D,max} = 5$ mA vyšla 400 Ω . I v tomto případě musíme zvolit rezistor s nejbližší hodnotou a opět je to 470 Ω .

Zapojení obvodu

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 5.1.

Měření charakteristiky

Abychom nemuseli manuálně měnit výstupní napětí LEO, použijeme generátor průběhů. V tom na kanálu 1 zvolíme pilový průběh s frekvencí 5 Hz, amplitudou 1650 mV, DC offsetem 1650 mV a střídou (duty cycle) 100%. Tak získáme lineárně rostoucí napětí. V nástroji osciloskop zvolíme měření na kanálech 1 a 2. Dále v matematickém režimu zvolíme rozdíl mezi kanály 1 a 2. Tento výsledný signál bude přímo úměrný proudu procházejícímu diodou. Výsledek měření na osciloskopu je na obrázku 5.2.



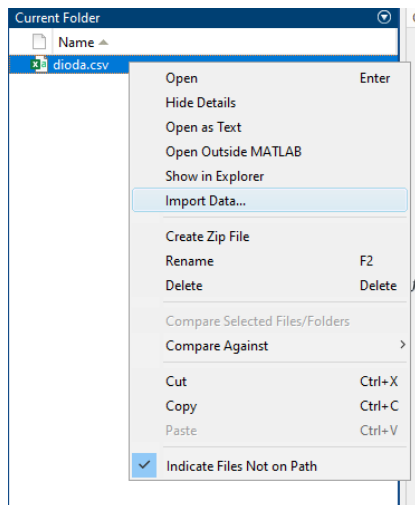
Obrázek 5.2: Záznam obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky diody

Zpracování charakteristiky v externím programu - volitelné

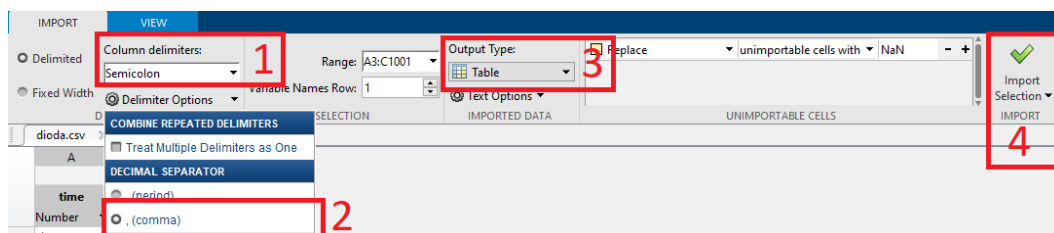
Jak je uvedeno v návodu k platformě, naměřená data lze z osciloskopu exportovat do souboru ve formátu .csv. Naměřenou charakteristiku tedy uložíme a zpracujeme v programu Matlab. Bohužel Matlab ve výchozím režimu používá pro oddělování hodnot čárku a desetinnou tečku.

V Matlabu otevřete adresář, ve kterém je záznam uložen, klikněte na něj pravým tlačítkem myši vyberte *Import data...* (viz obrázek 5.3). V okně importu dat nastavte oddělovací (středník - *Semicolon*) znak, desetinný znak (čárka - *, (comma)*) a zvolte, do jakého formátu se mají data naimportovat (matice, tabulka, ...). Dále vyberte část dat, kterou chcete importovat. To není obvykle potřeba, jelikož ve výchozím stavu

jsou vybrána všechna. Nakonec stačí kliknout na tlačítko *Import Selection*. Obrázkový postup je na obrázku 5.4.



Obrázek 5.3: Otevření nástroje pro import dat



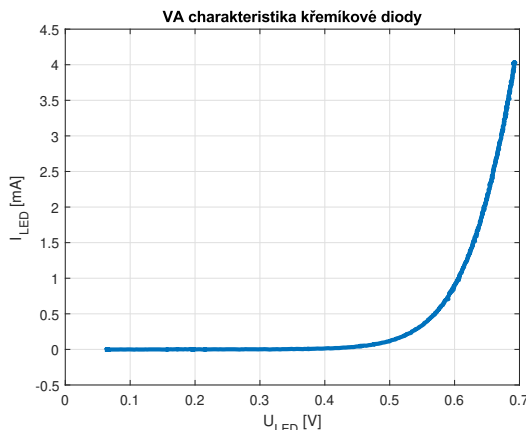
Obrázek 5.4: Postup importu dat do Matlabu

Po importu lze data zpracovat pomocí standardních příkazů Matlabu. Odečtením signálu 2 od signálu 1 získáme úbytek napětí na rezistoru R_1 . Vydělením tohoto úbytku odporem rezistoru $R_1 = 470 \Omega$ získáme proud procházející diodou. Pak už stačí vykreslit charakteristiku pomocí příkazu `plot`, kde na ose x vyneseme napětí na diodě (signál 2) a na ose y vyneseme proud diodou. Příklad takto zpracované charakteristiky je na obrázku 5.6. Na obrázku 5.5 je kód, který byl pro její vykreslení použit.

Podobnou charakteristiku lze také vytvořit v Excelu (nebo jiném tabulkovém editoru), který přímo podporuje formát `.csv`. Stačí pouze otevřít soubor se záznamem, vypočítat proud diodou a vykreslit jeho závislost na napětí `signal2`.

```
t = dioda.time;
v1 = dioda.signal1;
v2 = dioda.signal2;
R = 470;
I = 1000*(v1-v2)/R; % převod na mA
plot(v2, I, 'LineWidth', 3)
grid on
title('VA charakteristika křemíkové diody')
xlabel('U_{LED} [V]')
ylabel('I_{LED} [mA]')
```

Obrázek 5.5: Kód pro vykreslení charakteristiky v Matlabu



Obrázek 5.6: Charakteristika získaná zpracováním dat v Matlabu

Určení předního napětí diody

Z průběhu rozdílů napětí určíme moment, kdy diodou procházel proud 1 mA. Použili jsme rezistor o odporu 470Ω , potřebujeme tedy určit čas, ve kterém je rozdíl měřených napětí 470 mV. V tom samém čase odečteme napětí na diodě. V tomto případě jsme naměřili napětí 610 mV.

Červená LED

Stejným způsobem jako křemíkovou diodu, jsme změřili VA charakteristiku červené LED. V tomto případě vyšlo $U_F = 1.64 \text{ V}$. Snímek obrazovky osciloskopu je na obrázku 5.7.

Srovnání hodnot

Z charakteristik i z odečtených hodnot je patrné, že přední napětí diody se liší dle typu.

Statický a diferenciální odpor

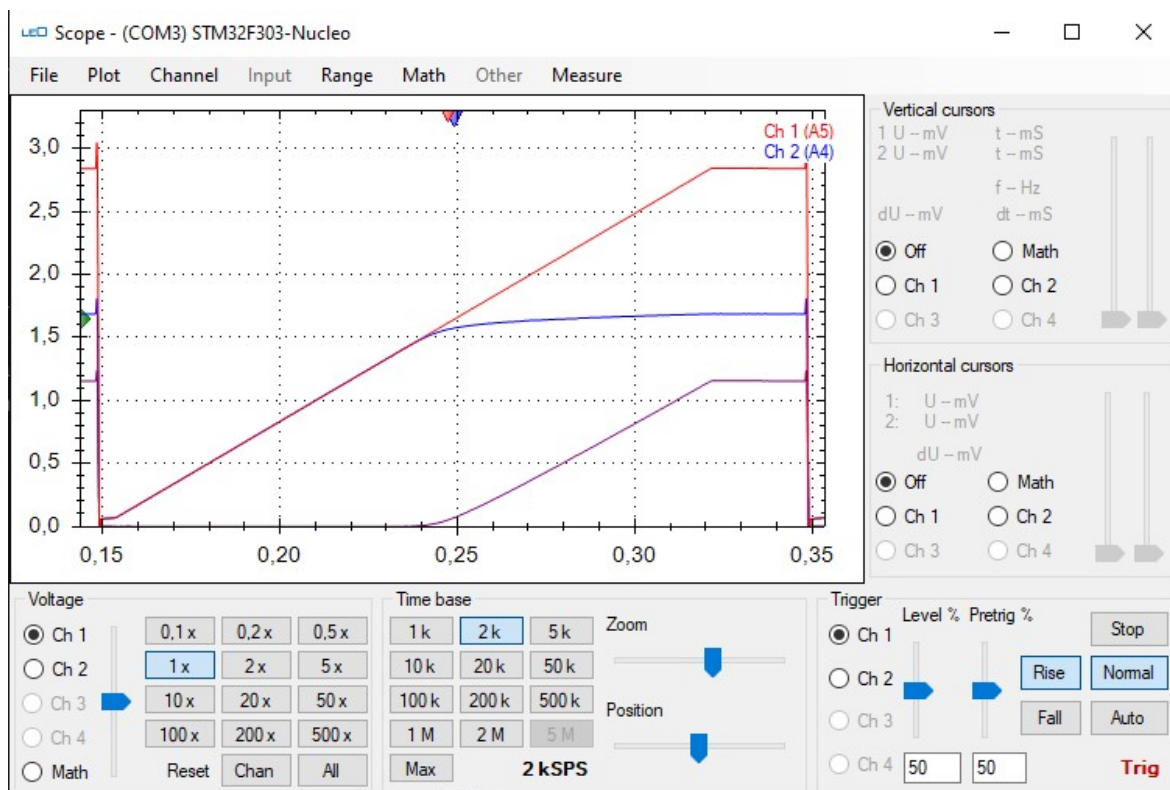
Pro určení statického a diferenciálního odporu jsme zvolili křemíkovou diodu. Zvolíme pracovní bod se stejnosměrným napětím 650 mV. Ze změřené charakteristiky odečteme proud diodou v tomto pracovním bodě. Když bylo napětí na diodě $U_D = 650 \text{ mV}$, na rezistoru byl úbytek napětí 1 V. Pomocí Ohmova zákona spočítáme, že diodou procházel proud $I_D = \frac{1 \text{ V}}{470 \Omega} = 2.13 \text{ mA}$. Statický odpor diody je tedy:

$$R_D = \frac{U_D}{I_D} = \frac{650 \text{ mV}}{2.13 \text{ mA}} = 305 \Omega.$$

Teď si představíme, že k tomto stejnosměrnému signálu je přidán střídavý signál s amplitudou 20 mV. Tento signál bude ovlivněn dynamickým odporem diody. Určíme proud diodou při napětích $U_{D1} = 630 \text{ mV}$ a $U_{D1} = 670 \text{ mV}$ stejně, jako při určování statického odporu. Námi změřené hodnoty jsou $I_{D1} = 1.46 \text{ mA}$ a $I_{D2} = 2.97 \text{ mA}$. Z těchto hodnot jsme určili dynamický odpor diody:

$$r_D = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_{D2} - U_{D1}}{I_{D2} - I_{D1}} = 26.5 \Omega.$$

5. Vlastnosti diody



Obrázek 5.7: Snímek obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky červené LED

Závěr

V této úloze jsme se seznámili s voltampérovou charakteristikou diody. Naučili jsme se, jak tuto charakteristiku změřit a jak z ní určit důležité parametry, jako je například dynamický odpor diody. Také jsme měli možnost porovnat charakteristiky dvou různých diod.

5.2 Teplotní závislost VA charakteristiky diody

V předchozí úloze (5.1) jsme měřili voltampérovou charakteristiku diody a seznámili jsme se s Shockleyho rovnicí pro proud diodou. Jak je vidět z této rovnice, proud diodou je kromě napětí na diodě závislý také na termálním napětí U_T . Toto napětí odpovídá střední hodnotě potenciálu na p-n přechodu vytvořeného pohybem elektronů a platí pro něj následující vztah:

$$U_T = \frac{kT}{q}$$

T - termodynamická teplota

k - Boltzmannova konstanta

q - elementární náboj elektronu

Při teplotě 25 °C je termální napětí 25.85 mV. S rostoucí teplotou roste i toto napětí. Termálním napětím v Shockleyho rovnici dělíme. To znamená, že pokud budeme udržovat konstantní proud diodou, bude s rostoucí teplotou klesat úbytek napětí na diodě. Tento jev lze přibližně popsat takto:

$$\left. \frac{\partial U_D}{\partial T} \right|_{I_D = \text{const}} \approx -2 \text{ mV/K.}$$

Na tomto principu je možné zkonstruovat jednoduchý teploměr, který je široce používán.

V této úloze si ověříme tuto teplotní závislost změřením voltampérové charakteristiky křemíkové diody při různých teplotách.

5.2.1 Úkoly

1. Sestavte obvod dle schématu na obrázku 5.1. Použijte ochranný rezistor $R_1 = 470 \Omega$.
2. Zaznamenejte teplotu v místnosti a změřte voltampérovou charakteristiku diody.
3. Vyberte si bod charakteristiky a poznamenejte si proud diodou I_D a napětí na diodě U_{D1}
4. Zahřejte diodu a změřte její VA charakteristiku znovu. Snažte se udržovat konstantní teplotu diody. Pro dostatečné zahřátí stačí diodu uchopit prsty.
5. Na charakteristice najděte bod, ve kterém je proud diodou stejný, jako I_D a poznamenejte si napětí na diodě U_{D2}
6. Z naměřených hodnot vypočítejte, jakou měla dioda teplotu, když jste ji zahřívali.

5.2.2 Materiály

- křemíková dioda
- 470 Ω rezistor
- nepájivé pole, LEO a kabely

5.2.3 Vzorové řešení

Pro měření charakteristiky použijeme stejný postup, jako při řešení předchozí úlohy 5.1. Během měření byla teplota v místnosti $t_1 = 20.5\text{ }^\circ\text{C}$. Nejdříve jsme změřili charakteristiku diody při pokojové teplotě. Při proudu diodou $I_{D1} = 2\text{ mA}$ byl změřen úbytek napětí na diodě $U_{D1} = 647\text{ mV}$. Následně jsme diodu zahřáli a změřili charakteristiku znovu. Ze změřené charakteristiky jsme odečetli hodnotu úbytku napětí na diodě $U_{D2} = 633\text{ mV}$ při proudu diodou $I_{D2} = 2\text{ mA}$. Víme, že $\left. \frac{\Delta U_D}{\Delta T} \right|_{I_D = \text{const}} \approx -2\text{ mV/K}$, tudíž

$$\Delta t = \Delta T = \frac{\Delta U_D}{-2\text{ mV/K}} = \frac{U_{D2} - U_{D1}}{-2\text{ mV/K}} = 7\text{ K}.$$

Ze zaznamenané pokojové teploty a změřené změny můžeme vypočítat konečnou teplotu diody $t_2 = t_1 + \Delta t = 27.5\text{ }^\circ\text{C}$.

Kapitola 6

Operační zesilovače

Operační zesilovač (OZ) je široce používaná elektronická součástka, která se používá jako základ mnoha analogových obvodů. OZ má dva vstupy, invertující (obvykle označen -) a neinvertující (+). OZ zesiluje rozdíl těchto napětí s velkým zesílením, které u moderních zařízení dosahuje stovek tisíc. Při použití OZ používáme takzvanou zpětnou vazbu, s jejíž pomocí upravujeme chování (přenosovou funkci) zesilovače.

V několika následujících úlohách si ověříme funkci základních obvodů s operačními zesilovači. Z těchto základních obvodů lze sestavit komplexnější obvody.

Operační zesilovače jsou obvykle napájeny napětím alespoň 5 V. To znamená, že na jejich výstupu může být napětí vyšší, než 3.3 V, což je maximální přípustné napětí na vstupu LEO. Z tohoto důvodu doporučujeme zařadit mezi měřený obvod a LEO ochranný odpor, který zabrání případnému poškození vstupu LEO.

6.1 Operační zesilovač jako neinvertující zesilovač

Jedním ze základních zapojení s OZ je takzvaný neinvertující zesilovač. Jak název napovídá, zesilovaný signál U_{in} je v tomto případě přiveden na neinvertující vstup. Zapojení obvodu je na obrázku 6.1. Zesílení je zde nastavováno pomocí rezistorů R_1 a R_2 . Pro výstupní napětí U_{out} platí následující vztah:

$$U_{out} = U_{in} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Zesílení je tedy

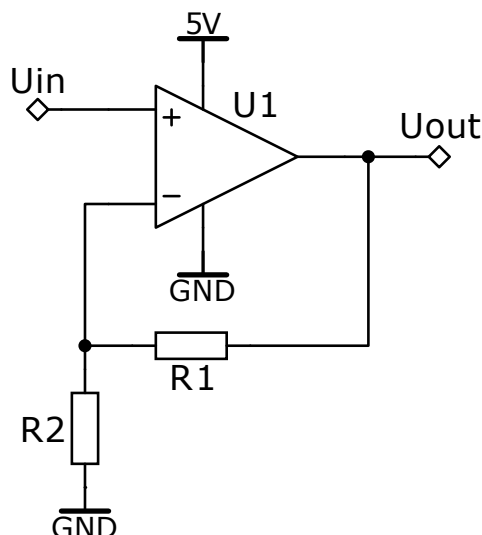
$$A = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Jak je vidět ze vztahu, zesílení je nastavováno poměrem rezistorů R_1 a R_2 . Pokud rezistor R_1 nahradíme zkratem a rezistor R_2 vynecháme, získáme zesílení 1. Toto zapojení se často používá jako impedanční oddělovač.

V této úloze si ověříme funkci OZ jako neinvertujícího zesilovače a zjistíme rozsah výstupního napětí operačního zesilovače.

6.1.1 Materiály

- operační zesilovač (LM324, MCP6002,...)
- rezistory
- nepájivé pole, LEO, kabely



Obrázek 6.1: Schéma zapojení neinvertujícího zesilovače

6.1.2 Úkoly

1. Zvolte vhodné zesílení A a tomu odpovídající rezistory. Doporučujeme zesílení do 10. Rezistory volte alespoň $1\text{ k}\Omega$, aby nedocházelo k přílišnému zatěžování výstupu, čímž by mohl být ovlivněn výsledek měření. Nezapomeňte změřené hodnoty vynásobit dělicím poměrem.
2. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 6.1. Jelikož se na výstupu zesilovače může být napětí větší než 3.3 V , je vhodné při měření použít odporový dělič napětí.
3. Připojte vstup zesilovače U_{in} na zem a změřte minimální výstupní napětí $U_{out,min}$
4. Připojte vstup zesilovače na napájecí napětí zesilovače a změřte maximální výstupní napětí $U_{out,max}$
5. V předchozích krocích jste určili rozsah výstupního napětí operačního zesilovače. Porovnejte změřené hodnoty s údaji v datasheetu OZ.
6. Nyní na vstup zesilovače připojte nastavitelný zdroj napětí. Nastavte napětí U_{in} takové, aby výstupní napětí U_{out} leželo mezi $U_{out,min}$ a $U_{out,max}$. Změřte výstupní napětí zesilovače a určete zesílení A . Porovnejte změřenou hodnotu a hodnotu určenou pomocí vztahu výše.

6.1.3 Vzorové řešení

Pro naše vzorové řešení jsme zvolili operační zesilovač MCP6002 [8] od firmy Microchip. Rozhodli jsme se použít zesílení $A = 5$. Pro poměr rezistorů tedy platí $\frac{R_1}{R_2} = 4$. Z dostupných rezistorů je této hodnotě nejbližší kombinace $R_1 = 47\text{ k}\Omega$ a $R_2 = 15\text{ k}\Omega$. S takto zvolenými rezistory bude zesílení zesilovače $A = 4.13$.

Abychom zabránili poškození mikrokontroléru, zapojili jsme na výstup zesilovače odporový dělič napětí a měřili napětí na jeho výstupu. Zvolili jsme dva $10\text{ k}\Omega$ rezistory, což zajistilo dělicí poměr 2. Všechny hodnoty měřené LEO jsme tedy museli násobit dvěma.

Výstupní rozsah OZ

Následně jsme změřili výstupní rozsah zesilovače. Změřili jsme $U_{out,min} = 3\text{ mV}$ a $U_{out,max} = 4910\text{ mV}$. Použili jsme napájecí napětí $U_{DD} = 4.925\text{ V}$. Změřený rozsah výstupního napětí je dokonce lepší uvedené v datasheetu ($U_{out,min} = V_{SS} + 25\text{ mV}$, $U_{out,max} = V_{DD} - 25\text{ mV}$).

6.1.4 Zesílení

Zvolili jsme požadované výstupní napětí $U_{out} = 2\text{ V}$. Tomu odpovídá vstupní napětí $U_{in} = 484\text{ mV}$. Na vstup zesilovače jsme připojili výstup prvního kanálu nastavitelného zdroje napětí a nastavili tuto hodnotu. Změřili jsme výstupní napětí $U_{out} = 2002\text{ mV}$, ze kterého jsme určili zesílení

$$A = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{2002\text{ mV}}{484\text{ mV}} = 4.136$$

Tato hodnota téměř přesně odpovídá vypočtené hodnotě.

Závěr

V této úloze jsme se seznámili se zapojením OZ jako neinvertujícího zesilovače. Ověřili jsme funkci zesilovače a platnost vztahu pro výstupní napětí. Během měření jsme také změřili výstupní rozsah OZ a porovnali změřené hodnoty s hodnotami uvedenými v datasheetu.

6.2 Operační zesilovač jako invertující zesilovač

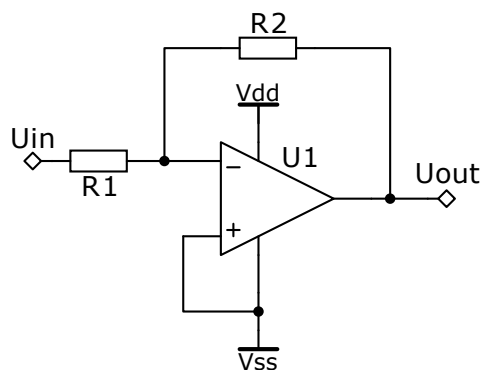
Velmi rozšířeným zapojením s operačním zesilovačem je takzvaný invertující zesilovač. Na obrázku 6.2 můžete vidět schéma. Jak název a schéma napovídají, vstupní signál je přiveden na invertující vstup operačního zesilovače. Analýzou obvodu zjistíme, že pro výstupní napětí platí vztah

$$U_{out} = -\frac{R_2}{R_1}U_{inl}$$

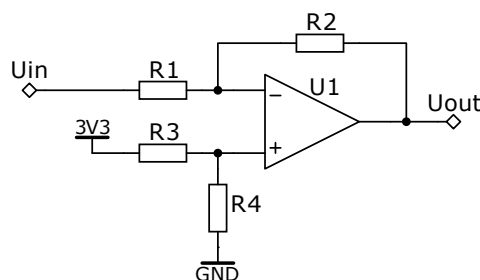
Stejně jako u neinvertujícího zesilovače je zesílení nastavováno poměrem zvolených rezistorů. Ze vztahu je vidět, že výstupní signál je také invertován. Při použití asymetrického napájení OZ představuje inverze problém, jelikož takto napájené operační zesilovače nemohou na výstupu vytvořit záporné napětí. Z tohoto důvodu je nutné použít zapojení s posunutou nulou, které je na obrázku 6.3. Zesilovač se v tomto zapojení chová jako diferenční zesilovač. Pokud $R_1 = R_3$ a $R_2 = R_4$, pro výstupní napětí platí:

$$U_{out} = \frac{R_2}{R_1}(3.3\text{ V} - U_{in})$$

V této úloze seznámíme s použitím OZ jako invertujícího zesilovače a ověříme jeho funkci.



Obrázek 6.2: Zapojení OZ jako invertujícího zesilovače



Obrázek 6.3: Zapojení invertujícího zesilovače s posunutou nulou

6.2.1 Materiály

- operační zesilovač
- rezistory
- nepájivé pole, LEO, kabely

6.2.2 Úkoly

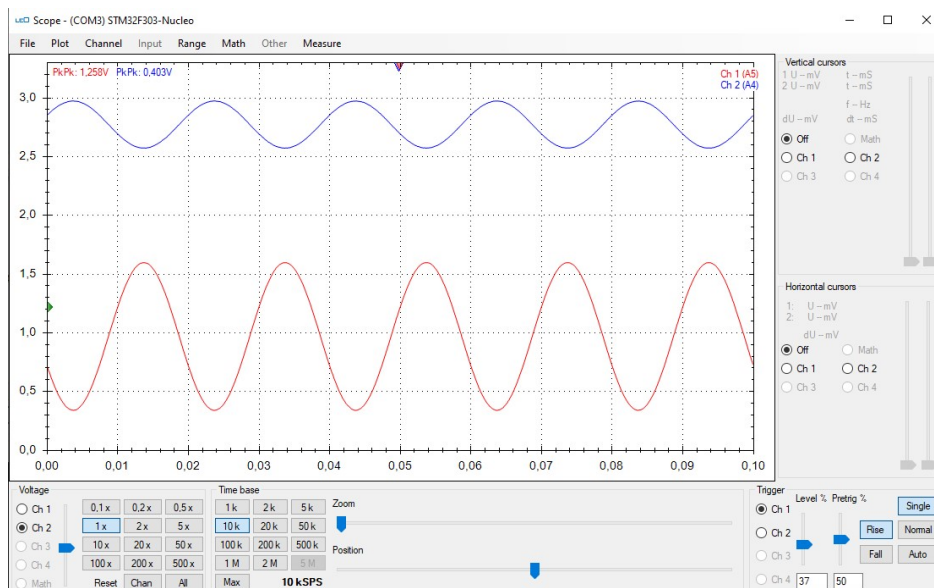
1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 6.3. Rezistory R_1 a R_2 volte tak, aby zesílení bylo menší než 5. Při měření před vstup LEO zařad'te odporový dělič napětí nebo alespoň ochranný rezistor.
2. Přiveďte na vstup zesilovače sinusový signál s amplitudou 200 mV a stejnosměrnou složkou 3 V. Pomocí osciloskopu změřte amplitudy vstupního a výstupního signálu. Zaznamenejte průběhy vstupního a výstupního napětí. Všimněte si také fázového posunu mezi signály (inverze = posun o 180°).
3. Ze změřených amplitud určete zesílení zesilovače a porovnejte jej s teoretickou hodnotou ($A = R_2/R_1$).

6.2.3 Vzorové řešení

Pro naše řešení úlohy jsme zvolili operační zesilovač MCP6002 [8] od firmy Microchip. Zvolili jsme rezistory $R_1 = R_3 = 15 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = R_4 = 47 \text{ k}\Omega$, čímž jsme dosáhli zesílení $A = 3.13$. Dále jsme zapojili obvod dle schématu a na vstup zesilovače jsme připojili první kanál generátoru průběhů. Použili jsme sinusový signál s frekvencí 50 Hz

amplitudou 200 mV a stejnosměrnou složkou 3 V. Z důvodu ochrany mikrokontroléru jsme mezi výstup zesilovače a vstup LEO zařadili 470 Ω ochranný rezistor.

Pomocí osciloskopu jsme zaznamenali průběhy vstupního a výstupního napětí, které můžete vidět na obrázku 6.4. Změřili jsme amplitudy signálů $u_{in} = 201$ mV a $u_{i} = 629$ mV. Z těchto hodnot jsme určili zesílení $A = 3.13$, což se shoduje s hodnotou určenou ze vztahu pro výstupní napětí. Také jsme pozorovali, že mezi signály došlo v důsledku inverze k fázovému posunu o 180° .

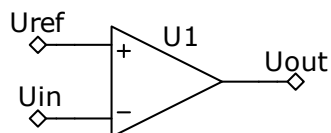


Obrázek 6.4: Záznam průběhů vstupního (modře) a výstupního (červeně) napětí invertujícího zesilovače s posunutou nulou

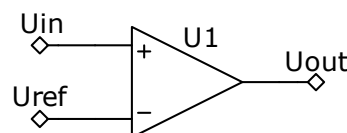
6.3 Komparátor

Všechna předchozí zapojení s OZ používal zápornou zpětnou vazbu, která dovoluje měnit přenosovou funkci zesilovače. Při použití OZ jako komparátoru není zavedena žádná zpětná vazba, ale je využito velkého zesílení OZ, které způsobí, že pokud jsou napětí na vstupech OZ různá, na výstupu se objeví kladné nebo záporné saturační napětí. Podobně jako u zesilovačů s OZ, i komparátory mají invertující a neinvertující variantu. Schémata těchto zapojení jsou na obrázku 6.5. Velikost napětí U_{ref} určuje úroveň vstupního napětí, při které dojde ke změně výstupní úrovně (někdy označováno jako klopné napětí).

V této úloze si vyzkoušíme zapojení OZ jako komparátoru.

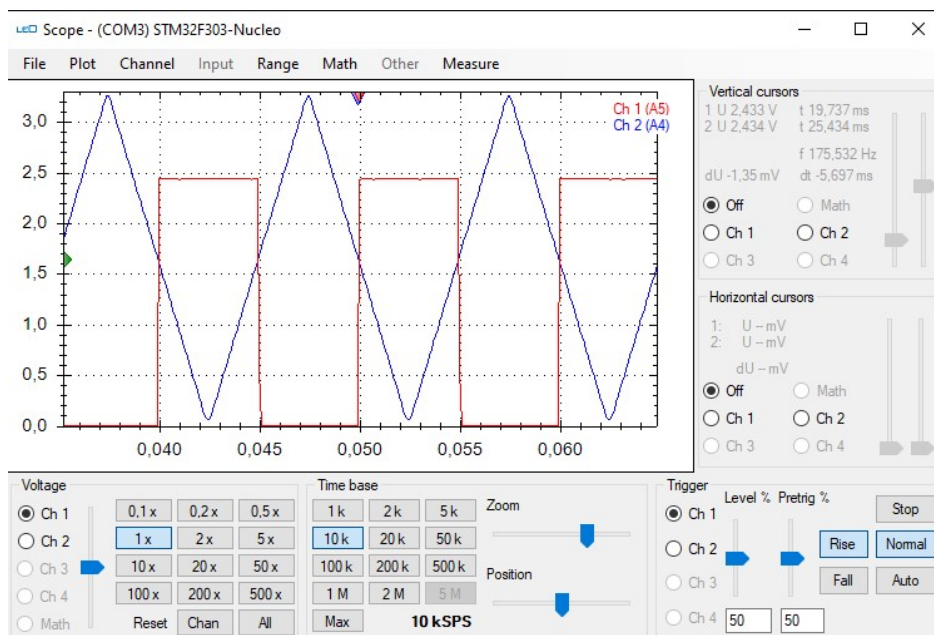


(a) Invertující komparátor



(b) Neinvertující komparátor

Obrázek 6.5: Zapojení OZ jako komparátoru



Obrázek 6.6: Záznam vstupu (modře) a výstupu (červeně) invertujícího komparátoru

6.3.1 Materiály

- operační zesilovač (LM324, MCP6002)
- nepájivé pole, LEO, kabely

6.3.2 Úkoly

1. Zapojte libovolnou variantu komparátoru. Mezi výstup OZ a vstup LEO zařadte odporový dělič napětí.
2. Zvolte hodnotu referenčního napětí U_{ref} . Jako zdroj můžete použít jeden kanál generátoru průběhů nastavený na konstantní hodnotu.
3. Na vstup komparátoru připojte proměnlivý signál (pila, sinus) a ověřte správnost funkce. Zaznamenejte průběhy vstupního a výstupního napětí.

6.3.3 Vzorové řešení

Zapojili jsme invertující komparátor s referenčním napětím $U_{ref} = 1.65 \text{ V}$. Na vstup komparátoru jsme přivedli pilový signál s amplitudou 1.65 V. Pro dělič na výstupu komparátoru jsme zvolili dělicí poměr 2 (dva 15 k Ω rezistory). Na obrázku 6.6 je záznam změřených průběhů.

Komparátor funguje dle očekávání.

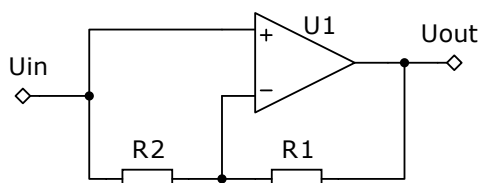
6.4 Měření vstupního napěťového offsetu

Při analýze obvodů s OZ jsme doposud uvažovali ideální operační zesilovač. Existuje několik parametrů reálných operačních zesilovačů, které mohou způsobit odchylky od teoretických výpočtů. Jedním z těchto parametrů je právě vstupní napěťový offset. U

ideálního OZ je mezi vstupy nulové napětí, vstupní napěťový offset představuje napětí mezi vstupy reálného OZ.

V této úloze změříme vstupní napěťový offset operačního zesilovače. Jelikož používáme unipolární OZ a napěťový offset může být kladný i záporný, musíme pro měření použít zesilovač s posunutou nulou. Schéma je na obrázku 6.7. Pro vstupní napěťový offset U_{off} platí vztah:

$$U_{in} - U_{out} = U_{off} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right)$$



Obrázek 6.7: Zapojení pro měření vstupního napěťového offsetu

6.4.1 Materiály

- operační zesilovač (LM324, MCP6002)
- rezistory
- nepájivé pole, LEO, kabely

6.4.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu. Jelikož je U_{off} obvykle nabývá malých hodnot, je nutné volit rezistory R_1 a R_2 tak, aby byl napěťový offset zesílen alespoň 100 krát. Napětí U_{in} volte libovolně (například 1 V).
2. Změřte výstupní napětí U_{out} . Použijte ochranný rezistor či odporový dělič napětí.
3. Ze změřeného napětí U_{out} určete vstupní napěťový offset a porovnejte změřenou hodnotu s údajem v datasheetu.

6.4.3 Vzorové řešení

Pro náš experiment jsme zvolili operační zesilovač MCP6002 [8]. Abychom dosáhli dostatečného zesílení, použili jsme rezistory $R_1 = 47 \text{ k}\Omega$ a $R_2 = 470 \Omega$. Zvolili jsme vstupní napětí $U_{in} = 1 \text{ V}$.

Změřili jsme výstupní napětí $U_{out} = 1094 \text{ mV}$. Z tohoto lze určit vstupní napěťový offset:

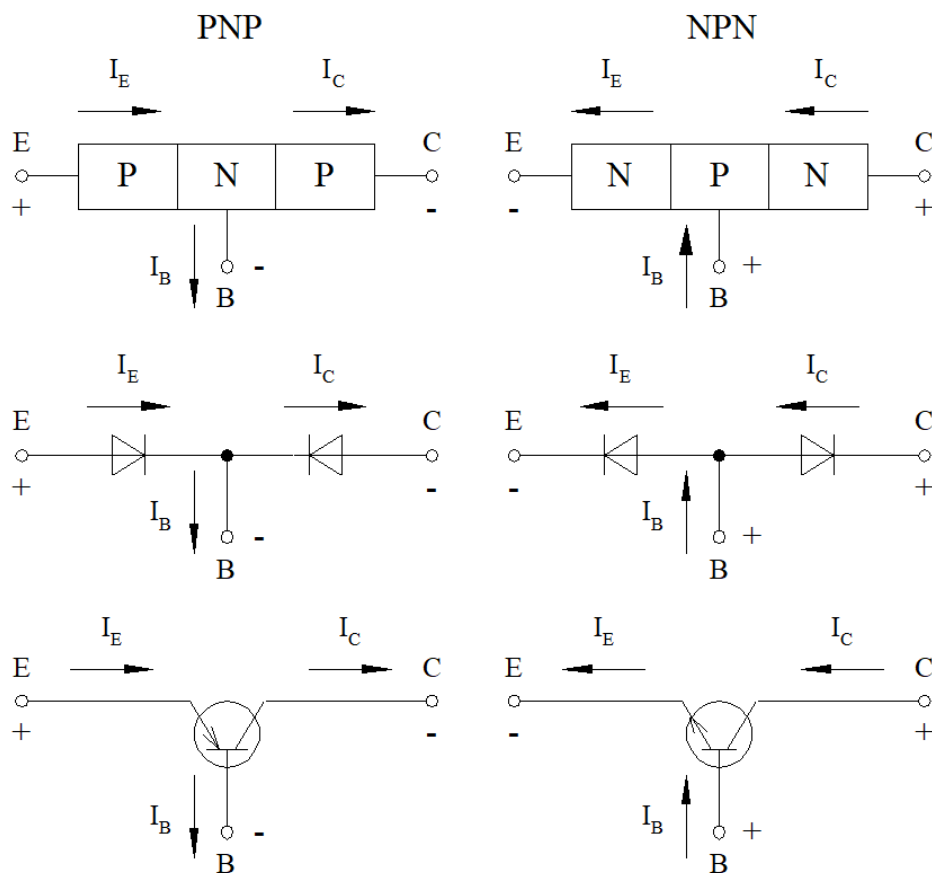
$$U_{off} = \frac{U_{in} - U_{out}}{\frac{R_1}{R_2} + 1} = \frac{1000 \text{ mV} - 1094 \text{ mV}}{\frac{47 \text{ k}\Omega}{470 \Omega} + 1} = 0.94 \text{ mV}$$

Výrobce uvádí maximální $U_{off} = \pm 4.5 \text{ mV}$. Námi naměřená hodnota v tomto rozsahu leží.

Kapitola 7

Tranzistory

Bipolární tranzistor je třívrstvá polovodičová součástka se dvěma PN přechody. Tranzistor lze reprezentovat náhradním schématem s diodami podle obrázku 7.1. Podle uspořádání vrstev, co do typu vodivosti, rozdělujeme tranzistory typu NPN a PNP. Jak je vidět na obrázku 7.1 jsou oba typy tranzistorů navzájem ekvivalentní, až na polaritu napětí a směr proudů.



Obrázek 7.1: Náhradní diodový model tranzistoru [10]

Tranzistor může být reprezentován dvojbranem (čtyřpólem), kdy jedna z elektrod je společná vstupu i výstupu. Tento systém lze popsat stavovými rovnicemi

$$\begin{aligned}
 u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\
 i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2
 \end{aligned}$$

Tranzistor obvykle provozujeme v určitém pracovním bodě. Provedeme-li linearizaci v okolí tohoto pracovního bodu, můžeme napsat stavové rovnice ve tvaru

$$\begin{aligned}\Delta U_{BE} &= h_{11E}\Delta I_B + h_{12E}\Delta U_{CE} \\ \Delta I_C &= h_{21E}\Delta I_B + h_{22E}\Delta U_{CE}\end{aligned}$$

Pro $u_2 = \Delta U_{CE} = 0$, tedy $U_{CE} = \text{konst.}$ můžeme zavést proudový zesilovací činitel nakrátko

$$h_{21E} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Parametry h_{11E} , h_{12E} , h_{21E} a h_{22E} představují hybridní diferenciální parametry tranzistoru. Index E označuje, že jsou stanoveny pro případ zapojení se společným emitorem.

Vlastnosti tranzistoru lze popsat stejnsměrnými veličinami, které charakterizují tranzistor jako dvojbran. Vztahy těchto veličin obvykle reprezentují vstupní ($I_B = f(U_{BE}); U_{CE} = \text{konst.}$) a výstupní ($I_C = f(U_{CE}); I_B = \text{konst.}$) statická charakteristika tranzistoru.

Bipolární tranzistor se používá nejčastěji ve dvou základních zapojeních:

- Tranzistor jako lineární zesilovač pro malé signály
- Tranzistor jako bezkontaktní spínač

Tranzistor jako zesilovač

Zesilovač považujeme za aktivní nelineární dvojbran, který tvoří sám tranzistor a pomocné obvody pro nastavení a případně stabilizaci jeho pracovního bodu. Jelikož uvažujeme malé signály, lze uvažovat v okolí pracovního bodu lineární model tohoto dvojbranu popsaný stavovými rovnicemi a pracovní bod umísťovat do této lineární oblasti.

Tranzistor jako spínač

Při použití tranzistoru jako spínače naopak pracujeme s velkými signály. Skokovou změnou proudu do báze měníme pracovní oblast tranzistoru z nevodivého stavu do vodivého stavu (saturace).

Při $I_B = 0$ se tranzistor chová jako pasivní prvek s velmi vysokým odporem mezi kolektorem a emitorem. Při $U_{CB} = 0$ se tranzistor chová jako pasivní prvek s velmi nízkým odporem mezi kolektorem a emitorem. V zapnutém stavu je tranzistor ve stavu saturace. To znamená, že je v bázi přebytek volných nosičů náboje a přechod PN kolektor-báze je polarizován v přímém směru. Při zpětném vypínání nelze zajistit rychlé odčerpání nadbytečného náboje z báze, a tím se prodlužuje doba vypnutí. Z tohoto důvodu pracovní bod tranzistoru v sepnutém stavu umísťujeme na okraj saturační oblasti, abychom zkrátili dobu zotavení při rozpínání tranzistoru.

Unipolární tranzistor MOS

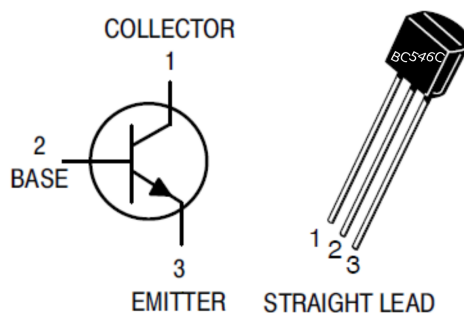
Na rozdíl od bipolárních tranzistorů, které jsou řízené proudem, tranzistor MOS je řízený elektrickým polem na hradle (gate), které je izolováno od křemíkového kanálu vrstvou oxidu. Odtud označení Metal-Oxide-Silicon (MOS).

U tranzistoru NMOS se vodivý kanál mezi source (analogie emitoru) a drain (analogie kolektoru) zužuje vlivem napětí mezi gate a source. U tranzistoru PMOS se naopak kanál mezi drain a source vlivem napětí mezi gate a source vytváří nebo rozšiřuje.

Pro demonstraci využijeme bipolární tranzistor NPN a unipolární tranzistor NMOS, jelikož nevyžadují zápornou polaritu napětí a jejich parametry jsou okamžitě pomocí LEO měřitelné bez použití přídavných obvodů.

7.1 Základní testy na tranzistoru pomocí multimetru

Ověřit funkčnost tranzistoru lze pomocí multimetru. Tím lze i odhadnout funkci jednotlivých pinů tranzistoru. Tranzistor otočíme čelem (textem) k sobě, podle obrázku 7.2. Základní měření provedeme pomocí multimetru ve funkci testeru diod. Na první pin přiložíme COM svorku multimetru a postupně druhou svorku multimetru přikládáme k zbylým dvěma pinům, přičemž sledujeme hodnotu napětí na multimetru.



Obrázek 7.2: Vizualizace součástky tranzistoru, upraveno z [6]

- Mezi piny 1 a 2 naměříme úbytek napětí $U = 0.683\text{ V}$
- Mezi piny 1 a 3 ukazuje multimetr OL – „over limit“
- Našli jsme jeden PN přechod tranzistoru a jeho polaritu

Analogicky přiložíme COM svorku multimetru na druhý pin a postupně druhou svorku multimetru přikládáme k zbylým dvěma pinům a sledujeme hodnotu napětí na multimetru.

- Mezi piny 2 a 1 ukazuje multimetr OL – „over limit“
- Mezi piny 2 a 3 ukazuje multimetr OL – „over limit“

Naposled přiložíme COM svorku multimetru na třetí pin a postupně druhou svorku multimetru přikládáme k zbylým dvěma pinům a sledujeme hodnotu napětí na multimetru.

- Mezi piny 3 a 1 ukazuje multimetr OL – „over limit“
- Mezi piny 3 a 2 naměříme úbytek napětí $U = 0.687\text{ V}$
- Našli jsme druhý PN přechod tranzistoru a jeho polaritu

Podle výše úbytku napětí na přechodu můžeme odhadnout, že pin 3 je emitor tranzistoru, jelikož úbytek na diodě báze-emitor bývá o něco větší než úbytek na diodě báze-kolektor Analogické testování lze provést pomocí multimetru ve funkci měření odporu.

- Mezi piny 1 a 2 ukazuje multimetr $R = 29.2 \text{ M}\Omega$
- Mezi piny 3 a 2 ukazuje multimetr $R = 31.0 \text{ M}\Omega$
- V ostatních kombinacích pinů ukazuje multimetr OL – „over limit“

I z tohoto testování lze odhadovat funkci jednotlivých pinů tranzistoru, pokud nejsou označeny. Některé multimetry jsou vybaveny funkcí měření zesilovacího činitele tranzistorů h_{21E} . U bipolárního tranzistoru NPN BC546C jsme změřili $h_{21E} = 354$

7.2 Voltampérová charakteristika přechodu báze-emitör a báze-kolektor bipolárního tranzistoru

V této úloze navážeme na úlohu měření voltampérové (VA) charakteristiky diody. Budeme-li uvažovat model tranzistoru pomocí diod, viz obrázek 7.1, očekáváme VA charakteristiku přechodu báze-emitör obdobnou VA charakteristice obyčejné polovodičové diody. VA charakteristika je závislost

$$I_B = f(U_{BE})$$

resp.

$$I_B = f(U_{BC})$$

Budeme tedy měřit proud I_B do báze tranzistoru a napětí U_{BE} na přechodu báze-emitör nebo napětí U_{BC} na přechodu báze-kolektor.

7.2.1 Materiály

- bipolární tranzistor NPN BC546C [6]
- vhodné rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

7.2.2 Úkoly

1. Navrhněte odporovou síť pro měření VA charakteristiky tranzistoru NPN.
2. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.3
3. Zobrazte VA charakteristiku přechodu báze-emitör
4. Zobrazte VA charakteristiku přechodu báze-kolektor
5. Porovnejte změřené charakteristiky

7.2.3 Vzorové řešení

Odporová síť

LEO v sobě neobsahuje zabudovanou funkci ampérmetru. Je třeba proud I_B měřit nepřímo, pomocí voltmetru a bočnicku (rezistoru R_B v sérii s měřeným obvodem). Pro jednoduchou reprezentaci výsledků můžeme volit hodnotu rezistoru $R_B = 1\ \Omega$, $10\ \Omega$, $100\ \Omega$, $1\ \text{k}\Omega$, $10\ \text{k}\Omega$, apod. Elektrický proud pak určíme ze vztahu:

$$I_B = \frac{U_{R_B}}{R_B}$$

kde U_{R_B} je napětí na bočnicku a R_B je zvolená hodnota bočnicku. Hodnotu bočnicku volíme s ohledem na maximální výkonovou zatížitelnost P_{max} bočnicku.

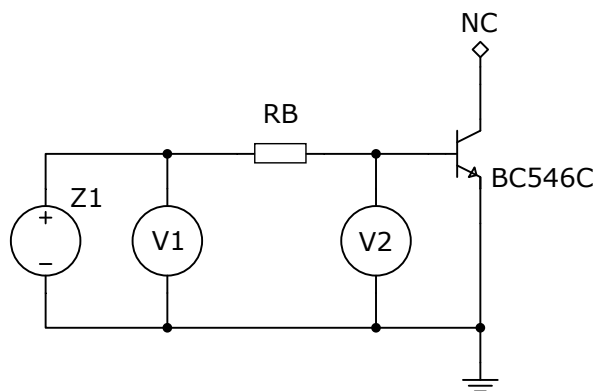
$$P_{max} = I_B U_{R_B} = R_B I_B^2$$

Jako bočník lze využít i libovolný rezistor v obvodu, kterým protéká proud, který chceme měřit. Proud do báze budeme volit v řádu desítek μA . Budeme tedy nastavovat napětí na zdroji Z_1 , měřit napětí U_{BE} na voltmetru V_2 a proud rezistorem $R_B = 10\ \text{k}\Omega$, který určíme jako

$$I_B = \frac{U_{V_1} - U_{V_2}}{R_B} = \frac{U_{Z_1} - U_{BE}}{R_B} \approx \frac{1\ \text{V} - 0.7\ \text{V}}{10\ \text{k}\Omega} \approx 30\ \mu\text{A}$$

Zapojení obvodu

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 7.3.



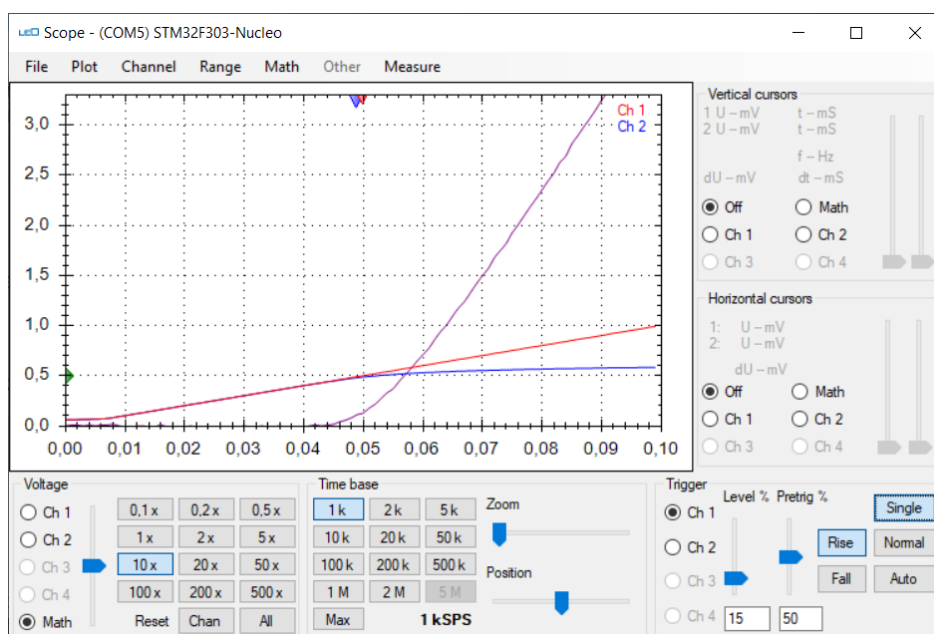
Obrázek 7.3: Schéma zapojení pro měření VA charakteristiky přechodu báze-emitor bipolárního tranzistoru

Měření VA charakteristiky přechodu báze-emitor

Měření můžeme provádět na LEO bodově. Využijeme napěťový zdroj a dva voltmetry. Na napěťovém zdroji budeme nastavovat napětí v rozsahu třeba $0 - 1\ \text{V}$. Na voltmetru V_1 měříme nastavené napětí, na voltmetru V_2 měříme napětí přímo na přechodu báze-emitor. Od hodnoty $500\ \text{mV}$ nastavené na zdroji, očekáváme, že rozdíl potenciálů na koncích rezistoru R_B se bude zvyšovat. Obvodem začne téct proud I_B , PN přechod báze-emitor se začne otevírat. Při dalším zvyšování napětí na zdroji se

hodnota napětí na přechodu báze-emitor ustálí na hodnotě cca 0.7 V. Když si jednotlivé hodnoty zapíšeme do tabulky, budeme moci sestrojit VA-charakteristiku přechodu báze-emitor.

Měření charakteristiky lze automatizovat. Hodnotu na zdroji Z_1 budeme nastavovat pomocí generátoru, a to pilovitým průběhem. Nastavíme průběh pila, frekvenci 10 Hz, amplitudu 500 mV, střidu 100% a offset 500 mV. Získáme tak lineárně rostoucí průběh napětí od 0 V do 1 V s frekvencí 10 Hz. Voltmetry V_1 a V_2 lze nahradit dvěma kanály na osciloskopu. Osciloskop umožňuje i základní matematické operace s průběhy na kanálech 1 a 2. Využijeme rozdíl kanálu 1 a 2, který je přímo úměrný proudu I_B . Volíme-li $R_B = 10\text{ k}\Omega$, pak je hodnota totožná s proudem I_B až na jednotky. Potom VA charakteristiku vidíme v reálném čase přímo na osciloskopu.

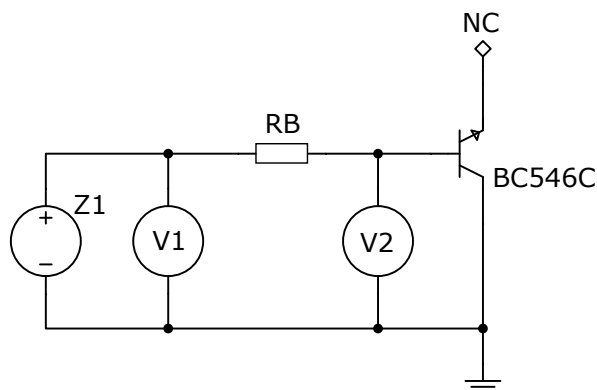


Obrázek 7.4: Záznam obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky přechodu báze-emitor tranzistoru NPN

Nyní vidíme na osciloskopu přímo průběh VA charakteristiky přechodu báze-emitor 7.4. Časová osa představuje nastavované napětí na zdroji Z_1 jen v měřítku 1:10. Napěťová osa při zvolení rozsahu 10x, představuje proud I_B v μA v měřítku 1:10, jelikož jsme zvolili $R_B = 10\text{ k}\Omega$.

Zapojení obvodu pro měření přechodu báze-kolektor

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 7.5.



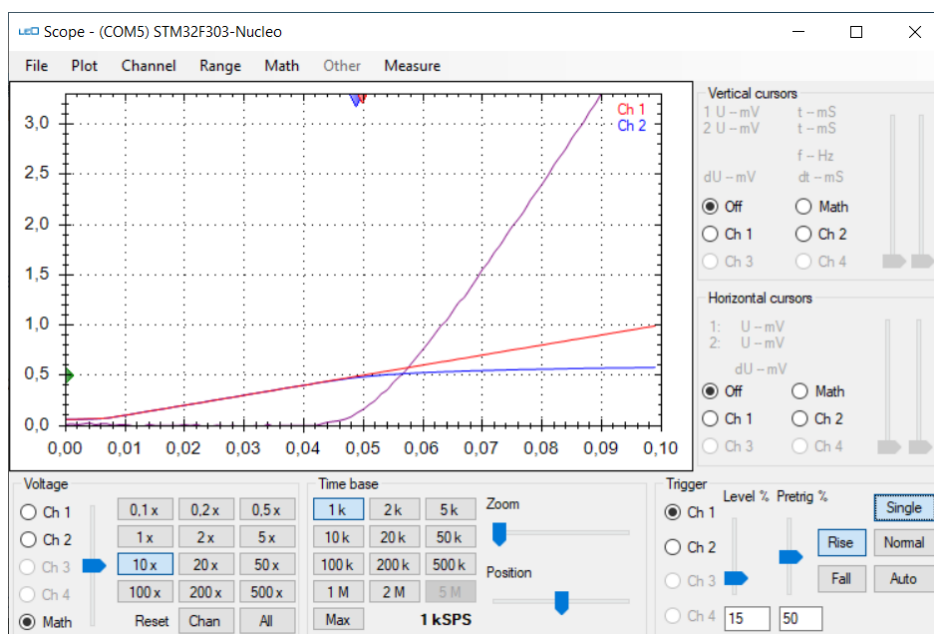
Obrázek 7.5: Schéma zapojení pro měření VA charakteristiky přechodu báze-kolektor bipolárního tranzistoru

Měření VA charakteristiky přechodu báze-kolektor

Budeme nastavovat napětí na zdroji Z_1 , měřit napětí U_{BC} na voltmetru V_2 a proud rezistorem $R_B = 10\text{ k}\Omega$, který určíme jako

$$I_B = \frac{U_{V1} - U_{V2}}{R_B} = \frac{U_{Z1} - U_{BC}}{R_B} \approx \frac{1\text{ V} - 0.7\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} \approx 30\text{ }\mu\text{A}$$

Měření můžeme opět provádět na LEO bodově nebo automatizovaně pomocí generátoru lineárně rostoucího napětí. Na osciloskopu (obrázek 7.6) si pak můžeme zobrazit pomocí matematických funkcí přímo charakteristiku úměrnou proudu I_B až na jednotky.



Obrázek 7.6: Záznam obrazovky osciloskopu při měření VA charakteristiky přechodu báze-kolektor tranzistoru NPN

Pro sestavení VA charakteristiky lze využít funkce uložení průběhů ve formátu *.csv a charakteristiku sestavit například v Excelu.

Porovnání charakteristiky přechodu BE a BC

Při porovnání obou charakteristik si můžeme všimnout rozdílu. Ten je způsoben rozdílnou dotací N polovodiče v případě kolektoru a emitoru. To současně koresponduje s testy, které lze provést pomocí obyčejného multimetru. Pomocí testeru diod se měří vlastně napětí, při kterém se daná dioda otevírá. Dioda báze-emitor má skutečně toto „zlomové“ napětí vyšší než dioda báze-kolektor.

Závěr

Přesvědčili jsme se, že tranzistor obsahuje skutečně dva PN přechody jejichž VA charakteristika je obdobná VA charakteristice polovodičové diody. Na základě otevíracího napětí přechodu lze určit míru dotace polovodiče a následně odhadnout, o který přechod tranzistoru se jedná.

7.3 Výstupní charakteristika bipolárního tranzistoru

Výstupní charakteristika tranzistoru je závislost $I_C = f(U_{CE}); I_B = \text{konst.}$ Nastavíme konstantní hodnotu proudu I_B do báze tranzistoru. Dále budeme nastavovat napětí v kolektorovém obvodu tranzistoru U_{CE} a měřit proud kolektorem I_C . Výstupní charakteristika je vhodná interpretace funkce daného tranzistoru pro správně určení jeho pracovního bodu v navrhovaném obvodu.

7.3.1 Materiály

- bipolární tranzistor NPN BC546C [6]
- vhodné rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

7.3.2 Úkoly

1. Navrhnete odporovou síť pro měření VA charakteristiky tranzistoru NPN.
2. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.7
3. Zobrazte výstupní charakteristiku tranzistoru na osciloskopu
4. Sestrojte graf výstupní charakteristiky pro různé bázové proudy

7.3.3 Vzorové řešení

Odporová síť

LEO neumožňuje současné použití zdroje napětí a generátoru průběhů. Využijeme tedy generátor, jak pro nastavení konstantního bázového proudu I_B , tak i pro změnu napětí U_{CE} vhodným nastavením pilového a obdélníkového průběhu.

Na generátoru nastavíme dva průběhy. Na kanálu 1 nastavíme konstantní napětí, kterým budeme generovat konstantní proud do báze přes odpor $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ a na kanálu 2 nastavíme lineárně rostoucí napětí od 0 do 2 V.

Zvolíme průběh obdélník na kanálu 1, frekvenci 10 Hz, amplitudu 0 mV, střihu 100% a offset 800 mV. Offset zde představuje hodnotu napětí, kterým lze přes odpor $R_B = 10 \text{ k}\Omega$ generovat maximální proud

$$I_B = \frac{800 \text{ mV}}{10 \text{ k}\Omega} = 80 \mu\text{A}$$

Při otevřeném přechodu báze-emitor to pak bude méně dle vztahu

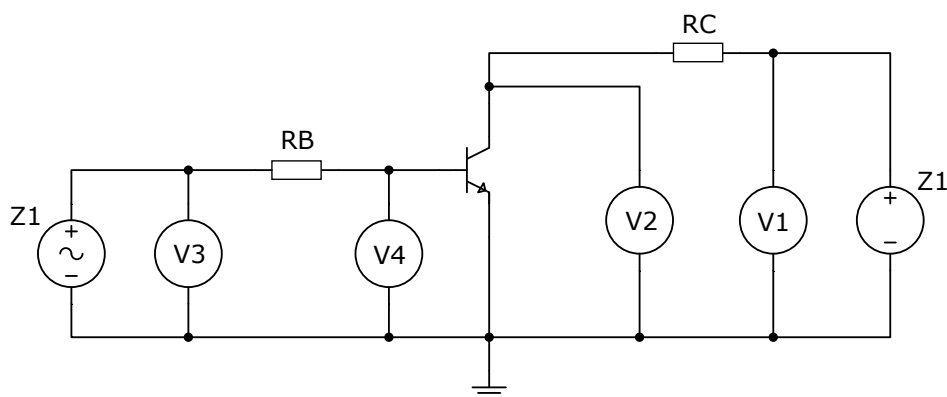
$$I_B = \frac{800 \text{ mV} - U_{BE}}{10 \text{ k}\Omega}$$

Zvolíme průběh pila na kanálu 2, frekvenci 10 Hz, amplitudu 1000 mV, fázi 0° , střihu 100% a offset 1000 mV. Získáme tak lineárně rostoucí průběh napětí od 0 V do 2 V s 10 Hz.

Abychom na osciloskopu mohli vidět průběh výstupní charakteristiky v reálném čase, budeme na kanálu 1 měřit napětí na zdroji lineárně rostoucího napětí Z_2 a na kanálu 2 měřit napětí na kolektoru U_{CE} . Využitím matematické operace rozdíl kanálů 1 a 2 zobrazíme průběh, který je přímo úměrný proudu I_C . Volíme-li $R_C = 100 \Omega$, pak je hodnota totožná z proudem I_C až na jednotky.

Zapojení obvodu

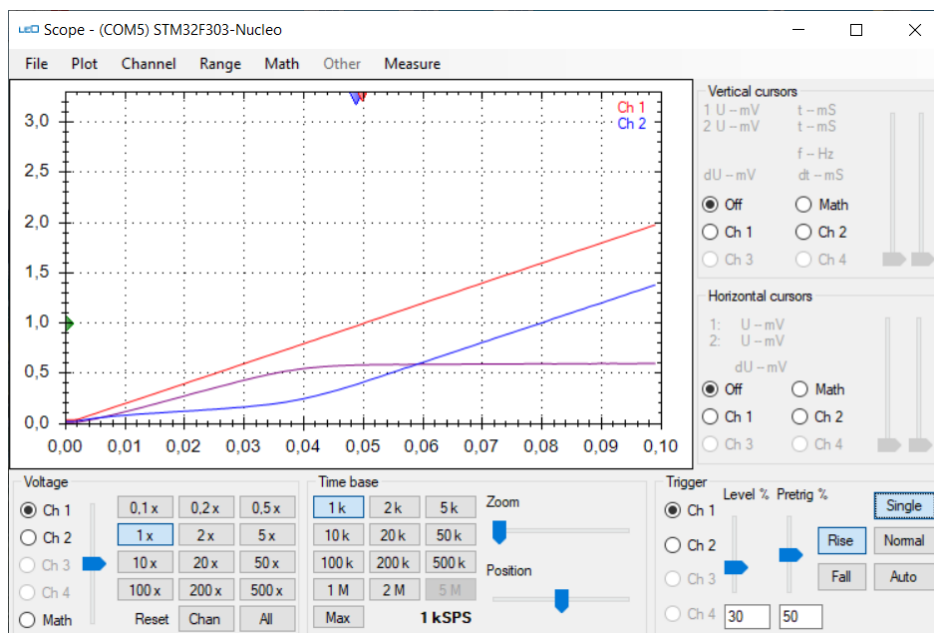
Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 7.7.



Obrázek 7.7: Schéma pro měření výstupní charakteristiky tranzistoru NPN

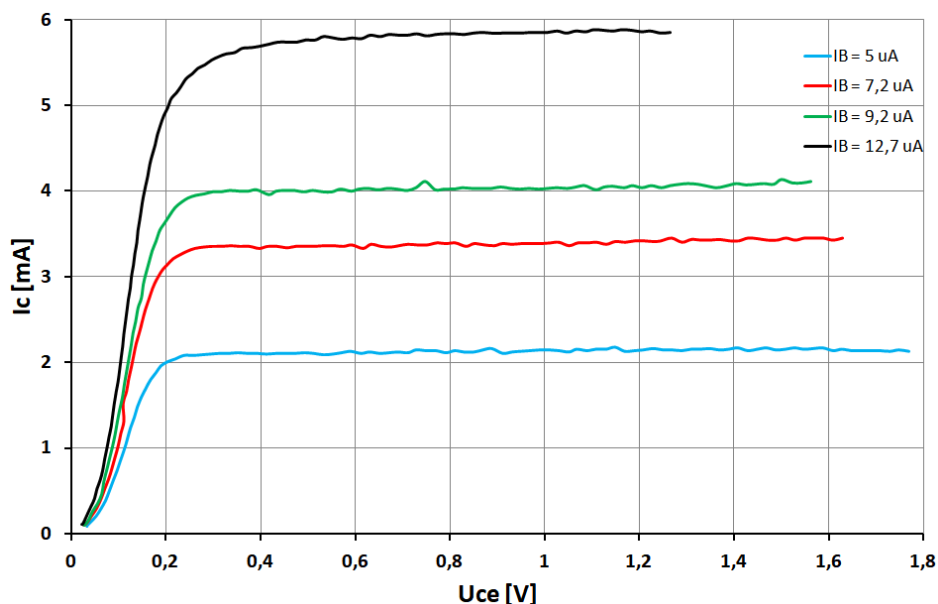
Zobrazení výstupní charakteristiky tranzistoru na osciloskopu a sestrojení grafu

Na osciloskopu budeme sledovat kanály 1 a 2 kanály současně. V nabídce kanál nastavíme sledování kanálu 1 až 2 a vzorkování 100 Sa. Trigger v režimu auto nebo normal nastavíme od kanálu 1 a úroveň blízcí se střední hodnotě pilového průběhu. Pretrigger nastavíme do poloviny rozsahu. Při zvolené frekvenci pilovitého průběhu 10 Hz teď můžeme vidět na osciloskopu jednu periodu signálu. V nabídce matematických funkcí zvolíme rozdíl kanálu 1 a 2, bude zobrazen fialový průběh na obrazovce osciloskopu, který představuje hodnotu $CH1 - CH2$.



Obrázek 7.8: LEO – osciloskop – výstupní charakteristika tranzistoru NPN

Pro sestavení výstupní charakteristiky lze využít funkce uložení průběhů ve formátu *.csv a charakteristiku sestavit například v Excelu. Pro tento účel je třeba znát i hodnoty napětí U_{Z_1} a U_{BE} , abychom určili přesně proud I_B , při kterém je výstupní charakteristika konstruována. Abychom mohli tyto hodnoty uložit ve formátu *.csv, je třeba je na osciloskopu také sledovat. Tedy v nabídce kanál nastavíme sledování kanálu 1 až 4 a příslušné vzorkování.



Obrázek 7.9: Výstupní charakteristika NPN tranzistoru z excelu

Závěr

Abychom mohli správně zvolit pracovní bod tranzistoru v navrhovaném obvodu, třeba obvodu zesilovače, je třeba mít možnost náhledu do výstupních charakteristik

tranzistoru. Výstupní charakteristiky se vždy objevují od tzv. mezní přímky směrem ke kladným hodnotám napětí U_{CE} . Pokud se v charakteristice tranzistoru pohybujeme poblíž mezní přímky, je tranzistor v sepnutém stavu.

7.4 Proudový zesilovací činitel h_{21E} bipolárního tranzistoru

Převodní charakteristika tranzistoru je závislost $I_C = f(I_B)$; $U_{CE} = \text{konst.}$ Budeme udržovat konstantní hodnotu napětí U_{CE} na výstupu tranzistoru. Dále budeme nastavovat vstupní proud do báze tranzistoru I_B a měřit proud kolektorem I_C . Z převodní charakteristiky lze graficko-početní metodou určit proudový zesilovací činitel h_{21E} tranzistoru.

7.4.1 Materiály

- bipolární tranzistor NPN BC546C [6]
- vhodné rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

7.4.2 Úkoly

1. Navrhněte odporovou síť pro měření převodní charakteristiky tranzistoru NPN.
2. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.10
3. Sestrojte graf převodní charakteristiky a určete zesilovací činitel h_{21E}

7.4.3 Vzorové řešení

Odporová síť

Zesilovací činitel h_{21E} je vlastně proudový zesilovací činitel daný vztahem

$$h_{21E} = \frac{i_2}{i_1} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Tranzistor je nelineární součástka, avšak v okolí dobře zvoleného pracovního bodu se chová lineárně a proudový zesilovací činitel je konstantní. Určíme ho graficko-početní metodou z převodní proudové charakteristiky, která se obvykle vynáší do 3 kvadrantu charakteristiky tranzistoru. Pro zjednodušení vykreslíme pomocí záznamu z osciloskopu převodní charakteristiku přímo a z jejího průběhu pak lineární regresí určíme proudový zesilovací činitel h_{21E} .

Využijeme generátor, jak pro nastavení konstantního napětí U_{CE} , tak i pro změnu proudu I_B vhodným nastavením pilového a obdélníkového průběhu.

Zvolíme průběh pila na kanálu 1, frekvenci 10 Hz, amplitudu 400 mV, střidu 100% a offset 800 mV. Získáme tak lineárně rostoucí průběh napětí od 0.4 V do 1.2 V s frekvencí

10 Hz. Tímto rozsahem vstupního napětí lze přes odpor $R_B = 10\text{ k}\Omega$ generovat vstupní proud

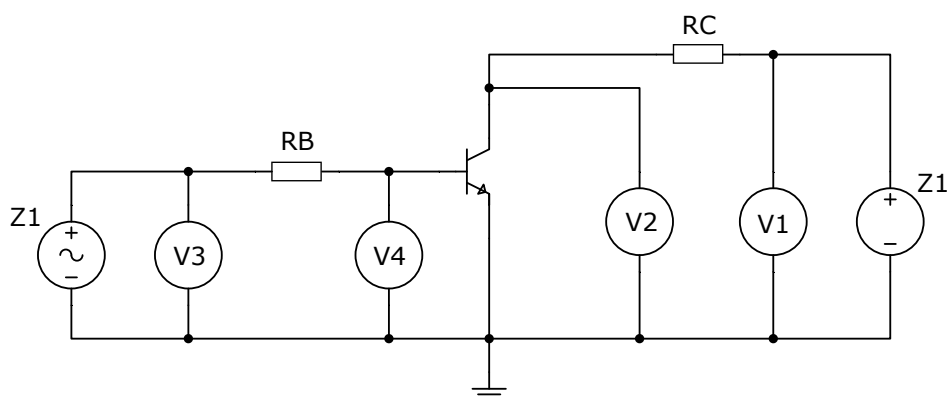
$$I_B = \frac{0.4\text{ V až } 1.2\text{ V}}{10\text{ k}\Omega} = 40\text{ }\mu\text{A až } 120\text{ }\mu\text{A}$$

Zvolíme průběh obdélník na kanálu 2, frekvenci 10 Hz, amplitudu 0 mV, střidu 100% a offset 2000 mV, pro napájení kolektorového obvodu tranzistoru. Offset zde představuje hodnotu napětí, kterým lze přes odpor $R_C = 100\text{ }\Omega$ generovat maximální proud

$$I_C = \frac{2000\text{ mV}}{100\text{ }\Omega} = 20\text{ mA}$$

Zapojení obvodu

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 7.10.

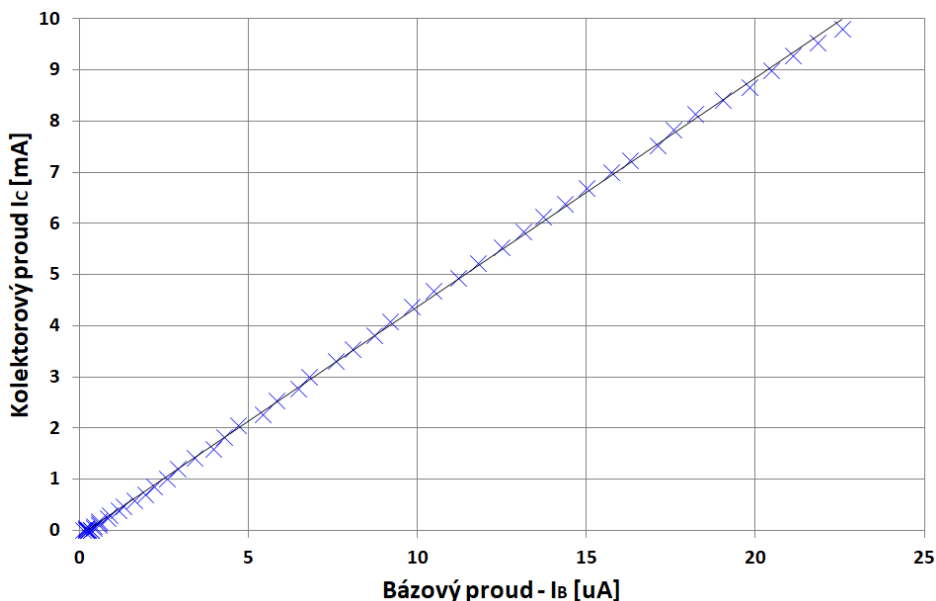


Obrázek 7.10: Schéma pro měření převodní charakteristiky tranzistoru NPN

Sestrojení převodní charakteristiky tranzistoru a určení parametru h_{21E}

Na osciloskopu tentokrát nebudeme přímo zobrazovat převodní charakteristiku, ale zobrazíme průběhy všech napětí, ze kterých pak určíme proudy I_B a I_C . V nabídce kanál nastavíme sledování kanálu 1 až 4 a vzorkování 100 Sa. Trigger v režimu auto nebo normal nastavíme od kanálu 4 a úroveň blízká se střední hodnotě pilového průběhu. Pretrigger nastavíme do poloviny rozsahu. Při zvolené frekvenci pilovitého průběhu 10 Hz teď můžeme vidět na osciloskopu jednu periodu signálu.

Pro sestavení převodní charakteristiky využijeme funkce uložení průběhů ve formátu *.csv a charakteristiku sestrojíme například v Excelu. V nabídce soubor zvolíme volbu uložit signál.



Obrázek 7.11: Převodní charakteristika NPN tranzistoru z excelu, proudový zesilovací činitel

Z rovnice lineární regrese

$$I_C = 446.83I_B - 9 \cdot 10^{-5}(A)$$

pak přímo hodnota směrnice je hodnota proudového zesilovacího činitele $h_{21E} = 447$. Jedná se o bezrozměrné číslo.

Závěr

Ukázali jsme, že pokud tranzistor provozujeme v pracovním bodě, který je zvolen v lineární části výstupní charakteristiky, je možné určit pro okolí tohoto pracovního bodu proudový zesilovací činitel, který je právě v okolí tohoto pracovního bodu konstantní.

7.5 Vlastnosti zapojení bipolárního tranzistoru se společným emitorem

Nejběžnější zapojení tranzistoru do obvodu zesilovače je se společným emitorem (SE). Právě pro toto zapojení se určuje proudový zesilovací činitel h_{21E} , a pracovní bod tranzistoru se obvykle umísťuje uprostřed lineární části výstupní charakteristiky. Základní myšlenka zesilování je princip, kdy velmi malým proudem I_B přivedeným do báze bipolárního tranzistoru ovládáme velký proud I_C tekoucí kolektorem tranzistoru.

7.5.1 Materiály

- bipolární tranzistor NPN BC546C [6]
- vhodné rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

7.5.2 Úkoly

1. Navrhnete odporovou síť pro měření převodní charakteristiky tranzistoru NPN.
2. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.12
3. Demonstrujte zesilovací účinek bipolárního tranzistoru v zapojení se společným emitorem

7.5.3 Vzorové řešení

Odporová síť

Výstupní charakteristika tranzistoru na obrázku 7.9 nám ukazuje, v jakém pracovním bodě můžeme tranzistor provozovat. Zvolme pracovní bod někde uprostřed lineární části charakteristiky, například $Z_2 = U_N = 2\text{ V}$, $I_{B0} = 12.9\ \mu\text{A}$, $U_{CE0} = 0.7\text{ V}$, $I_{C0} = 7\text{ mA}$.

Tato volba pracovního bodu nám umožní rozkmit výstupního napětí v rozmezí asi $0.4\text{ V} - 1\text{ V}$. Nad rámec tohoto rozsahu už bude výstupní signál zkreslený. (Zleva saturací tranzistoru a zprava provozními vlastnostmi napájecího zdroje $Z_2 = U_N$)

Pracovní bod se nastaví pomocí rezistorové sítě kolem tranzistoru, především rezistory R_C a R_B . Použitím Krichhoffových zákonů určíme hodnoty těchto rezistorů dle vztahu

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_{C0}} = \frac{U_N - U_{CE0}}{I_{C0}} = \frac{2\text{ V} - 0.7\text{ V}}{7\text{ mA}} = 185.7\ \Omega$$

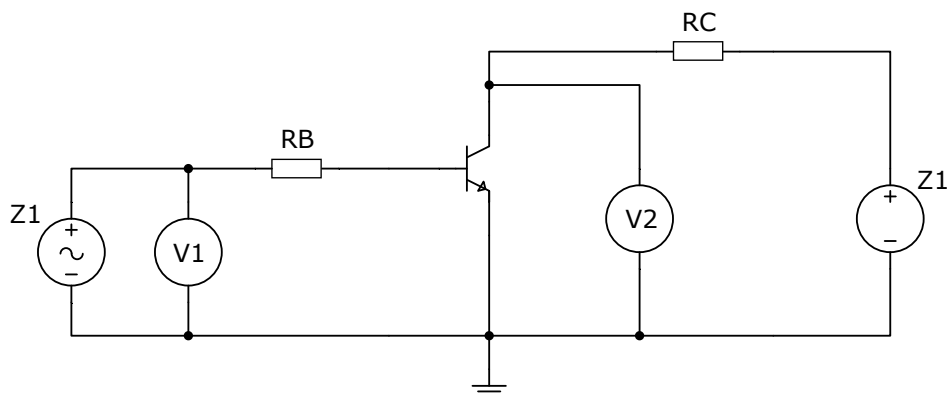
Pro jednoduchost proud I_{B0} budeme generovat stejnosměrným offsetem ze zdroje Z_1 přes rezistor $R_B = 10\text{ k}\Omega$.

Na generátoru nastavíme dva průběhy. Na kanálu 1 zvolíme průběh sinus, o frekvenci 100 Hz , amplitudě 40 mV , fázi 0° a offsetu 800 mV . Tím budeme generovat vstupní signál, který chceme zesílit a současně jeho stejnosměrným offsetem nastavíme proud do báze $I_{B0} = 12.9\ \mu\text{A}$, který nám vymezuje pracovní bod.

Na kanálu 2 nastavíme amplitudu 1000 mV , střidu 0% a 1000 mV . Získáme tak konstantní napětí 2 V , pro napájení kolektorového obvodu.

Zapojení obvodu

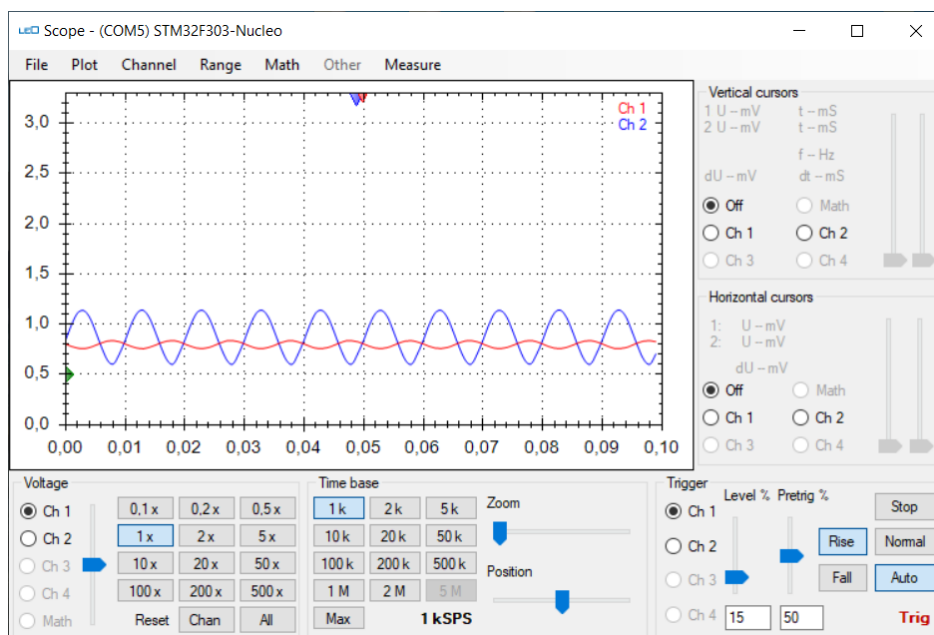
Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 7.12.



Obrázek 7.12: Schéma zesilovače s bipolárním tranzistorem v zapojení se společným emitorem

Zesilovací účinek bipolárního tranzistoru

Nastavením pracovního bodu jsme vlastně sestrojili jednoduchý zesilovač v zapojení se společným emitorem. Pokud na vstup přivedeme střídavý signál U_{Z1} , budeme pozorovat na výstupu zesílený signál U_{CE} .



Obrázek 7.13: LEO – osciloskop – vstupní $U_{INpp} = 40 \text{ mV}$ a výstupní signál zesilovače SE

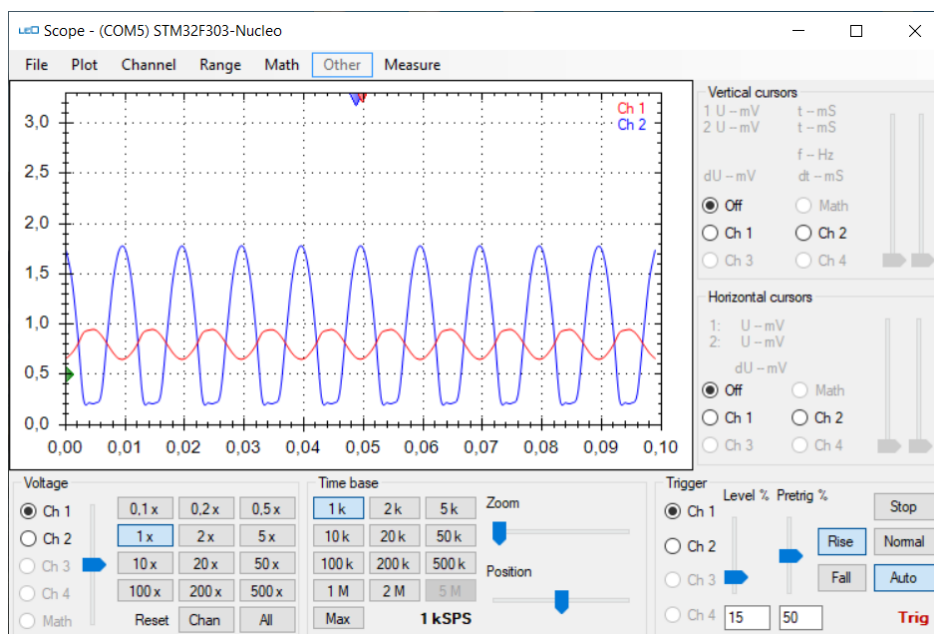
Můžeme si všimnout, že výstupní napětí zesilovače je o 180° posunutě vůči vstupnímu napětí. Toto je vlastnost zesilovače v zapojení se společným emitorem. Výstupní proud vůči vstupnímu proudu je však posunutý o 0° .

Z naměřených hodnot můžeme určit proudové zesílení zesilovače, které se obvykle pro zapojení SE pohybuje v rozmezí 10 – 200.

Určit můžeme i napěťové zesílení zesilovače, které se obvykle pro zapojení SE pohybuje v rozmezí 10 – 100.

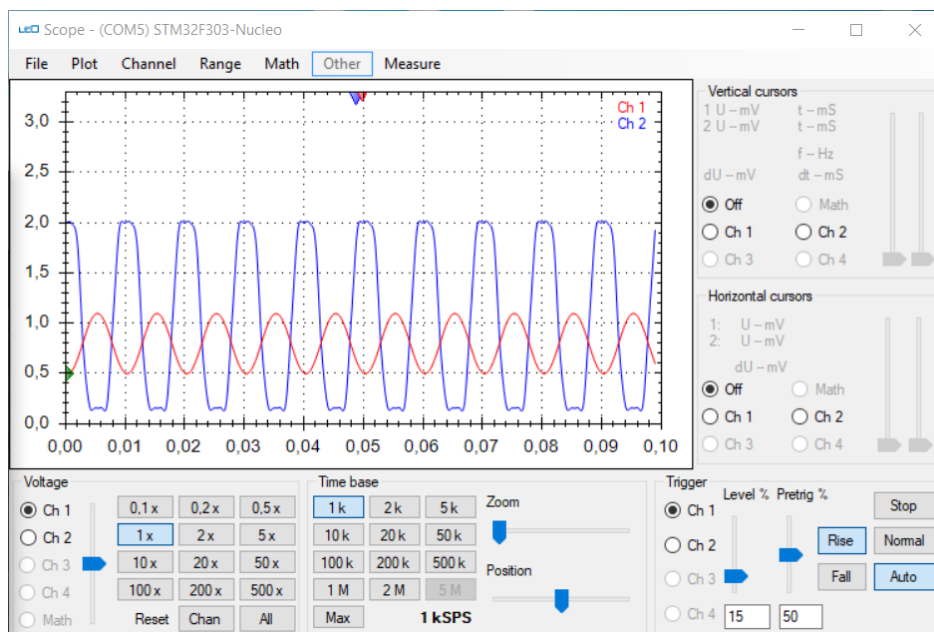
Zvolíme-li průběh sinus na kanálu 1, frekvenci 100 Hz, amplitudu 150 mV, fázi 0° a offset 800 mV. Pozorujeme na výstupním signálu zesilovače, obrázek 7.14, zkresení

záporné půlčlvy způsobené saturací tranzistoru.



Obrázek 7.14: LEO – osciloskop – vstupní $U_{INpp} = 150 \text{ mV}$ a výstupní signál zesilovače SE - omezení saturací tranzistoru

Zvolíme-li průběh sinus na kanálu 1, frekvenci 100 Hz, amplitudu 300 mV, fázi 0° a offset 800 mV. Pozorujeme na výstupním signálu zesilovače, obrázek 7.15, zkreslení kladné půlčlvy způsobené maximálním napětím napájecího zdroje $Z_2 = U_N = 2 \text{ V}$ i záporné půlčlvy způsobené saturací tranzistoru.



Obrázek 7.15: LEO – osciloskop – vstupní $U_{INpp} = 300 \text{ mV}$ a výstupní signál zesilovače SE - omezení saturací a napájecím napětím tranzistoru

Závěr

Ukázali jsme nejběžnější použití tranzistoru jako zesilovače nízkých signálů v zapojení se společným emitorem. Ověřili jsme, že fázový posun mezi vstupním a výstupním napětím je 180° . V tomto zapojení tranzistor zesiluje jak proud, tak napětí, na rozdíl od zapojení se společným kolektorem, které dosahuje napěťového zesílení maximálně $1x$ a zapojení se společnou bází, které dosahuje proudového zesílení nejvýše $1x$.

7.6 Vlastnosti zapojení bipolárního tranzistoru ve spínacím režimu

Bipolární tranzistor se může za určitých okolností chovat jako bezkontaktní spínač, ovládaný bázovým proudem I_B . V takovém případě nevolíme pracovní bod tranzistoru uprostřed lineární části výstupní charakteristiky.

Takto můžeme poměrně malou skokovou změnou bázového proudu ovládat spínání poměrně velkého kolektorového proudu.

7.6.1 Materiály

- bipolární tranzistor NPN BC546C [6]
- vhodné rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

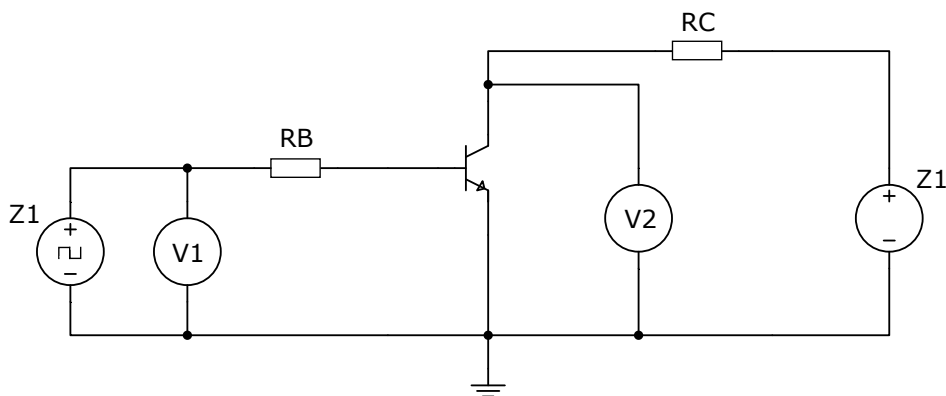
7.6.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.16
2. Demonstrujte spínání bipolárního tranzistoru na osciloskopu

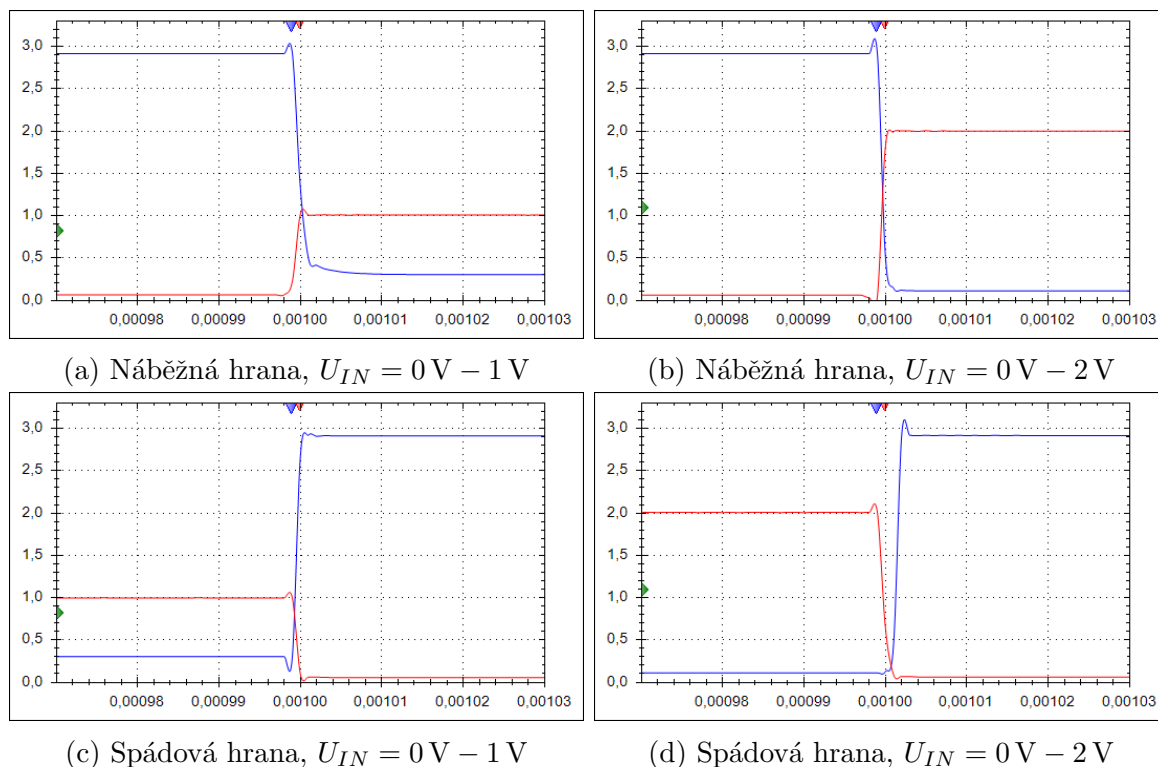
7.6.3 Vzorové řešení

Zapojení obvodu

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 7.16.



Obrázek 7.16: Zapojení bipolárního tranzistoru jako spínače



Obrázek 7.17: LEO – osciloskop – spínání bipolárního tranzistoru

Spínání bipolárního tranzistoru

Spínač je sepnut, pokud je tranzistor zcela otevřený. Na tranzistoru je potom úbytek U_{CESAT} a tranzistor je ve stavu saturace. Vypnutím bázevého proudu I_B se tranzistor uzavře a na jeho výstupu je pak napětí zdroje $Z_2 = U_N$.

Sepnutí a rozepnutí tranzistoru trvá nějaký nenulový čas. Současně dobu rozepnutí ovlivňuje i fakt, jak moc je tranzistor ve stavu saturace nasycen. Pokud je tranzistor hodně nasycen, pak trvá nějaký čas, než se tranzistor ze stavu saturace uvolní. Proto je vhodné tranzistor ovládat vhodně zvolenou hodnotou bázevého proudu, aby tranzistor nebyl přesycen a ze stavu saturace se uvolňoval rychleji.

Tyto vlastnosti můžeme pozorovat nastavením vstupního signálu obdélník $0\text{ V} - 2\text{ V}$ (amplituda 1000 mV a offset 1000 mV) se střídou 50% a frekvencí 1 kHz a nastavením napájení tranzistoru $Z_2 = U_N = 3\text{ V}$.

Pomocí vhodně zvoleného triggeru si můžeme na osciloskopu prohlédnout náběžnou a spádovou hranu sepnutí. Vidíme, že změna výstupního napětí (modrý signál) je pomalejší než změna vstupního (červeného) signálu. Na osciloskopu můžeme pozorovat, že k vypínání nedochází ihned se změnou vstupního (červeného) signálu, ale až po nějakém nenulovém čase, což indikuje, že je tranzistor přesycen.

Závěr

V této úloze jsme demonstrovali spínání bipolárního tranzistoru. Jelikož jsme omezeni maximální hodnotou napětí a proudu, které při demonstraci spínáme, nejsou na výstupech LEO osciloskopu patrná časová zpoždění při spínání. Přínosem této úlohy je také osvojit si vhodné nastavení triggeru pro stabilní zobrazení náběžné a spádové hrany na osciloskopu.

7.7 Převodní charakteristika unipolárního tranzistoru

Na rozdíl od bipolárních tranzistorů, které jsou ovládány proudem bázi, jsou unipolární tranzistory ovládány napětím na gate U_G . Převodní charakteristika vyjadřuje závislost $I_D = f(U_G)$ při konstantním U_{GS} . Převodní charakteristika má kvadratickou závislost na U_{GS} . Proud začne tranzistorem procházet ve chvíli, kdy $U_{GS} = U_T$, kde U_T je takzvané prahové napětí.

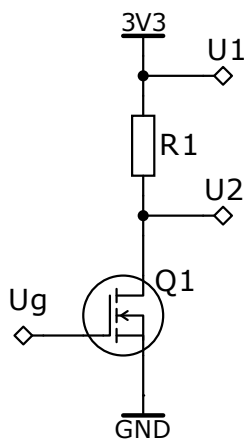
V této úloze změříme převodní charakteristiku unipolárního tranzistoru typu N-MOS a odečteme z ní prahové napětí.

7.7.1 Materiály

- Unipolární tranzistor (např. BS170)
- rezistor
- nepájivé pole, LEO, kabely

7.7.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.18. Vhodná hodnota odporu R_1 je například $470\ \Omega$
2. Na gate tranzistoru připojte generátor průběhů a generujte lineárně rostoucí signál od 0 V do 3.3 V. Na kanálech 1 a 2 osciloskopu měřte úbytek napětí na rezistoru R_1 (rozdíl signálů). Na kanálu 3 měřte napětí gate U_G . Zaznamenejte charakteristiku.
3. Z charakteristiky odečtěte prahové napětí U_T a porovnejte jej s hodnotou v datasheetu.

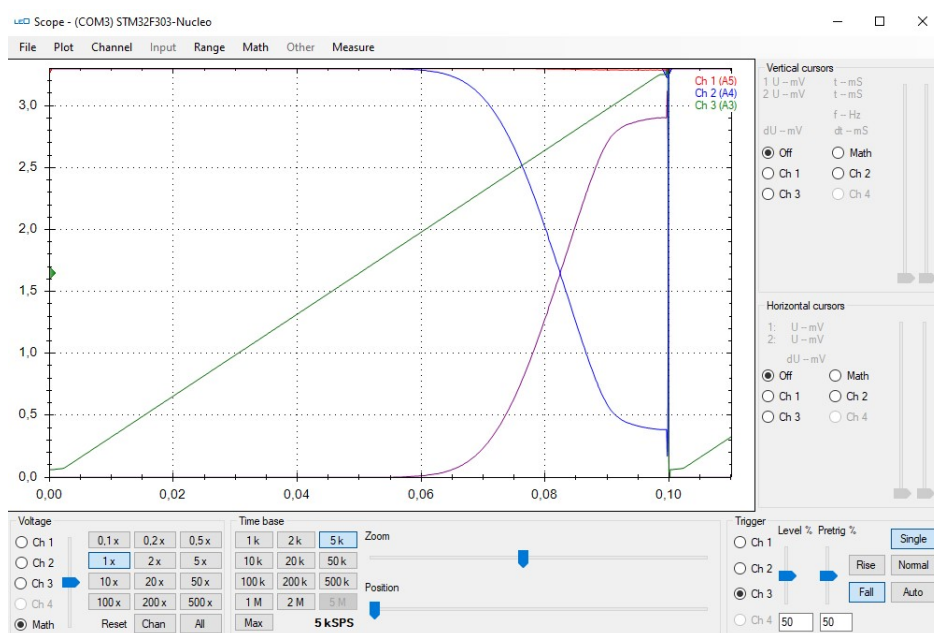


Obrázek 7.18: Obvod pro měření převodní charakteristiky unipolárního tranzistoru

7.7.3 Vzorové řešení

Pro vzorové řešení jsme zvolili N-MOS tranzistor BS170 [9] a rezistor $R_1 = 470\ \Omega$. Na gate jsme přivedli pilovitý signál s frekvencí 10 Hz, amplitudou 1.65 V, offsetem 1.65 V a střídou 100%. Na obrázku 7.19 vidíte záznam obrazovky osciloskopu.

Ze změřené charakteristiky jsme určili, že prahové napětí tranzistoru je $U_T = 1.9\text{ V}$. Tato hodnota spadá do rozsahu, který je uveden v datasheetu tranzistoru [9].



Obrázek 7.19: Záznam obrazovky osciloskopu při měření převodní charakteristiky unipolárního tranzistoru

7.8 Výstupní charakteristika unipolárního tranzistoru

Výstupní charakteristika tranzistoru vyjadřuje závislost proudu drain I_D na napětí drain-source U_{DS} při konstantním napětí U_{GS} větším, než prahové napětí U_T .

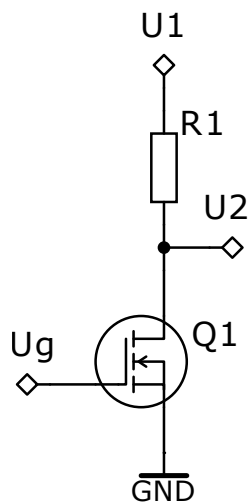
V této úloze změříme výstupní charakteristiku N-MOS tranzistoru a

7.8.1 Materiály

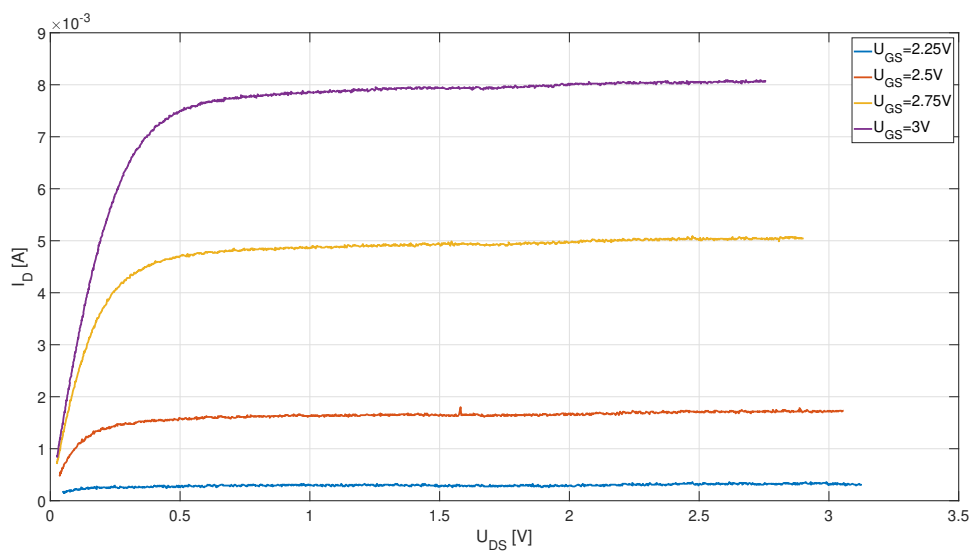
- N-MOSFET (např. BS170)
- rezistor
- nepájivé pole, LEO, kabely

7.8.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 7.20. V tomto případě doporučujeme hodnotu rezistoru $R_1 = 47\ \Omega$. Na U_1 přiveďte lineárně rostoucí napětí (pilový průběh). Zvolte hodnotu napětí U_G větší, než je prahové napětí tranzistoru. Měřte úbytek napětí na rezistoru R_1 , který je přímo úměrný proudu I_D (stačí rozdíl vydělit odporem). Napětí U_{DS} odpovídá napětí označené U_2 .
2. Změřte výstupní charakteristiku tranzistoru pro několik různých hodnot U_G (alespoň dvě). V Matlabu nebo Excelu vytvořte graf výstupní charakteristiky tranzistoru. Porovnejte výsledek s charakteristikou v datasheetu.



Obrázek 7.20: Zapojení pro měření výstupní charakteristiky unipolárního tranzistoru



Obrázek 7.21: Změřená výstupní charakteristika unipolárního tranzistoru BS170

7.8.3 Vzorové řešení

Pro naše vzorové řešení jsme zvolili N-MOS tranzistor BS170 [9]. Zvolili jsme rezistor $R_1 = 47\Omega$. Na obrázku 7.21, můžete vidět již zpracovaný graf výstupní charakteristiky tranzistoru. V datasheetu je bohužel charakteristika pro vyšší hodnoty napětí U_{GS} a U_{DS} , než která jsme schopni měřit.

Kapitola 8

Filtry

Pro charakterizaci filtračních vlastností filtru zavádíme napěťový přenos [7], jako poměr mezi amplitudou výstupního napětí U_2 a vstupního napětí U_1 , v decibelech potom

$$|A_u|_{dB} = 20 \log \left| \frac{U_2}{U_1} \right|$$

Amplitudová frekvenční charakteristika je závislost $|A_u|_{dB} = f(f)$. Na generátoru tedy budeme měnit frekvenci vstupního sinusového signálu do filtru a na osciloskopu budeme pozorovat, jak se mění amplituda výstupního signálu filtru. Na osciloskopu budeme sledovat současně vstupní i výstupní signál filtru. V nabídce měření zvolíme měření frekvence a amplitudy signálů na obou kanálech.

Generátor umožňuje za běhu měnit frekvenci signálu. Pomocí šipky, nebo zadáním hodnoty přímo z klávesnice můžeme simultánně měnit frekvenci vstupního signálu a pozorovat, jak se chová výstupní signál v oblasti nižších frekvencí $f \ll f_m$ a vyšších frekvencí $f \gg f_m$, oproti mezní frekvenci f_m . Amplitudovou frekvenční charakteristiku pak můžeme sestojit měření amplitud vstupního a výstupního signálu při několika různých frekvencích.

Fázová frekvenční charakteristika je závislost fáze $\phi = f(f)$. Na osciloskopu můžeme současně s útlumem výstupního signálu filtru pozorovat, že se výstupní signál vůči vstupnímu posouvá. Současně při měření amplitud vstupního a výstupního signálu můžeme počítat fázovou odchylku maximálních výchylek signálu a sestojit i fázovou frekvenční charakteristiku.

Jelikož jsme poměrně významně limitováni maximální frekvenci, kterou lze generátorem generovat, nelze fázovou charakteristiku proměřit až do krajních hodnot, kdy rozdíl fáze je až 90° .

Velmi dobře lze změnu fáze, tedy fázový posun výstupního signálu filtru vůči vstupnímu signálu, demonstrovat na osciloskopu v režimu X-Y. Viz kapitola 3.4.1. Jelikož oba signály mají stejnou frekvenci (mění se jen amplituda a fáze) můžeme na osciloskopu pozorovat jednoduchý Lissajousův obrazec - elipsu. Pro různé frekvence vstupního signálu se bude měnit sklon elipsy, ze kterého lze dobře vidět, jak se fázově posouvá výstupní signál filtru vůči vstupnímu.

Pro identifikaci filtru jako soustavy slouží přechodová charakteristika, neboli odezva systému na jednotkový skok. Ze studia přechodového děje můžeme určit časovou konstantu obvodu τ a porovnat ji s časovou konstantou stanovenou z hodnot použitých součástek dle vztahu

$$\tau = RC$$

8.1 Integrační RC článek

Integrační RC článek je filtr typu dolní propust. Na tomto obvodu lze demonstrovat jeho filtrační vlastnosti, kdy pozorujeme útlum signálu pro vyšší frekvence, než je frekvence mezní

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}}$$

Současně s útlumem lze při porovnání průběhu vstupního a výstupního signálu určit jejich fázový rozdíl, který se pohybuje od 0° pro nízké frekvence do -90° pro vysoké frekvence.

Integrační článek současně představuje soustavu prvního řádu, na které lze ukázat přechodový děj, resp. odezvu tohoto obvodu na napěťový skok.

8.1.1 Materiály

- kondenzátor
- rezistor
- nepájivé pole, LEO a kabely

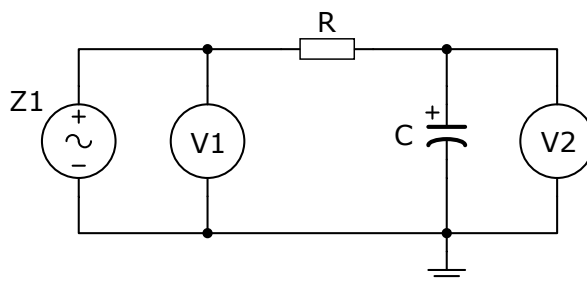
8.1.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 8.1
2. Demonstrujte filtrační vlastnosti integračního RC článku
3. Demonstrujte frekvenční charakteristiku integračního RC článku
4. Ukažte odezvu obvodu na napěťový skok 1 V

8.1.3 Vzorové řešení

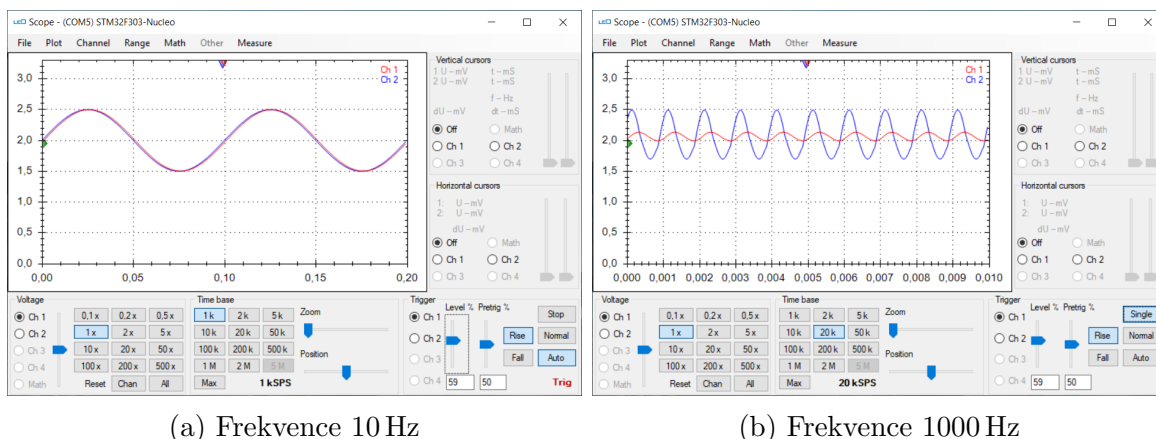
Zapojení obvodu

Na kontaktním poli sestavíme RC integrační článek dle obrázku 8.1.



Obrázek 8.1: Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky RC článku

Zlomovou frekvenci f_m pro účely demonstrace určíme volbou dostupných hodnot rezistorů a kondenzátorů. Tedy např. $C = 10 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$. Potom $f_m = 159 \text{ Hz}$.



Obrázek 8.2: Demonstrace amplitudové charakteristiky integračního RC článku

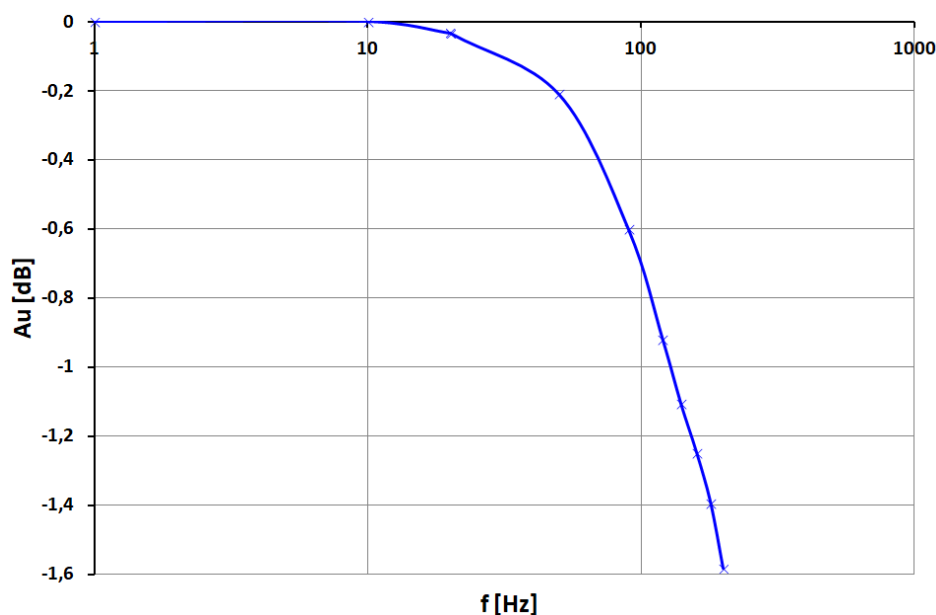
Amplitudová frekvenční charakteristika

Na vstup RC článku přivedeme sinusový signál z generátoru na pinu A2 (kanál 1). Nastavíme typ průběhu sinus, frekvenci 10 Hz, 500 mV, fázi 0° , střidu 50% a offset 2000 mV.

Na osciloskopu budeme sledovat současně vstupní i výstupní signál RC článku. Na generátoru budeme za běhu měnit frekvenci vstupního signálu a pozorovat na osciloskopu útlum výstupního signálu.

Na obrázku 8.2 vidíme průběhy zaznamenané osciloskopem při frekvenci nižší, než je mezní frekvence f_m a při frekvenci vyšší. Vidíme, že skutečně pro vyšší frekvence dochází k útlumu výstupního (modrého) signálu. Na průbězích je při růstu frekvence vidět i nárůst fázového rozdílu mezi signály.

Pro sestavení amplitudové frekvenční charakteristiky lze využít funkce uložení průběhů ve formátu *.csv a charakteristiku sestavit například v Excelu, viz obrázek 8.3.



Obrázek 8.3: Amplitudová frekvenční charakteristika integračního RC článku

Fázová frekvenční charakteristika

Při měření amplitud vstupního a výstupního signálu můžeme počítat fázovou odchylku maximálních výchylek signálu a sestavit i fázovou frekvenční charakteristiku.

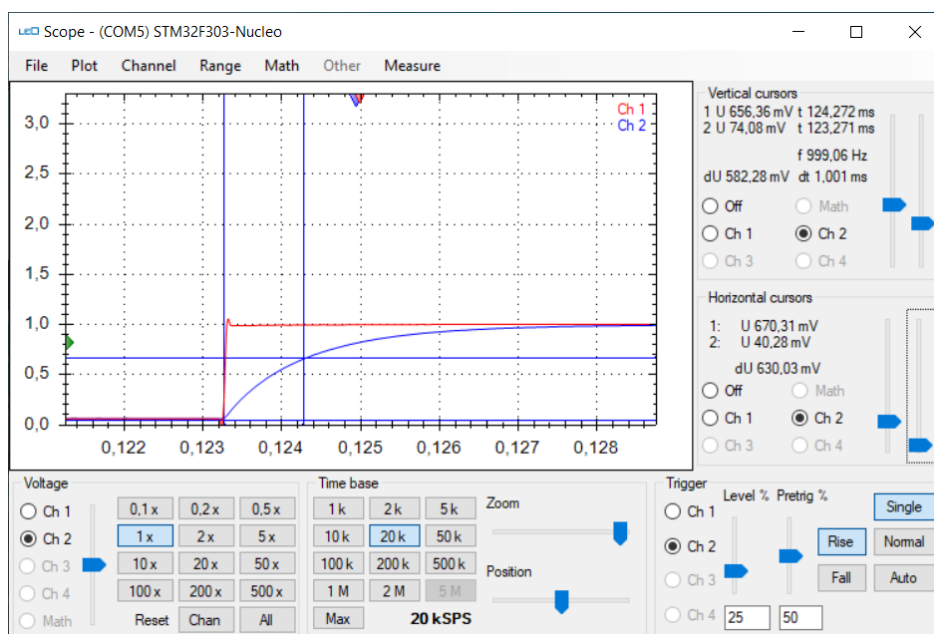
Alternativně se na vývoj fázového posunu můžeme podívat na osciloskopu v režimu X-Y a pozorovat vývoj jednoduchého Lissajousova obrazce.

Na obrázku 8.4 vidíme, jak se pro různé frekvence vstupního signálu mění sklon elipsy, ze kterého lze dobře vidět, jak se fázově posouvá výstupní signál RC článku vůči vstupnímu.

Přechodový děj

Pokud nastavíme na generátoru na pinu A2 (kanál 1) typ průběhu obdélník, frekvenci 10 Hz, amplitudu 500 mV, fázi 0°, střihu 50% a offset 500 mV a přivedeme tento signál na vstup RC článku, na osciloskopu budeme sledovat odezvu RC článku na napěťový skok, viz obrázek 8.5. Odezva vyjadřuje proces nabíjení kondenzátoru o kapacitě $C = 10 \mu\text{F}$ přes rezistor $R = 100 \Omega$. Při použití funkce kurzorů na osciloskopu můžeme ukázat, že za dobu 1τ dojde k nabití kondenzátoru na 63% maximální hodnoty dle vztahu

$$u_2 = u_C = U_1(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = U_1(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

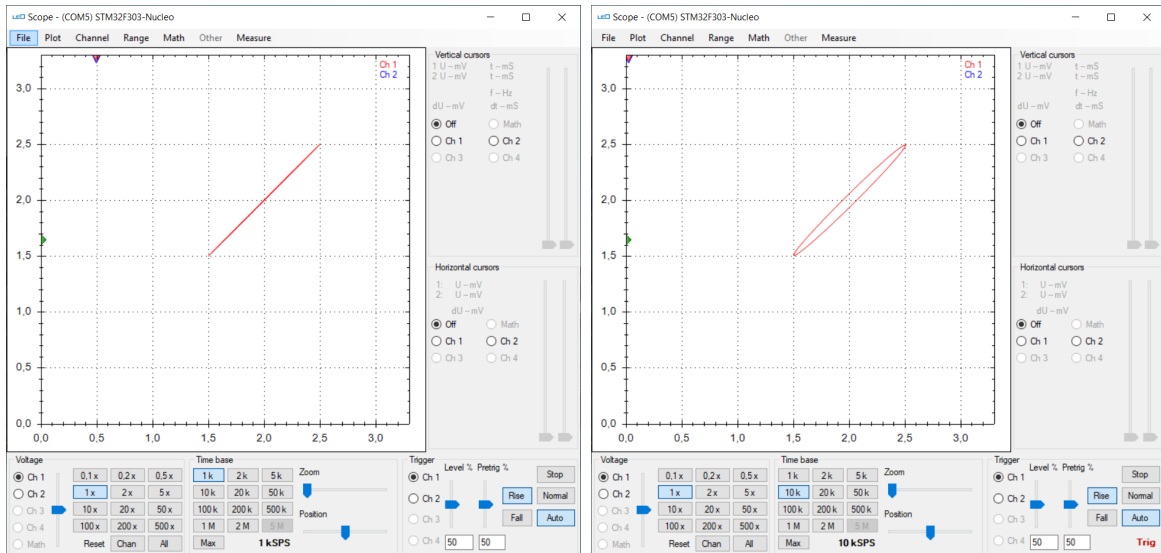


Obrázek 8.5: Odezva integračního článku na jednotkový napěťový skok

Závěr

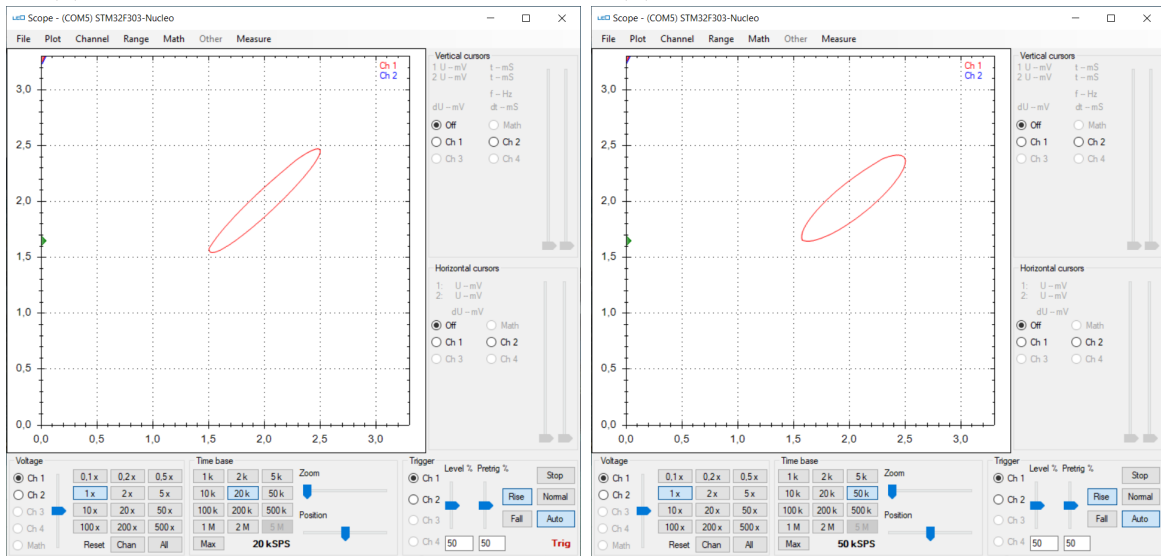
V této úloze jsme demonstrovali filtrační vlastnosti jednoduchého integračního RC článku. Dokázali jsme, že se jedná o soustavu prvního řádu a zobrazili jsme si na osciloskopu její odezvu na jednotkový skok. Pro zobrazení fázového posunu mezi vstupním a výstupním signálem jsme využili Lissajousových obrazců na osciloskopu v režimu X-Y.

8. Filtry



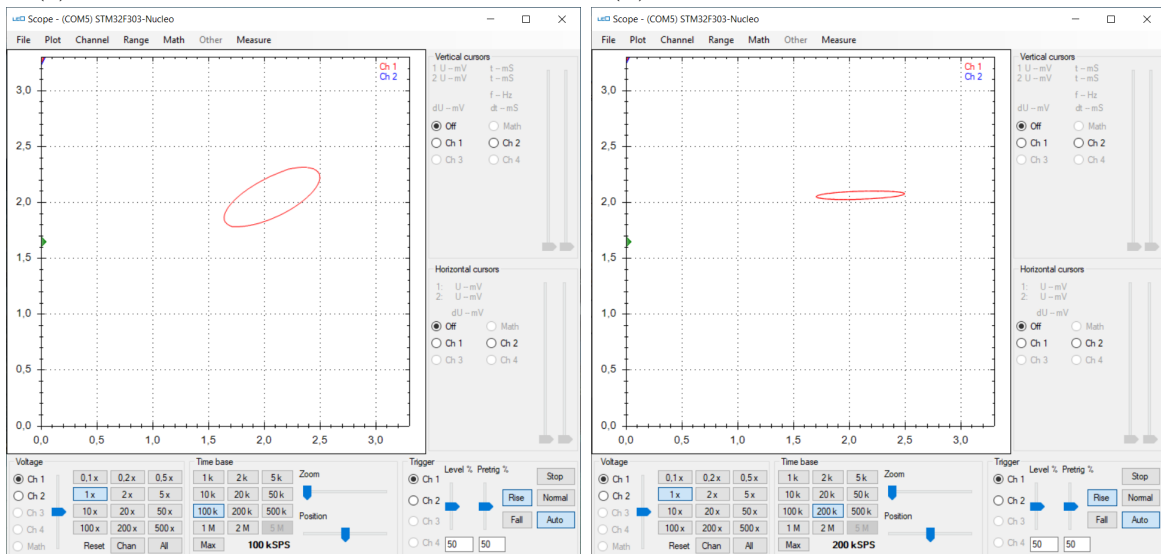
(a) Frekvence 1 Hz \approx Fázový posun 0°

(b) Frekvence 20 Hz \approx Fázový posun 15°



(c) Frekvence 50 Hz \approx Fázový posun 30°

(d) Frekvence 100 Hz \approx Fázový posun 45°



(e) Frekvence 200 Hz \approx Fázový posun 60°

(f) Frekvence 2000 Hz \approx Fázový posun 90°

Obrázek 8.4: LEO – osciloskop – měření fázového posunu integračního RC článku

8.2 Derivační RC článek

Derivační RC článek je filtr typu horní propust. Na tomto obvodu lze demonstrovat jeho filtrační vlastnosti, kdy pozorujeme útlum signálu pro nižší frekvence, než je frekvence mezní

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{RC}}$$

Současně s útlumem lze při porovnání průběhu vstupního a výstupního signálu určit jejich fázový rozdíl, který se pohybuje od 90° pro nízké frekvence do 0° pro vysoké frekvence.

8.2.1 Materiály

- kondenzátor
- rezistor
- nepájivé pole, LEO a kabely

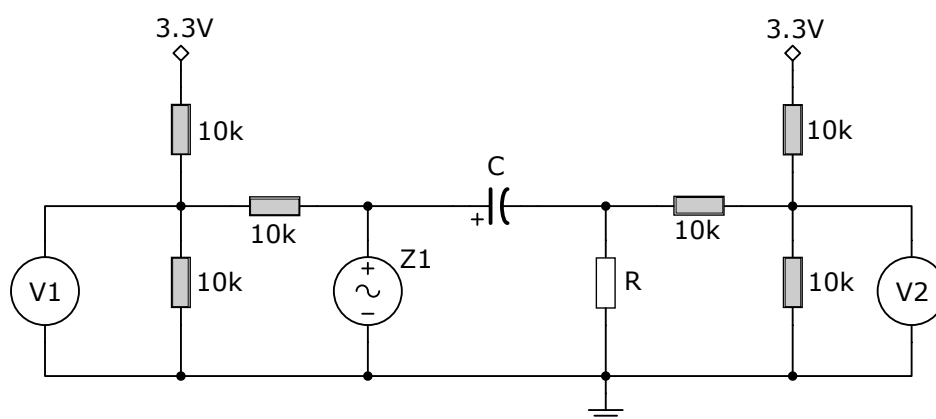
8.2.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 8.6
2. Demonstrujte filtrační vlastnosti derivačního RC článku
3. Demonstrujte frekvenční charakteristiku derivačního RC článku

8.2.3 Vzorové řešení

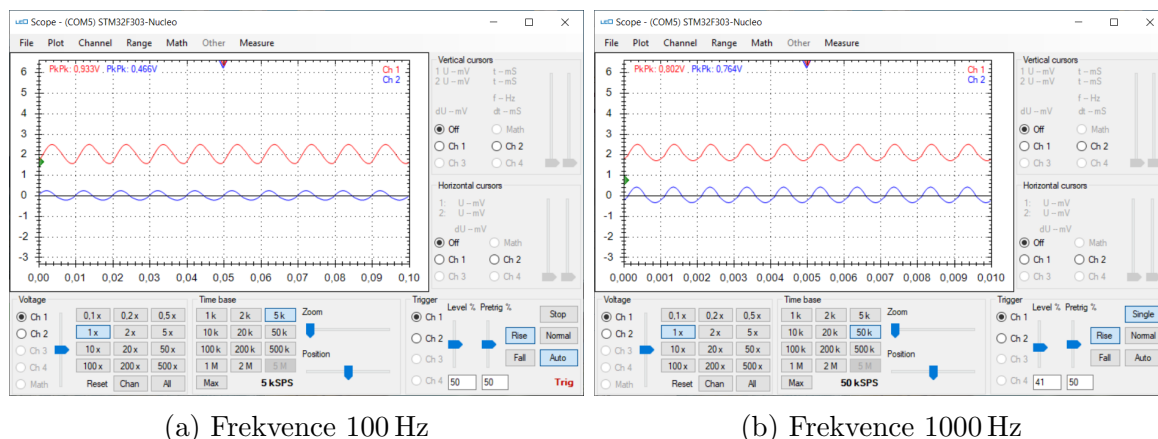
Zapojení obvodu

Na kontaktním poli sestavíme RC derivační článek dle obrázku 8.6.



Obrázek 8.6: Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky RC článku

Zlomovou frekvenci f_m pro účely demonstrace určíme volbou dostupných hodnot rezistorů a kondenzátorů. Tedy např. $C = 10 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$. Potom $f_m = 159 \text{ Hz}$.



Obrázek 8.7: Demonstrace amplitudové charakteristiky derivačního RC článku

Amplitudová frekvenční charakteristika

Na vstup RC článku přivedeme sinusový signál z generátoru na pinu A2 (kanál 1). Nastavíme typ průběhu sinus, frekvenci 10 Hz, 500 mV, fázi 0° , střidu 50% a offset 2000 mV.

Na osciloskopu budeme sledovat současně vstupní i výstupní signál RC článku. Na generátoru budeme za běhu měnit frekvenci vstupního signálu a pozorovat na osciloskopu útlum výstupního signálu.

Na obrázku 8.7 vidíme průběhy zaznamenané osciloskopem při frekvenci nižší, než je mezní frekvence f_m a při frekvenci vyšší. Vidíme, že skutečně pro nižší frekvence dochází k útlumu výstupního (modrého) signálu. Na průbězích je při růstu frekvence vidět i pokles fázového rozdílu mezi signály.

Významný rozdíl při měření na derivačním článku je především v tom, že derivační článek filtruje nízké frekvence a propouští frekvence vyšší. To se projeví na výstupním signálu odstraněním stejnosměrné složky. Za normálních okolností v unipolárním zapojení pozorujeme tedy pouze střídavou složku s nulovým stejnosměrným offsetem. Jelikož osciloskopem LEO můžeme měřit pouze kladné signály, vidíme tedy na obrazovce osciloskopu pouze kladnou půlvlnu výstupního signálu.

Tato skutečnost měření amplitudové frekvenční charakteristiky v unipolárním zapojení neovlivní, jelikož ve vztahu pro napěťový přenos $|A_u|_{dB}$ se objevují pouze hodnoty amplitud U_1 a U_2 signálů.

LEO osciloskop je vybaven změnou měřítka pro měření v bipolárním zapojení. Pro tuto volbu je však potřeba upravit vstupní obvod osciloskopu, jak je uvedeno v kapitole 2.1.4.

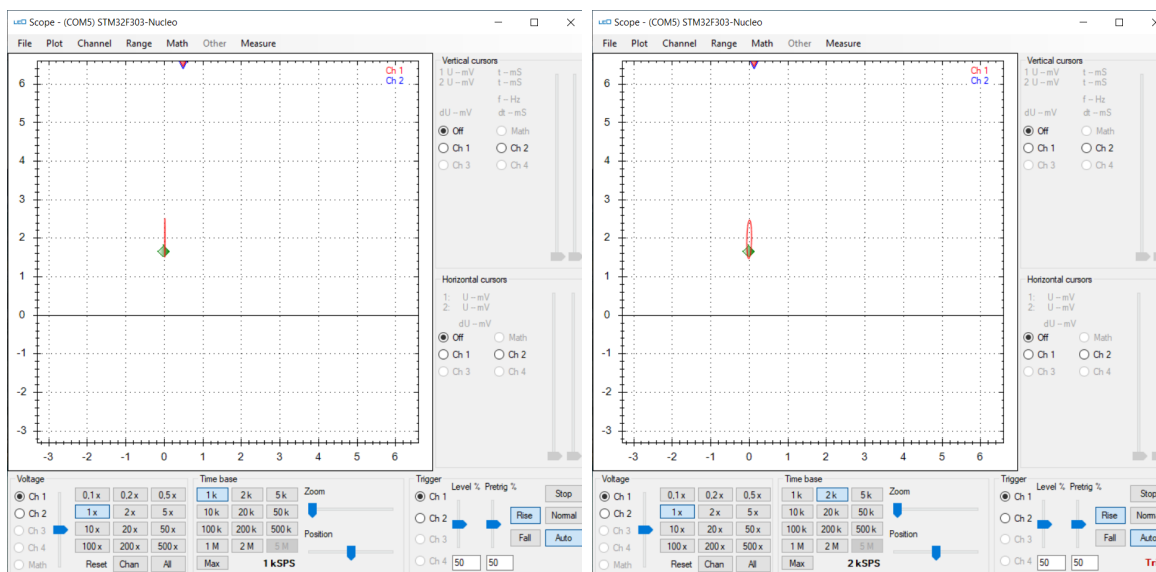
Fázová frekvenční charakteristika

Při měření amplitud vstupního a výstupního signálu můžeme počítat fázovou odchylku maximálních výchylek signálu a sestavit i fázovou frekvenční charakteristiku.

Alternativně se na vývoj fázového posunu můžeme podívat na osciloskopu v režimu X-Y a pozorovat vývoj jednoduchého Lissajousova obrazce.

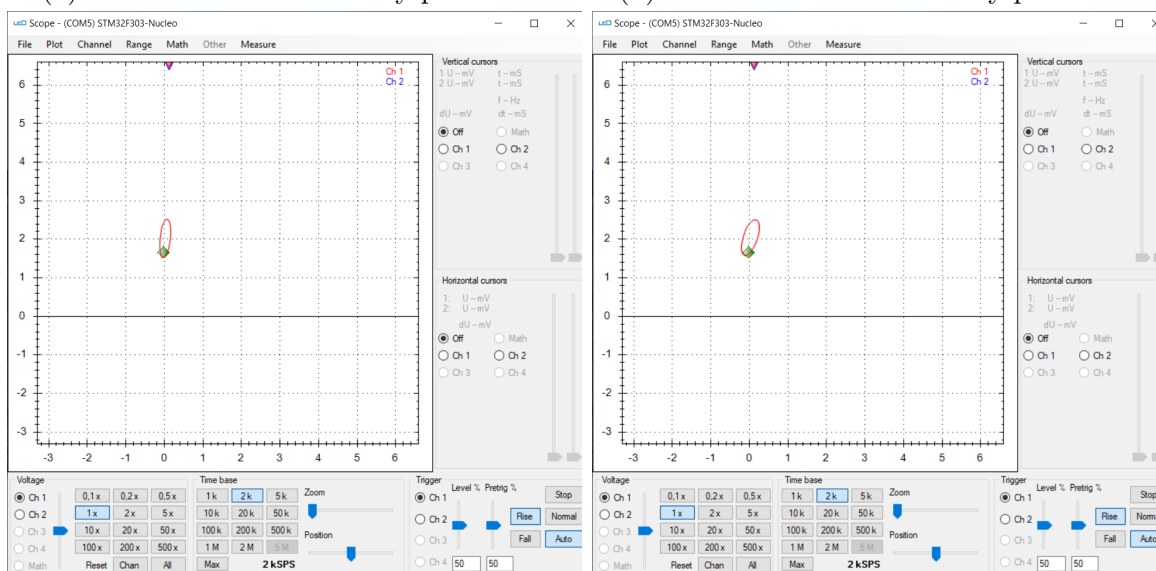
Na obrázku 8.8 vidíme, jak se pro různé frekvence vstupního signálu mění sklon elipsy, ze kterého lze dobře vidět, jak se fázově posouvá výstupní signál RC článku vůči vstupnímu. Pro správné rozměry obrazce je třeba ponechat osciloskop nastaven pro měření na rozsahu -3300 mV až 6600 mV.

8. Filtry



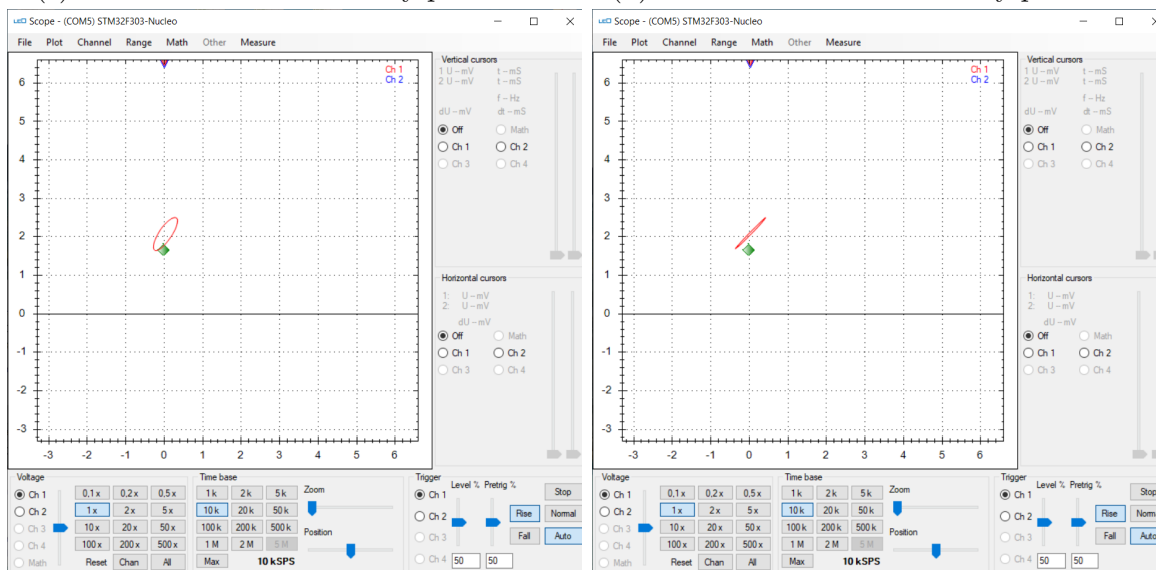
(a) Frekvence 1 Hz \approx Fázový posun 90°

(b) Frekvence 20 Hz \approx Fázový posun 60°



(c) Frekvence 50 Hz \approx Fázový posun 45°

(d) Frekvence 100 Hz \approx Fázový posun 30°



(e) Frekvence 200 Hz \approx Fázový posun 15°

(f) Frekvence 2000 Hz \approx Fázový posun 0°

Obrázek 8.8: LEO – osciloskop – měření fázového posunu derivačního RC článku

Závěr

V této úloze jsme demonstrovali filtrační vlastnosti jednoduchého derivačního RC článku. Z podstaty obvodu jsme museli upravit vstupní obvod osciloskopu pro měření i zaporných polarit signálu. Pro zobrazení fázového posunu mezi vstupním a výstupním signálem jsme využili Lissajousových obrazců na osciloskopu v režimu X-Y.

8.3 Wienův selektivní článek

Wienův článek reprezentuje filtr typu pásmová propust. Maximum napěťového přenosu najdeme při frekvenci

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1C_2R_1R_2}}$$

Ukážeme často používaný Wienův článek, kde $R = R_1 = R_2$ a $C = C_1 = C_2$ např. $C = 10\ \mu\text{F}$, $R = 100\ \Omega$. Potom $f_0 = 159\ \text{Hz}$

8.3.1 Materiály

- kondenzátory
- rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

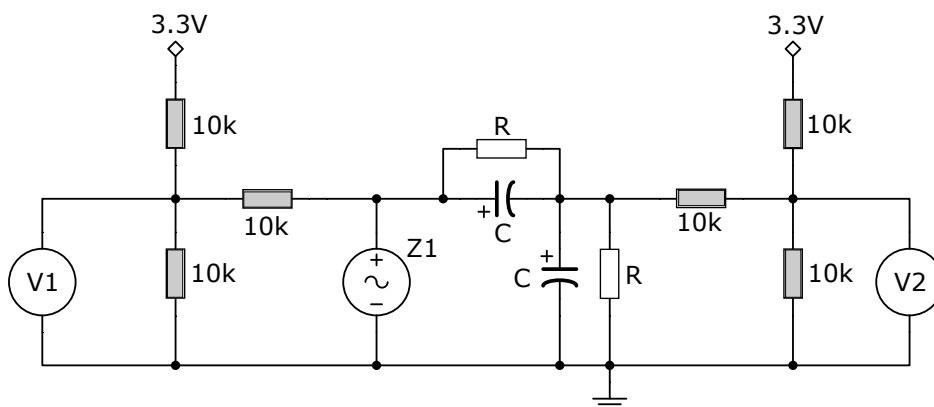
8.3.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 8.9
2. Demonstrujte filtrační vlastnosti Wienova článku
3. Demonstrujte frekvenční charakteristiku Wienova článku

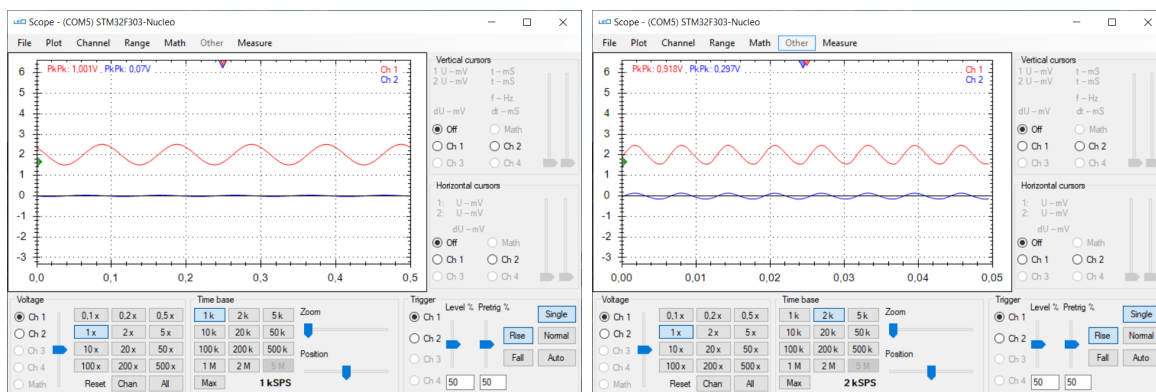
8.3.3 Vzorové řešení

Zapojení obvodu

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 8.9.

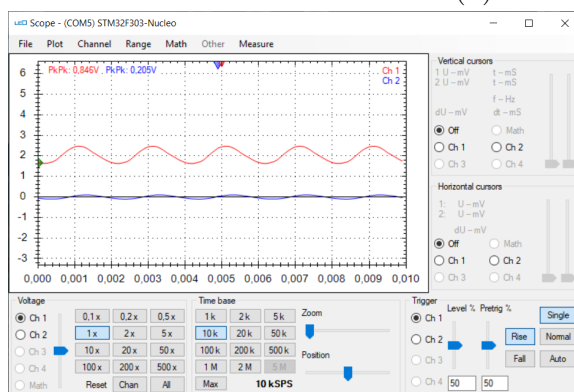


Obrázek 8.9: Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky Wienova článku



(a) Frekvence 10 Hz

(b) Frekvence 112 Hz



(c) Frekvence 500 Hz

Obrázek 8.10: Demonstrace amplitudové charakteristiky Wienova článku

Amplitudová frekvenční charakteristika

Na vstup Wienova článku přivedeme sinusový signál z generátoru na pinu A2 (kanál 1). Nastavíme typ průběhu sinus, frekvenci 10 Hz, 500 mV, fázi 0° , střihu 50% a offset 2000 mV.

Na osciloskopu budeme sledovat současně vstupní i výstupní signál Wienova článku. Na generátoru budeme za běhu měnit frekvenci vstupního signálu a pozorovat na osciloskopu útlum výstupního signálu. Na obrázku 8.10 vidíme průběhy zaznamenané osciloskopem při různých frekvencích. Je dobře viditelné, že při mezní frekvenci f_0 je útlum výstupního (modrého) signálu nejmenší a současně jsou oba signály ve fázi.

Fázová frekvenční charakteristika

Při měření amplitud vstupního a výstupního signálu můžeme počítat fázovou odchylku maximálních výchylek signálu a sestavit i fázovou frekvenční charakteristiku.

Alternativně se na vývoj fázového posunu můžeme podívat na osciloskopu v režimu X-Y a pozorovat vývoj jednoduchého Lissajousova obrazce. Fázový rozdíl vstupního a výstupního signálu je při mezní frekvenci 0° . Pro frekvence vyšší fázový rozdíl roste až k -60° . Pro frekvence nižší fázový rozdíl roste až k 60° .

Závěr

V této úloze jsme demonstrovali filtrační vlastnosti Wienova článku. Jako ukázkou jsme využili homogenní Wienův článek, který propouští signál o mezní frekvenci f_0 .

Při volbě různých kombinací hodnot R_1 , C_1 a R_2 , C_2 můžeme docílit širšího pásma frekvencí, které článek propouští.

8.4 Přemostěný T článek

Přemostěný T článek reprezentuje poslední typ filtru, a to pásmovou zadrž. Minimum napěťového přenosu najdeme při frekvenci

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{n}}$$

kde n je poměr hodnoty odporu v přímě větvi ku odporu paralelní větve. S rostoucím n roste selektivita obvodu. Ukážeme homogenní přemostěný T článek, kde $n = 2$, $R_1 = R$; $R_2 = 2R$ a $C = C_1 = C_2$ např. $C = 10 \mu\text{F}$, $R = 100 \Omega$. Potom $f_0 = 112.5 \text{ Hz}$

8.4.1 Materiály

- kondenzátory
- rezistory
- nepájivé pole, LEO a kabely

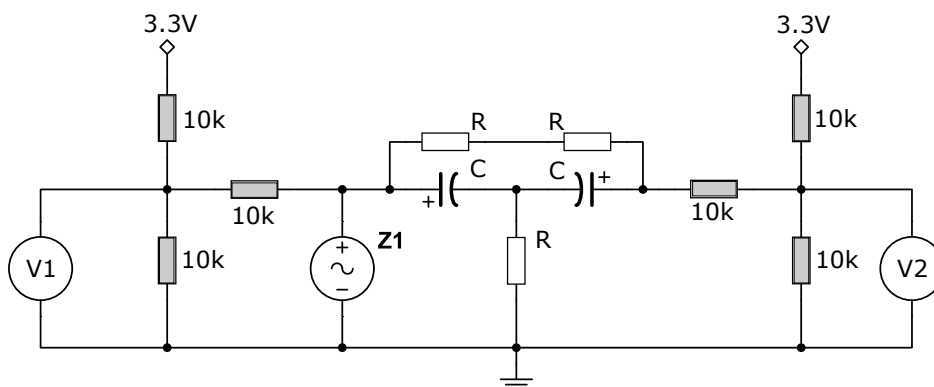
8.4.2 Úkoly

1. Zapojte obvod dle schématu na obrázku 8.11
2. Demonstrujte filtrační vlastnosti přemostěného T článku
3. Demonstrujte frekvenční charakteristiku přemostěného T článku

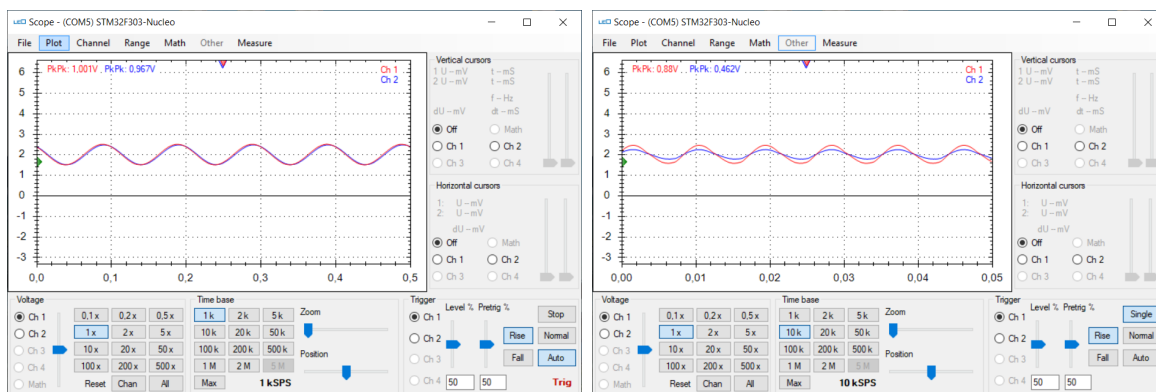
8.4.3 Vzorové řešení

Zapojení obvodu

Příklad toho, jak vypadá zapojený obvod je na obrázku 8.11.

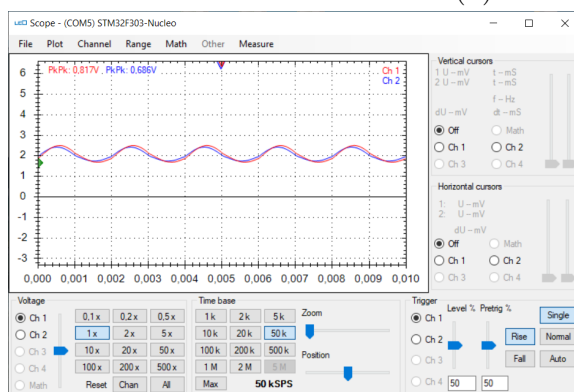


Obrázek 8.11: Schéma pro měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky přemostěného T článku



(a) Frekvence 10 Hz

(b) Frekvence 112 Hz



(c) Frekvence 500 Hz

Obrázek 8.12: Demonstrace amplitudové charakteristiky přemostěného T článku

Amplitudová frekvenční charakteristika

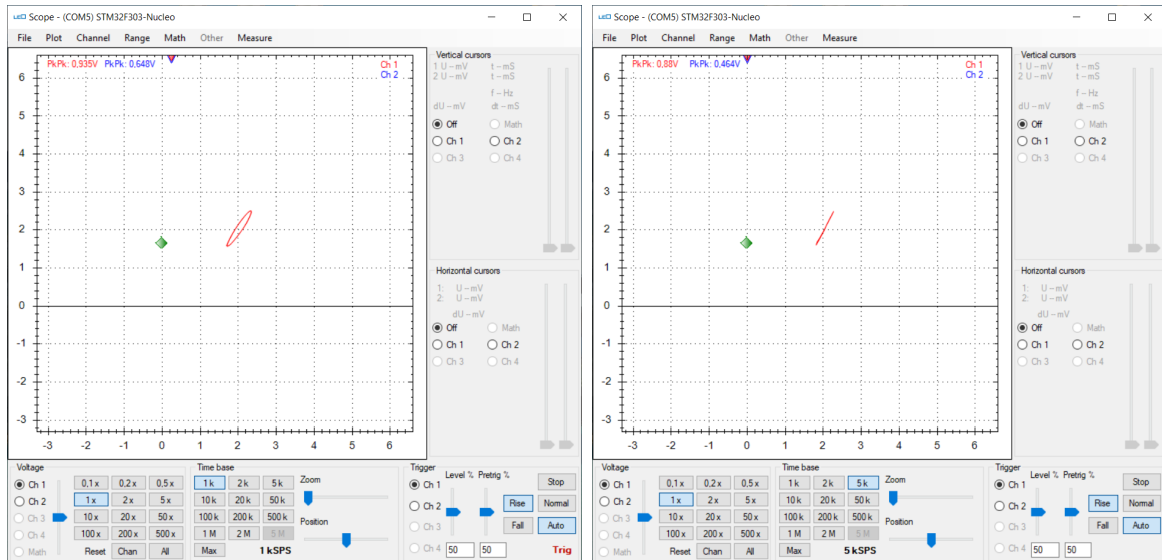
Na vstup přemostěného T článku přivedeme sinusový signál z generátoru na pinu A2 (kanál 1). Nastavíme typ průběhu sinus, frekvenci 10 Hz, 500 mV, fázi 0° , střídu 50% a offset 2000 mV.

Na osciloskopu budeme sledovat současně vstupní i výstupní signál přemostěného T článku. Na generátoru budeme za běhu měnit frekvenci vstupního signálu a pozorovat na osciloskopu útlum výstupního signálu. Na obrázku 8.12 vidíme průběhy zaznamenané osciloskopem při různých frekvencích. Je dobře viditelné, že při mezní frekvenci f_0 je útlum výstupního (modrého) signálu největší a současně jsou oba signály ve fázi.

Fázová frekvenční charakteristika

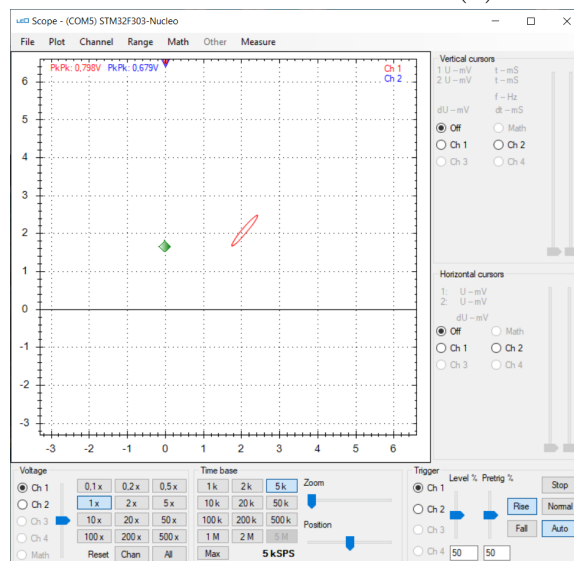
Při měření amplitud vstupního a výstupního signálu můžeme počítat fázovou odchylku maximálních výchylek signálu a sestavit i fázovou frekvenční charakteristiku.

Alternativně se na vývoj fázového posunu můžeme podívat na osciloskopu v režimu X-Y a pozorovat změny jednoduchého Lissajousova obrazce, jak ukazuje obrázek 8.13. Fázový rozdíl vstupního a výstupního signálu je při mezní frekvenci 0° . Pro frekvence vyšší fázový rozdíl roste až k 20° a dále pozvolna klesá k 0° . Pro frekvence nižší fázový rozdíl roste až k -20° a dále pozvolna klesá k 0° .



(a) Frekvence 50 Hz

(b) Frekvence 112 Hz



(c) Frekvence 500 Hz

Obrázek 8.13: Demonstrace vývoje fázového rozdílu vstupního a výstupního signálu přemostěného T článku

Závěr

V této úloze jsme demonstrovali filtrační vlastnosti přemostěného T článku. Jako ukázkou jsme využili T článek s velmi nízkou selektivitou. Při volbě většího n se sice selektivita obvodu zvyšuje, ale současně se změnou n posouvá i mezní frekvence f_0 T článku. Pro účely demonstrací na LEO je vhodné volit mezní frekvenci kolem hodnoty 100 Hz, aby bylo možné sledovat vlastnosti obvodu jak pro nižší, tak pro vyšší frekvence v měřitelném rozsahu.

Bibliografie

- [1] *Extending the DAC performance of STM32 microcontrollers*. AN4566. Rev 3. STMicroelectronics. Zář. 2019. URL: www.st.com.
- [2] *STM32 Nucleo-64 boards (MB1136)*. UM1724. Rev 13. STMicroelectronics. Dub. 2019. URL: www.st.com.
- [3] *STM32F303xE Datasheet*. DocID026415. Rev 2. STMicroelectronics. Říj. 2016. URL: www.st.com.
- [4] *STM32F303xB/C/D/E Reference manual (RM0316)*. DocID022558. Rev 8. STMicroelectronics. Led. 2017. URL: www.st.com.
- [5] *STM32 Nucleo-64 boards (MB1136)*. UM1724. Rev 13. STMicroelectronics. Dub. 2019. URL: www.st.com.
- [6] *BC546B, BC547A,B,C, BC548B,C Amplifier Transistors*. BC546/D. Rev 7. ON Semiconductor. Červ. 2012. URL: www.onsemi.com.
- [7] Mařátko, Jan. *Elektronika*. 5. vyd. IDEA SERVIS, 2002. ISBN: 80-85970-42-2.
- [8] *MCP6001/1R/1U/2/4*. DS20001733L. Rev L. Microchip. Břez. 2020. URL: www.microchip.com.
- [9] *BS170 - Small Signal MOSFET*. BS170/D. Rev 7. ON Semiconductor. Lis. 2017. URL: www.onsemi.com.
- [10] Tkotz, Klaus. *Přírůčka pro elektrotechnika*. 1. vyd. EUROPA-SOBOTÁLES cz., 2002. ISBN: 80-86706-00-1.