

Bakalářská práce



České  
vysoké  
učení technické  
v Praze

**F3**

Fakulta elektrotechnická  
Katedra radioelektroniky

## Analýza fázového závěsu (PLL) na úrovni prvků nástroji CAD

**Tomáš Ficnar**

Vedoucí práce: doc. Ing. Josef Dobeš, CSc.  
Studijní program: Elektronika a komunikace  
Srpen 2020



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Ficnar** Jméno: **Tomáš** Osobní číslo: **466137**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

## II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

**Analýza fázového závěsu (PLL) na úrovni elektronických prvků nástroji CAD**

Název bakalářské práce anglicky:

**Phase-Locked Loop (PLL) Analysis Using CAD at a Level of Electronic Elements**

Pokyny pro vypracování:

- Seznamte se s principem funkce fázového závěsu podle doporučené literatury (a vyhledávejte i aktuální)
- Naučte se způsob zadávání elektronických obvodů (soubor .cir) ve volně šířeném programu Micro-Cap 12
- Nejprve odladte jednotlivé funkční bloky PLL: napětově řízený oscilátor, fázový detektor atd. (vše v .cir)
- Všechny bloky musí být definovány na úrovni elektrických prvků, tj. tranzistorů, rezistorů, kapacitorů apod.
- Vyzkoušejte více typů funkčních bloků (VCO, fázový detektor, generátor předpětí pro VCO apod.)
- Nakonec definujte kompletní fázový závěs (PLL) ve formě souboru .cir a prověřte jeho charakteristiky
- Veškerou práci dokumentujte standardním způsobem (kompletní definice parametrů, technické závěry atd.).

Seznam doporučené literatury:

- [1] Dobeš, J. Žalud, V.: Moderní radiotechnika, BEN, 2006, ISBN 80-7300-132-2.
- [2] Misra, D.K: Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [3] Program a dokumentace Micro-Cap 12, <https://www.spectrum-soft.com/download/download.shtm>

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

**doc. Ing. Josef Dobeš, CSc., katedra radioelektroniky FEL**

Jméno a pracoviště druhého(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **13.02.2020**

Termín odevzdání bakalářské práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2021**

\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Josef Dobeš, CSc.  
podpis vedoucí(ho) práce

\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Josef Dobeš, CSc.  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta



## Poděkování

Chtěl bych poděkovat vedoucímu mé práce doc. Ing. Josefu Dobešovi, CSc. za vstřícný přístup a za čas, který mi věnoval.

## Prohlášení

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

V Trutnově, 14. srpna 2020

## Abstrakt

Tato práce se zabývá principem fázového závěsu a jeho návrhem na úrovni elektrických prvků pomocí simulátoru Micro-cap 12 . Je popsán princip jednotlivých funkčních bloků a je definován fázový závěs se třemi různými napětím řízenými oscilátory. Nakonec jsou prověřeny charakteristiky definovaných fázových závěsů.

**Klíčová slova:** fázový závěs, fázový detektor, napětím řízený oscilátor, filtr dolní propust, Micro-cap

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Josef Dobeš, CSc.

## Abstract

This thesis deals with phase locked loop and its design in Micro-cap 12 simulator at a level of electronic elements. Principle of each function block is described and phase locked loop is defined using three different voltage-controlled oscillators. Finally characteristics of defined phase locked loops are evaluated.

**Keywords:** Phase-locked Loop, PLL, Voltage-controlled oscillator, VCO, low-pass filter, Micro-cap

**Title translation:** Phase-Locked Loop (PLL) Analysis Using CAD at a Level of Electronic Elements

## Obsah

<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>		
<b>2 Princip fázového závěsu</b>	<b>3</b>		
2.1 Fázový detektor	3		
2.2 Filtr	5		
2.3 Napětím řízený oscilátor	5		
2.4 Parametry fázového závěsu	6		
2.5 Aplikace fázového závěsu	7		
<b>3 Analýza fázového závěsu</b>	<b>11</b>		
3.1 Analýza funkčních bloků	11		
3.1.1 Fázový detektor - Gilbertova buňka	11		
3.1.2 Filtr dolní propust	12		
3.1.3 VCO s krystalem	13		
3.1.4 VCO s operačními zesilovači	14		
3.1.5 VCO s regulátorem TL431	15		
3.1.6 Vackářův VCO	16		
3.2 Sestavení fázového závěsu	17		
		3.2.1 Fázový závěs s VCO4	17
		3.2.2 Fázový závěs s VCO3	19
		3.2.3 Fázový závěs s VCO5	20
		3.3 Měření rozsahů fázového závěsu	21
		3.3.1 Fázový závěs s VCO4	21
		3.3.2 Fázový závěs s VCO3	22
		3.3.3 Fázový závěs s VCO5	23
		<b>4 Závěr</b>	<b>25</b>
		<b>Literatura</b>	<b>27</b>

## Obrázky

2.1 Základní blokové schéma fázového závěsu . . . . .	3	3.8 Charakteristiky VCO3 . . . . .	15
2.2 Závislost výstupního napětí na fázovém rozdílu . . . . .	4	3.9 VCO s regulátorem TL431 . . . . .	16
2.3 Schéma Gilbertovy buňky . . . . .	4	3.10 Charakteristiky VCO4 . . . . .	16
2.4 Schéma RC filtru [6] . . . . .	5	3.11 Vackářův VCO . . . . .	17
2.5 Převodní charakteristika VCO . . . . .	6	3.12 Charakteristiky VCO5 . . . . .	17
2.6 Charakteristika rozsahů PLL . . . . .	7	3.13 Fázový závěs s oscilátorem VCO4 . . . . .	18
2.7 Schéma PLL pro dělení a násobení frekvence . . . . .	8	3.14 Proces zachycení na frekvenci 200 kHz . . . . .	18
3.1 Obvod Gilbertovy buňky v Micro-cap 12 . . . . .	12	3.15 Fázový závěs s oscilátorem VCO3 . . . . .	19
3.2 Průběhy vstupních a výstupního napětí PD . . . . .	12	3.16 Proces zachycení na frekvenci 300 Hz . . . . .	19
3.3 Obvod RC filtru . . . . .	13	3.17 Fázový závěs s oscilátorem VCO5 . . . . .	20
3.4 Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika . . . . .	13	3.18 Proces zachycení na frekvenci 1044 MHz . . . . .	20
3.5 VCO s krystalem . . . . .	13	3.19 Frekvenční závislost při zvyšování vstupní frekvence PLL_VCO4 . . . . .	21
3.6 Charakteristiky VCO2 . . . . .	14	3.20 Frekvenční závislost při snižování vstupní frekvence PLL_VCO4 . . . . .	22
3.7 VCO s operačními zesilovači . . . . .	15	3.21 Frekvenční závislost při zvyšování vstupní frekvence PLL_VCO3 . . . . .	22



3.22 Frekvenční závislost při snižování vstupní frekvence PLL_VCO3 . . . .	23
3.23 Frekvenční závislost při zvyšování vstupní frekvence PLL_VCO5 . . . .	23
3.24 Frekvenční závislost při snižování vstupní frekvence PLL_VCO5 . . . .	24

## Tabulky

3.1 Parametry fázových závěsů . . . . .	24
---	----



# Kapitola 1

## Úvod

Předmětem této bakalářské práce je analýza fázového závěsu na úrovni elektronických prvků nástroji CAD. Pro tyto účely byl vybrán program Micro-Cap 12, jenž se stal po ukončení činnosti vývojářské společnosti Spectrum Software v roce 2019 volně šiřitelným. Cílem práce je popsat princip fázového závěsu včetně jeho funkčních bloků a definovat kompletní fázový závěs na úrovni elektronických prvků ve formě souboru .cir, na němž bude možné ukázat jeho princip a charakteristiky.

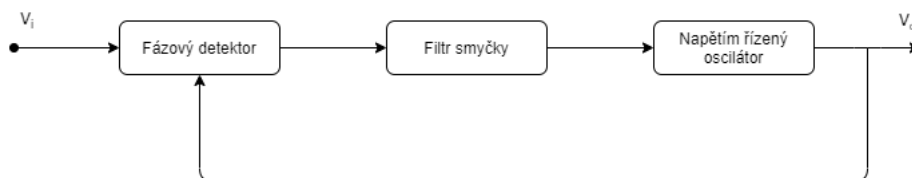
Přestože je fázový závěs považován za moderní systém, základní koncept lze v historii nalézt již v roce 1919, kdy J. H. Vincent a E. V. Appleton experimentovali se synchronizací oscilátorů. Po této době byla hlavní motivací synchronizace lokálního oscilátoru při demodulaci FM a budiče zesilovače urychlovače částic [1]. Základní teorie fázového závěsu byla založena na dobře vyvinuté teorii zpětné vazby, ve které měli velkou zásluhu H. W. Bode a H. Nyquist z Bellových laboratoří. V roce 1935 C. Travis publikoval design automatického nastavování frekvence lokálního oscilátoru v přijímačích za účelem přesnějšího ladění. Design byl zcela elektronický a princip byl popsán jako velice podobný automatickým zesilovačům hlasitosti používaných v přijímačích již několik let [2]. Zhruba v roce 1953 se začaly studovat nelineární operace fázového závěsu a tehdy se poprvé objevila rovnice popisující čas zachycení ve fázovém závěsu prvního řádu. V padesátých letech se začal fázový závěs využívat v barevných televizích především pro přesnou kontrolu fáze nosné frekvence 3,158 MHz ve formátu NTSC, jež přenášela informaci o barvě a stabilita barev závisela na kvalitě fázového závěsu. Po roce 1959 vrcholila teorie a design fázového závěsu díky velkému zájmu a počtu publikací v oboru. S příchodem integrovaných obvodů našel fázový závěs značné využití ve spotřebních produktech [3].



## Kapitola 2

### Princip fázového závěsu

Fázový závěs je moderní zpětnovazební systém používaný k zachycení výstupní frekvence a fáze na frekvenci a fázi signálu na vstupu. Základní obvod fázového závěsu se skládá z fázového detektoru PD (Phase detector), filtru typu dolní propust LP (low-pass) a napětím řízeného oscilátoru VCO (Voltage-Controlled Oscillator).

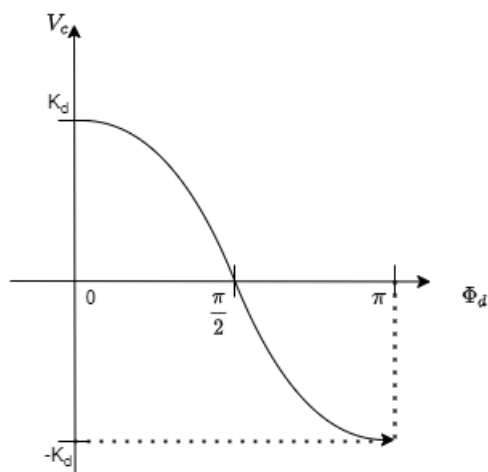


**Obrázek 2.1:** Základní blokové schéma fázového závěsu

#### 2.1 Fázový detektor

Jedná se o frekvenční směšovač a má za úkol generovat napěťový signál v závislosti na rozdílu fáze signálu vstupního a signálu přicházejícího zpětnou vazbou z napětím řízeného oscilátoru. Výstupní napětí  $V_c$  je tedy funkcí fázového rozdílu  $\Phi_d = \Phi_{RF} - \Phi_{LO}$  a pokud je vstupní frekvence  $f_{RF}$  rovna  $f_{LO}$  bude napětí nulové. V běžně používaných fázových detektorech je napětí sinusovou funkcí  $\Phi_d$  a nulové bude za podmínky, že  $\Phi_d = \frac{\pi}{2}$  [4].

$$V_c = K_d \cos(\Phi_d) \quad (2.1)$$

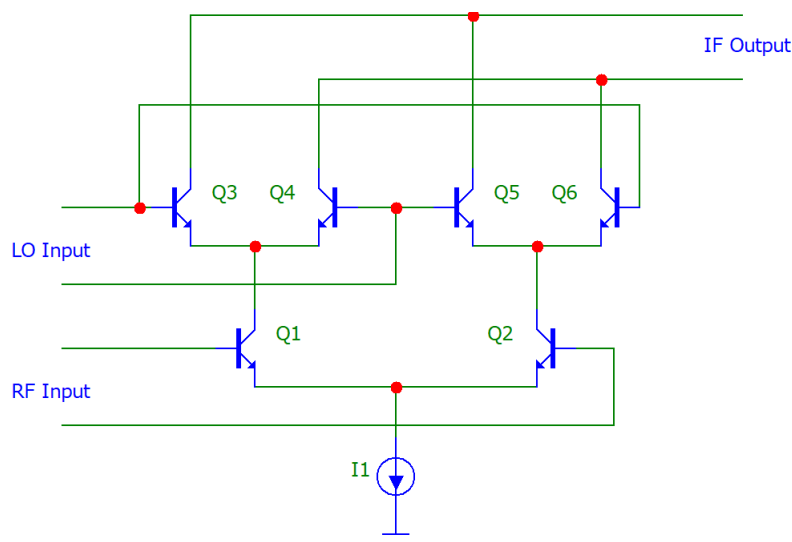


**Obrázek 2.2:** Závislost výstupního napětí na fázovém rozdílu

Hlavním parametrem fázového detektoru je zisk  $K_d$  [V/rad], který je definován jako poměr výstupního napětí a rozdílu fáze mezi vstupy LO a RF.

$$K_d = \frac{u}{\Phi_{RF} - \Phi_{LO} + \frac{\pi}{2}} \quad (2.2)$$

Fázový detektor je často implementován pomocí dvojité vyvážené směšovače v konfiguraci tzv. Gilbertovy Buňky [5].



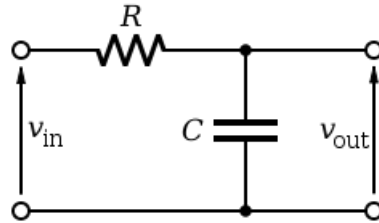
**Obrázek 2.3:** Schéma Gilbertovy buňky

V principu má Gilbertova buňka dva stavy činnosti. V prvním, kdy je signál LO v kladné půl vlně, se otevřou tranzistory Q3 a Q6 a průběh signálu na RF vstupu koriguje poměr, jakým je proud  $I_1$  rozdělen do větví Q3-Q1 a

Q6-Q2. V druhém stavu se naopak otevřou tranzistory Q4, Q5 a RF signál koriguje poměr proudu I1 ve větvích Q4-Q1 a Q5-Q2.

## 2.2 Filtr

Filtr smyčky je typu dolní propust a má za účel z výstupu fázového detektoru odfiltrovat vyšší frekvence a na vstup oscilátoru přivádět téměř stejnosměrné kontrolní napětí. Obecně se jedná o jednoduchý RC filtr prvního řádu, případně se používá filtr vyššího řádu pro potlačení dalších střídavých složek [4].



Obrázek 2.4: Schéma RC filtru [6]

Klíčový parametr filtru smyčky je přenosová funkce  $F(s)$  definovaná v případě RC filtru jako

$$F(s) = \frac{1}{1 + s\tau_1}, \quad (2.3)$$

kde

$$\tau_1 = RC, \quad (2.4)$$

a kritická frekvence

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (2.5)$$

## 2.3 Napětím řízený oscilátor

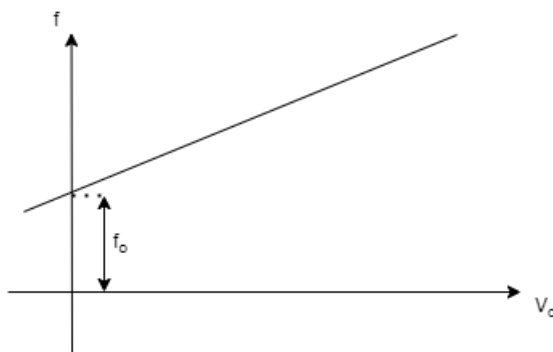
Jak již název napovídá, napětím řízený oscilátor je schopen měnit výstupní frekvenci v závislosti na vstupním kontrolním napětí. Nastavení výstupní frekvence je typicky docíleno změnou kapacity kapacitní diody (varikapu, varaktoru) pomocí řídicího napětí [7]. Změnou kapacity diody se změní i kapacita v rezonančním obvodu oscilátoru a tím se změní výsledná frekvence oscilátoru. Výstupní frekvence VCO se dá vyjádřit vztahem

$$f = f_o + K_o V_c. \quad (2.6)$$

Frekvence  $f_o$  v rovnici 2.6 označuje tzv. vlastní frekvenci (free-running frequency), která se na výstupu VCO objeví pokud na vstup fázového detektoru nepřichází žádný vstupní signál. Převodní konstanta  $K_o$  popisuje rychlost změny výstupní frekvence VCO v závislosti na kontrolním napětí a je dána rovnicí

$$K_o = \frac{\Delta f_o}{V_c}, \quad (2.7)$$

kde  $\Delta f_o$  je odchylka frekvence od vlastní frekvence.



Obrázek 2.5: Převodní charakteristika VCO

## 2.4 Parametry fázového závěsu

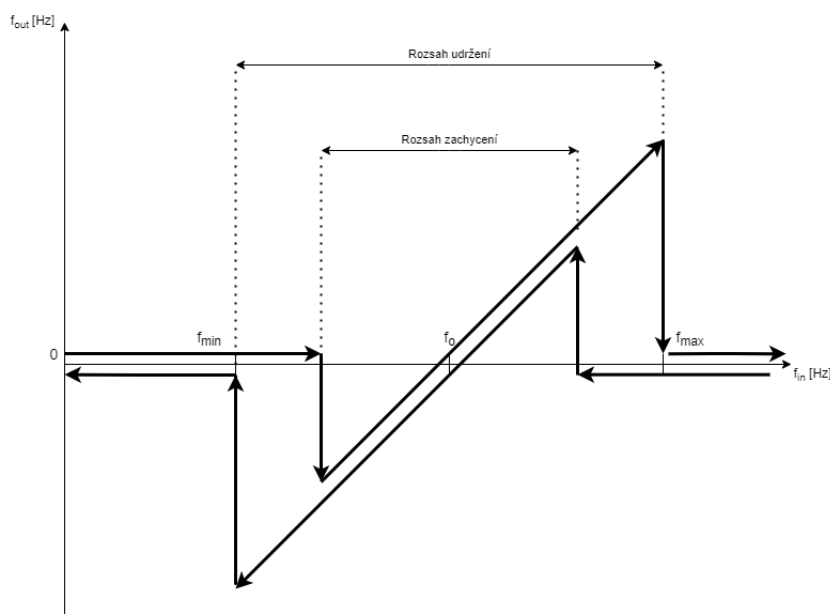
Hlavními parametry fázového závěsu jsou jeho dva frekvenční rozsahy. Tzv. rozsah zachycení  $\Delta f_a$  (acquisition range) určuje rozsah frekvencí, na které se je schopen fázový závěs zachytit v případě, že je na referenční vstup fázového detektoru přiveden signál s danou frekvencí. Po přivedení signálu s frekvencí  $f_i$  (uvnitř rozsahu zachycení) na vstup detektoru, se začne na jeho výstupu zvyšovat či zmenšovat kontrolní napětí. Zda-li se napětí bude zvyšovat či snižovat závisí na velikosti vstupní frekvence vůči vlastní frekvenci oscilátoru. Je-li tedy vstupní frekvence nižší než vlastní frekvence, bude se řídicí napětí snižovat z hodnoty udávající vlastní frekvenci oscilátoru VCO tak dlouho, než se ustálí na hodnotě napětí, jež na výstupu oscilátoru nastaví stejnou frekvenci jako je na vstupu.

Doba  $t_a$ , za kterou se toto napětí ustálí, se nazývá čas zachycení (acquisition time) a definuje režim zachycování, jenž je výrazně nelineární. Po této době přejde fázový závěs do režimu sledování, ve kterém je již VCO zachycen na vstupní frekvenci a nevybočí z intervalu označovaném jako střední zbytkové rozladění  $\pm \varepsilon_\Omega$  (mean residual frequency detuning)[8]. Doba  $t_a$  záleží především



na mezní frekvenci filtru smyčky [9]. S vyšším mezním kmitočtem se fázový závěs rychleji dostane do režimu sledování, zvýší se tím ale hodnota středního zbytkového rozladění  $\pm\varepsilon_\Omega$ .

Rozsah udržení  $\Delta f_h$  značí hranice frekvencí (hold-in range), které je fázový závěs stále schopen sledovat při změnách vstupní frekvence za podmínky, že se již zachytil a je v dané době v režimu sledování. Rozsah udržení je vždy větší než rozsah zachycení a má obecně střed ve frekvenci  $f_o$  pokud v se v systému neobjevují nelinearity např. v podobě nelineární převodní konstanty  $K_o$  oscilátoru [9].



Obrázek 2.6: Charakteristika rozsahů PLL

## 2.5 Aplikace fázového závěsu

Fázový závěs má řadu využití, mezi které patří například

### Demodulace FM, PM a AM

Přivede-li se na vstup fázového detektoru PLL frekvenčně modulovaný signál, bude oscilátor VCO sledovat okamžitou frekvenci; modulační frekvence musí však ležet uvnitř pásma propustnosti smyčky. Kontrolní napětí oscilátoru VCO

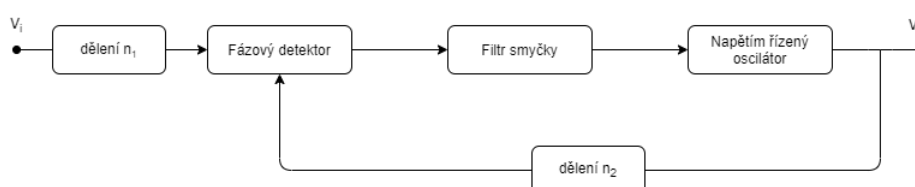
poté již odpovídá demodulovanému vstupnímu signálu. Takového systému je možné využít k demodulaci širokopásmových signálů FM. V tomto režimu je modulační spektrum uvnitř pásma propustnosti smyčky, která se proto nazývá smyčka sledující modulaci (modulation tracking loop). Takovou smyčku lze využít také k demodulaci širokopásmových signálů PM. Pokud má smyčka tak nízkou mezní frekvenci, že nepropustí ani nejnižší modulační frekvence, označuje se jako smyčka sledující nosnou vlnu (carrier tracking loop). V tomto případě ji lze využít k demodulaci úzkopásmových signálů FM, nebo PM. Demodulované signály se poté odebírají přímo na výstupu fázového detektoru.[8]

### ■ Frekvenční synchronizace a výběr signálu

Ve fázovém závěsu PLL je možné signál oscilátoru VCO s relativně malou vlastní stabilitou frekvence, avšak s velkou amplitudou oscilací synchronizovat frekvenčně velmi stabilním, avšak slabým a zašumělým vstupním signálem. Uvedený princip našel široké uplatnění v generátorech barvonosné vlny přijímačů barevné televize.[8]

### ■ Frekvenční syntéza

Na vstupy fázového detektoru, referenční i zpětnovazební z oscilátoru VCO, je možné vložit děliče frekvence. Při zapojení děliče s činitelem  $n_1$  na referenční vstup nastane pouze podělení vstupní frekvence PLL, která se poté produkuje i na výstupu oscilátoru VCO. Výstupní frekvence se dá vyjádřit jako  $f_o = \frac{f_i}{n_1}$ . Pokud se dělič frekvence s činitelem  $n_2$  připojí do zpětné vazby mezi oscilátorem VCO a fázovým detektorem nastane násobení frekvence na výstupu VCO. Výstupní frekvence je poté  $f_o = n_2 f_i$ . Při kombinaci dělení na obou vstupech fázového detektoru lze docílit neceločíselného dělení a výsledná frekvence se definuje jako  $f_o = \frac{n_2}{n_1} f_i$ .



**Obrázek 2.7:** Schéma PLL pro dělení a násobení frekvence

## ■ Frekvenční translace

Fázový závěs je možné využít ke změně frekvence velmi stabilního, pevně laděného referenčního oscilátoru o poměrně malý interval frekvencí. Tuto funkci lze realizovat pokud se na vstup fázového závěsu připojí násobič frekvence.[8]



## Kapitola 3

### Analýza fázového závěsu

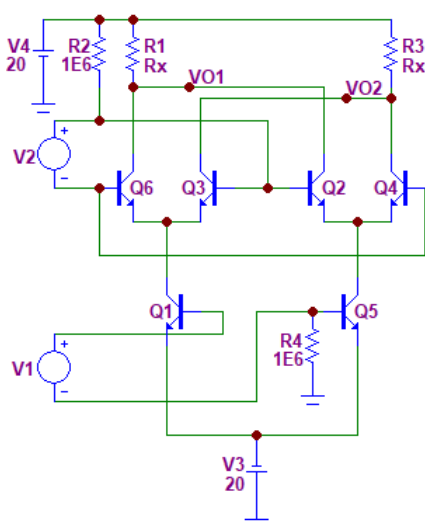
V první řadě bylo zapotřebí najít či navrhnout všechny potřebné funkční bloky. Po stažení simulátoru Micro-Cap 12 a seznámení se s jeho základními funkcemi, jsem v záložce se vzorovými obvody našel sekci se směřovači obsahující obvod Gilbertovy buňky a sekci s napětím řízenými oscilátory obsahující 3 různé obvody: VCO2.cir, VCO3.cir a VCO4.cir. Po sestavení jednoduchého RC filtru jsem nyní měl k dispozici všechny potřebné funkční bloky fázového závěsu.

#### 3.1 Analýza funkčních bloků

V této fázi jsem potřeboval zjistit vlastnosti funkčních bloků a především zda-li jsou vhodné pro účely této práce.

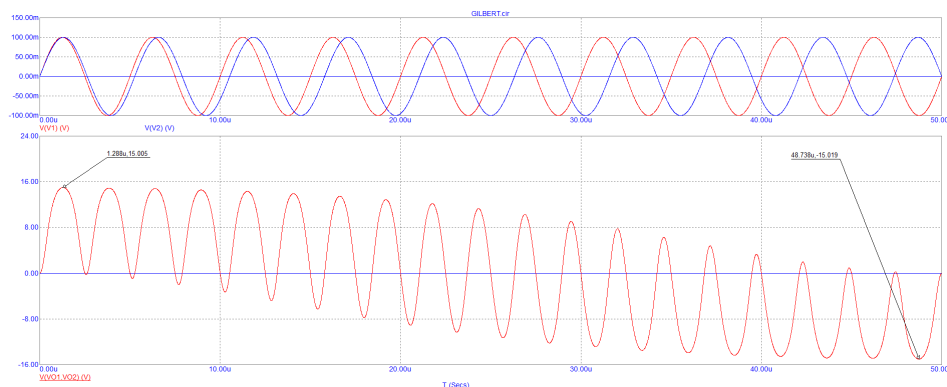
##### 3.1.1 Fázový detektor - Gilbertova buňka

Výchozí Gilbertova buňka byla navržena na směřování sinusového signálu s kladnými pulsy. Při směřování dvou sinusových signálů docházelo k nevyrovnanému zesilování a musel jsem vyměnit výchozí modely tranzistorů za model BFP420 [10]. Na obr. 3.2 lze vidět směřování dvou sinusových signálů o frekvencích 200 kHz a 190 kHz. Na průběhu výstupního napětí  $V(VO1, VO2)$



Obrázek 3.1: Obvod Gilbertovy buňky v Micro-cap 12

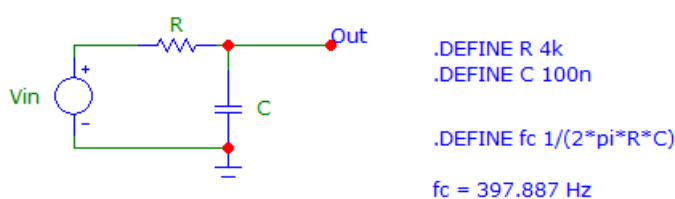
můžeme pozorovat kosinovou závislost ze vztahu 2.1 a celkem přesnou hodnotu zisku  $K_d = \frac{\pi - \frac{15}{2} - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2}}{\pi} = \frac{30}{\pi}$  V/rad. Hodnotu zisku lze korigovat rezistory R1 a R3 na obr. 3.1, zvýšením jejich odporu se zvýší úbytek napětí a ve výsledku také rozdíl mezi napětími VO1 a VO2.



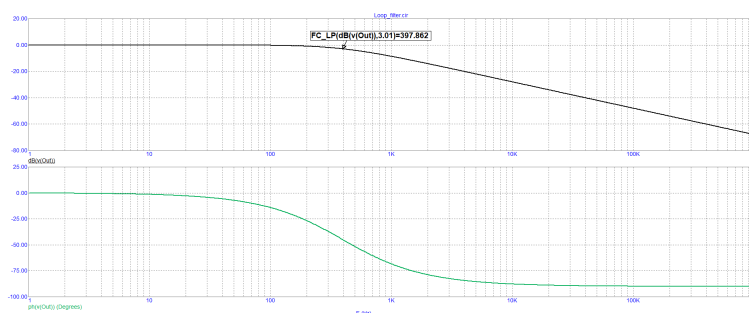
Obrázek 3.2: Průběhy vstupních a výstupního napětí PD

### 3.1.2 Filtř dolní propust

Při volbě hodnot rezistoru  $R = 4$  kHz a kapacitoru  $C = 100$  nH, které jsem později použil v jednom zapojení fázového závěsu, mi vyšla ze vzorce 2.5 mezní frekvence  $f_c = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{1}{2\pi RC} = 397,89$  Hz Mezní frekvence lze také zjistit z amplitudové frekvenční charakteristiky na obr. 3.4 pomocí funkce FC-LP, jež vrací x-souřadnici bodu s y-souřadnicí -3,01 dB.



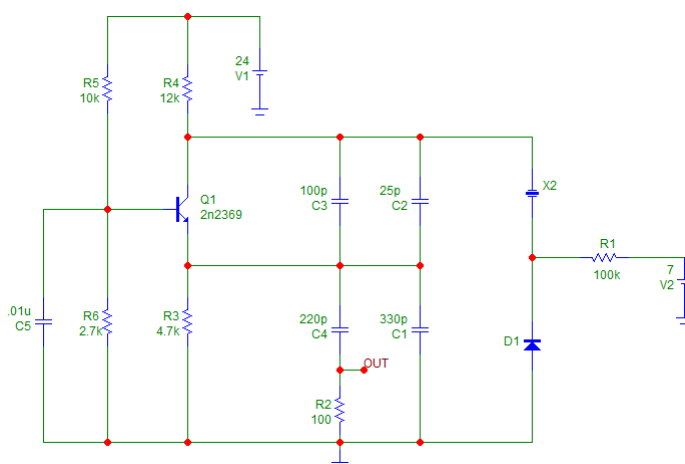
Obrázek 3.3: Obvod RC filtru



Obrázek 3.4: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika

### 3.1.3 VCO s krystalem

Obvod VCO2.cir na obr. 3.5 obsahuje napětím řízený oscilátor s krystalem (VCXO). Krystalové oscilátory mají své využití díky teplotní stabilitě a

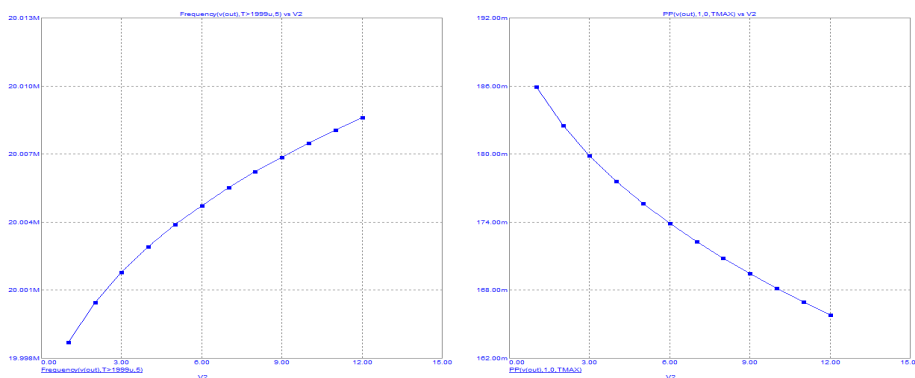


Obrázek 3.5: VCO s krystalem

malému fázovému šumu a vlastnosti jako frekvenční rozsah jsou spjaty s parametry krystalu[11]. Krystal oscilátoru je v simulátoru Micro-cap řešen pomocí makra představující ekvivalentní rezonanční obvod [12].

Jako první jsem změřil a analyzoval převodní charakteristiku na obr. 3.6a.

Zde jsem zjistil, že ačkoliv se pohybuje výstupní frekvence okolo 20 MHz je převodní konstanta  $K_o$  velice malá a při změně kontrolního napětí z 1V na 12V se výstupní frekvence zvýší o pouhých 10 kHz.



(a) : Závislost výstupní frekvence a řídicího napětí VCO2

(b) : Závislost amplitudy výstupního napětí a řídicího napětí VCO2

**Obrázek 3.6:** Charakteristiky VCO2

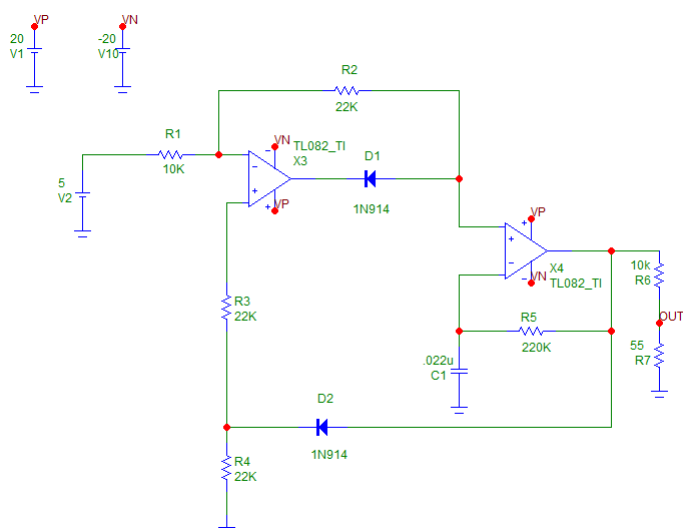
V druhém bodě jsem se podíval na závislost amplitudy výstupního napětí na řídicím napětí na obr. 3.6b. Snižování amplitudy s rostoucí frekvencí není ideální a znamenalo by zkreslování uvnitř fázového detektoru, kde by pro různé frekvence nezávisel poměr proudů protékající tranzistory nejen na fázi ale také na amplitudě.

Na závěr jsem usoudil, že tento napětím řízený oscilátor není vhodný pro použití ve fázovém závěsu kvůli malému rozsahu frekvencí a proměnné amplitudě výstupního napětí.

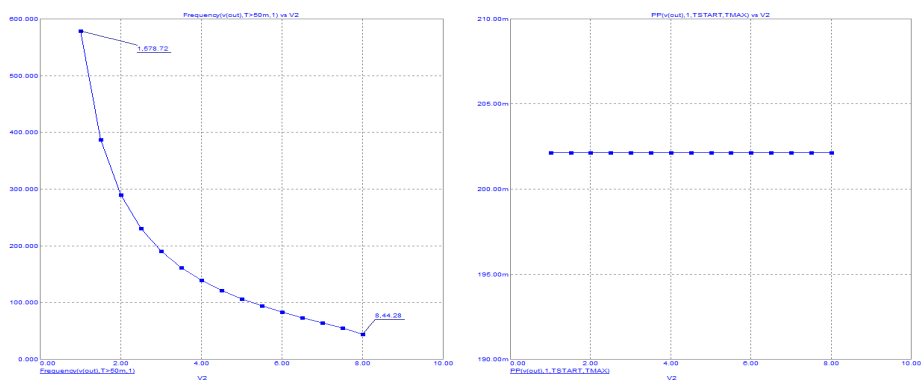
### 3.1.4 VCO s operačními zesilovači

Na obr. 3.7 je oscilátor ze souboru VCO3.cir. Z jeho převodní charakteristiky na obr. 3.8a je patrné, že má zápornou převodní konstantu  $K_o$  a rozsah frekvenci je relativně větší než u předchozího oscilátoru. Další výhodou oproti předchozímu oscilátoru je konstantní amplituda v celém frekvenčním rozsahu.





Obrázek 3.7: VCO s operačními zesilovači



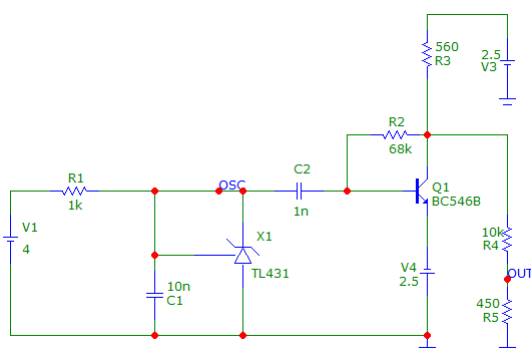
(a) : Závislost výstupní frekvence a řídicího napětí VCO3

(b) : Závislost amplitudy výstupního napětí a řídicího napětí VCO3

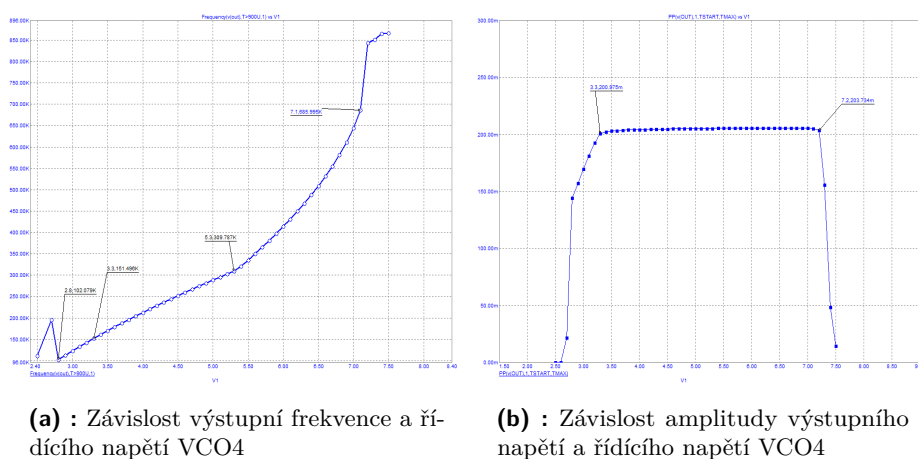
Obrázek 3.8: Charakteristiky VCO3

### 3.1.5 VCO s regulátorem TL431

Obvod VCO4.cir lze vidět na obr. 3.9, jeho podrobný princip a také ekvivalentní obvod TL431 lze nalézt v [13]. Tento oscilátor VCO má rozsah frekvencí od 100 kHz do zhruba 690 kHz. Ze závislosti na obr. 3.10b lze pozorovat konstantní amplitudu v rozsahu 3,3 až 7,1 V. Těmto hodnotám odpovídá z obr. 3.10a rozsah frekvencí 151 až 686 kHz.



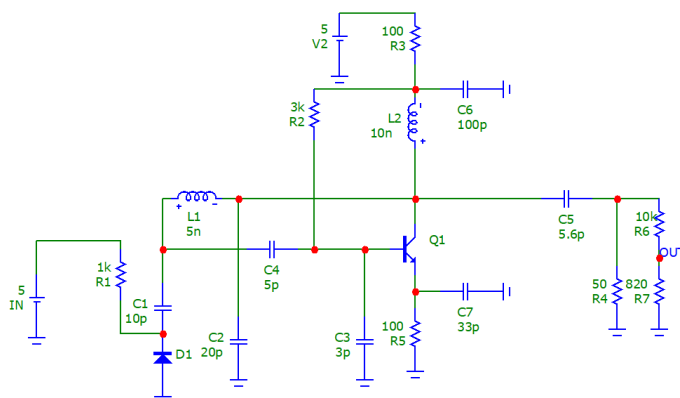
Obrázek 3.9: VCO s regulátorem TL431



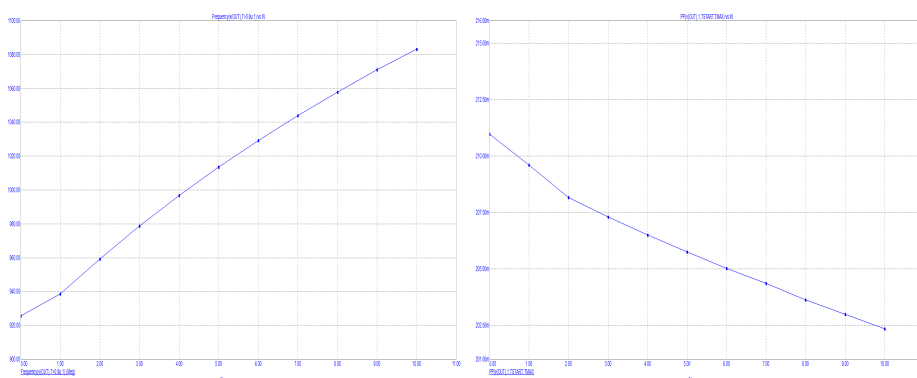
Obrázek 3.10: Charakteristiky VCO4

### 3.1.6 Vackářův VCO

Obvod VCO5.cir, jenž jsem našel a sestavil podle schématu v [14], lze vidět na obr. 3.11. Oscilátor je pojmenován po Jiřím Vackářovi, jenž je znám svými návrhy LC oscilátorů s vysokou kmitočtovou stabilitou [15]. Vackářův oscilátor VCO má na obr. 3.12a v rozmezí řídicího napětí 1 až 10 V frekvenční rozsah 940 MHz až 1080 MHz. Obr. 3.12b ukazuje, že v tomto rozmezí řídicího napětí klesne amplituda výstupního napětí o necelých 8 mV.



Obrázek 3.11: Vackářův VCO



(a) : Závislost výstupní frekvence a řídicího napětí VCO5

(b) : Závislost amplitudy výstupního napětí a řídicího napětí VCO5

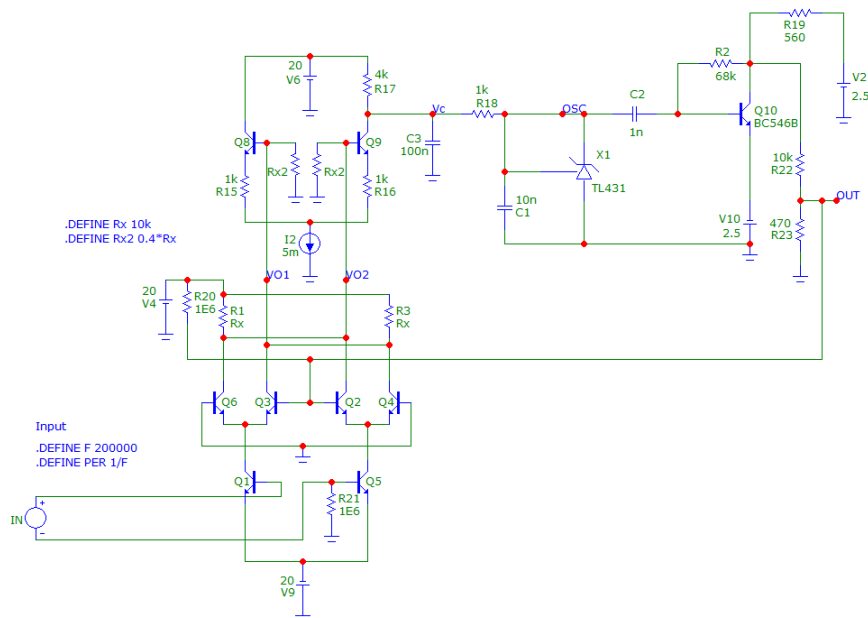
Obrázek 3.12: Charakteristiky VCO5

## 3.2 Sestavení fázového závěsu

### 3.2.1 Fázový závěs s VCO4

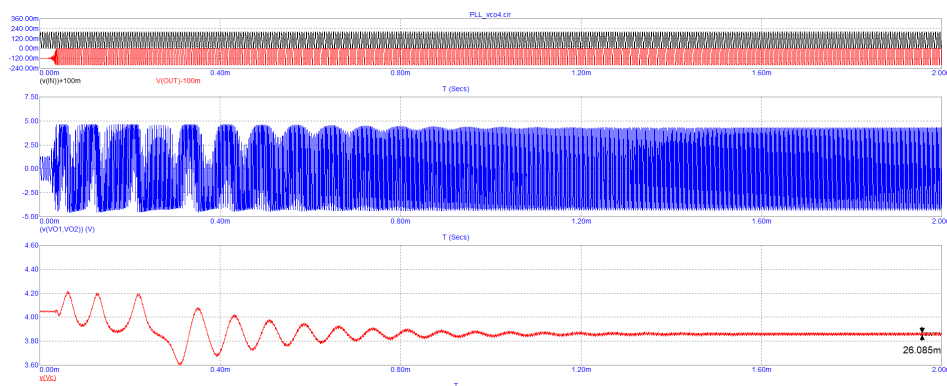
V této fázi jsem měl analyzované funkční bloky a dalším krokem bylo sestavení fázového závěsu. Prvním problémem, který se objevil, bylo napojení rozdílového napětí z Gilbertovy buňky přes filtr na vstup oscilátoru. Problém jsem vyřešil připojením rozdílového napětí na vstupy diferenčního zesilovače v konfiguraci diferenční vstup - uzemněný výstup [16] a sestavil tím první fázový závěs na obr. 3.13 s použitím oscilátoru VCO4. Rozdílové napětí, regulované kombinací rezistorů  $R_x$  a  $R_{x2}$ , přes tranzistory Q8 a Q9 reguluje proud protékající přes rezistor R17 a tím i úbytek napětí. Zde se generuje řídicí napětí oscilátoru filtrované přes dolní propust tvořenou rezistorem R17 a kapacitorem C3. S rozsahy řídicího napětí jsem se zaměřil na úsek 3,3 až

5,3 V na obr. 3.10a, ve kterém je konstantní amplituda výstupního napětí a převodní konstanta  $K_o$  je nejvíce lineární.



Obrázek 3.13: Fázový závěs s oscilátorem VCO4

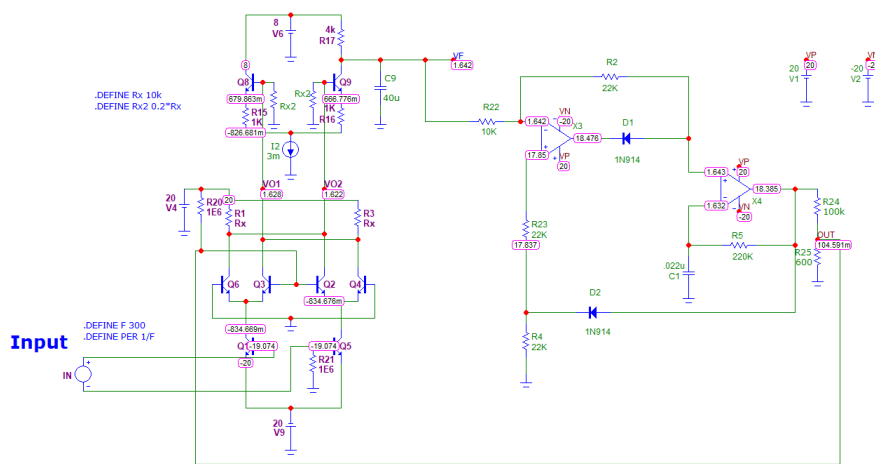
Při nulovém vstupním signálu, protéká rezistorem R17 proud o velikosti 3,995 mA. Úbytek na rezistoru tím vyjde  $U_{R17} = 15,98$  V a řídicí napětí  $V_c = U_6 - U_{R17} = 20 - 15,98 = 4,02$  V. Toto řídicí napětí udává vlastní frekvenci oscilátoru  $f_o = 213,2$  kHz. Na obr. 3.14 lze vidět průběh zachycení na vstupní frekvenci 200 kHz. Černě a červeně jsou vstupní a výstupní signály, modrý průběh vykresluje rozdílové napětí na výstupu fázového detektoru a poslední průběh napětí ukazuje výrazně nelineární přechod řídicího napětí z hodnoty 4,02 V, tj. hodnoty vlastní frekvence oscilátoru, na hodnotu 3,86 V, tj. hodnotu která nastaví na výstupu oscilátoru frekvenci 200 kHz.



Obrázek 3.14: Proces zachycení na frekvenci 200 kHz

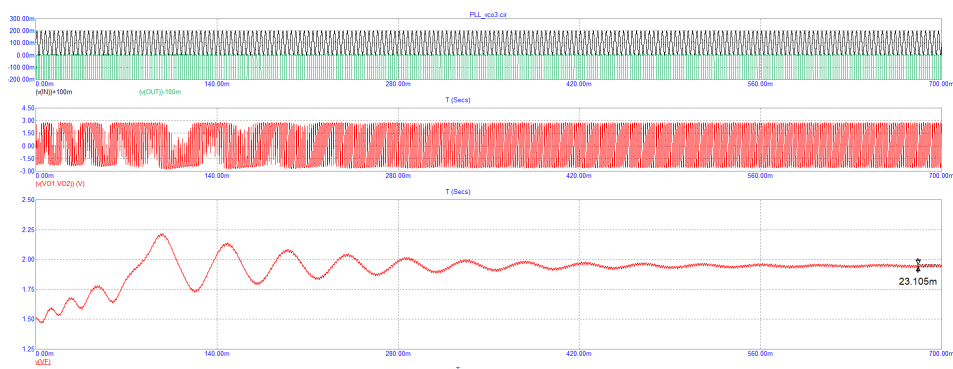
### 3.2.2 Fázový závěs s VCO3

Další fázový závěs jsem sestavil obdobně jako v předchozím případě. Pouze jsem změnil rozsahy napětí pomocí rezistorů Rx2 a proudového zdroje I2. Napětí V6 jsem nastavil tak, aby hodnota napětí udávající vlastní frekvenci oscilátoru byla zhruba ve středu frekvenčního rozsahu na obr. 3.8a. Vlastní frekvence v tomto nastavení vyšla  $f_o = 323$  Hz. Změnit jsem musel také hodnotu kapacitoru filtru smyčky. Filtr s mezní frekvencí  $f_c = 400$  Hz by v tomto případě neodstranil téměř žádné frekvence.



Obrázek 3.15: Fázový závěs s oscilátorem VCO3

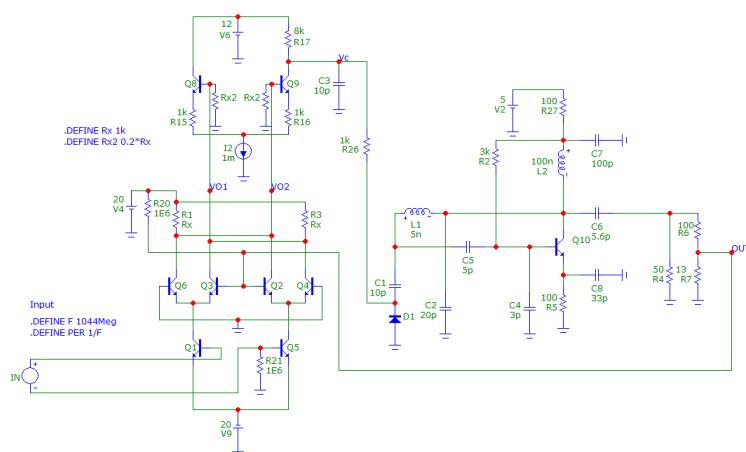
Na obr. 3.16 lze vidět zachycení z vlastní frekvence 323 Hz na vstupní frekvenci 300 Hz. Zde lze ukázat, že nezáleží zda-li má oscilátor kladnou či zápornou převodní koeficient  $K_o$ . V předchozím fázovém závěsu se při zachycování z větší na menší frekvenci řídicí napětí snižovalo, zde je tomu naopak a napětí se zvyšuje.



Obrázek 3.16: Proces zachycení na frekvenci 300 Hz

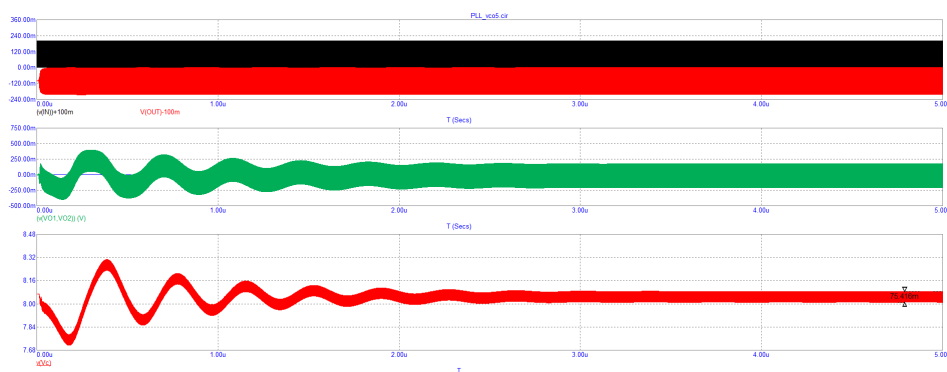
### 3.2.3 Fázový závěs s VCO5

Při sestavování fázového závěsu využívajícího Vackářův oscilátor jsem musel snížit hodnotu rezistorů Rx a Rx2, jelikož tranzistory nedosahovaly tak velkého zesílení jako v předchozích případech, kde se pracovalo s daleko nižšími frekvencemi. Znamenalo to menší rozsah řídicího napětím, které jsem naopak částečně zvýšil změnou hodnoty rezistoru R17 a tím zvýšení napěťového zisku diferenčního zesilovače. Na obr. 3.18 je pak znázorněno



Obrázek 3.17: Fázový závěs s oscilátorem VCO5

zachycení na frekvenci 1044 MHz a na zeleném průběhu napětí lze vidět malou amplitudu rozdílového napětí na výstupu fázového detektoru.



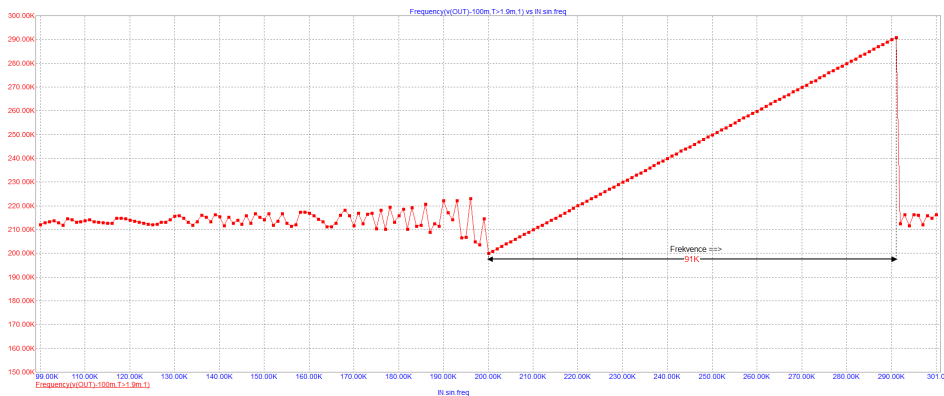
Obrázek 3.18: Proces zachycení na frekvenci 1044 MHz

### 3.3 Měření rozsahů fázového závěsu

Pro měření rozsahů, tj. rozsahu zachycení a rozsahu udržení, je nutné aby se zanechával stav obvodu při změnách vstupní frekvence. Tohoto lze docílit v nastavení časové analýzy vybráním možnosti Leave v kolonce State variables. Další podmínkou pro správné určení rozsahů je nastavení dostatečného času analýzy, proto aby se fázový závěs stihl zachytit před změnou na další frekvenci. Poté stačí následovat postup naznačený na obr. 2.6, tj. provést dvě analýzy, při kterých se jednou postupně zvyšuje a podruhé snižuje vstupní frekvence. Zde je třeba si dát pozor na to stupňovat (stepping) přímo parametr sin.freq vstupního napětí IN na obr. 3.13. Stupňuje-li se definovaná proměnná např. F, jež je poté dosazována do parametru sin.freq, nezanechává se při analýze stav obvodu z předchozích kroků frekvence.

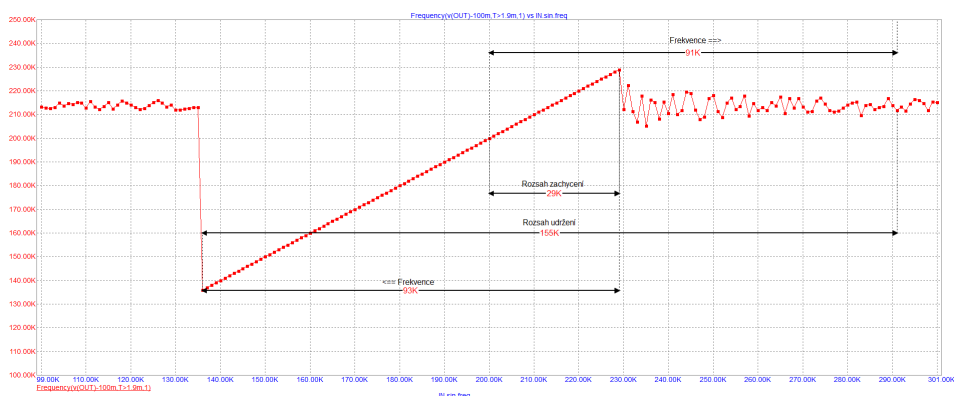
#### 3.3.1 Fázový závěs s VCO4

Z první analýzy na obr. 3.19 jsem získal spodní hranici rozsahu zachycení a vrchní hranici rozsahu udržení. V druhé analýze na obr. 3.20 jsem získal zbylé dvě hranice a byl schopen odečíst rozsah zachycení  $\Delta f_a = 229 - 200 \text{ kHz} = 29 \text{ kHz}$  a rozsah udržení  $\Delta f_h = 291 - 136 \text{ kHz} = 155 \text{ kHz}$ .



**Obrázek 3.19:** Frekvenční závislost při zvyšování vstupní frekvence PLL\_VCO4

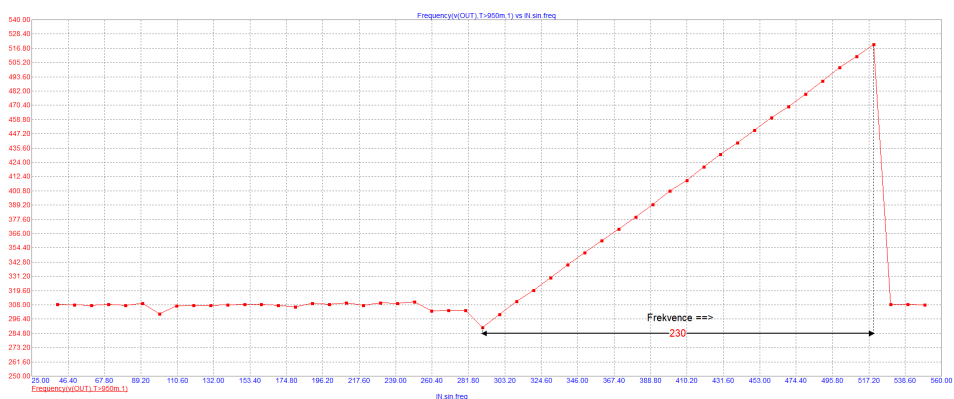
### 3. Analýza fázového závěsu



Obrázek 3.20: Frekvenční závislost při snižování vstupní frekvence PLL\_VCO4

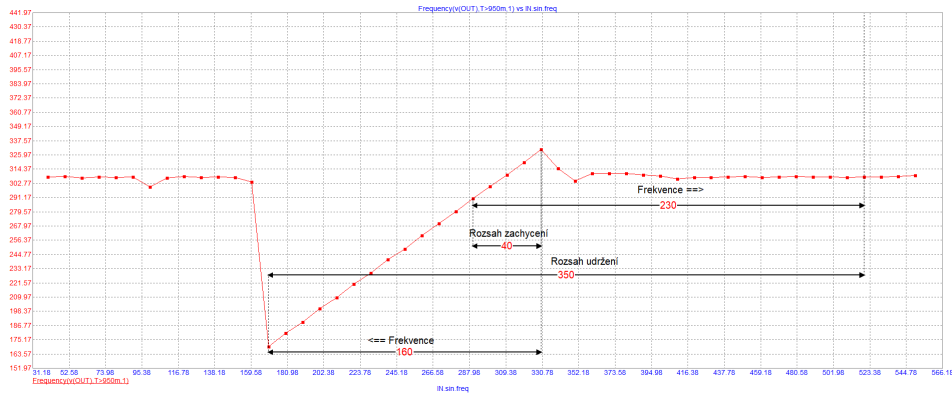
#### 3.3.2 Fázový závěs s VCO3

Měření rozsahů jsem provedl stejně jako v případě s VCO4. Výsledné rozsahy byly  $\Delta f_a = 330 - 290 = 40$  Hz pro rozsah zachycení a  $\Delta f_h = 520 - 170 = 350$  Hz pro rozsah udržení. Na obrázcích 3.21 a 3.22 je zřetelně vidět rozdíl mezi rozsahy frekvencí při zvyšování a snižování frekvence způsobený převážně nelineárním koeficientem  $K_o$  oscilátoru VCO3 což je patrné z obr. 3.8a.



Obrázek 3.21: Frekvenční závislost při zvyšování vstupní frekvence PLL\_VCO3

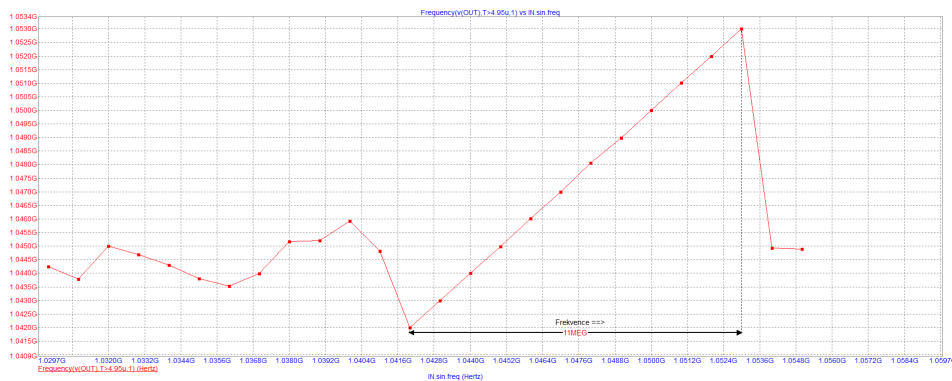




Obrázek 3.22: Frekvenční závislost při snižování vstupní frekvence PLL\_VCO3

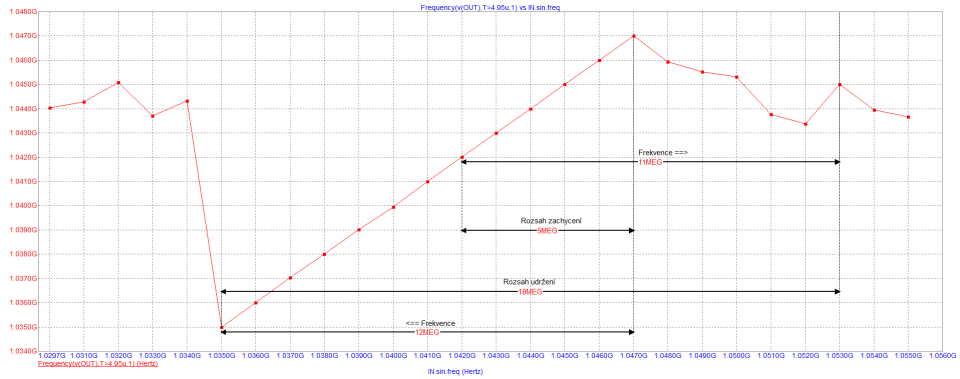
### 3.3.3 Fázový závěs s VCO5

Při měření rozsahů fázového závěsu s Vackářovým oscilátorem VCO jsem postupoval stejně jako v případě s VCO4 a změřil na obr. 3.23 a 3.24 téměř stejně velké rozsahy frekvencí což značí nepřítomnost nelinearit v systému. Výsledné rozsahy závěsu pak vyšly  $\Delta f_a = 1047 - 1042 = 5$  MHz a  $\Delta f_h = 1053 - 1035 = 18$  MHz.



Obrázek 3.23: Frekvenční závislost při zvyšování vstupní frekvence PLL\_VCO5

### 3. Analýza fázového závěsu



**Obrázek 3.24:** Frekvenční závislost při snižování vstupní frekvence PLL\_VCO5

PLL	PLL_VCO3	PLL_VCO4	PLL_VCO5
$K_d$	velký	velký	malý
$f_c$	1 Hz	398 Hz	1,99 MHz
$f_o$	323 Hz	213 kHz	1044 MHz
$K_o$	nelineární	lineární	lineární
$\Delta f_a$	290 - 330 Hz	200 - 229 kHz	1042 - 1047 MHz
$\Delta f_h$	170 - 520 Hz	136 - 291 kHz	1035 - 1053 MHz
$t_a$	700 ms	1,5 ms	3,5 us
$\epsilon_\Omega$	23,1 mV	26,1 mV	75,4 mV

**Tabulka 3.1:** Parametry fázových závěsů

## Kapitola 4

### Závěr

V práci byl představen princip fázového závěsu včetně jeho funkčních bloků a jejich možná implementace v simulačním softwaru Micro-cap 12. Po uvedení terminologie fázového závěsu, filtru smyčky, fázového detektoru a napětím řízeného oscilátoru v kapitole 2 jsem analyzoval jednotlivé funkční bloky v kapitole 3. Fázový detektor jsem implementoval jako dvojitě vyvážený směšovač v konfiguraci tzv. Gilbertovy Buňky na obr. 3.1. Pro filtr smyčky jsem navrhl jednoduchý RC filtr na obr. 3.3 fungující jako dolní propust, jehož mezní frekvence se pohybovala v hodnotách o tři řády nižší než byla vlastní frekvence použitých oscilátorů VCO. Mezi napětím řízenými oscilátory byly popsány čtyři obvody, z nichž jsem poté vybral tři pro návrh výsledných fázových závěsů. Každý funkční blok je doprovázen obrázkem s jejich odpovídajícími charakteristikami analyzovanými v simulátoru Micro-cap 12. Při sestavování fázových závěsů jsem se držel charakteristik napětím řízených oscilátorů a zbylé funkční bloky fázového závěsu jsem jim přizpůsobil. Pro jednotlivé oscilátory jsem reguloval zisk fázového detektoru, rozsahy řídicího napětí v diferenčním zesilovači a mezní frekvenci filtru. Ve výsledku jsem definoval tři fázové závěsy pomocí tří různých napětím řízených oscilátorů, u kterých jsem v závěru kapitoly 3 změřil rozsahy zachycení a udržení.

Definované fázové závěsy se liší především ve frekvencích, se kterými operují. V tabulce 3.1 s parametry tří definovaných fázových závěsů lze ukázat některé principy fázového závěsu a jeho funkčních bloků. Nelineární převodní koeficient  $K_o$  oscilátoru VCO3, který je naznačený v jeho převodní charakteristice na obr. 3.8a, se například promítne do vysoce nesoúměrného rozsahu zachycení a udržení okolo vlastní frekvence  $f_o = 323$  Hz, která je téměř na hranici rozsahu zachycení. Malý zisk fázového detektoru ve fázovém závěsu s oscilátorem VCO5 zapříčiní relativně malé rozsahy zachycení a udržení vůči rozsahu

frekvencí použitého oscilátoru. U téhož fázového závěsu lze ukázat vyšší hodnotu středního zbytkového rozladění patrného z průběhu řídicího napětí na obr. 3.18 což je následkem volby nižší mezní frekvence filtru smyčky za účelem snížení doby zachycení  $t_a$ .

Na závěr bych hodnotil definované fázové závěsy s ohledem na jejich relativní rozsah udržení definovaný jako poměr poloviny rozsahu udržení a vlastní frekvence oscilátoru  $\frac{\Delta f_g}{f_o}$ , je na tom nejlépe PLL\_VCO3 s 54,2 procenty následovaný PLL\_VCO4 s 36,4 procenty a na závěr PLL\_VCO5 s 0,86 procenty. U posledního fázového závěsu je malý relativní rozsah zapříčiněný kombinací malého zisku fázového detektoru s malým rozsahem frekvencí oscilátoru VCO5.

Myslím, že tato práce dobře vysvětluje princip fázového závěsu s pomocí tří obvodů fázových závěsů, jež se podařilo definovat na úrovni elektronických prvků v programu Micro-cap, a rozdílných parametrů fázových závěsů v tabulce 3.1, na kterých lze ukázat jejich závislost na parametrech zvolených funkčních bloků. Tím byly splněny cíle uvedené v úvodu této práce a bylo by zajímavé vidět využití výsledků práce například pro aplikace uvedené v kapitole 2.5.



## Literatura

- [1] APPLETON, V. Edward. *Automatic synchronization of triode oscillators*. In Proc. Cambridge Phil. Soc, August, 1922, (Vol. 21, No. pt 111, p. 231).
- [2] TRAVIS, C. *Automatic Frequency Control*. In: Proceedings of the Institute of Radio Engineers [online]. IEEE, 1935, 1125 - 1141 [cit. 2020-08-12]. DOI: 10.1109/JRPROC.1935.227257. ISSN 2162-6626. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1685769>
- [3] STEPHENS, R. Donald. *Phase-Locked Loops for Wireless Communications*. New York: Springer Science+Business Media, 1998. ISBN 978-1-4613-7618-7.
- [4] MISRA, Davendra K. *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits*. 605 Third Avenue, New York: John Wiley and Sons, 2001. ISBN 0-471-41253-8.
- [5] *Phase Locked Loops* [online]. Sunnyvale: Spectrum Software, 2014 [cit. 2020-08-07]. Dostupné z: <https://www.spectrum-soft.com/news/winter2014/pll.shtm>
- [6] A circuit diagram of a simple 1st order RC lowpass filter. In: *Wikipedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001 [cit. 2020-08-11]. Dostupné z: [commons.wikimedia.org/wiki/File:1st\\_Order\\_Lowpass\\_Filter\\_RC.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:1st_Order_Lowpass_Filter_RC.svg)
- [7] TEXAS INSTRUMENTS [online]. *Fractional/Integer-N PLL Basics*. Technická zpráva. ©1999. [vid. 12. 8. 2020]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/swra029/swra029.pdf>
- [8] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-132-2.

- [9] PHILIPS SEMICONDUCTORS [online]. *An overview of the phase-locked loop (PLL)*. Katalogový list. ©1988. [vid. 12. 8. 2020]. Dostupné z: [pdf.datasheet.live/5beae899/semiconductors.philips.com/AN177.pdf](http://pdf.datasheet.live/5beae899/semiconductors.philips.com/AN177.pdf)
- [10] INFINEON SEMICONDUCTORS [online]. *Library of Infineon Semiconductors*. Knihovna SPICE. ©2000. [vid. 12. 8. 2020]. Dostupné z: [espice.ugr.es/espice/src/modelos\\_subckt/spice\\_complete/siemens.lib](http://espice.ugr.es/espice/src/modelos_subckt/spice_complete/siemens.lib)
- [11] DAYARATNA, L. The tuning range improvement of voltage controlled crystal oscillators by using multiple crystals in parallel. In: *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings* [online]. IEEE, 2003, 2003, s. 277-280 [cit. 2020-08-11]. DOI: 10.1109/RAWCON.2003.1227946. ISBN 0-7803-7829-6. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1227946>
- [12] SPECTRUM SOFT. *Reference manual* [online]. 2019 [cit. 2020-08-11]. Dostupné z: <http://www.spectrum-soft.com/download/download.shtm>
- [13] *VCO using the TL431 reference* [online]. AspenCore, 2013 [cit. 2020-08-11]. Dostupné z: <https://www.edn.com/vco-using-the-tl431-reference/>
- [14] ROSU, Iulian. *High Frequency VCO Design and Schematics*. QSL [online]. 2009 [cit. 2020-08-12]. Dostupné z: [https://www.qsl.net/va3iul/High\\_Frequency\\_VCO\\_Design\\_and\\_Schematics/High\\_Frequency\\_VCO\\_design\\_and\\_schematics.pdf](https://www.qsl.net/va3iul/High_Frequency_VCO_Design_and_Schematics/High_Frequency_VCO_design_and_schematics.pdf)
- [15] VACKÁŘ, J. *LC Oscillators and their Frequency Stability* [online]. Tesla Technical Report. Tesla National Corporation, December 1949. [vid. 12. 8. 2020]. Dostupné z: [https://web.archive.org/web/20090124081121/http://n1ekv.org/Oscillators/Vackar\\_wholepaper.pdf](https://web.archive.org/web/20090124081121/http://n1ekv.org/Oscillators/Vackar_wholepaper.pdf)
- [16] VYROUBAL, Petr. *Diferenční zesilovače s bipolárními tranzistory*. Brno, 2009. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v brně. Vedoucí práce RNDr. Michal Horák, CSc.