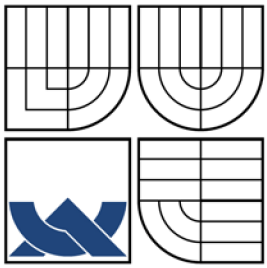
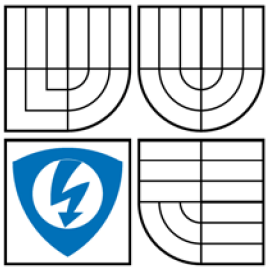


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOTECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ELEKTRONICKY PŘELADITELNÉ OSCILÁTORY

THE OSCILLATORS WITCH POSIBILITY ELECTRICAL TUNNING

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR´S THESIS

AUTOR PRÁCE **DAVID POLANSKÝ**
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE **ING. JIŘÍ PETRŽELA, Ph.D.**
SUPERVISOR

BRNO 2007

VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: David Polanský ***ID:*** 72926
Ročník: 3 ***Akademický rok:*** 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Elektronicky přeladitelné oscilátory

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy oscilátorů s možností spojitého elektronického přeladění kmitočtu. Zaměřte se zejména na využití nestandardních aktivních prvků jako OTA nebo CCII.

Laboratorním měřením ověřte správnou funkci Vámi navržených struktur oscilátorů a porovnejte míru přeladitelnosti jednotlivých oscilátorů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] POSPÍŠIL, J., DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2000.

[2] DOSTÁL, T. Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.

[3] POSPÍŠIL, J., KOLKA, Z., HANUS, S., PETRŽELA, J., BRZOBOHATÝ, J. Optimized second-order dynamical systems and their RLC circuit models with PWL controlled sources. Radioengineering. 2004, vol. 13, no. 3, p. 13-17.

Termín zadání: 9.2.2009 ***Termín odevzdání:*** 5.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práve třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Elektronicky přesaditelné oscilátory jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. června 2009 .....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Petrželovi Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne 5. června 2009 .....
podpis autora

Abstrakt

Cílem této práce je seznámit čtenáře se základními principy oscilátorů s možností spojitého elektronického přeladění kmitočtu. Práce je zaměřena na využití nestandardních aktivních prvků jako je OTA a CCII. Je zde uvedeno několik konkrétních zapojení, u kterých je výpočtem, v programu PSpise a měřením zjištěna míra přeladitelnosti. Jednotlivá zapojení jsou vzájemně porovnána.

Klíčová slova

OTA, CCII, transkonduktanční zesilovač, proudový konvejor, přeladitelný oscilátor

Abstract

The goal of bacheolor's project introduce the reader to the basic principles of oscillator with a possibility of coherent electrical tunning frequency. Project is focused on utilization of non-standard active elements like OTA and CCII. A few wiring circuits are listed, in which it's tunning scale is calculated in PSpise program. Next these devices are compared.

Keywords

OTA, CCII, operational transconductance amplifier, current conveyor, retunning oscillator.

Bibliografická citace

POLANSKÝ, D. *Elektronicky přeladitelné oscilátory.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 46 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

Obsah

Abstrakt **3**

Obsah **4**

Úvod **6**

1. Oscilátory **7**

1.1 Rozdělení 7

1.1.1 Podle frekvence oscilace 7

1.1.2 Podle způsobu provedení 7

1.2 Elektronické přelaďování oscilátoru 8

1.2.1 Elektronická změna kapacity 8

1.2.2 Elektronická změna odporu 9

1.2.3 Elektronická změna jiných parametrů 10

2. Proudový konvejor **11**

2.1 Funkce a rozdělení 11

2.2 Použití 12

2.3 Proudový konvejor druhé generace 12

2.3.1 Ideální CCII 12

3.1 Funkce 13

3.1.1 Ideální OTA 14

3.2 Použití 14

3.3 Další modifikace OTA 14

4. Horngův oscilátor **15**

4.1Popis zapojení 15

4.2 Oscilační podmínka a frekvence oscilací 15

4.3 Zjištěné výsledky 17

4.3.1 Simulace 17

4.3.3 Grafické zpracování výsledků 20

4.4 Shrnutí 21

5. Oscilátor s OTA, varianta 1. ..... **22**

5.1 Oscilační podmínky a frekvence oscilací 22

5.2 Zapojení 22

5.3 Zjištěné výsledky 23

5.3.1 Simulace 23
5.4 Shrnutí 27
6. Oscilátor s OTA, varianta 2 28
6.1. Oscilační podmínky a frekvence oscilací 28
6.2 Zjištěné výsledky 30
6.2.1 Simulace 30
6.2.3 Grafické zpracování výsledků 34
6.3 Shrnutí 35
7. Oscilátor s OTA, varianta 3. 36
7.1 Oscilační podmínky a frekvence oscilací 36
7.2 Zapojení 39
7.3 Zjištěné výsledky 39
7.3.1 Simulace 39
7.2.1 Grafické zpracování výsledků 40
7.3 Shrnutí 41
8. Závěr 42
9. Rejstříky a seznamy 43
9.1 Seznam použité literatury 43
9.2 Abecední seznam zkratek 44
9.3 Seznam obrázků 45
9.4 Seznam tabulek 46

Úvod

Cílem této práce je prozkoumat možnosti spojitého elektronického přeladění kmitočtu oscilátorů s využitím nestandardních aktivních prvků jako je například OTA nebo CCII.

V první části jsou uvedeny základní informace o oscilátorech a možnostech jejich přelaďování.

V další části jsou popsány některé netradiční aktivní prvky. Jsou uvedeny jejich základní vlastnosti a dále jsou rozebrány jejich funkce.

V poslední části je provedena analýza oscilátorů využívajících netradičních aktivních prvků. U každého oscilátoru je uvedena charakteristická rovnice, ze které je odvozena oscilační podmínka a vztah pro oscilační kmitočet. U každého oscilátoru je popsáno s jakým modelem byla provedena simulace a jsou uvedeny naměřené hodnoty.

V závěru jsou jednotlivé oscilátory porovnány.

1. Oscilátory

Elektronický oscilátor je zdroj harmonických kmitů elektrické veličiny. Oscilační frekvence jsou dány vnitřními stavebními prvky.

U některých oscilátorů je žádoucí možnost elektronické změny jejich oscilačního kmitočtu. Tyto oscilátory se pak využívají například jako FM modulátory.

1.1 Rozdělení

1.1.1 Podle frekvence oscilace

1.Nízkofrekvenční

Frekvence se řádově pohybuje až do desítek kilohertz.

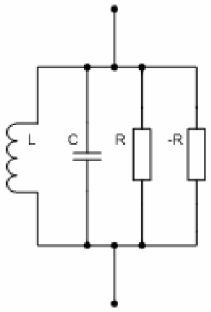
2.Vysokofrekvenční

Frekvence může dosahovat jednotky, desítky a někdy až stovky megahertz.

1.1.2 Podle způsobu provedení

Dvoubodové oscilátory

Dvoubodové oscilátory, neboli oscilátory se záporným diferenciálním odporem využívají k odtlumení rezonančního RLC (Obr. 1) obvodu nelineárního rezistoru se záporným diferenciálním odporem. Aby nedocházelo k tlumenému kmitání, musí být hodnota tohoto nelineárního odporu R_N stejně velká (ale s opačným znaménkem) jako hodnota ztrátového rezistoru R. V případě, že bude hodnota R_N menší než hodnota R, výsledné oscilace budou stále (ale méně) tlumeny. Jestliže bude R_N větší než R, bude velikost kmitů narůstat.

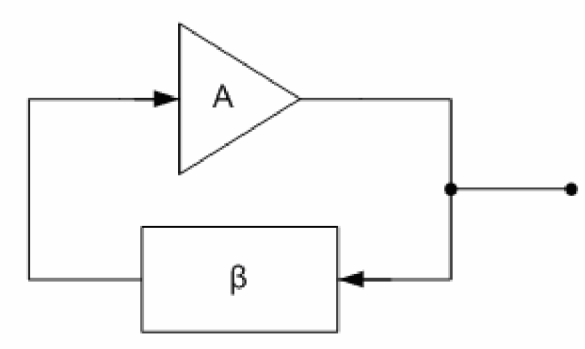


(Obr. 1) Dvoubodový oscilátor

Jako prvek se záporným diferenciálním odporem se využívá např. tunelová dioda (A-V charakteristika typu N), lavinová dioda nebo čtyřvrstvá dioda (A-V charakteristika typu S).

Zpětnovazební oscilátory

Zpětnovazební oscilátory obsahují aktivní obvod (zesilovač) a selektivní obvod udávající frekvenci kmitání, který je zapojený v kladné zpětné vazbě (Obr. 2).



(**Obr. 2**) Zpětnovazební oscilátor

Aby se takto řešený oscilátor rozkmital, musí být splněny dvě podmínky. Amplitudová (1.0) a fázová (1.1).

$$|\beta.A| = 1 \qquad (1.0)$$

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 2k\pi \qquad (1.1)$$

Amplitudová podmínka říká, že velikost součinu přenosu zesilovače a selektivního článku musí být rovna jedné. Fázová podmínka udává, že fázový posuv mezi vstupním signálem (před zesilovačem) a signálem za zpětnou vazbou musí být nulový.

Jako zvláštní typ zpětnovazebního oscilátoru by se daly označit tříbodové oscilátory. U tříbodových oscilátorů je zpětnovazební blok propojen s aktivním prvkem ve třech bodech.

1.2 Elektronické přelaďování oscilátoru

Změna oscilační frekvence se provádí změnou některých parametrů oscilátoru a to tak, aby nedošlo ke změně oscilační podmínky a přitom bylo přeladění dostatečné.

Z konstrukčního hlediska je většinou nejsnazší měnit kapacitu vhodné součástky, odpor rezistoru nebo zisk aktivního prvku.

1.2.1 Elektronická změna kapacity

Varikap (kapacitní dioda) je dioda, která mění kapacitu PN přechodu v závislosti na přiváděném napětí. Na PN přechodu varikapu se vlivem difúze volných děr a elektronů vytvoří napětí U_k. Vznikem U_k se zastaví další difúze, protože toto napětí elektrostaticky

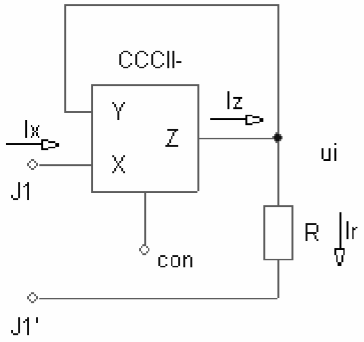
odpuzuje další volné elektrony od přechodu. Takto se vytvoří vrstva bez volných elektronů, vrstva s izolačními vlastnostmi. Když přivedeme na varikap závěrné napětí, přechodová izolační vrstva se zvětší, protože vzrostou elektrostatické odpudivé síly[3]. Šířkou přechodové isolační vrstvy se mění velikost kapacity varikapu.

1.2.2 Elektronická změna odporu

Možností elektronické změny odporu rezistoru je mnoho. Lze například využít digitální potenciometr . Toto řešení by však vedlo k nespojitému přeladění oscilačního kmitočtu. Pro spojité přeladění se dá využít negativní proudový konvejor a to v případě, že jedna svorka nahrazovaného rezistoru bude na nulovém potenciálu.

Regulovatelný rezistor s proudovým konvejorem

Zapojení (Obr. 3) využívá jeden negativní řiditelný konvejor druhé generace a jeden rezistor.



(Obr. 3) Elektronicky řiditelný rezistor

Pro tento obvod platí:

$u_x=u_y=u_i$ (1.2)

$\beta i_x=i_z=i_r$ (1.3)

po úpravě (1.2), (1.3) dostaneme vztah (1.4)

$$i_x = \frac{u_i}{\beta \cdot R} \tag{1.4}$$

Vstupní odpor je tedy

$$R_{in} = \frac{u_i}{i_x} = \underline{\underline{\beta R}} \tag{1.5}$$

Ze vztahu (1.5) vyplývá, že vstupní odpor je přímo úměrný proudovému přenosu proudového konvejoru.

Pokud v zapojení (Obr. 3) nepoužijeme CCII-, ale CCII+, vznikne nám součástka se záporným diferenciálním odporem.

1.2.3 Elektronická změna jiných parametrů

Některé oscilátory lze přelaďovat změnou parametrů aktivního prvku. Jako aktivní prvek může být použit řiditelný proudový konvejor nebo transkonduktanční zesilovač. U proudového konvejoru můžeme řídit proudový přenos β, u transkonduktančního zesilovače transkonduktanci gm.

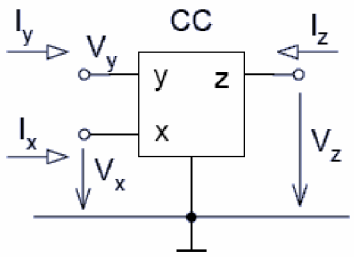
Tento způsob řízení frekvence oscilátoru je velice výhodný, protože je jednoduchý a nevyžaduje návrh ne vždy jednoduchého řídícího obvodu. Je ale nutné zvolit správný typ aktivního obvodu, protože parametry některých aktivních obvodů lze měnit v rámci jednoho řádu, jiné umožňují změnu parametrů až o několik řádů.

2. Proudový konvejor

Proudový konvejor (CC- current conveyor) je součástka známá již poměrně dlouhou dobu (1. generace již od roku 1968), je prakticky v podobě integrovaného obvodu jen velmi málo používána.

2.1 Funkce a rozdělení

Pojem konvejor se dá přiblížit jako proudový (napěťový) sledovač (nebo sledovač s inverzí). Je to mnohobran - nejčastěji trojbran (obr. 4) s různými vztahy mezi jednotlivými bránami. Vztahy mezi bránami se liší i jednotlivé generace proudových konvejorů.



(Obr. 4) Proudový konvejor

Obecný konvejor je popsán soustavou rovnic (2.0), do kterých se dosadí za jednotlivé proměnné (α, β *a* γ) podle typu a generace konvejoru (Tabulka 1.).

$$\begin{bmatrix} U_x \\ I_y \\ I_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_x \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} \qquad (2.0)$$

Tabulka 1. Koeficienty pro různé typy proudových konvejorů

Typ konvejoru	α	β	γ
CCI+	1	1	1
CCI-	1	1	-1
ICCI+	-1	1	1
ICCI-	-1	1	-1
CCII+	1	0	1
CCII-	1	0	-1
ICCII+	-1	0	1
ICCII-	-1	0	-1
CCIII+	1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1
ICCIII+	-1	-1	1
ICCIII-	-1	-1	-1

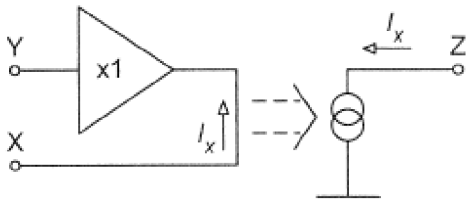
V tabulce 1. jsou uvedeny zkratky pro jednotlivé konvejory. Jestliže je před zkratkou CC uvedeno písmeno I, jedná se o invertující proudový konvejor. V případě, že před zkratkou CC není uvedeno nic, jedná se o konvenční proudový konvejor. Římské číslo za zkratkou CC udává, o kterou generaci konvejoru se jedná. Znaménko za udáním generace určuje, zda se jedná o pozitivní či negativní konvejor.

2.2 Použití

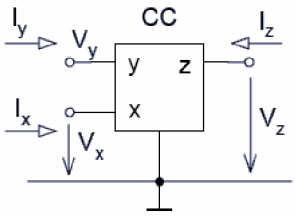
Proudové konvejory lze využít pro konstrukci elektronických filtrů, oscilátorů, gyrátorů a mnoha dalších zařízení. Mezi jejich přednosti patří především jejich vynikající stabilita i při vysokých kmitočtech. Prakticky mohou pracovat v rozsahu od 0 Hz až do desítek MHz. Jejich hlavní nevýhodou je špatná dostupnost.

2.3 Proudový konvejor druhé generace

Pro tříbránový konvejor CCII (Obr. 5a, b) platí, že napětí na svorce X je stejné jako napětí na svorce Y. Proud procházející svorkou X odpovídá proudu procházejícímu svorkou Z. Svorkou Y v ideálním případě neteče žádný proud.



(**Obr. 5a**) Princip CC



(**Obr. 5b**) Značka CC

2.3.1 Ideální CCII

Pro ideální proudový konvejor platí:

- vstupní impedance svorky Y je nekonečná
- výstupní impedance svorky X je nulová
- výstupní impedance svorky Z je nekonečná.

V praxi těchto hodnot samozřejmě nelze dosáhnout, lze se jim však přiblížit.

Pro reálný proudový konvejor platí:

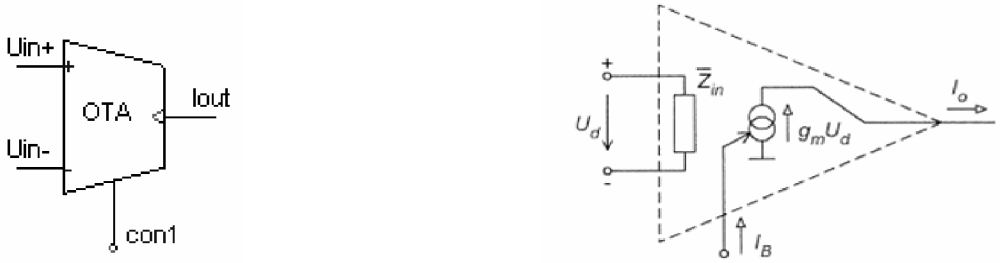
- vstupní impedance svorky Y se pohybuje řádově v desítkách kiloohmů
- výstupní impedance svorky X se pohybuje řádově v jednotkách až desítkách ohmů
- výstupní impedance svorky Z se pohybuje řádově v jednotkách megaohmů.

3. Transkonduktanční zesilovač

Transkonduktanční zesilovač (OTA - operational transconductance amplifier) s jedním výstupem se objevil poprvé v roce 1969. V současné době je na trhu poměrně snadno dostupný.

3.1 Funkce

Transkonduktanční zesilovač (Obr. 6a, b) si lze představit jako zdroj proudu ovládaný diferenciálním zesilovačem.



(Obr. 6a,b) Transkonduktanční zesilovač

Vlastnosti jsou definovány pomocí transkonduktance. OTA pracuje tak, že rozdíl napětí na vstupu převede na proud (3.0).

$$I_{out} = g_m \cdot (U_{in}^{+} \; U_{in}^{-}) \qquad (3.0)$$

kde I_{out} je výstupní proud, U^{+}_{in} je napětí na neinvertujícím vstupu, U^{-}_{in} je napětí na invertujícím vstupu a *gm* je transkonduktance. U většiny OTA je možné velikost g_m měnit velikostí proudu I_B (proud do svorky con1), což nám dává například možnost přelaďování oscilační frekvence oscilátoru nebo mezní frekvence filtru s OTA.

Transkonduktance

Je vlastnost transkonduktančních zesilovačů. Má rozměr S (Siemens), protože je definována jako poměr výstupního proudu a vstupního napětí (3.1). Většinou se značí *gm*.

$$gm = \frac{I_{out}}{U_{in}} \qquad (3.1)$$

3.1.1 Ideální OTA

V ideálním případě je vstupní impedance nekonečná, při nulovém napětí na vstupu je výstupní proud nulový a výstupní impedance je také nulová.

3.2 Použití

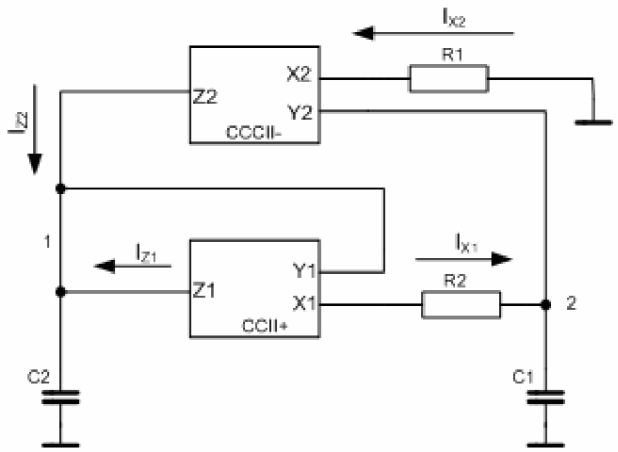
S OTA lze konstruovat řízené oscilátory, řízené zesilovače, filtry a násobiče. Pro svoji jednoduchost jsou velice stabilní. Bez zpětné vazby pracují do desítek MHz.

3.3 Další modifikace OTA

Mimo OTA je možnost setkat se s tzv. BOTA, který se odlišuje pouze dalším výstupem s opačným směrem proudu I_{out}.

4. Horngův oscilátor

Zapojení Horngova oscilátoru (Obr. 7) [1] využívá dvou proudových konvejorů (CCII+ a CCCII-), dvou uzemněných kondenzátorů a dvou rezistorů.



(Obr. 7) Horngův oscilátor

4.1 Popis zapojení

Napěťová svorka (Y_1) pozitivního konvejoru sleduje napětí na kondenzátoru C_2 (v uzlu 1). Na proudové svorce (X_1) je stejné napětí jako na svorce napěťové. Toto napětí vyvolá proud tekoucí rezistorem R_2 tak, aby došlo k vyrovnání napěťového potenciálu mezi proudovou svorkou a uzlem 2. Proud proudovou svorkou X_1 vyvolá proud svorkou Z ve stejném směru (pokud teče proud do svorky X_1, teče stejně velký proud do svorky Z_1).

Napěťová svorka negativního konvejoru (Y_2) sleduje napětí v uzlu 2. Stejné napětí je opět i na proudové svorce (X_2). Proud svorkou X je dán velikostí rezistoru R1. Proud svorkou Z teče v opačném směru než proud svorkou X a je β-krát větší. Kondenzátor C_2 je nabíjen součtem proudů výstupních proudových svorek (Z_1, Z_2).

4.2 Oscilační podmínka a frekvence oscilací

Charakteristická rovnice oscilátoru je určena pomocí programu Snap, který analyzoval obvod Hrongova oscilátoru a vytvořil jeho charakteristickou rovnici (4.0).

$$
\begin{aligned}
&-GCC_2A_2 \cdot GCC_2B_2 - GCC_1A_1 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_2 - GCC_1A_2 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_2 \\
&+ GCC_1B_1 \cdot GCC_2A_2 \cdot GCC_2B_1 + GCC_1A_1 \cdot GCC_1B_1 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_1 \\
&+ GCC_1A_2 \cdot GCC_1B_1 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_1 + GCC_1B_2 \cdot GCC_2A_2 \cdot GCC_2B_1 \\
&+ GCC_1A_1 \cdot GCC_1B_2 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_1 + GCC_1A_2 \cdot GCC_1B_2 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_1 \\
&+ s \cdot (C_2 \cdot R_1 - C_2 \cdot GCC_2A_1 \cdot GCC_2B_1 \cdot R_2 - C_1 \cdot R_2 \cdot GCC_2A_2 \cdot GCC_2B_2 - C_1 \cdot R_1 \cdot GCC_1A_1 \cdot GCC_1B_1 \\
&- C_1 \cdot GCC_1A_1 \cdot GCC_1B_1 \cdot R_1 - C_1 \cdot GCC_1A_2 \cdot GCC_1B_1 \cdot R_1 - C_1 \cdot GCC_1A_2 \cdot GCC_1B_2 \cdot R_1 \\
&- C_1 \cdot R_1 \cdot GCC_1A_2 \cdot GCC_1B_1 - C_1 \cdot R_1 \cdot GCC_1A_1 \cdot GCC_1B_2 - C_1 \cdot R_1 \cdot GCC_1A_2 \cdot GCC_1B_2) \\
&+ s^2 \cdot (C_2 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot R_2) = 0
\end{aligned}
\tag{4.0}
$$

Tato rovnice (4.0) je však velice nepřehledná a složitá, proto byla zjednodušena. Za napěťové a proudové přenosy, které byly nulové, byla dosazena nula. Dále byl zjednodušen zápis nenulových napěťových a proudových přenosů a to tak, že pro napěťový přenos byla zavedena proměnná α a pro proudový přenos proměnná β. Index u těchto proměnných značí, zda se jedná o přenos 1. nebo 2. konvejoru .

Upravená charakteristická rovnice oscilátoru

$$
-\alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot \beta_2 + s \cdot (C_2 \cdot R_1 - C_1 \cdot R_1 \cdot \alpha_1 \cdot \beta_1) + s^2 \cdot (C_2 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot R_2) = 0 \tag{4.1}
$$

Do rovnice (4.1) byly dosazeny hodnoty přenosu napětí $\alpha_1=1$, $\alpha_2=1$, proudu $\beta_1=1$ a bylo dosazeno za s = jω. Upravená charakteristická rovnice oscilátoru s dosazením má pak tvar (4.2)

$$
-\beta_2 + j\omega \cdot (C_2 \cdot R_1 - C_1 \cdot R_1) - (C_2 \cdot C_1 \cdot R_1 \cdot R_2) = 0 \tag{4.2}
$$

Z této rovnice (1.2) zjistíme podmínku, nezbytnou pro kmitání oscilátoru a to tak, že imaginární část musí být rovna nule:

$$
C_2R_1 - C_1R_1 = 0 \Rightarrow \underline{\underline{C_1 = C_2}} \tag{4.3}
$$

Oscilační frekvenci určíme tak, že reálná část rovnice (4.2) bude rovna nule.

$$
-\beta_2 - \omega^2 (C_2C_1R_2R_1) = 0 \Rightarrow \omega = \sqrt{\frac{-\beta_2}{(C_2C_1R_2R_1)}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{-\beta_2}{(C_2C_1R_2R_1)}} \tag{4.4}
$$

Proudový přenos β_2 je záporný, protože se jedná o přenos CCCII-, proto můžeme rovnici (1.4) pro oscilační kmitočet dále upravit:

$$
f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{-\beta_2}{(C_2C_1R_2R_1)}} = \underline{\underline{\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{|\beta_2|}{(C_2C_1R_2R_1)}}}} \tag{4.5}
$$

Z této rovnice vyplývá, že výstupní frekvence bude přímo úměrná odmocnině proudového přenosu β a nepřímo úměrná hodnotám rezistorů R_1, R_2 a hodnotám kondenzátorů C_1 a C_2.

4.3 Zjištěné výsledky

Pro obvod Horngova oscilátoru byly zjištěny výsledky výpočtem, simulací v programu PSpise a praktickým měřením obvodu. Pro tyto operace byly použity součástky uvedené v tabulce 2.

Tabulka 2. Použité součástky

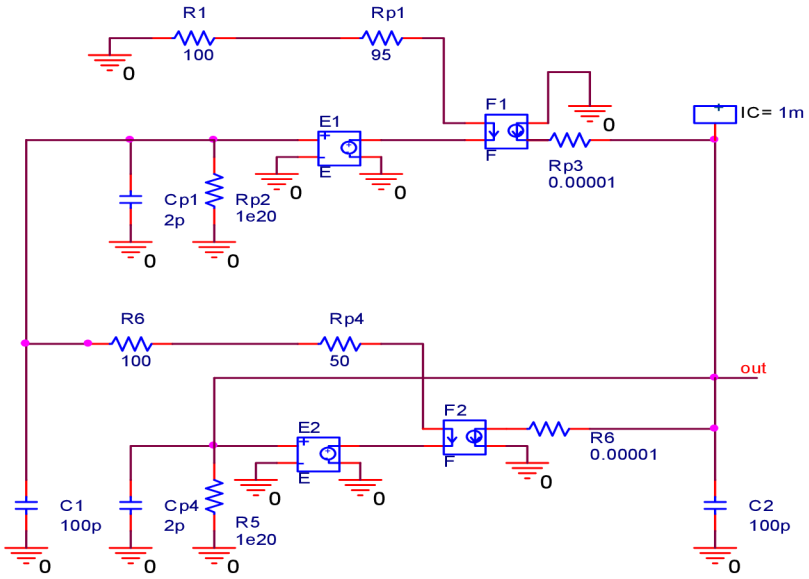
Součástka	Hodnota, typ
Rezistor R_1	100 Ω
Rezistor R_2	100 Ω
Kondenzátor C_1	100 pF
Kondenzátor C_2	100 pF
Konvejor CCCII-	EL2082
Transimpedanční zesilovač CFA	AD844

U EL2082 výrobce udává, že proudový zesilovací činitel číselně odpovídá napětí na řídící svorce vyjádřené ve Voltech.

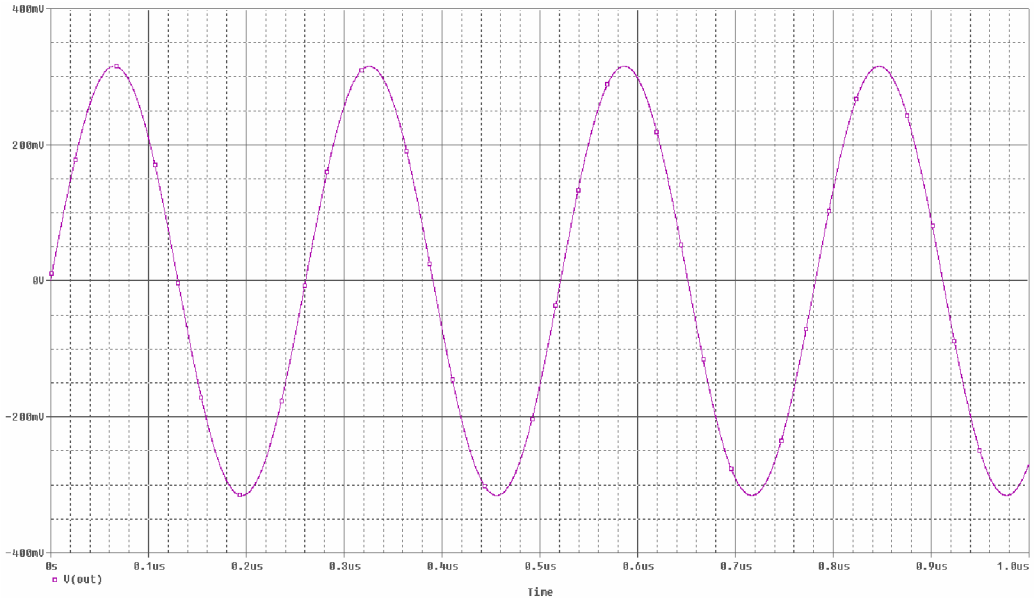
Z CFA AD844 byl využit pouze CCII+, jeho napěťový a proudový zesilovací činitel je roven jedné.

4.3.1 Simulace

Pro simulaci byl použit lineární, frekvenčně závislý model obvodu (Obr. 8). Konvejor CCCII- je tvořen zdrojem napětí, řízeném napětím E_1 a zdrojem proudu, řízeném proudem F_1. Dále obsahuje parazitní odpory R_{p1}, R_{p2} a R_{p3} a parazitní kapacitu C_{p1}. Konvejor CCII+ je tvořen zdrojem napětí, řízeném napětím E_2 a zdrojem proudu, řízeném proudem F_2. Dále obsahuje parazitní odpory R_{p4}, R_{p5} a R_{p6} a parazitní kapacitu C_{p2}.

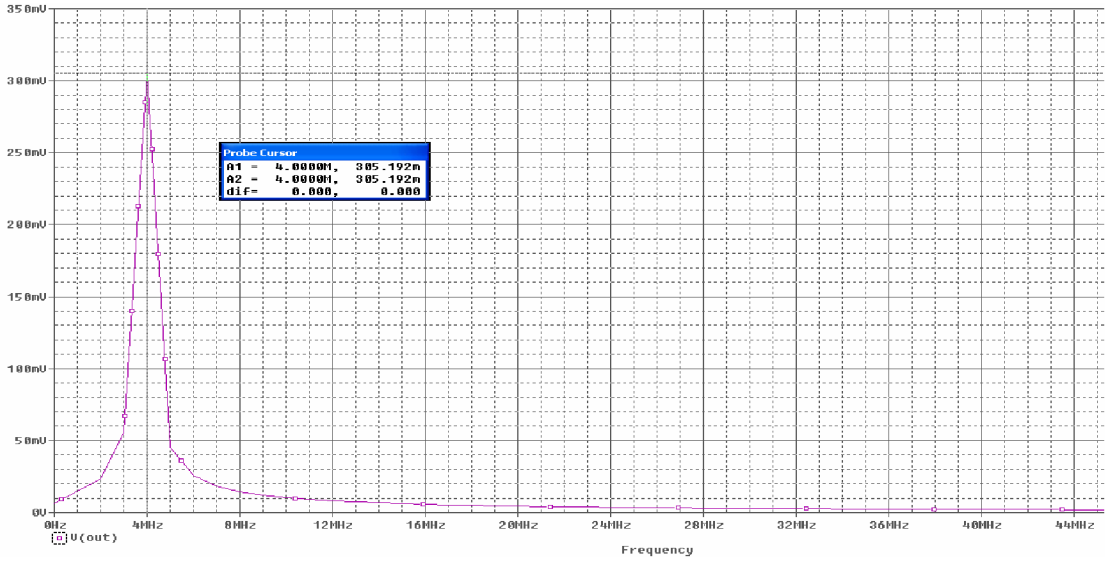


(Obr. 8) Model Horngova oscilátoru



(Obr. 9) Simulace Horngova oscilátoru,

časová oblast



(Obr. 10) Simulace Horngova oscilátoru,

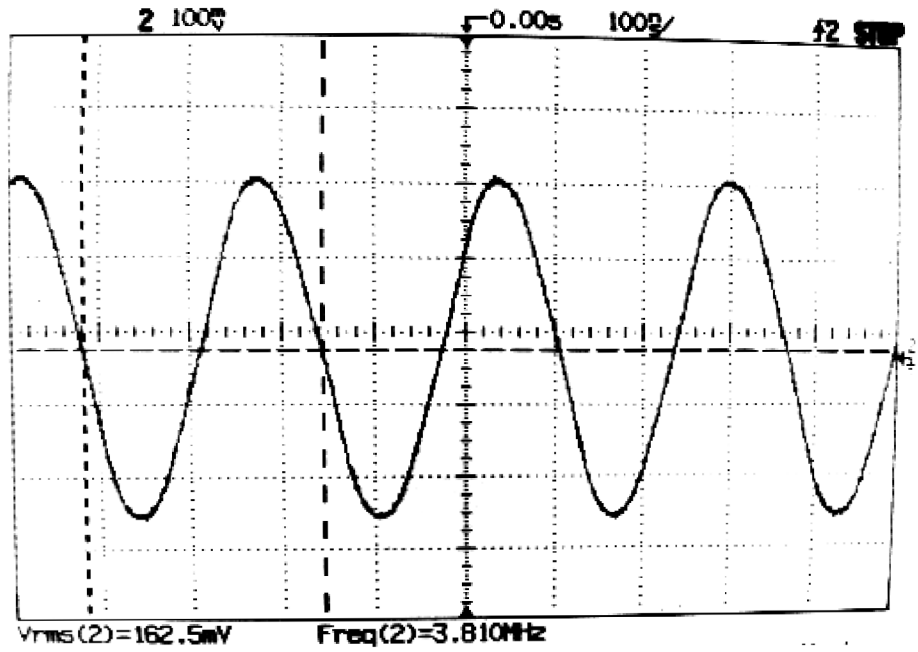
frekvenční oblast

Na obrázku (Obr. 9) je zobrazena časová závislost výstupního napětí. Na obrázku (Obr. 10) je zobrazena frekvenční analýza předchozího průběhu.

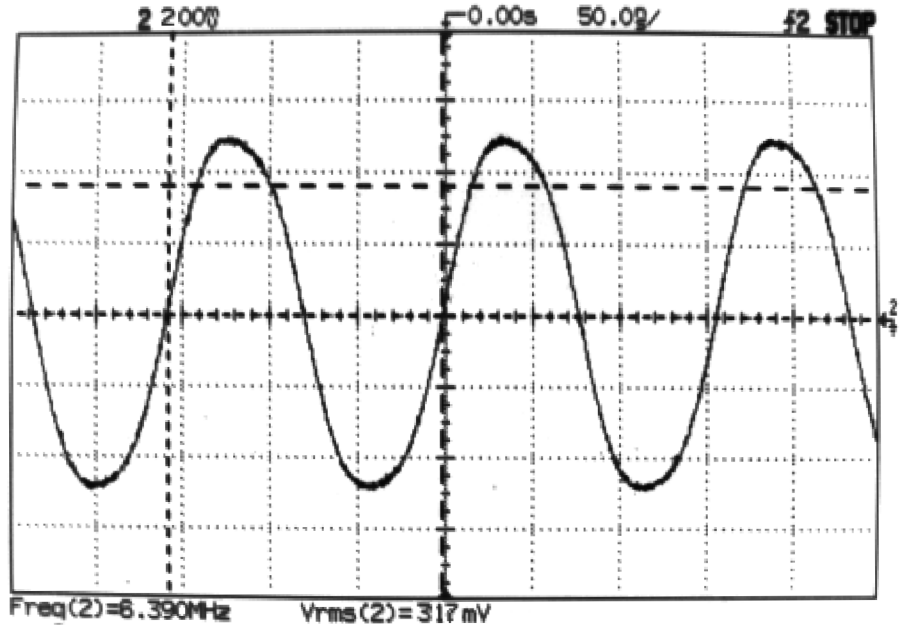
4.3.2 Měření

Horngův oscilátor byl sestaven na nepájivém kontaktním poli. Poté byla změřena jeho oscilační frekvence a hodnota výstupního napětí v závislosti na řídícím napětí.

Na obrázku (Obr. 11) je zobrazen průběh napětí pro řídící napětí $U_{ř}$=0,5V. Na první pohled je patrné, že se přibližně jedná o harmonický průběh, který je zkreslen lichými harmonickými složkami.



(Obr. 11) Průběh napětí pro řídící napětí $U_{ř}$=0,5 V

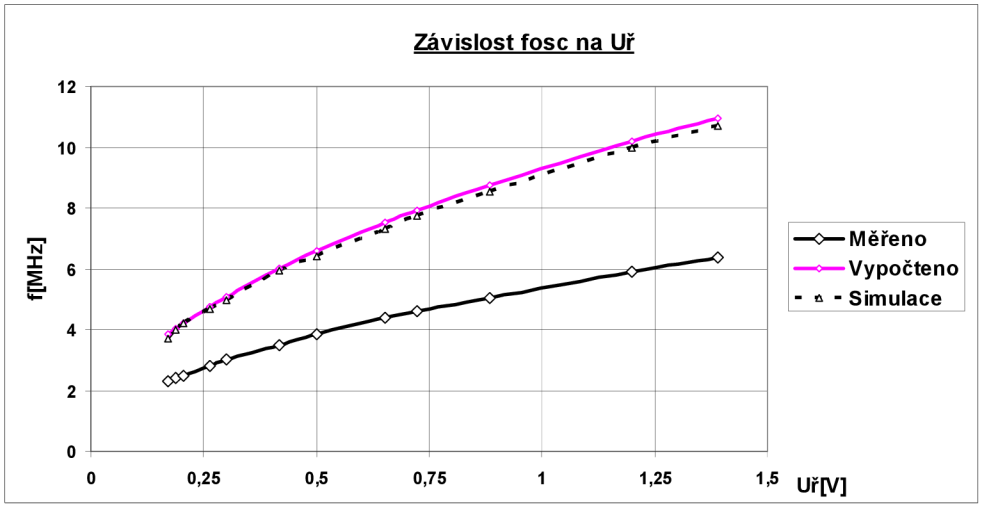


(Obr. 12) Průběh napětí pro řídící napětí $U_{ř}$=1,39 V.

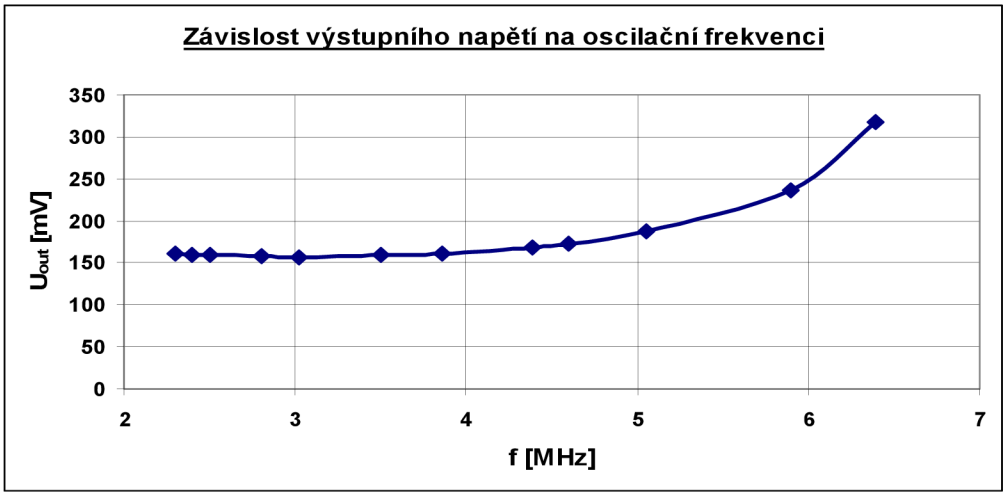
Tabulka 3. Odsimulované ,vypočtené hodnoty a naměřené hodnoty

Uř[V]	0,171	0,187	0,205	0,263	0,3	0,417	0,5	0,653	0,723	0,885	1,2	1,39
β2[-]	0,171	0,187	0,205	0,263	0,3	0,417	0,5	0,653	0,723	0,885	1,2	1,39
Vypočtené hodnoty												
fosc [MHz]	3,85	4,02	4,21	4,77	5,10	6,01	6,58	7,52	7,91	8,75	10,19	10,97
Odsimulované hodnoty												
fosc [MHz]	3,7	4	4,2	4,7	4,98	5,93	6,42	7,3	7,76	8,54	10	10,7
Změřené hodnoty												
fosc [MHz]	2,3	2,4	2,5	2,8	3,02	3,5	3,81	4,386	4,6	5,05	5,9	6,39
Uef [mV]	161	160	159	158	157	159	161	169	173	187	236	317

4.3.3 Grafické zpracování výsledků



(Obr. 13) Závislost frekvence na $U_{\check{r}}$



(Obr. 14) Závislost výstupního napětí na oscilačním kmitočtu

4.4 Shrnutí

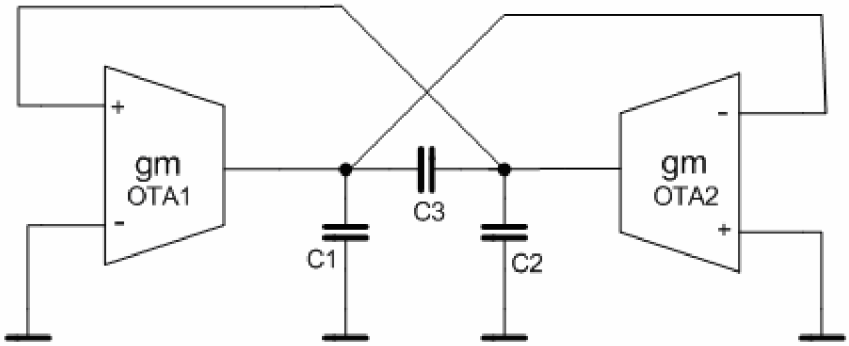
Naměřené hodnoty se od vypočtených a odsimulovaných značně liší (Obr. 13). Například při proudovém zisku $\beta = 0,5$ je naměřena hodnota $f_{osc}= 3,81$ MHz, ale odsimulovaná hodnota je $f_{osc}= 6,42$ MHz a spočítána byla na hodnotu $f_{osc}= 6,42$ MHz.

Příčinou této nesrovnalosti mohou být parazitní vlastnosti proudových konvejorů, které nebyly v modelu uvažovány. Dále se uplatnily parazitní vlastnosti nepájivého kontaktního pole, jako přechodový odpor a kapacita v místech styku pole se součástkami. Velký vliv měla indukčnost propojovacích vodičů, především v okolí součástek, které se podílejí na vztahu pro oscilační kmitočet. Je nutno brát v úvahu, že konvejor nemá při daném řídícím napětí na všech frekvencích stejný proudový zesilovací činitel β.

Oscilátor držel přibližně konstantní výstupní napětí od 2,3 MHz do 4,5 MHz. Po překročení 5 MHz se výstupní napětí zvětšovalo, protože se oscilační frekvence blížila pólu oscilátoru.

5. Oscilátor s OTA, varianta 1.

Zapojení (Obr. 15) [2] se skládá ze dvou vzájemně propojených integrátorů realizovaných pomocí OTA.



(Obr.15) Oscilátor s OTA, varianta 1

5.1 Oscilační podmínky a frekvence oscilací

Charakteristická rovnice (5.0) oscilátoru určena pomocí programu Snap:

$$G_1.G \cdot G_2.G + s(G_1.G \cdot C_3 - G_2.G \cdot C_3) + s^2(C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_3 + C_2 \cdot C_3) = 0 \qquad (5.0)$$

Tuto rovnici (5.0) není nutné výrazně upravovat. Pouze byla zavedena substituce pro $G_1.G$ a $G_2.G$ na g_{m1} a g_{m2}.

$$gm_1 \cdot gm_2 + s(gm_1 \cdot C_3 - gm_2 \cdot C_3) + s^2(C_1 \cdot C_2 + C_1 \cdot C_3 + C_2 \cdot C_3) = 0 \qquad (5.1)$$

Z rovnice (2.1) získáme oscilační podmínku (5.2)

$$g_{m1} = g_{m2} \qquad (5.2)$$

Dále byla určena oscilační frekvence (5.3)

$$\omega = \sqrt{\frac{gm_1 \cdot gm_2}{C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3}} \Rightarrow f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{gm_1 \cdot gm_2}{C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3}} \qquad (5.3)$$

Z této rovnice (5.3) je patrné, že frekvence odpovídá odmocnině součinu gm_1 a gm_2. Z oscilační podmínky je jasné, že $gm_1 = gm_2$. Dále je frekvence oscilací nepřímo úměrná hodnotám kondenzátorů C_1, C_2 a C_3.

5.2 Zapojení

Oscilátor je tvořen dvěmi navzájem propojenými integrátory, tvořenými prvky OTA. První integrátor je tvořen prvky OTA_1, a kombinací kondenzátorů C_1, C_2 a C_3 (k C_1 je paralelně připojena sériová kombinace C_2 a C_3). Invertující vstup je uzemněn, neinvertující vstup sleduje napětí na kondenzátoru C_2. Sledovanému napětí při dané

transkonduktanci gm_1 odpovídá proud na výstupní svorce OTA1. Druhý integrátor je zapojen obdobně (je tvořen prvky OTA_2, a kombinací kondenzátorů C_1, C_2 a C_3, k C_2 je paralelně připojena sériová kombinace C_1 a C_3) s tím rozdílem, že neinvertující vstup je uzemněn, invertující vstup sleduje napětí na kondenzátoru C_1.

5.3 Zjištěné výsledky

Pro obvod oscilátoru s OTA byly zjištěny výsledky výpočtem, simulací v programu PSpise a praktickým měřením obvodu. Pro tyto operace byly použity součástky uvedené v tabulce 4.

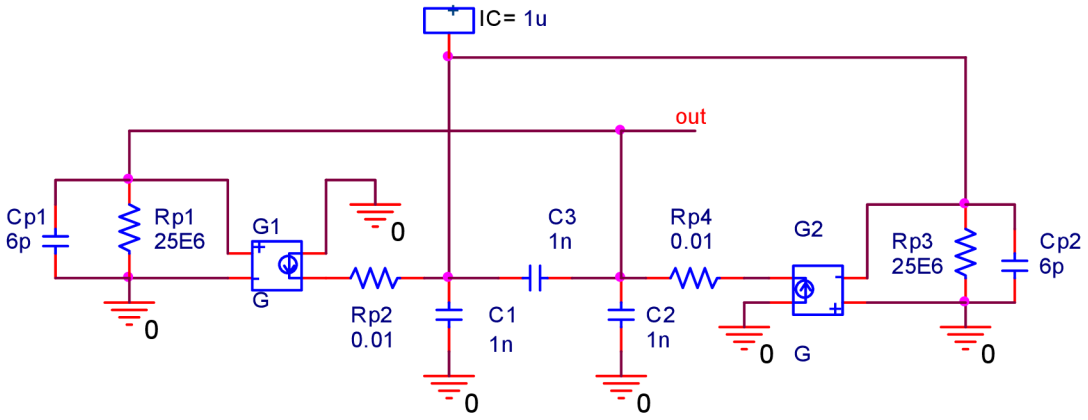
Tabulka 4. Použité součástky

Součástka	Hodnota, typ
Kondenzátor C_1	1 nF
Kondenzátor C_2	1 nF
Kondenzátor C_3	1 nF
OTA_1, OTA_2	LT1228

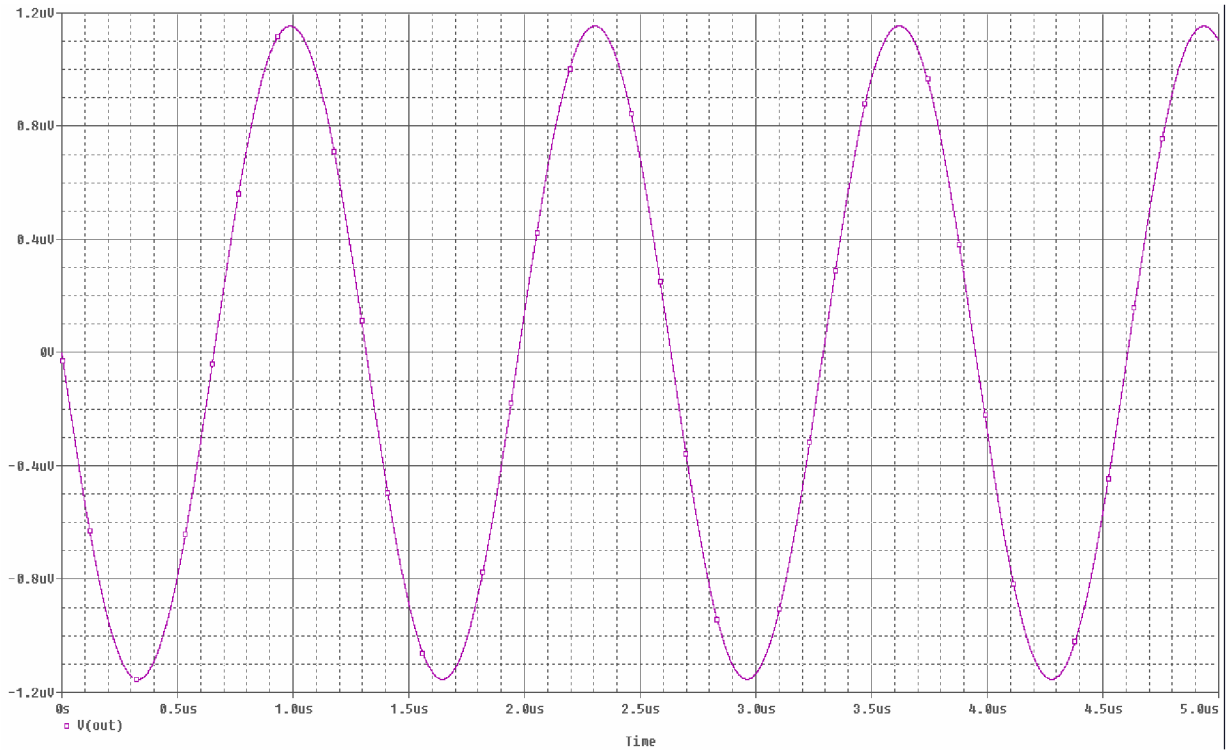
Výrobce LT1228 udává, že jeho transkonduktance je rovna desetinásobku řídícího proudu.

5.3.1 Simulace

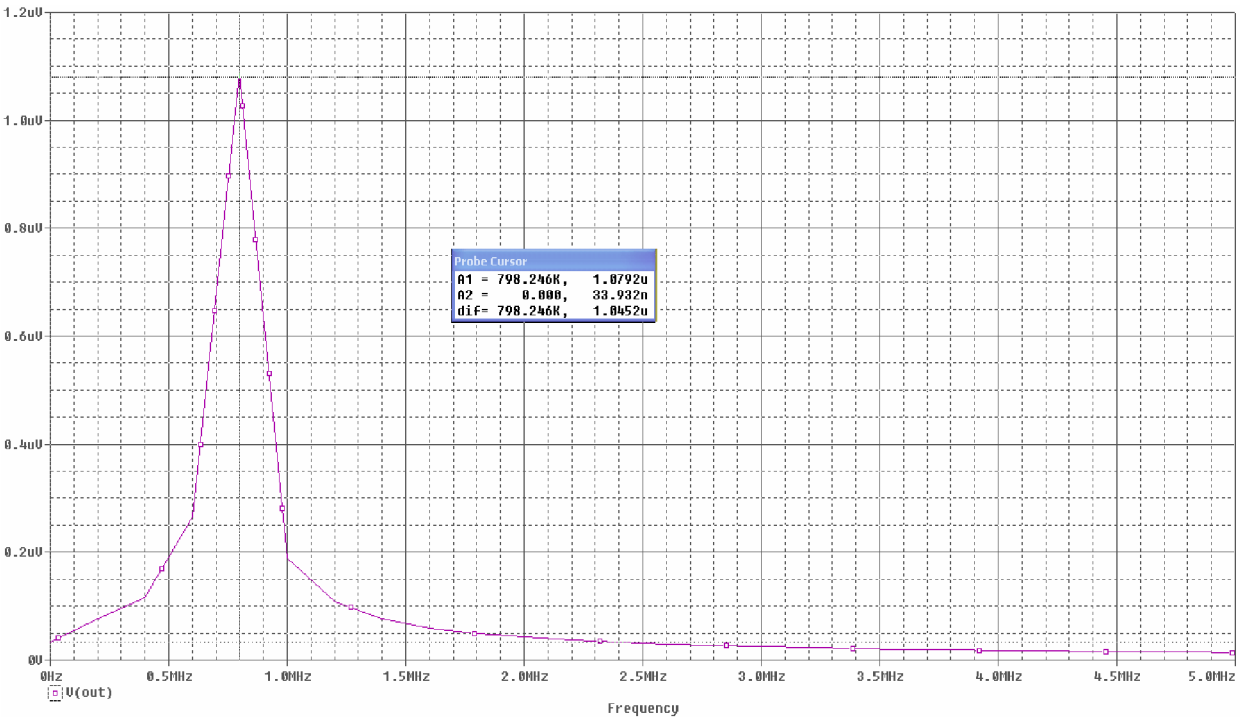
Pro simulaci byl použit lineární, frekvenčně závislý model obvodu (Obr. 16). OTA_1 tvoří zdroj proudu řízený napětím G_1, rezistor R_{p2} (na výstupu OTA) a paralelní kombinace R_{p1} a C_{p1} mezi vstupními svorkami. OTA_2 tvoří zdroj proudu řízený napětím G_2, rezistor R_{p4} (na výstupu OTA) a paralelní kombinace R_{p3} a C_{p2} mezi vstupními svorkami.



(Obr. 16) Model oscilátoru s OTA, varianta 1



(Obr.17) Simulace oscilátoru s OTA varianta 1,
časová oblast

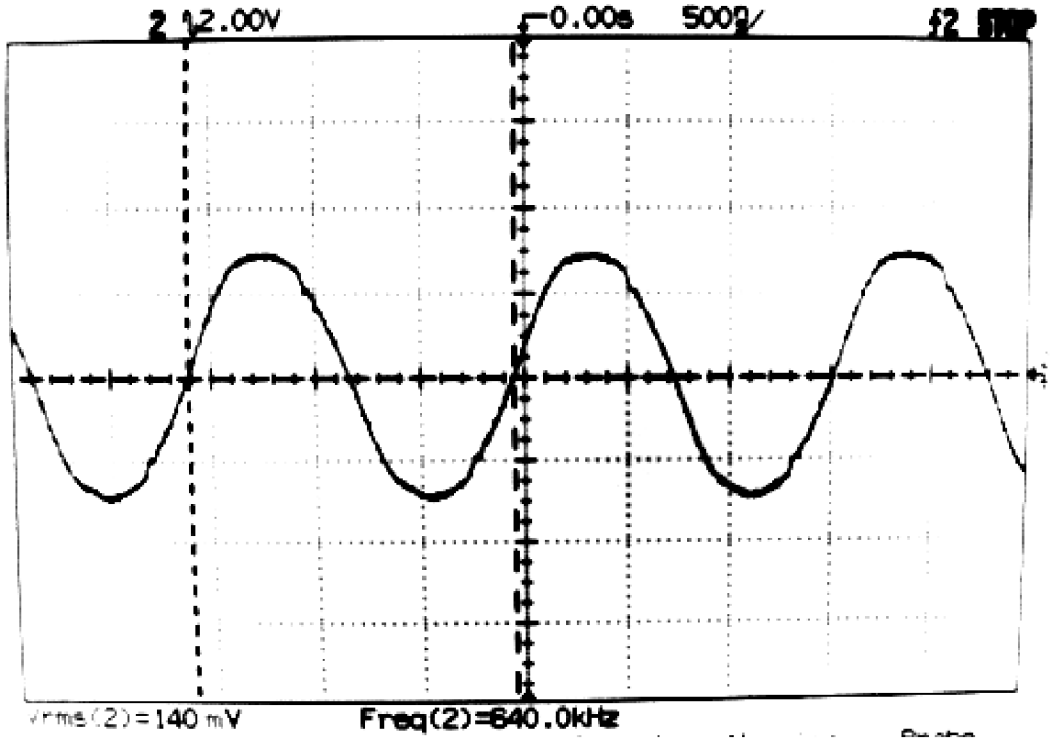


(Obr. 18) Simulace oscilátoru s OTA varianta 1,
frekvenční oblast

5.3.2 Měření

Oscilátor byl sestaven na nepájivém kontaktním poli. Poté byla změřena jeho oscilační frekvence a hodnota výstupního napětí v závislosti na řídícím napětí.

Na obrázku (Obr. 19) je zobrazen průběh napětí pro řídící proud $I_{ř}$=0,83mA.

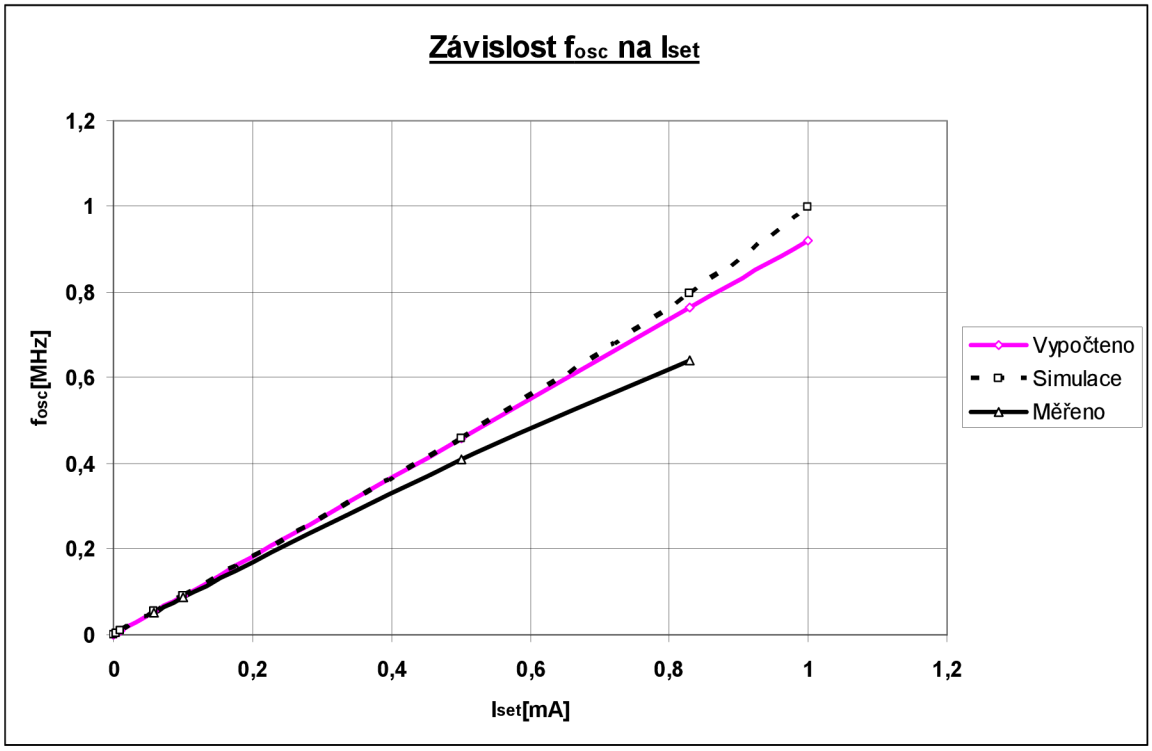


(Obr. 19) Průběh napětí pro řídící proud $I_{ř}$=0,83mA.

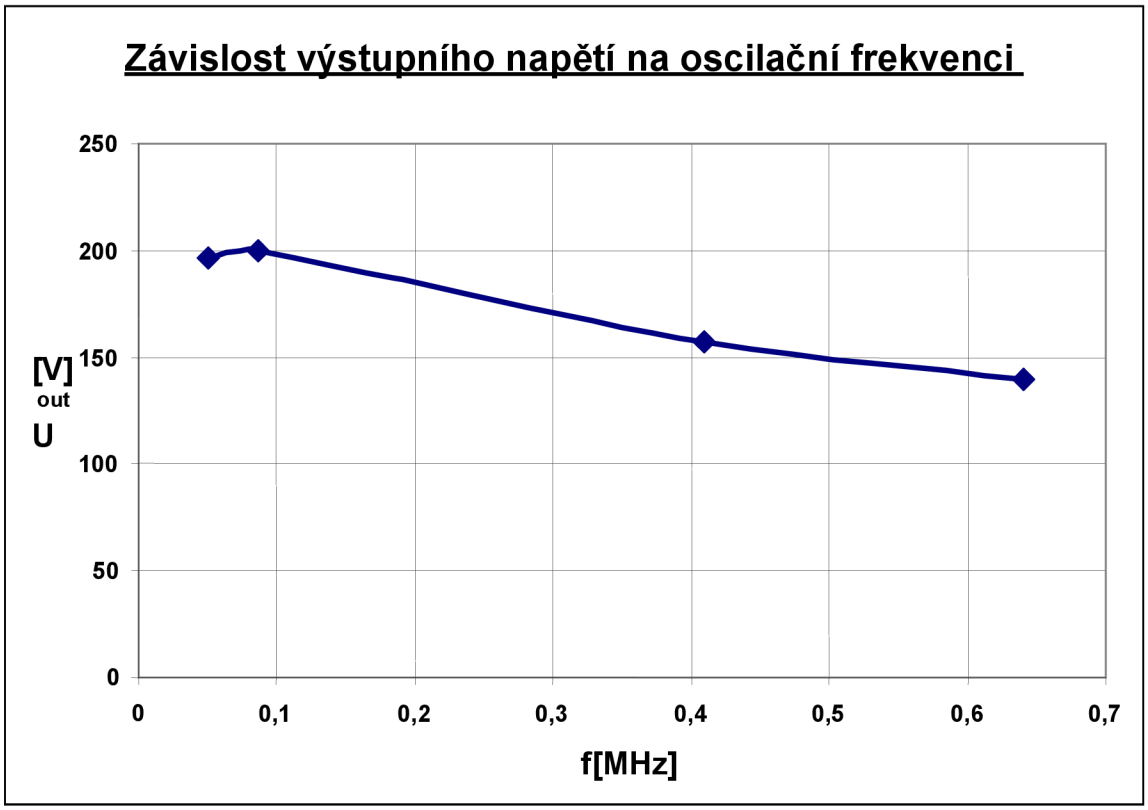
Tabulka 5. Odsimulované a vypočtené hodnoty

I_{set} [mA]	0,001	0,005	0,01	0,059	0,1	0,5	0,83	1
Vypočteno								
f [kHz]	0,92	4,59	9,19	54,21	91,89	459,44	762,67	918,88
Simulace								
f [kHz]	0,92	4,6	9,2	54	92	457	798	1000
Měřeno								
f [kHz]				51	87	410	640	
U_{ef} [mV]				196,8	200	157	140	

5.3.3 Grafické zpracování výsledků:



(Obr. 20) Závislost frekvence na I_{set}



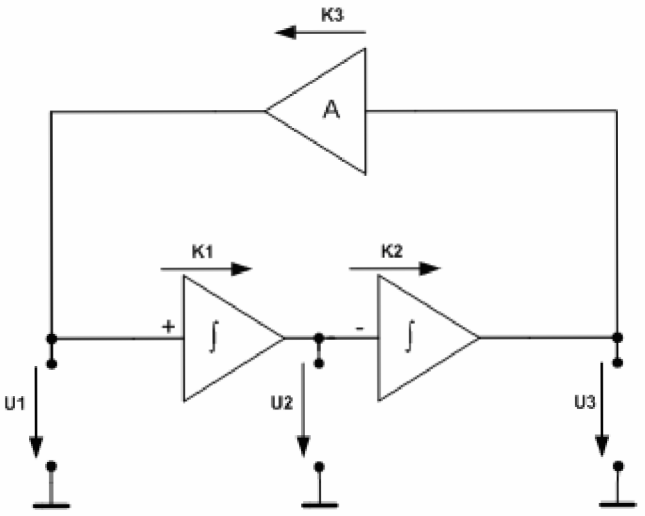
(Obr. 21) Závislost výstupního napětí na oscilační frekvenci

5.4 Shrnutí

Naměřené, odsimulované a vypočtené hodnoty se přibližně shodují do hodnoty 0,2 MHz. Po překročení této hodnoty se při vzrůstajícím proudu oscilační kmitočet zvětšuje méně, než předpokládá výpočet a simulace. Při měření bylo zjištěno, že oscilátor kmitá až od *Iset* = 0,059 mA, což odpovídá transkonduktanci *gm* = 590µS a frekvenci 51 kHz. Nejvyšší frekvence 640 kHz bylo dosaženo při *Iset* = 0,83 mA, což odpovídá transkonduktanci *gm* = 8,3mS. Nevýhodou tohoto oscilátoru je, že proto aby začal oscilovat, musí být transkonduktance obou OTA téměř stejné a proto se stavu, kdy oscilátor kmitá, dosahuje velice obtížně. Při provozu se oscilátor zahříval, což vedlo ke změně transkonduktance OTA. Vlivem teploty se měnila oscilační frekvence oscilátoru, při delším provozu přestal oscilátor kmitat úplně.

6. Oscilátor s OTA, varianta 2

Zapojení (Obr. 22) je tvořeno dvěma integrátory s OTA a jedním oddělovacím zesilovačem.



(Obr. 22) Oscilátor s OTA, varianta 2, blokově

6.1. Oscilační podmínky a frekvence oscilací

Charakteristickou rovnici (6.13) nebylo možno stanovit programem Snap a proto byla spočítána.

Přenos jednotlivých bloků

$$K_1 = \frac{U_2}{U_1} = \frac{g_{m1}}{sC_1} \tag{6.1}$$

$$K_2 = \frac{U_3}{U_2} = \frac{g_{m2}}{sC_2} \tag{6.2}$$

$$K_3 = \frac{U_1}{U_3} = A \tag{6.3}$$

Tyto rovnice dále upravíme a získáme soustavu rovnic

$$U_2 = K_1 U_1 \tag{6.4}$$

$$U_3 = K_2 U_2 \tag{6.5}$$

$$U_1 = K_3 U_3 \tag{6.6}$$

Soustavu dále upravíme

$$U_2 = K_1 K_2 U_3 \tag{6.7}$$

$$U_3 = K_2 U_2 \tag{6.8}$$

Pak

$$U_2 = K_1 K_2 K_3 U_2 \tag{6.9}$$

Po úpravě

$$K_1 K_2 K_3 - 1 = 0 \tag{6.10}$$

Do vztahu (6.10) dosadíme (6.1), (6.2), (6.3)

$$\frac{g_{m1}}{sC_1} \cdot \frac{g_{m2}}{sC_2} \cdot A - 1 = 0 \tag{6.11}$$

Po úpravě

$$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot A}{s^2 C_1 C_2} - 1 = 0 \tag{6.12}$$

Z tohoto (6.12) vztahu získáme charakteristickou rovnici

$$g_{m1} \cdot g_{m2} \cdot A + \omega^2 C_1 C_2 = 0 \tag{6.13}$$

Z charakteristické rovnice (6.13) je zřejmé, že není žádná podmínka oscilátoru a to proto, že se jedná o realizaci matematického oscilátoru.

Oscilační kmitočet tohoto oscilátoru (6.15)

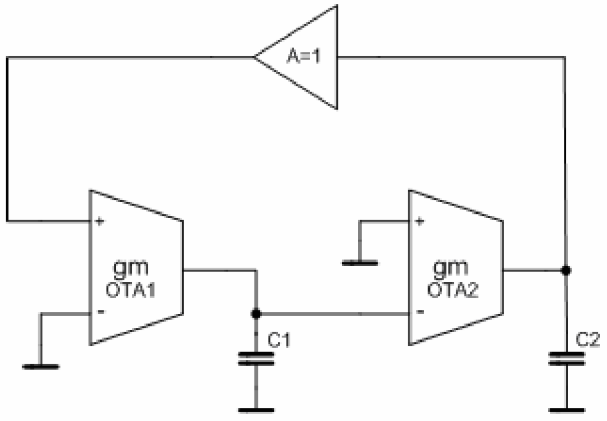
$$\omega = \sqrt{\frac{-g_{m1} \cdot g_{m2} A_1}{C_1 C_2}} \tag{6.14}$$

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-g_{m1} \cdot g_{m2} A_1}{C_1 C_2}} \tag{6.15}$$

Ze vztahu (6.15) vyplývá, že jeden integrátor (nebo oddělovací zesilovač) musí mít invertovaný vstup. Poté platí, že gm_1 nebo gm_2 (nebo A) je záporný a pak platí

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2} A_1}{C_1 C_2}} \tag{6.16}$$

Výsledné schéma zapojení je na Obr. 23



(Obr. 23) Oscilátor s OTA, varianta 2

Z rovnice (6.16) je patrné, že frekvenci oscilátoru je možné regulovat transkonduktancí g_{m1} i g_{m2}. Dále je tato frekvence závislá na zesílení oddělovacího zesilovače a hodnotách kondenzátorů C_1 a C_2.

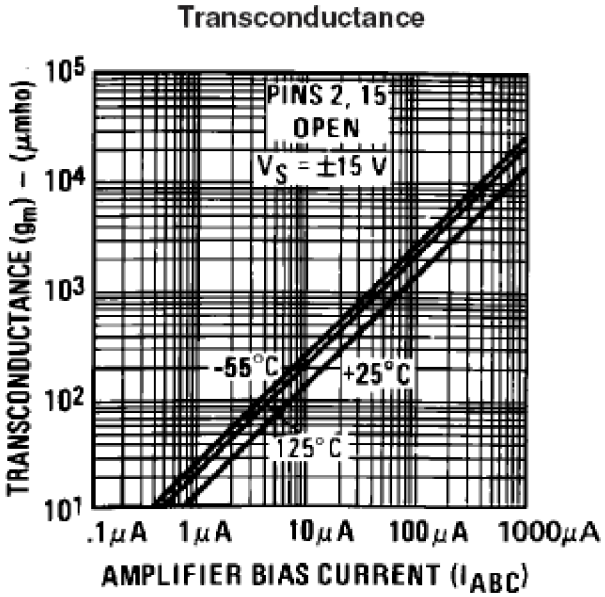
6.2 Zjištěné výsledky

Pro obvod oscilátoru s OTA byly zjištěny výsledky výpočtem, simulací v programu PSpise a praktickým měřením obvodu. Pro tyto operace byly použity součástky uvedené v tabulce 6.

Tabulka 6. Použité součástky

Součástka	Hodnota, typ
Kondenzátor C_1	10 nF
Kondenzátor C_2	10 nF
Operační zesilovač OZ_1	TL 084
OTA_1, OTA_2	LM13700

Transkonduktance LM13700 byla zjištěna z grafu (Obr. 24) udaného výrobcem.

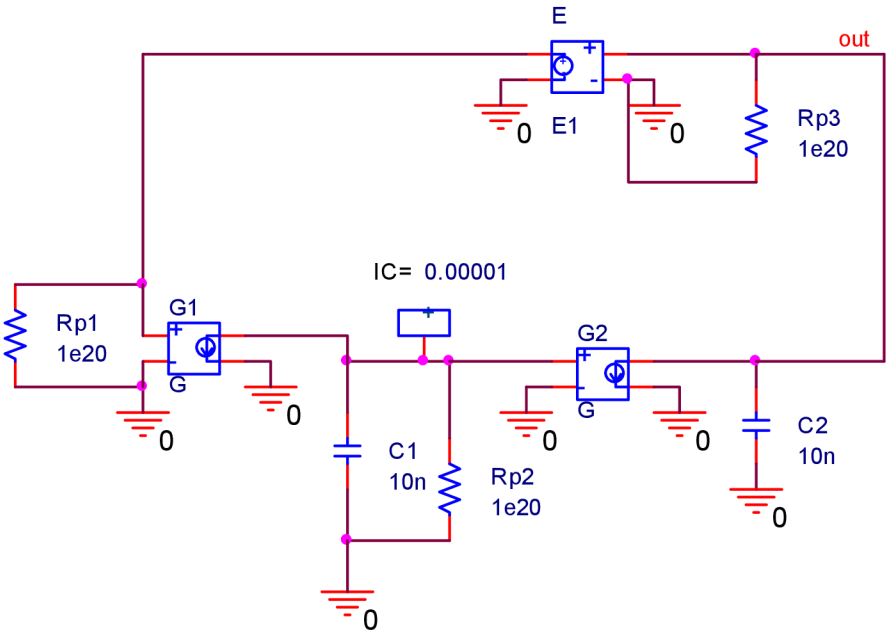


(Obr. 24) Závislost *gm* na I_{set}

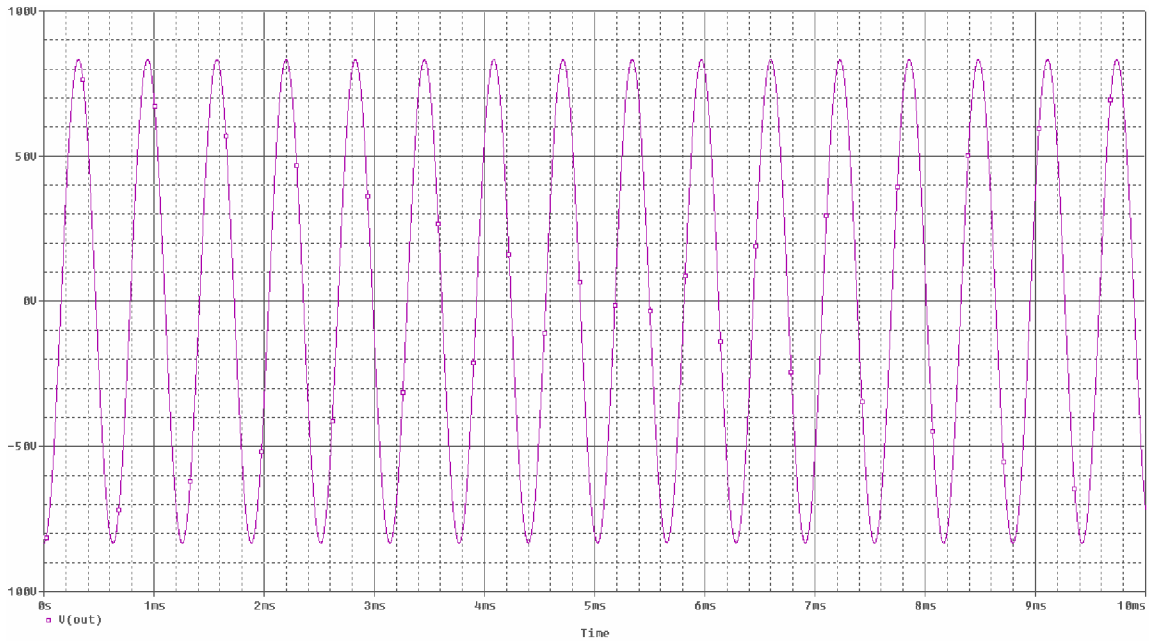
6.2.1 Simulace

Pro simulaci byl použit lineární, frekvenčně nezávislý model obvodu (Obr. 25). OTA_1 tvoří zdroj proudu řízený napětím G_1, OTA_2 tvoří zdroj proudu řízený napětím G_2. Jako oddělovací zesilovač je použit zdroj napětí řízený napětím se ziskem 1. Rezistory Rp1,

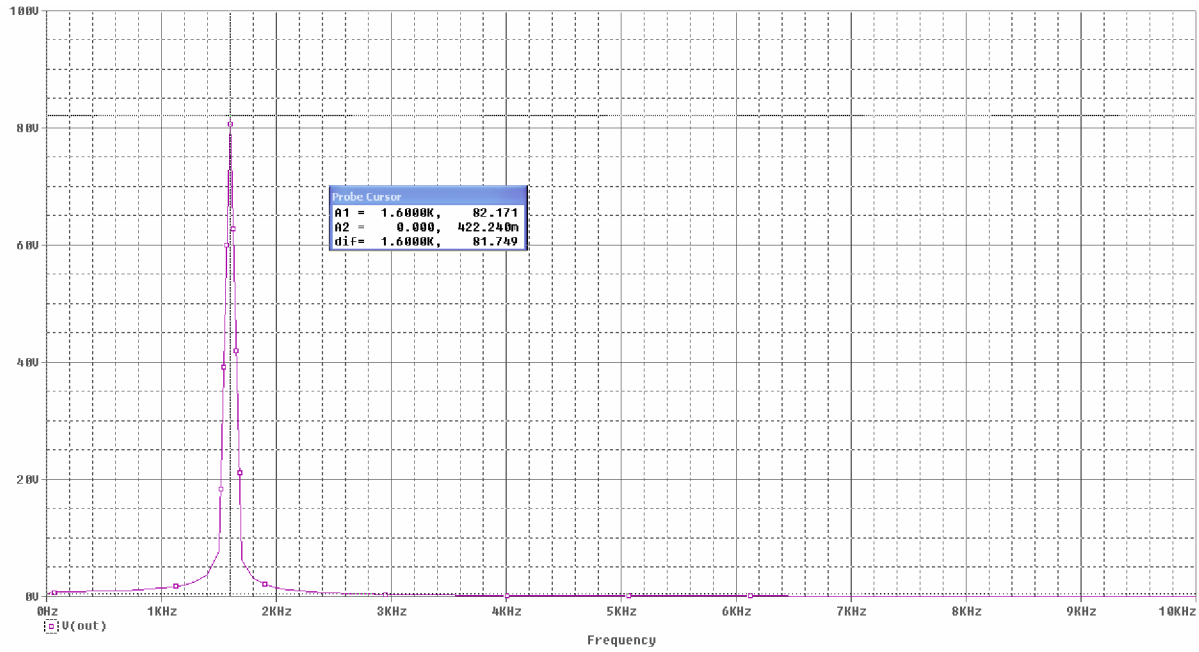
Rp2 a Rp3 mají pro svoji malou velikost na simulaci zanedbatelný vliv, ale musí být v modelu oscilátoru obsaženy, bez nich není možné simulaci spustit.



(Obr. 25) Model oscilátoru s OTA, varianta 2



(Obr. 26) Simulace oscilátoru s OTA varianta 2,
časová oblast

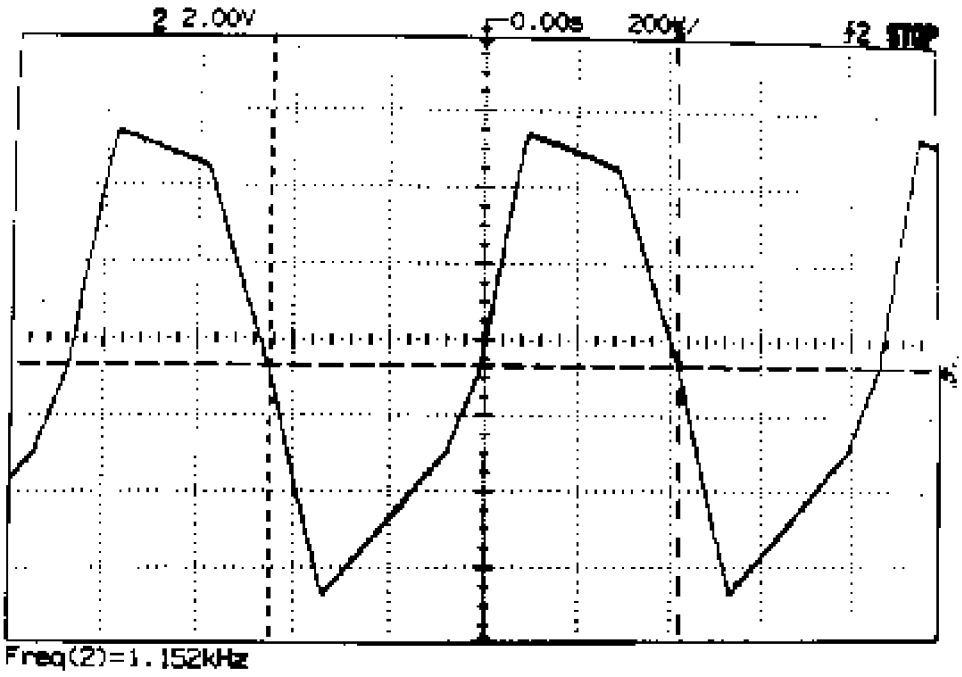


(Obr. 27) Simulace oscilátoru s OTA varianta 2,
frekvenční oblast

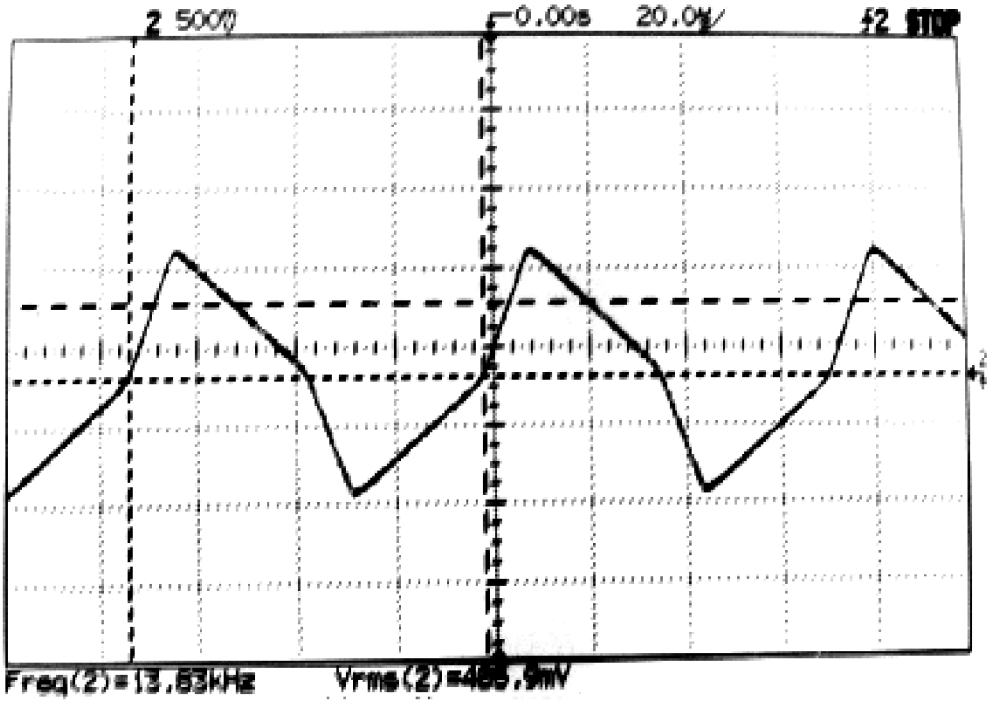
6.2.2 Měření

Oscilátor byl sestaven na nepájivém kontaktním poli. Poté byla změřena jeho oscilační frekvence a hodnota výstupního napětí v závislosti na řídícím proudu.

Na obrázku (Obr. 28) je zobrazen průběh napětí pro řídící proud $I_1 = I_2 = 6$ µA. Ze stínítka osciloskopu je vidět, že tento oscilátor není zdrojem harmonických kmitů.



(Obr. 28) Průběh napětí pro řídící proud $I_1 = I_2 = 6$ µA

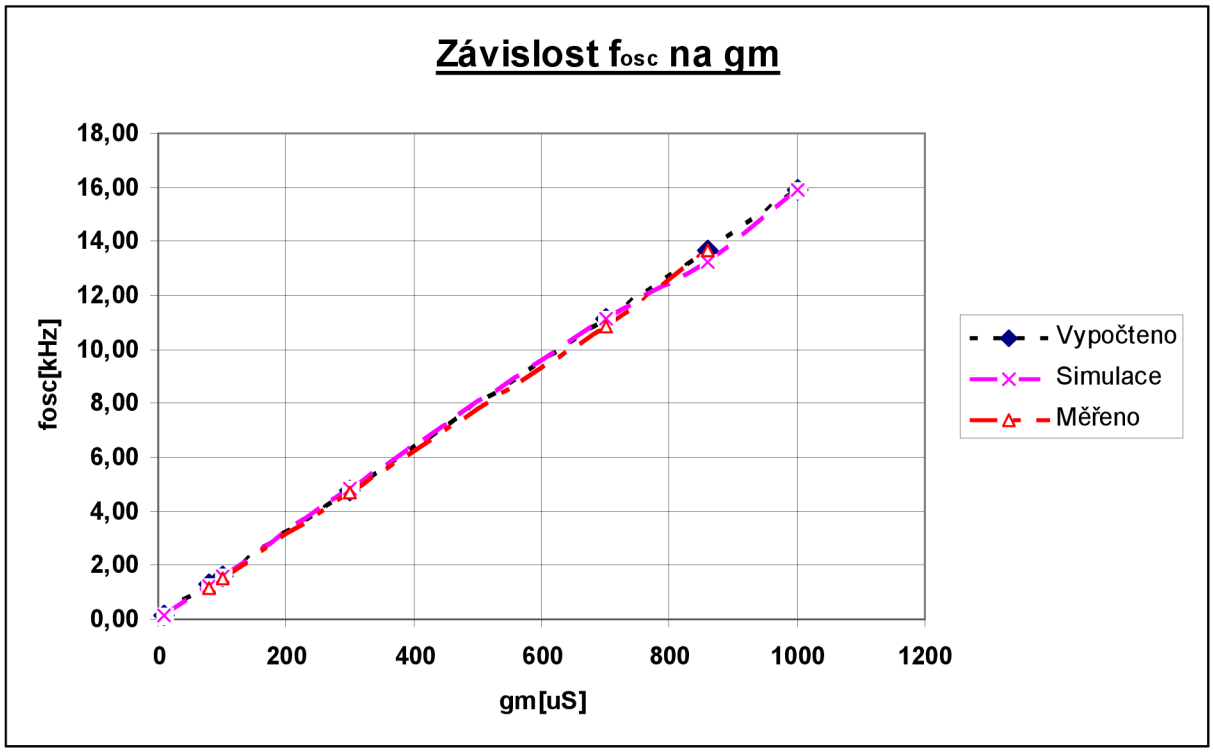


(Obr. 29) Průběh napětí pro řídící proud $I_1 = I_2 = 83$ µA

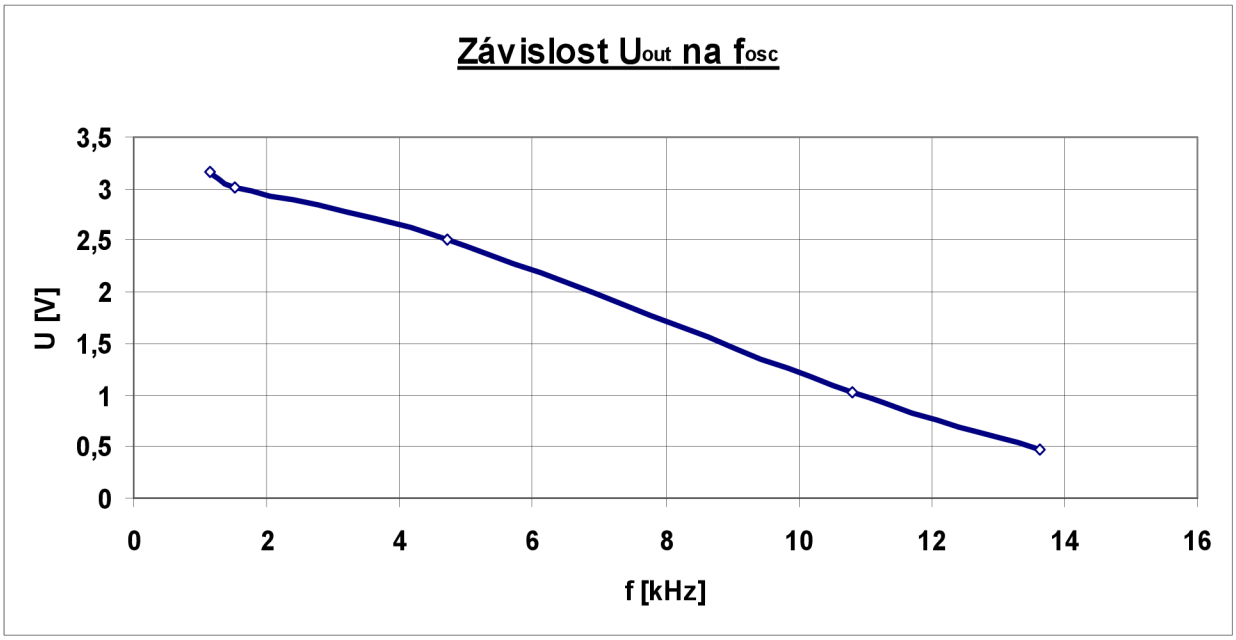
Tabulka 7. Odsimulované, vypočtené a změřené hodnoty

I_1 [µA]		6	9	23	51	83	
I_2 [µA]		6	9	21	49	85	
gm_1 [µS]	10	80	100	300	700	860	1000
gm_2[µS]	10	80	100	300	700	860	1000
Vypočteno							
f_{osc} [kHz]	0,16	1,27	1,59	4,77	11,14	13,69	14,47
Simulace							
f_{sim} [kHz]	0,143	1,202	1,6	4,81	11,1	13,2	15,9
Měřeno							
$f_{měř}$[kHz]		1,152	1,513	4,707	10,81	13,63	
$U_{měr}$ [V]		3,16	3,02	2,5	1,02	0,465	

6.2.3 Grafické zpracování výsledků:



(Obr. 30) Závislost oscilační frekvence na transkonduktanci při $gm_1 = gm_2$



(Obr. 31) Závislost výstupního napětí na frekvenci

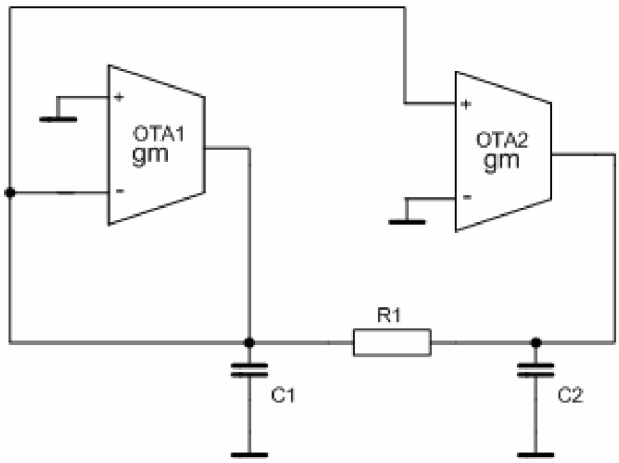
6.3 Shrnutí

Naměřené, odsimulované a vypočtené hodnoty se shodují (Obr. 28). Oscilátor kmital na poměrně nízkých kmitočtech, od 1,52 kHz při $I_1 = I_2 = 6$ μA, do 13,63 kHz při $I_1 = I_2 = 6$ μA. Z průběhu napětí zobrazeného na osciloskopu (Obr. 28, 29) vyplývá, že tento oscilátor není harmonický. Z grafické závislosti výstupního napětí na kmitočtu (Obr. 27) je vidět, že se zvětšujícím se kmitočtem výrazně klesá výstupní napětí. Tento problém by vyřešilo, kdyby oscilátor obsahoval obvod pro stabilizaci výstupního napětí. Je možné, že s takovou úpravou by oscilátor kmital i na vyšších kmitočtech.

Po změně součástek tak, aby bylo dosaženo vyšších kmitočtů se oscilátor nerozkmital, což je pravděpodobně způsobeno porušením oscilační podmínky, která ale nebyla vyjádřena.

7. Oscilátor s OTA, varianta 3.

Zapojení (Obr. 32) se skládá ze dvou integrátorů realizovaných pomocí OTA, dvou kondenzátorů a jednoho rezistoru.



(Obr.32) Oscilátor s OTA, varianta 3

7.1 Oscilační podmínky a frekvence oscilací

Charakteristická rovnice (5.0) oscilátoru určena pomocí programu Snap

$$-G1.G+G2.G-s\cdot(G1.G\cdot R1\cdot C1-C1-C2)+s^2\cdot(R1\cdot C1\cdot C2) \qquad (5.0)$$

Tuto rovnici (5.0) není nutné výrazně upravovat. Pouze byla zavedena substituce pro $G_1.G$ a $G_2.G$ na gm_1 a gm_2.

$$-gm_1+gm_2-s\cdot(gm_1\cdot R_1\cdot C_1-C_1-C_2)+s^2\cdot(R_1\cdot C_1\cdot C_2) \qquad (5.1)$$

Z rovnice (2.1) získáme oscilační podmínku (5.2)

$$gm_1=\frac{C_1+C_2}{R_1\cdot C_1} \qquad (5.2)$$

Dále byla určena oscilační frekvence (5.3)

$$\omega=\sqrt{\frac{-g_{m1}+g_{m2}}{R_1\cdot C_1\cdot C_2}}\Rightarrow f=\frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{-g_{m1}+g_{m2}}{R_1\cdot C_1\cdot C_2}} \qquad (5.3)$$

Z této rovnice (5.3) je patrné, že frekvence odpovídá rozdílu g_{m2} a g_{m1}. Vzhledem k tomu, že g_{m1} je součástí oscilační podmínky, bude jeho hodnota konstantní tak, aby vyhovovala vztahu (5.2).

7.2 Zapojení

Oscilátor je možno si představit jako dva integrátory. První integrátor je tvořen prvkem OTA_1 a kondenzátorem C_1. Invertující vstup je přiveden na výstup integrátoru, neinvertující je uzemněn. Druhý integrátor je tvořen prvky OTA_2, invertující vstup je uzemněn, neinvertující je zapojen na výstup prvního integrátoru. Výstupy obou integrátorů jsou propojeny rezistorem R_1.

7.3 Zjištěné výsledky

Pro obvod tohoto oscilátoru byly zjištěny výsledky výpočtem, simulací v programu PSpise a praktickým měřením obvodu. Pro tyto operace byly použity součástky uvedené v tabulce 4.

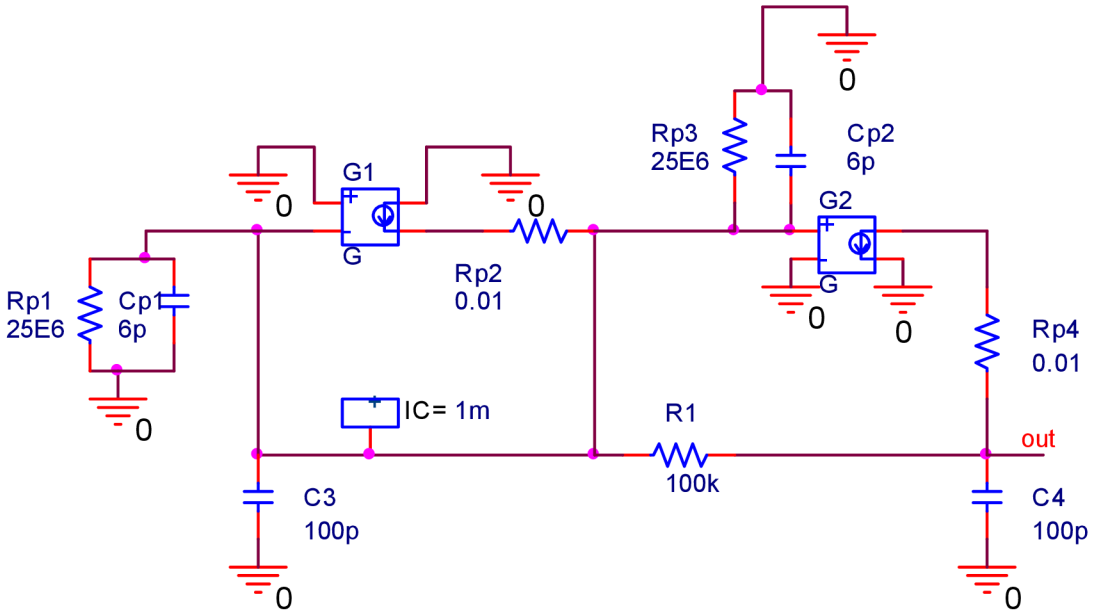
Tabulka 8. Použité součástky

Součástka	Hodnota, typ
Kondenzátor C_1	100 pF
Kondenzátor C_2	100 pF
Kondenzátor R_1	1kΩ
OTA_1, OTA_2	LT 1228

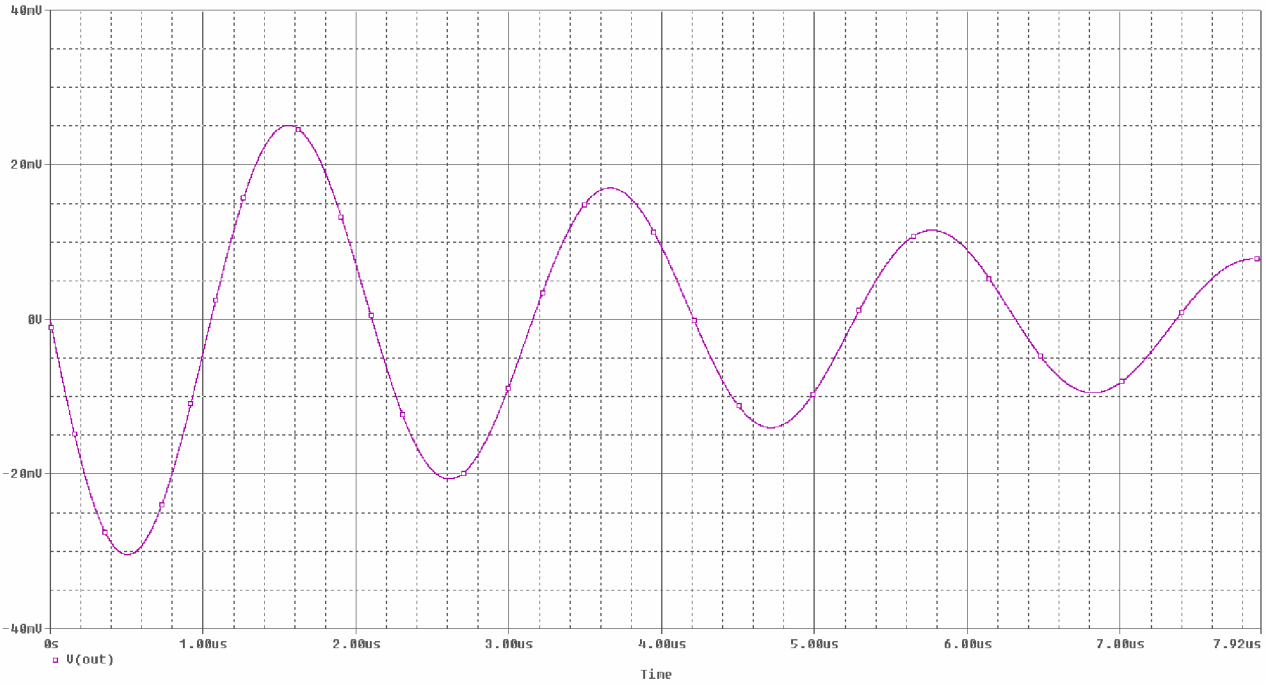
Výrobce LT1228 udává, že jeho transkonduktance je rovna desetinásobku řídícího proudu.

7.3.1 Simulace

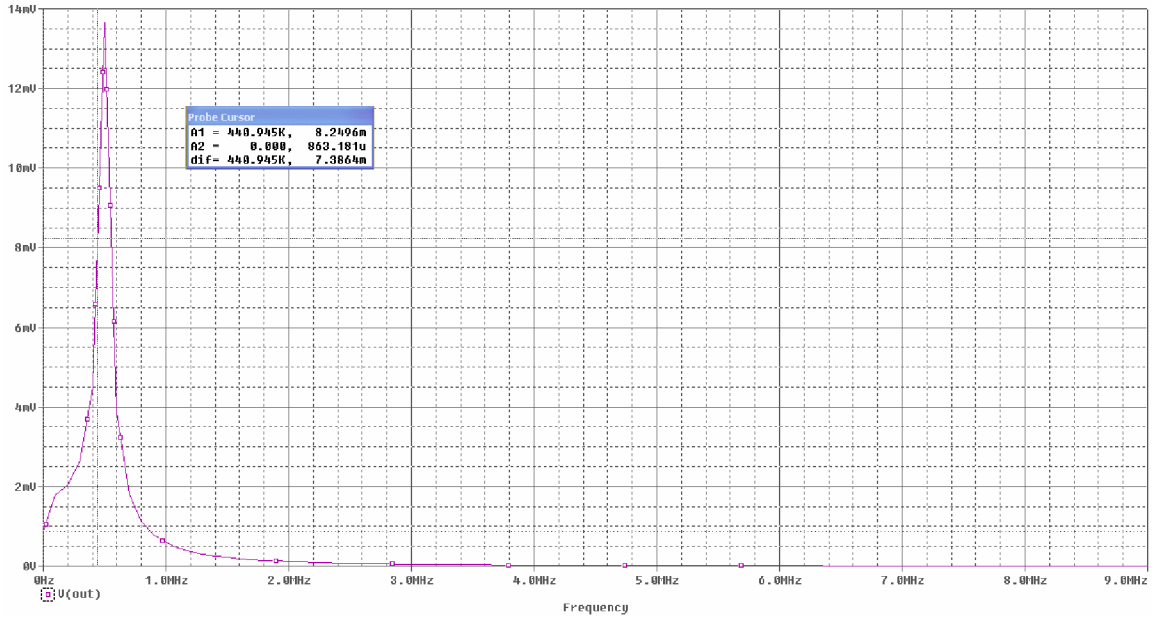
Pro simulaci byl použit lineární, frekvenčně závislý model obvodu (Obr. 33). OTA_1 tvoří zdroj proudu řízený napětím G_1, rezistor R_{p2} (na výstupu OTA) a paralelní kombinace R_{p1} a C_{p1} mezi vstupními svorkami. OTA_2 tvoří zdroj proudu řízený napětím G_2, rezistor R_{p4} (na výstupu OTA) a paralelní kombinace R_{p3} a C_{p2} mezi vstupními svorkami.



(Obr. 33) Model oscilátoru s OTA, varianta 3



(Obr. 34) Simulace oscilátoru s OTA varianta 3, časová oblast



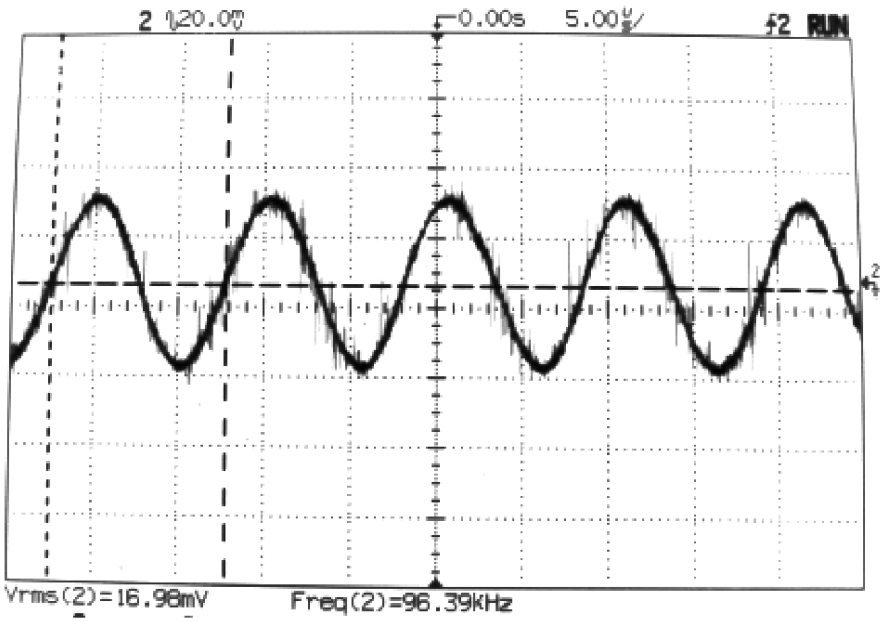
(Obr. 35) Simulace oscilátoru s OTA varianta 3, frekvenční oblast

Na obrázku (Obr. 34) je zobrazena časová závislost výstupního napětí. Na obrázku (Obr. 35) je zobrazena frekvenční analýza předchozího průběhu pro hodnotu $gm_1 = 10^{-4}$S (Iset = 10^{-3} mA), $gm_2 = 10^{-2}$S (Iset = 10^{-3} mA).

7.3.2 Měření

Oscilátor byl sestaven na nepájivém kontaktním poli. Poté byla změřena jeho oscilační frekvence a hodnota výstupního napětí v závislosti na řídícím napětí.

Na obrázku (Obr. 36) je zobrazen průběh napětí při řídícím proudu *Iset* = 0,83 mA. Na první pohled je patrné, že se jedná o harmonický průběh.

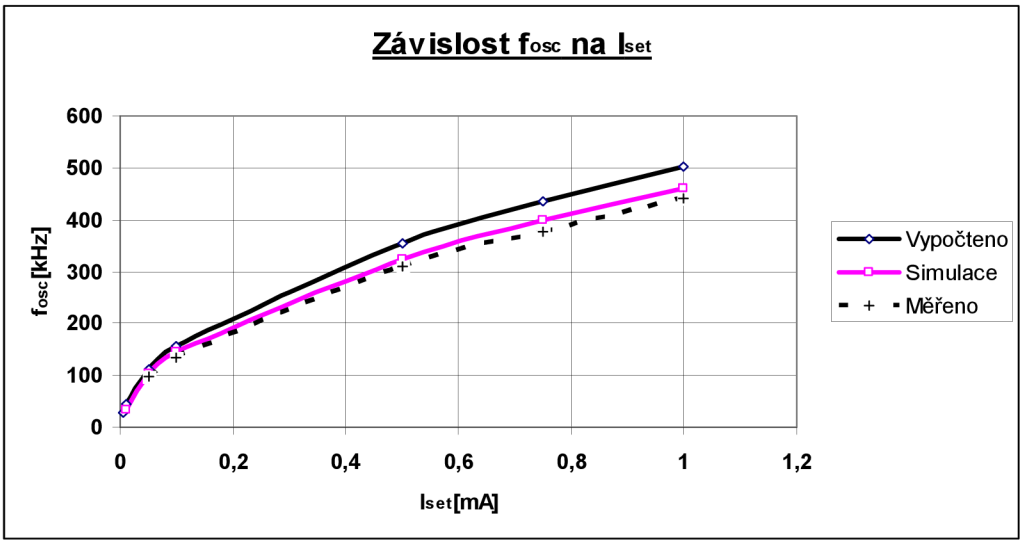


(Obr. 36) Průběh napětí pro řídící proud *Iset* = 0,83 mA

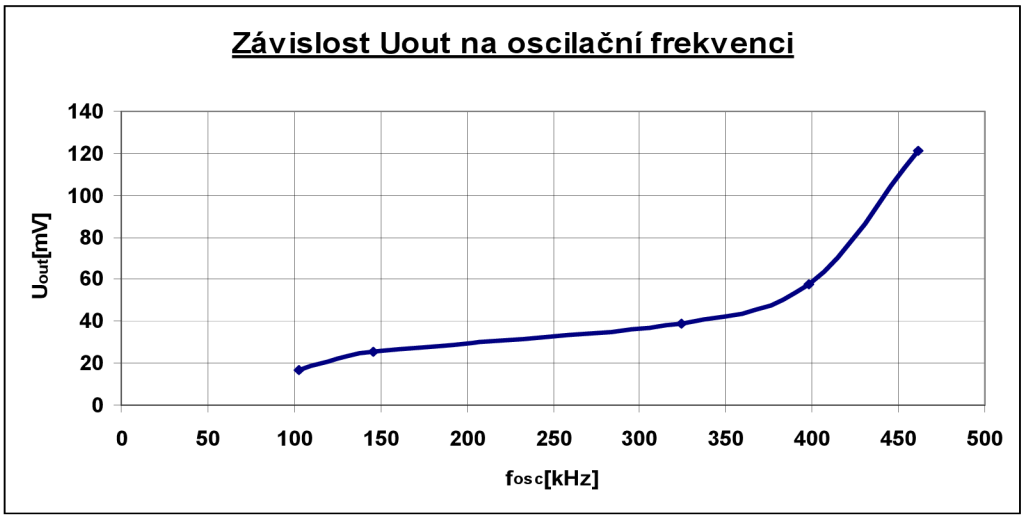
Tabulka 9. Odsimulované a vypočtené hodnoty

Vypočteno						
f_{osc} [kHz]	45,02	110,27	157,56	355,17	435,28	502,79
Simulace						
f_{sim} [kHz]	33,2	102,7	145,5	324	398	461
Měřeno						
$f_{měř}$ [kHz]		96,4	134	311	378	441
$U_{měř}$ [mV]		16,98	25,7	39	57,8	121,3

7.2.1 Grafické zpracování výsledků:



(Obr. 37) Závislost frekvence na I_{set}



(Obr. 38) Závislost výstupního napětí na oscilační frekvenci

7.3 Shrnutí

Neměřené, odsimulované a výpočtené hodnoty se přibližně shodují (Obr. 37). Při měření bylo zjištěno, že oscilátor kmitá až od Iset = 0,059 mA, což odpovídá transkonduktanci gm = 590µS a frekvenci 51kHz. Nejvyšší frekvence 640 kHz bylo dosaženo při Iset = 0,83 mA, což odpovídá transkonduktanci gm = 8,3mS. Nevýhodou tohoto oscilátoru je, že proto aby začal teoreticky oscilovat musí být transkonduktance OTA_1 menší, než transkonduktance OTA_2. Frekvence oscilátoru se mění pouze změnou *gm* OTA_2. Se zvětšujícím se rozdílem mezi transkondukcemi obou OTA se zvětšuje i výstupní napětí.

8. Závěr

V této práci byly prozkoumány možnosti elektronicky přeladitelných oscilátorů využívajících nestandardní aktivní prvky CCII a OTA

Tabulka 10. Srovnání přeladitelnosti jednotlivých oscilátorů

	Horngův oscilátor	Oscilátor s OTA 1. varianta	Oscilátor s OTA 2. varianta	Oscilátor s OTA 3. varianta
f_{min} [Hz]	2,3M	51k	1,152k	96,4k
f_{max} [Hz]	6,39M	640k	13,63k	441k
$f_{max} - f_{min}$ [Hz]	**4,09M**	**589k**	**12,479k**	**344,6k**

Jako nejlepší oscilátor se osvědčil Horngův oscilátor. Jako jediný dosáhl frekvence řádu megaherzů. Při provozu se nepřehříval. Tento oscilátor nepotřebuje obvod pro stabilizaci výstupního napětí.

První varianta s OTA dosáhla maximální frekvence 640 kHz. Její značnou nevýhodou je nutnost stejné transkonduktance obou OTA. Během provozu se přehříval, což vedlo až k porušení oscilační podmínky.

Druhá varianta s OTA je jako harmonický oscilátor nepoužitelná. S tímto oscilátorem bylo dosaženo nízkých oscilačních kmitočtů, které se pohybovaly od 1,152kHz do 13,63 kHz.

Poslední varianta s OTA dosáhla maximální frekvence 441 kHz. Tento oscilátor by potřeboval obvod pro stabilizaci výstupního napětí.

9. Rejstříky a seznamy

9.1 Seznam použité literatury

[1] J. OF ACTIVE AND PASSIVE ELECTRONIC DEVICES, Vol. 2, pp. 127–136 [Online]. © 2007 Old City Publishing, Inc. Dostupný z WWW: <http://www.oldcitypublishing.com/FullText/JAPEDfulltext/JAPED2.2fulltext/Horng.pdf>.

[2] IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 26, NO. 160 2, 1991 [Online]. Dostupný z WWW: < http://www.imse.cnm.es/~bernabe/jssc91a.pdf >.

[3] Varikap [Online]. Dostupný z WWW: < http://sweb.cz/elnika/radia/varikap.html >.

[4] POSPÍŠIL, J., DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů. Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2000.

[5] DOSTÁL, T. Analogové elektronické obvody. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.

[6] PUNČOCHÁŘ, Josef. Operační zesilovače v elektronice. 5. vyd. Praha : BEN, 2002. 496 s. ISBN 80-7300-059-8.

[7] Datasheet EL2082 [online] Dostupný z WWW: <http://www.intersil.com/data/fn/fn7152.pdf>.

[8] Datasheet AD844 [online] Dostupný z WWW: <http://www.sunist.org/Shared%20documents/TRANSISTOR,%20IC,%20CIRCUIT%20...%20DATASHEETS/ad844.pdf>.

[9] Datasheet LT1228 [online] Dostupný z WWW: <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1228fc.pdf>.

[10] Datasheet TL084 [online] Dostupný z WWW: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl084.pdf>.

9.2 Abecední seznam zkratek

CCI – pozitive current conveyor the 1st generation – pozitivní proudový konvejor první generace
CCI- – negative current conveyor the 1st generation – negativní proudový konvejor první genecace
CCII – pozitive current conveyor the 2nd generation – pozitivní proudový konvejor druhé generace
CCII- – negative current conveyor the 2nd generation – negativní proudový konvejor druhé generace
CCIII – pozitive current conveyor the 3rd generation – pozitivní proudový konvejor třetí generace
CCIII- – negative current conveyor the 3rd generation – negativní proudový konvejor třetí generace
CFA - current feedback amplifier – zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (transimpedanční zesilovač)
FM - frekvenční modulace
ICCI – inverted pozitive current conveyor the 1st generation –inverzní pozitivní proudový konvejor první generace
ICCI- – inverted negative current conveyor the 1st generation – inverzní negativní proudový konvejor první generace
ICCII – inverted pozitive current conveyor the 2nd generation – inverzní pozitivní proudový konvejor druhé generace
ICCII- – inverted negative current conveyor the 2nd generation – inverzní negativní proudový konvejor druhé generace
ICCIII – inverted pozitive current conveyor the 3rd generation – inverzní pozitivní proudový konvejor třetí generace
ICCIII- – inverted negative current conveyor the 3rd generation – inverzní negativní proudový konvejor třetí generace
OTA - operational transconductance amplifier – transkonduktanční zesilovač

9.3 Seznam obrázků

(**Obr. 1**) Dvoubodový oscilátor 7
(**Obr. 2**) Zpětnovazební oscilátor 8
(**Obr. 3**) Elektronicky řiditelný rezistor 9
(**Obr. 4**) Proudový konvejor 11
(**Obr. 5a, b**) Proudový konvejor 12
(**Obr. 6a,b**) Transkonduktanční zesilovač 13
(**Obr. 7**) Horngův oscilátor 15
(Obr. 8) Model Horngova oscilátoru 17
(Obr. 9) Simulace Horngova oscilátoru - časová oblast 18
(Obr. 10) Simulace Horngova oscilátoru - frekvenční oblast 18
(Obr. 11) průběh napětí pro řídící napětí $U_{ř}$=0,5 V 19
(Obr. 12) průběh napětí pro řídící napětí $U_{ř}$ =1,39 V 19
(Obr. 13) Závislost frekvence na $U_{ř}$ 20
(Obr. 14) Závislost výstupního napětí na oscilačním kmitočet 20
(**Obr.15**) Oscilátor s OTA, varianta 1 22
(Obr. 16) Model oscilátoru s OTA, varianta 1 23
(Obr.17) simulace oscilátoru s OTA varianta 1, časová oblast 24
(Obr. 18) simulace oscilátoru s OTA varianta 1, frekvenční oblast 24
(Obr. 19) průběh napětí pro řídící proudu $I_{ř}$=0,83mA 25
(Obr. 20) Závislost frekvence na I_{set} 26
(Obr. 21) Závislost výstupního napětí na oscilační frekvenci 26
(Obr. 22) Oscilátor s OTA, varianta 2, blokově 28
(Obr. 23) Oscilátor s OTA, varianta 2 29
(Obr. 24) Závislost *gm* na I_{set} 30
(Obr. 25) Model oscilátoru s OTA, varianta 2 31
(Obr. 26) simulace oscilátoru s OTA varianta 2, časová oblast 31
(Obr. 27) simulace oscilátoru s OTA varianta 2, frekvenční oblast 32
(Obr. 28) průběh napětí pro řídící proud I_1= I_2= 6 μA 32
(Obr. 29) průběh napětí pro řídící proud I_1= I_2= 83 μA 33
(Obr. 30) Závislost oscilační frekvence na transkonduktanci při gm_1 = gm_2 34
(Obr. 31) Závislost výstupního napětí na frekvenci 34
(Obr.32) Oscilátor s OTA, varianta 3 36
(Obr. 33) model oscilátoru s OTA, varianta 3 38
(Obr. 34) simulace oscilátoru s OTA varianta 3, časová oblast 38
(Obr. 35) simulace oscilátoru s OTA varianta 3, frekvenční oblast 39
(Obr. 36) průběh napětí pro řídící proud Iset = 0,83 mA 40
(Obr. 37) Závislost frekvence na I_{set} 40
(Obr. 38) Závislost výstupního napětí na oscilační frekvenci 41

9.4 Seznam tabulek

Proudový konvejor
Tabulka 1. Koeficienty pro různé typy proudových konvejorů 11

Hrongův oscilátor
Tabulka 2. Použité součástky 17
Tabulka 3. Odsimulované ,vypočtené a naměřené hodnoty 20

Oscilátor s OTA, varianta 1
Tabulka 4. Použité součástky 23
Tabulka 5. Odsimulované a vypočtené hodnoty 25

Oscilátor s OTA, varianta 2
Tabulka 6. Použité součástky 30
Tabulka 7. Odsimulované, vypočtené a naměřené hodnoty 33

Oscilátor s OTA, varianta 3
Tabulka 8. Použité součástky 37
Tabulka 9. Odsimulované a vypočtené hodnoty 40

Závěr
Tabulka 10. Srovnání přeladitelnosti jednotlivých oscilátorů 42