VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2023 Bc. Marek Svoboda

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

NÁVRH NÍZKOFREKVENČNÍCH BLOKŮ FÁZOVÉHO ZÁVĚSU PRO SENZORICKÉ APLIKACE V NÍZKONAPĚŤOVÉ TECHNOLOGII TSMC 0.18 UM

DESIGN OF LOW-FREQUENCY PHASE LOCKED LOOP FOR SENSING APPLICATIONS IN LOW-VOLTAGE TSMC 0.18 UM PROCESS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE — Bc. Marek Svoboda

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

SUPERVISOR

BRNO 2023

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Marek Svoboda ***ID:*** 211319

Ročník: 2 ***Akademický rok:*** 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Návrh nízkofrekvenčních bloků fázového závěsu pro senzorické aplikace v nízkonapěťové technologii TSMC 0.18 um

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte obvodové topologie modulátoru a demodulátoru frekvenční modulace (např. fázový závěs) využívající analogové násobičky s proudovým výstupem dostupné v ASIC buňkách integrovaného obvodu vyrobeného v procesu TSMC 0.18 um 1.8 V. Předpokládejte provozní kmitočty od pomalých signálů jednotek-stovek Hz (modulační signál) až desítek kHz (nosný signál) bez nutnosti využití směšování a kmitočtové syntézy. Ověřte činnost simulací v Cadence s PDK procesu a připravte desku plošného spoje.

Postavte zařízení a ověřte funkci systému experimentálně s dostupnými integrovanými ASIC obvody. Vyzkoušejte přenos jednoduchého pomalého signálu sestaveným řetězcem.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SOTNER, Roman, Jan JERABEK, Ladislav POLAK, Jiri PETRZELA, Winai JAIKLA a Sunti TUNTRAKOOL. Illuminance Sensing in Agriculture Applications Based on Infra-Red Short-Range Compact Transmitter Using 0.35 um CMOS Active Device. IEEE Access [online]. 2020, 8, 18149-18161 [cit. 2021-04-21]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2020.2966752

[2] SOTNER, Roman, Ladislav POLAK, Jan JERABEK, Jiri PETRZELA a Vilem KLEDROWETZ. Analog Multipliers-Based Double Output Voltage Phase Detector for Low-Frequency Demodulation of Frequency Modulated Signals. IEEE Access [online]. 2021, 9, 93062-93078 [cit. 2022-05-16]. ISSN 2169-3536. Dostupné z:doi:10.1109/ACCESS.2021.3092525

Termín zadání: 6.2.2023 ***Termín odevzdání:*** 22.5.2023

Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce se zabývá návrhem FM modulačně demodulačních řetězců a jejich dílčích obvodů, jejichž konstrukce je založena na analogových násobičkách vyrobených v procesu TSCM 0.18 μm 1.8 V. Jeden řetězec pracuje s obdélníkovou nosnou a druhý s harmonickou nosnou vlnou. Základní kmitočet nosné je 100 kHz a základní testovací modulační signál 1 kHz harmonického průběhu. Demodulátory jsou postavené na principu smyčky fázového závěsu a cílem práce je ověřit funkčnost takovéto smyčky, aspekty její integrace a celková omezení konstrukce.

KLÍČOVÁ SLOVA

analogová násobička, TSCM 0.18 μm 1.8 V, napětím řízený oscilátor, fázový detektor, smyčka fázového závěsu, kmitočtová modulace

ABSTRACT

The work deals with the design of FM modulation-demodulation chains and their individual circuits, whose construction is based on analog multipliers manufactured using the TSCM 0.18 μm 1.8 V process. One chain operates with a square wave carrier and the other with a harmonic carrier wave. The basic frequency of the carrier is 100 kHz and the basic test modulation signal is a 1 kHz harmonic waveform. The demodulators are based on the principle of a phase-locked loop and the goal of the work is to verify the functionality of such a loop, aspects of its integration, and overall construction limitations.

KEYWORDS

analog multiplier, TSCM 0.18 μm 1.8 V, voltage controlled oscillator, phase detector, phase-locked loop, frequency modulation

SVOBODA, Marek. *Návrh nízkofrekvenčních bloků fázového závěsu pro senzorické aplikace v nízkonapěťové technologii TSMC 0.18 um*. Brno, 2023, 69 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Vysázeno pomocí balíčku `thesis` verze 4.00; `http://latex.feec.vutbr.cz`

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh nízkofrekvenčních bloků fázového závěsu pro senzorické aplikace v nízkonapěťové technologii TSMC 0.18 um“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno ....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval panu doc. Ing. Romanu Šotnerovi, Ph.D. za příkladné vedení diplomové práce.

Obsah

Úvod **17**

1 Teoretický princip stavebních bloků **19**
1.1 Analogová násobička 19
1.2 FM modulace 20

2 Obvodové řešení a jeho analýza **23**
2.1 Napětím řízený oscilátor 23
2.1.1 Generátor obdélníkového průběhu 23
2.1.2 Harmonický oscilátor 24
2.2 Fázový detektor 26
2.2.1 Obdélníkové signály 26
2.2.2 Harmonické signály 26
2.3 Filtr smyčky 28
2.3.1 Analýza PLL 28
2.3.2 Obdélníkové signály 29
2.3.3 Harmonické signály 32
2.3.4 Problémy konstrukce 33

3 Navržené systémy **37**
3.1 Obdélníková nosná 37
3.1.1 Přenesené testovací signály 39
3.2 Harmonická nosná 41
3.2.1 Přenesené testovací signály 42

Závěr **45**

Literatura **47**

Seznam symbolů, veličin a zkratek **49**

Seznam příloh **53**

A Schémata **55**

B Odvození filtrů PLL pro obdélníkovou nosnou **59**
B.1 Filtr 2. řádu 59
B.2 Filtr 3. řádu 60

C Naměřené doplňující vlastnosti systémů **63**
C.1 PLL s obdélníkovou nosnou 63
C.2 PLL s harmonickou nosnou 65

D Obsah přiloženého .zip souboru **69**

Seznam obrázků

1.1 Funkční princip násobičky (převzato z [5]) 19
1.2 Symbolické znázornění násobičky (převzato z: [5]) 19
1.3 Struktura násobičky na úrovni jednotlivých tranzistorů a její rozdělení do bloků pro snadnější čitelnost (převzato z: [5]) 20
1.4 Násobička jako OTA s lineárně napěťově laditelnou transkonduktancí 20
2.1 Obvodová realizace obdélníkového VCO 23
2.2 Ladicí charakteristika obdélníkového VCO 24
2.3 Obvodová realizace harmonického VCO (symbol MLT v zájmu přehlednosti zjednodušen) 25
2.4 Ladicí charakteristika harmonického VCO 26
2.5 Násobička jako fázový detektor připodobněná k nábojové pumpě (pouze impulsní režim) 27
2.6 Závislost střední hodnoty výstupního proudu na fázovém posuvu dvou harmonických signálů o amplitudě 0,3 V 28
2.7 Blokové schéma PLL s naznačením rozpojené zpětné vazby 29
2.8 Asymptotický průběh modulu a fáze PLL rozpojené smyčky zpětné vazby pro filtr 2. řádu - obdélníková nosná 30
2.9 Schéma filtru 2. řádu - obdélníková nosná 30
2.10 Asymptotický průběh modulu a fáze rozpojené smyčky zpětné vazby pro filtr 3. řádu - obdélníková nosná 31
2.11 Schéma filtru 3. řádu - obdélníková nosná 32
2.12 Schéma filtru 1. řádu - harmonická nosná 32
2.13 Schéma filtru 2. řádu - harmonická nosná 33
2.14 Jednoduchý obvod pro kompenzaci proudového ofsetu fázového detektoru 35
3.1 Porovnání přenosů při otevřené smyčce zpětné vazby, obdélníková nosná (plná - filtr 2. řádu, čárkovaná - filtr 3. řádu) 38
3.2 Porovnání přenosů při uzavřené smyčce zpětné vazby, obdélníková nosná (plná - filtr 2. řádu, čárkovaná - filtr 3. řádu) 39
3.3 Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 2. řádu - obdélníková nosná 39
3.4 Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 3. řádu - obdélníková nosná 40
3.5 Signál EKG přenesený systémem, filtr 2. řádu - obdélníková nosná . . 40
3.6 Signál EKG přenesený systémem, filtr 3. řádu - obdélníková nosná . . 40
3.7 Porovnání přenosů při otevřené smyčce zpětné vazby, harmonická nosná (plná - filtr 1. řádu, čárkovaná - filtr 2. řádu) 42

3.8 Porovnání přenosů při uzavřené smyčce zpětné vazby, harmonická nosná (plná - filtr 1. řádu, čárkovaná - filtr 2. řádu) 42
3.9 Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 1. řádu - harmonická nosná 43
3.10 Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 2. řádu - harmonická nosná 43
3.11 Signál EKG přenesený systémem, filtr 2. řádu - harmonická nosná . . 43
3.12 Signál EKG přenesený systémem, filtr 2. řádu - harmonická nosná . . 44
A.1 Kompletní schéma zapojení modulačně demodulačního řetězce s filtrem 2. řádu, obdélníková nosná 56
A.2 Kompletní schéma zapojení modulačně demodulačního řetězce s filtrem 1. řádu, harmonická nosná 57
C.1 Fázový šum obdélníkového VCO, SPAN 10 Hz 63
C.2 Fázový šum obdélníkového VCO, SPAN 50 Hz 63
C.3 Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 2. řádu - obdélníková nosná 64
C.4 Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 3. řádu - obdélníková nosná 64
C.5 Úroveň rušivého napětí peak-to-peak v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu obdélníkové nosné (průběhy uvedeny pro oba filtry) 64
C.6 Přenosová charakteristika celého systému s obdélníkovou nosnou . . . 65
C.7 Zpětnovazební napětí AGC v závislosti na kmitočtu harmonického VCO 65
C.8 Výstupní napětí peak-to-peak harmonického VCO v závislosti na kmitočtu 66
C.9 Fázový šum harmonického VCO, SPAN 10 Hz 66
C.10 Fázový šum harmonického VCO, SPAN 50 Hz 66
C.11 Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 1. řádu - harmonická nosná 67
C.12 Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 2. řádu - harmonická nosná 67
C.13 Úroveň rušivého napětí peak-to-peak v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu harmonické nosné (průběhy uvedeny pro oba filtry) 67
C.14 Přenosová charakteristika celého systému s harmonickou nosnou . . . 68

Seznam tabulek

3.1 Navržené filtry pro PLL s obdélníkovou nosnou 38
3.2 Parametry PLL v závislosti na filtru - obdélníková nosná 38
3.3 Navržené filtry pro PLL s harmonickou nosnou 41
3.4 Parametry PLL v závislosti na filtru - harmonická nosná 41
A.1 Hodnoty součástek náležící schématu na obrázku A.1 55
A.2 Hodnoty součástek náležící schématu na obrázku A.2 55

Úvod

Signálové zpracování pomalých signálů na čipu je limitováno velikostmi vazebních kapacit a hodnotami dosažitelných kapacit obecně. Ty jsou v závislosti na technologii omezené na řádově jednotky pF. Pokud i tak lze dosáhnout požadované kapacity paralelním spojováním do bloků, zabírají tyto kapacity velké množství plochy, což se přímo odráží na samotné ceně čipu. Jednotlivé bloky signálového zpracování mohou pracovat v různých napěťových doménách a také zpracovávané signály mohou být stejnosměrně posunuty. Proto jsou střídavé (AC) vazby nedílnou součástí každého systému. Jednou z možností, jak docílit malé fyzické kapacity na čipu, je použití aktivních kapacitních násobiček [1]. Problémem ale je, že AC vazby využívají nezeměné kondenzátory a aktivní plovoucí kondenzátor je konstrukčně náročný (až dvojnásobná složitost oproti zeměnému). Další limity plynou také z velikosti výkonu přenášeného signálu. Proto se jako vhodné řešení jeví použití např. kmitočtové modulace („frequency modulation“ - FM) a posunout tak zpracovávaný signál ze svého základního pásma do vyššího, čímž se nároky na hodnoty vazebních kapacit podstatně sníží [2].

Tato práce se zabývá konstrukcí jednoduchých FM modulátorů (napěťově řízený oscilátor, potažmo generátor) a demodulátorů na principu smyčky fázového závěsu („phase-locked loop“ - PLL) [3]. Hardwarový základ tvoří analogové čtyřkvadrantové napěťové násobičky („multiplier“ - MLT) s proudovým výstupem vyrobené v technologii Taiwan Semiconductor Manufacturing Company (TSMC) 0,18 μm, 1,8 V. Jeden zapouzdřený zákaznický integrovaný obvod („Application Specific Integrated Circuit“ - ASIC) obvod nabízí celkem pět těchto násobiček a jeden napěťový sledovač/invertor. Pro celou konstrukci jsou využity výhradně tyto dva obvodové prvky a několik externích pasivních součástek (blokovací kapacity, filtr smyčky, proudové biasovací zdroje atd.).

Práce popisuje návrh, matematickou analýzu, výsledky simulací a výsledky získané z měření dílčích bloků a systémů jako celku. Byly navrženy dva modulačně demodulační řetězce, z nichž jeden využívá harmonický nosný signál a druhý obdélníkový. Pro simulace bylo použito vývojové prostředí Cadence Virtuoso s příslušnou vývojovou sadou („Process Design Kit“ - PDK). Pro realizaci a měření systému byla připravena a vyrobena vývojová deska se dvěma ASIC obvody [4].

Požadavky na systém byly stanoveny následovně: má být co nejjednodušší a má využívat minimum externích součástek. Základní nosný kmitočet 100 kHz, základní modulační signál 1 kHz harmonický, napájení 0,9 V symetricky, nízký příkon, co nejlepší odstup užitečného demodulovaného signálu od rušení, rozsah zachycení smyčky PLL $\pm$ 50 kHz od nosné (kmitočtový zdvih).

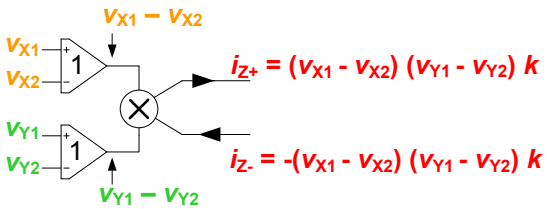
1 Teoretický princip stavebních bloků

1.1 Analogová násobička

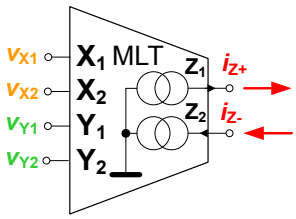
Na základě specifických požadavků byla v rámci programu GAČR s názvem *Deterministické, chaotické a stochastické jevy v integrovaných strukturách* (19-22248S) v roce 2020 vyvinuta topologie čtyřkvadrantové násobičky („multiplier“ - MLT) se dvěma rozdílovými napěťovými vstupy a dvěma vzájemně komplementárními proudovými výstupy. Žádná z komerčně vyráběných násobiček nebyla schopná splnit požadavky týkající se především dostupnosti komplementárního proudového výstupu [5]. Dostupné násobičky nemají ve valné většině případů dobře definované impedance bran. Funkční princip navržené násobičky lze popsat rovnicí (1.1) a blokovým schématem na obrázku (1.1). Charakterizace a základní příklady použití těchto násobiček jsou dostupné v literatuře [4].

$$i_{z\text{-}} = -i_{z+} = [(u_{x+} - u_{x-}) \cdot (u_{y+} - u_{y-})] \cdot k, \tag{1.1}$$

kde k je transkonduktanční konstanta, která se v závislosti na procesním rozptylu reálně mění od $1,3$ do $1,8$ mA/V^2 (typ. $1,5$). V simulacích je třeba počítat dokonce s hodnotou $2,1$ mA/V^2, protože neberou v potaz reálný ohřev zapouzdřeného čipu nad pokojových 27°.

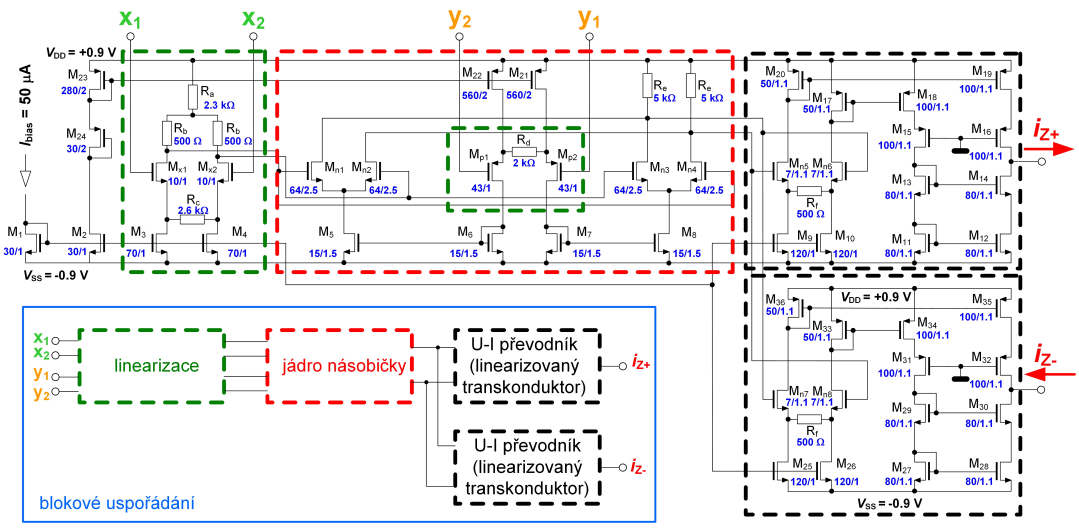


Obr. 1.1: Funkční princip násobičky (převzato z [5])



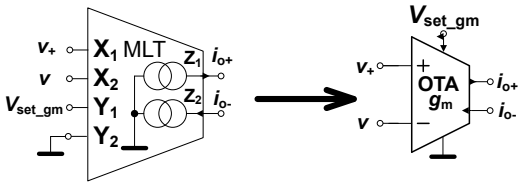
Obr. 1.2: Symbolické znázornění násobičky (převzato z: [5])

Vhodným zapojením (viz. obrázek 1.4) lze násobičku použít i jako transkonduktor („operational transconductance amplifier“ - OTA [6]) s elektronicky laditelnou transkonduktancí g_{m}. Matematicky lze tuto skutečnost popsat rovnicí (1.2).



Obr. 1.3: Struktura násobičky na úrovni jednotlivých tranzistorů a její rozdělení do bloků pro snadnější čitelnost (převzato z: [5])

$$i_{o+} = -i_{o-} = (v_+ - v_-) \cdot g_m = (v_+ - v_-) \cdot V_{set_gm} \cdot k \tag{1.2}$$



Obr. 1.4: Násobička jako OTA s lineárně napěťově laditelnou transkonduktancí

1.2 FM modulace

Kmitočtová modulace spolu s fázovou pátří mezi tzv. „úhlové“ modulace, protože modulačním signálem je ovlivňován fázový úhel (tj. argument funkce sinus či kosinus) nosné vlny. Amplituda nosné vlny zůstává konstantní, což je výhodné např. z hlediska účinnosti. Podrobnější informace o těchto modulacích lze najít např. v publikaci [7].

Libovolný úhlově modulovaný nosný signál lze vyjádřit jako:

$$u_m(t) = U_c \cos[\Phi_i(t)]. \tag{1.3}$$

Okamžitá fáze je v případě nemodulované nosné:

$$\Phi_i(t) = 2\pi f_c + \Phi_c, \tag{1.4}$$

kde f_c je kmitočet nosné a Φ_c její fáze. Pro vyjádření okamžitého kmitočtu z předpisu okamžité fáze lze využít vztah, který mezi kmitočtem a fází platí:

$$\omega_i(t) = \frac{d\Phi_i(t)}{dt}. \tag{1.5}$$

Jelikož se práce zabývá kmitočtovou modulací, kde se kmitočet nosné vlny mění přímo úměrně v závislosti na kmitočtové citlivosti modulátoru a úrovni modulačního signálu, zapíše se tento fakt následovně:

$$f_i(t) = f_c + k_{FM} m(t), \tag{1.6}$$

kde k_{FM} je citlivost modulátoru a $m(t)$ je obecné vyjádření modulačního signálu. Pro vyjádření okamžitého kmitočtu nosné vlny, je jasné podle rovnice (1.5), vztahu mezi úhlovým kmitočtem ω a kmitočtem f, že se rovnice (1.6) upraví do podoby:

$$\Phi_i(t) = 2\pi f_c t + 2\pi k_{FM} \int_0^t m(t)\, dt. \tag{1.7}$$

Dosazením (1.7) do (1.3) se dostane obecný vztah pro kmitočtově modulovaný signál:

$$u_{FM}(t) = U_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k_{FM} \int_0^t m(t)\, dt]. \tag{1.8}$$

Bude-li modulační signál $m(t)$ harmonický, popsaný funkcí kosinus, po jeho dosazení do vztahu (1.6), vyjde vztah pro okamžitý kmitočet nosné:

$$f_i(t) = f_c + k_{FM} U_m \cos(2\pi f_m t) = f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m t), \tag{1.9}$$

kde $\Delta f = k_{\mathrm{FM}} U_{\mathrm{m}}$ je kmitočtový zdvih, což je maximální změna kmitočtu nosné od její nemodulované hodnoty. Postupnými úpravami lze dojít až k rovnici pro harmonicky (kosinusově) modulovaný signál:

$$u_{FM}(t) = U_c \cos[2\pi f_c t + \beta_{FM} \sin(2\pi f_m t)] \tag{1.10}$$

Kde $\beta_{\mathrm{FM}} = \frac{\Delta f}{f_{\mathrm{m}}}$ značí *index kmitočtové modulace*. Jeho velikost není nijak omezena, pouze se, na základě jeho hodnoty, rozlišuje mezi úzkopásmovou ($\beta_{\mathrm{FM}} < 1$) a širkopásmovou ($\beta_{\mathrm{FM}} > 1$) FM modulací. Více o obecné modulaci neharmonickým signálem a zejména kmitočtovém spektru FM modulace lze najít v literatuře [7].

2 Obvodové řešení a jeho analýza

Následující kapitoly obsahují obvodová řešení dílčích stavebních bloků, jejich matematický popis a srovnání výsledků simulací s výsledky měření.

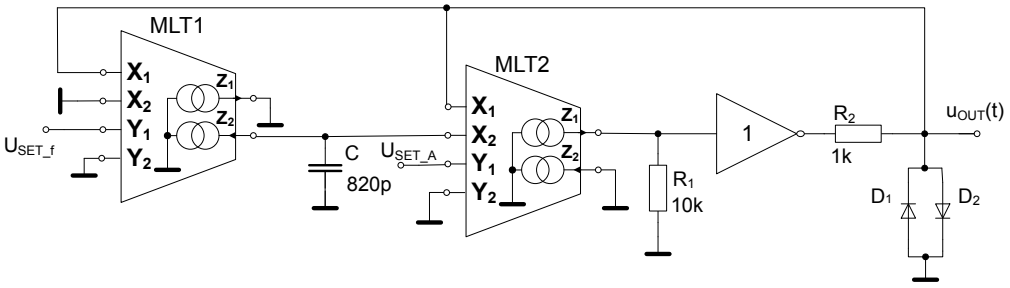
2.1 Napětím řízený oscilátor

Funkci napětím řízeného oscilátoru („voltage controlled oscillator“ - VCO) plní v jednom případě jednoduchý generátor obdélníkového průběhu, jehož amplituda je limitována dvěma antiparalelně zapojenými nízkoprahovými diodami a ve druhém případě je použit harmonický oscilátor, u něhož je stabilní úroveň amplitudy zajištěna jednoduchým obvodem pro automatickou kontrolu zisku („automatic gain control“ - AGC).

2.1.1 Generátor obdélníkového průběhu

Na obrázku (2.1) je obvodové řešení generátoru obdélníkového průběhu. Diody jsou nízkoprahové - BAT42 [8], jejichž prahové napětí se pohybuje kolem 0,3 V a limituje tak úroveň výstupního signálu a taktéž stanovuje komparační úroveň pro druhou násobičku zapojenou jako komparátor. Řídící napětí druhé násobičky $U_{\mathrm{SET_A}}$ se musí pohybovat nad 500 mV tak, aby komparační hrana byla definována co „nejostřeji“ vysokým ziskem. První násobička je potom zapojena jako bezeztrátový integrátor. Její výstupní proud je do jisté míry konstantní a je dán součinem řídícího napětí $U_{\mathrm{SET_f}}$, prahovým napětím U_{D} a transkonduktanční konstanty k. Na základě těchto poznatků lze odvodit vztah pro výstupní kmitočet signálu:

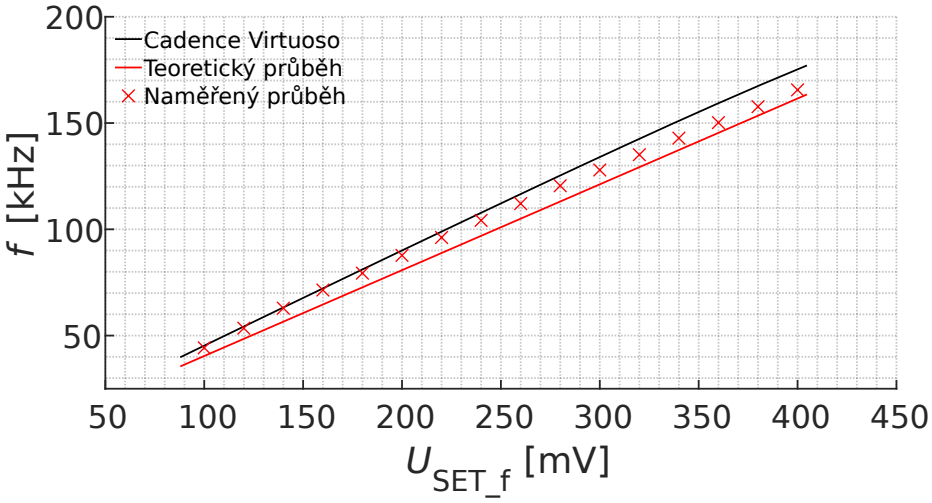
$$f = \frac{k \cdot U_{SET_f}}{4 \cdot C}. \tag{2.1}$$



Obr. 2.1: Obvodová realizace obdélníkového VCO

Na obrázku (2.2) je znázorněna závislost kmitočtu na řídícím napětí $U_{\mathrm{SET_f}}$. Velikost kondenzátoru byla nejprve vypočítána na 1,3 nF (E24). S touto hodnotou byly

provedeny simulace a odpovídá jí i teoretický průběh. V praxi však musela být velikost kapacity pro základní kmitočet 100 kHz při 250 mV řídícího napětí snížena na 820 pF (E12) a to vlivem nižší hodnoty k, která s teplotou klesá. Jinak lze říci, že všechny průběhy jsou ve velmi dobré shodě a v rámci očekávání.



Obr. 2.2: Ladicí charakteristika obdélníkového VCO

2.1.2 Harmonický oscilátor

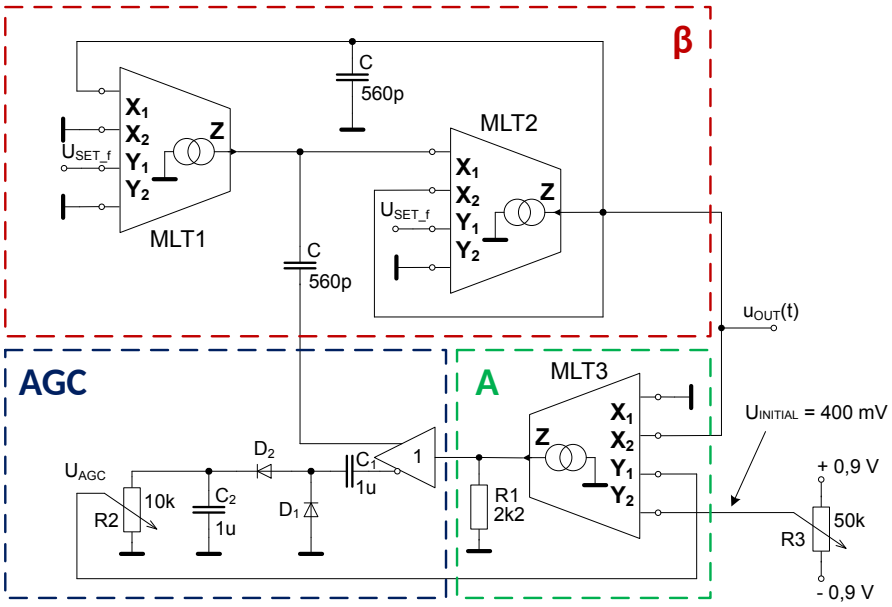
Tento oscilátor spadá mezi zpětnovazební typy [9]. Selektivní zpětnou vazbu tvoří pásmová propusť [10] složená ze dvou násobiček ve funkci OTA (obrázek 1.4) jejichž transkonduktance je řízena společným napětím $U_{\mathrm{SET_f}}$ a dvou stejných kondenzátorů C. Aktivní prvek je jednoduchý zesilovač s AGC, který zajišťuje stabilní amplitudu výstupního signálu. Diody jsou opět nízkoprahové - BAT42 [8]. Pomocí symbolického analyzátoru lze dokázat, že přenos pásmové propusti je vyjádřen vztahem:

$$K_\beta(s) = \frac{s \cdot g_m \cdot C}{s^2 \cdot C^2 + s \cdot g_m \cdot C + g_m^2} \doteq \frac{s \cdot U_{SET_f} \cdot k \cdot C}{s^2 \cdot C^2 + s \cdot U_{SET_f} \cdot k \cdot C + U_{SET_f}^2 \cdot k^2}. \tag{2.2}$$

Jmenovatel přenosu je charakteristickou rovnicí pásmové propusti. Z té lze potom odvodit střední kmitočet:

$$f_0 = \frac{g_m}{2 \cdot \pi \cdot C} = \frac{U_{SET_f} \cdot k}{2 \cdot \pi \cdot C}. \tag{2.3}$$

Přenos na středním kmitočtu je 0 dB a fáze 0°, z čehož přímo vyplývají oscilační podmínky pro zesilovač zapojený mezi výstupem a vstupem pásmové propusti. Zesílení tohoto zesilovače A musí být rovno 1 a fázový posuv 0°. Ke stejnému závěru lze dojít i pomocí analýzy Blackova vztahu [11] (rovnice 2.4).

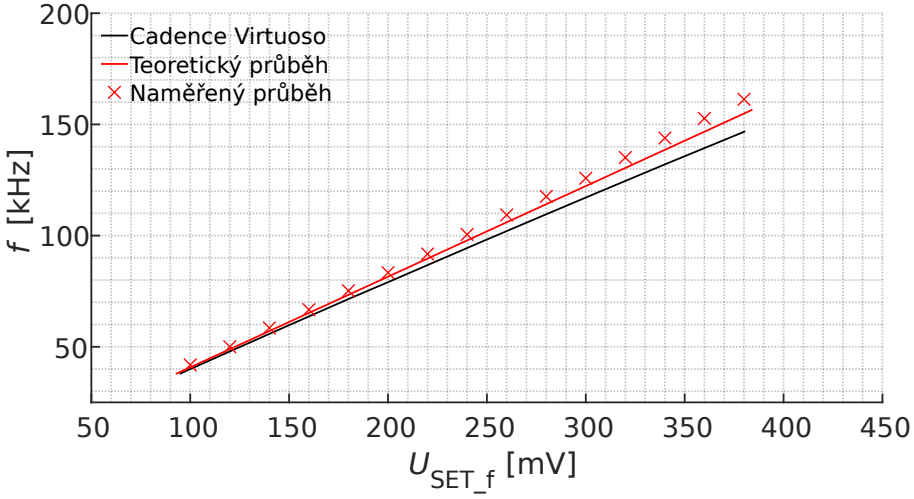


Obr. 2.3: Obvodová realizace harmonického VCO (symbol MLT v zájmu přehlednosti zjednodušen)

$$K(s) = \frac{K_\beta(s) \cdot K_\mathrm{A}}{1 - K_\beta(s) \cdot K_\mathrm{A}} = \frac{-s \cdot g_m \cdot C \cdot A}{s^2 \cdot C^2 + s \cdot g_m \cdot C(1 - A) + g_m^2} \tag{2.4}$$

Pro udržení stabilní amplitudy výstupního signálu, je zesilovač doplněn jednoduchým obvodem AGC. U_AGC řídí velikost zisku zesilovače, který se v souladu s předchozím textem musí rovnat jedné. Diody jsou opět nízkoprahové a společně s kondenzátory C_1 a C_2 tvoří zdvojovač napětí. Hodnota odporu trimru R_2 společně s hodnotou kondenzátoru C_1 určují časovou konstantu obvodu AGC. Na ní potom závisí rychlost ustálení amplitudy a její stabilita. Kombinací napětí U_AGC a U_INITIAL se nastavuje úroveň výstupního signálu. Harmonické zkreslení („total harmonic distortion“ - THD) při výstupní úrovni $U_\mathrm{pp} = 600$ mV bylo skusmo vyladěno na nejlepší hodnotu $5,5\,\%$ (pro komunikační účely - jako THD nosné vlny - dostačující).

Z rovnice (2.3) vyplývá lineární závislost kmitočtu na řídícím napětí. Protože kmitočet nosné má být 100 kHz, bylo zvoleno klidové řídící napětí $U_\mathrm{SET_f} = 250$ mV a k tomu napočítána hodnota kapacity kondenzátoru na 820 pF (E12, s touto hodnotou také proběhly simulace a byla vstupní hodnotou pro teoretickou závislost dle vztahu 2.3). Při praktickém měření musela být hodnota snížena na 560 pF (E12), kvůli nižší hodnotě k. Ladicí charakteristiky VCO jsou na obrázku 2.4.



Obr. 2.4: Ladicí charakteristika harmonického VCO

2.2 Fázový detektor

Pro zjištění fázového posuvu mezi přijímaným FM signálem a lokálním oscilátorem (LO) je použit fázový detektor („phase detector“ - PD) založený na analogové násobičce a RC filtru [5]. Jelikož je jeden FM řetězec založený na obdélníkovém průběhu a jeden na harmonickém, je třeba oba případy rozebrat zvlášť.

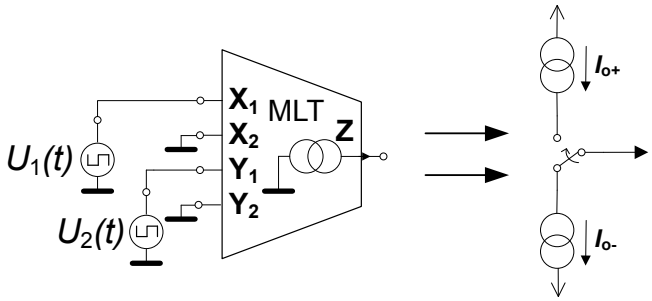
2.2.1 Obdélníkové signály

Přestože je systém analogový, lze ho v případě obdélníkových signálů připodobnit k číslicové PLL, která se používá například pro generování stabilního hodinového signálu [12]. V číslicovém PLL se používá PD složený z logických prvků, generující tří nebo dvoustavový signál. Tímto signálem je potom řízena nábojová pumpa („current pump“ - CP), která na svůj výstup připojuje konstantní velikost proudu jedním nebo druhým směrem (obrázek 2.5). Tento proud je potom převáděn buď aktivním nebo pasivním filtrem na řídicí napětí LO. Jelikož násobička porovnává obdélníkové průběhy, výstupní proud bude konstantní a bude se měnit pouze jeho polarita a střída (lze označit za impulsní režim). Jeho velikost je v souladu s rovnicí (2.5). Z tohoto připodobnění bude následně vycházeno pro návrh filtru smyčky.

$$I_{PD} = I_{o+} = -I_{o-} = |U_1 \cdot U_2| \cdot k \tag{2.5}$$

2.2.2 Harmonické signály

Vyjdeme ze vztahu definující ideální násobičku $i(t) = u_1(t) \cdot u_2(t) \cdot k$. Za obecné průběhy napětí dosadíme dva vzájemně posunuté harmonické signály:



Obr. 2.5: Násobička jako fázový detektor připodobněná k nábojové pumpě (pouze impulsní režim)

$$i(t) = U_1 \sin(\omega \cdot t) \cdot U_2 \sin(\omega \cdot t + \phi) \cdot k. \tag{2.6}$$

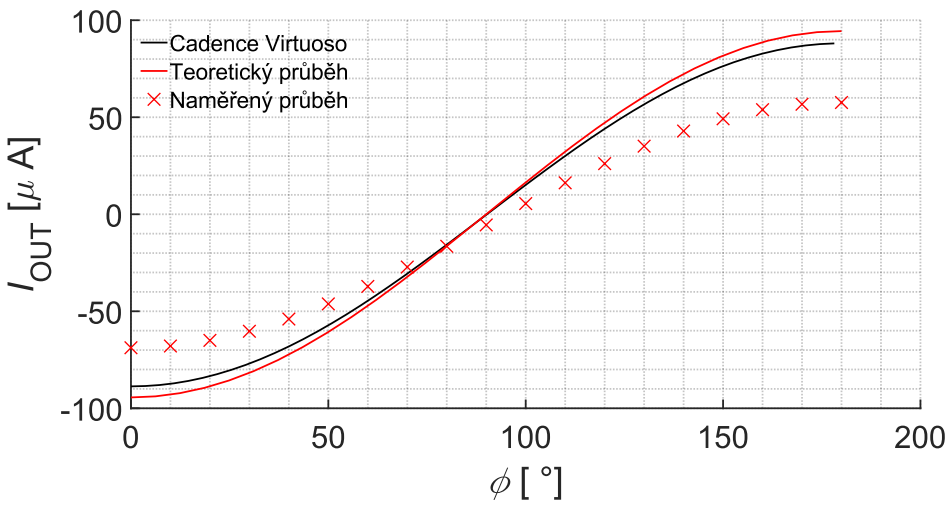
Pomocí goniometrického vztahu pro součin dvou funkcí sinus:

$$\sin(a) \cdot \sin(b) = \frac{1}{2}[\cos(a - b) - \cos(a + b)] \tag{2.7}$$

se dostáváme k rovnici:

$$i(t) = \frac{U_1 \cdot U_2}{2}[\cos(\phi) - \cos(2\omega \cdot t - \phi)] \cdot k. \tag{2.8}$$

Z rovnice (2.8) vyplývá, že průběh výstupního proudu obsahuje stejnosměrnou složku úměrnou cosinu fázového posuvu a harmonickou složku o kmitočtu dvojnásobném než má nosná vlna. Pro jednoduchost uvažujme pouze stejnosměrnou složku. Harmonická bude následně odfiltrována. Získané průběhy jsou potom na obrázku 2.6. Jejich vzájemná odlišnost je dána rozdílnou hodnotou transkonduktanční konstanty při měření a v simulacích.



Obr. 2.6: Závislost střední hodnoty výstupního proudu na fázovém posuvu dvou harmonických signálů o amplitudě 0,3 V

2.3 Filtr smyčky

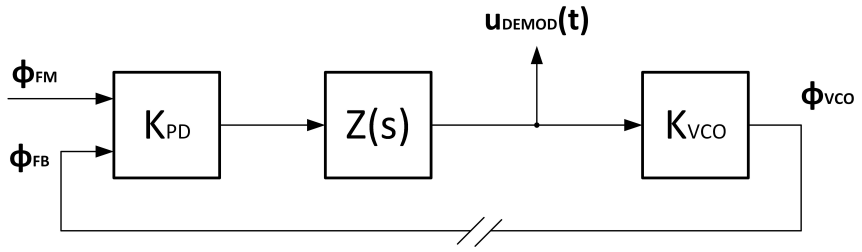
Je jediným stavebním blokem, kterým lze ovlivnit vlastnosti navrhované smyčky. Důležitým poznatkem je, že PD má proudový výstup, ale VCO je řízen napětím. U filtru tedy není věcí zájmu napěťový přenos, ale transimpedance $Z_{\mathrm{t}}(s)$, protože ta vyjadřuje převod vstupního proudu na výstupní napětí. To návrh poněkud komplikuje, protože u filtrů jsou normalizované pouze přenosy napětí pro jednotlivé aproximace (Butterworth, Bessel, Čebišev, atd.). Filtrem smyčky potom přímo ovlivňujeme šířku pásma smyčky („gain bandwidth“ - GBW), rychlost zachycení, rozsah zachycení, odstup nosné od demodulovaného signálu, atd. V tomto případě bylo cíleno na velmi dobrý odstup rušení od demodulovaného signálu, protože ten má úroveň zhruba 200 $\mathrm{mV_{pp}}$. Současnou podmínkou byl kmitočtový zdvih 50 kHz a schopnost demodulovat harmonický signál o kmitočtu 1 kHz.

2.3.1 Analýza PLL

Základním vztahem pro analytický popis smyčky je její přenos v otevřené zpětné vazbě. Stavovou veličinou PLL je fáze $\Phi(s)$, a proto se přenos v s-doméně vyjadřuje jako poměr výstupní (fáze signálu na výstupu VCO) ku vstupu PLL (vstup fázového detektoru) fázi:

$$\frac{\Phi_{VCO}(s)}{\Phi_{FM}(s)} = T(s) = \frac{K_{VCO}}{s} \cdot K_{PD} \cdot Z_t(s) = \frac{K_{PLL} \cdot Z_t(s)}{s}. \tag{2.9}$$

kde K_{PD} $[\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{rad}}]$ je zisk PD, $Z(s)$ $[\frac{\mathrm{V}}{\mathrm{A}}]$ je přenosová impedance filtru smyčky a K_{VCO} $[\frac{\mathrm{rad \cdot V}}{\mathrm{s}}]$ je zisk VCO.



Obr. 2.7: Blokové schéma PLL s naznačením rozpojené zpětné vazby

Zisk VCO je pro oba případy stejný a přímo úměrný transkonduktanční konstantě (nelze ho tedy měnit). Do vztahu (2.9) vstupuje podělený smybolem s, protože integrál kmitočtu je fáze - VCO je modelován bezeztrátovým integrátorem. Zisk PD se pro obdélníkové signály určí jako maximální proud, který násobička v závislosti na vstupních úrovních dodá (rovnice 2.5) a pro harmonické signály jako geometrický průměr (minimalizace vlivu nekonstantního zisku) maximální a minimální strmosti charakteristiky z obrázku 2.6. V obou případech je zisk závislý na vstupních amplitudách, takže aby vlastnosti smyčky odpovídaly teoretickým předpokladům, je třeba napěťové úrovně striktně dodržovat. Užitečné informace lze získat i po analýze smyčky s uzavřenou zpětnou vazbou:

$$H(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)}. \tag{2.10}$$

Potom lze na celý systém pohlížet jako na dolní propusť se stejnosměrným ziskem, činitelem jakosti, strmostí v nepropustném pásmu, atd. Vše závisí pouze na rozložení pólů (případně nul) navrženého filtru. Jeden postup návrhu filtru je aplykovatelný na oba případy, ale u obdélníkové nosné je předpoklad většího zarušení a tedy i vyššího řádu filtru, který má větší útlum v nepropustném pásmu. Pro harmonickou nosnou, kde se nevyskytují žádné proudové impulsy, postačí jednoduchý filtr nižšího řádu. Oba návrhové postupy jsou popsány v následujích podkapitolách.

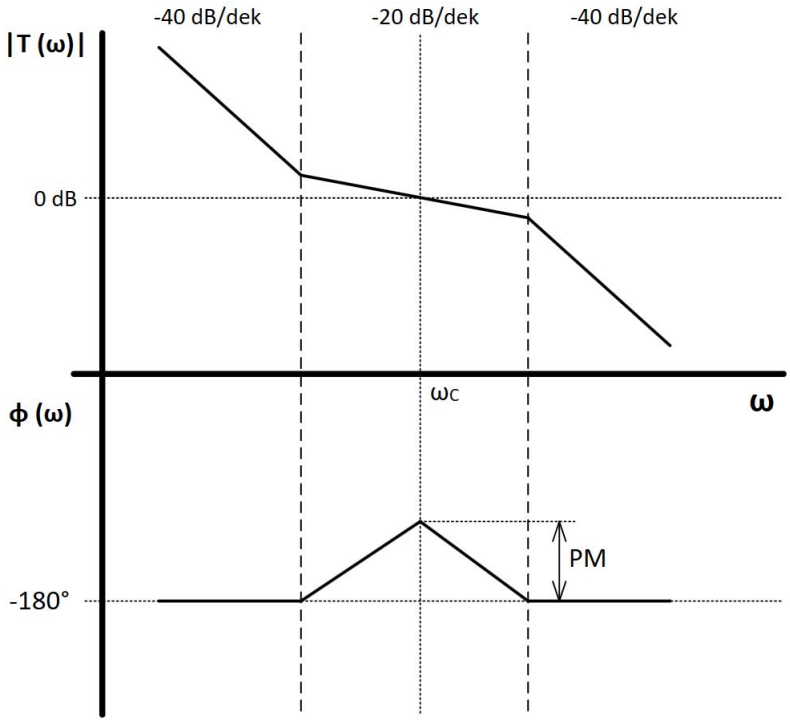
2.3.2 Obdélníkové signály

Filtr 2. řádu

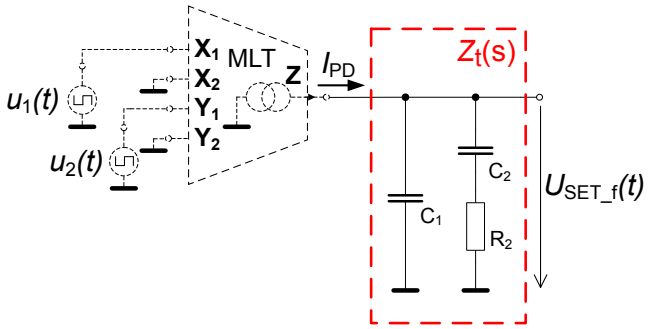
Dosazením transimpedance filtru na obrázku 2.9:

$$Z_t(s) = \frac{1 + s \cdot C_2 R_2}{s \cdot (C_1 + C_2)(1 + s \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_2)} = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s(C_1 + C_2)(1 + s \cdot \tau_1)} \tag{2.11}$$

do rovnice (2.9) a analýzou rozložení nul a pólů je zřejmé, že systém má dva póly v počátku, nulu na kmitočtu daném kombinací C_2, R_2 (fáze začne asymptoticky směřovat k -90°) a pól, jehož kmitočet určuje sériová kombinace C_1, C_2 a R_2 (fázi opět vrátí na asymptotu -180°). Potom lze asymptoticky načrtnout průběh modulu a fáze v závislosti na kmitočtu (obrázek 2.8). Z toho plyne, že vzájemná poloha nuly a pólu filtru určují velikost fázové rezervy („phase margin“ - PM) a také, že průběh fáze bude mít lokální maximum, čehož se využívá při stanovení šířky pásma - první derivace a hledání inflexního bodu. Návrhové vztahy (B.9, B.10 a B.11) s postupem odvození jsou uvedené v příloze B.1 Filtr 2. řádu nebo v literatuře [13].



Obr. 2.8: Asymptotický průběh modulu a fáze PLL rozpojené smyčky zpětné vazby pro filtr 2. řádu - obdélníková nosná



Obr. 2.9: Schéma filtru 2. řádu - obdélníková nosná

Filtr 3. řádu

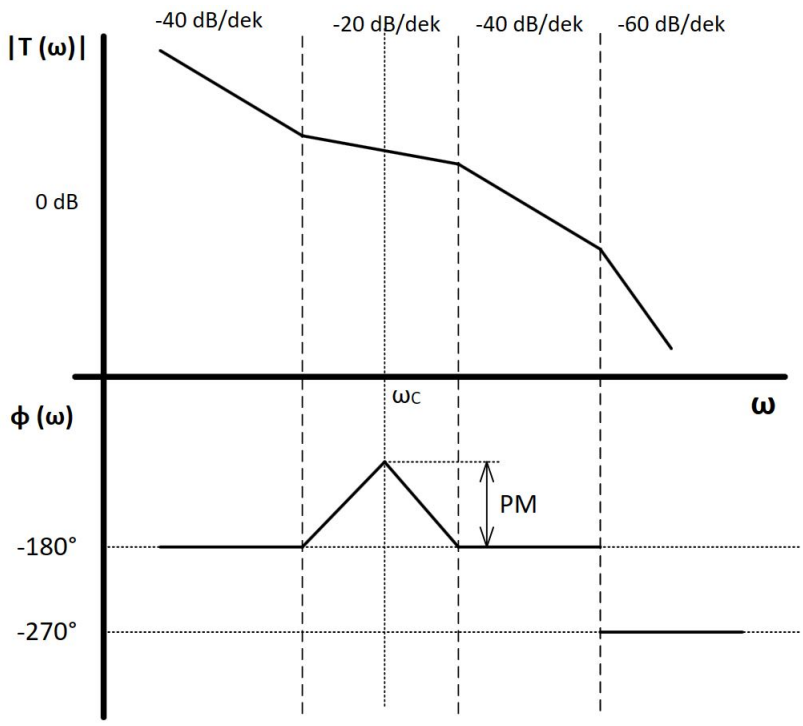
Pro další zvětšení strmosti útlumu v nepropustném pásmu smyčky (aproximovaný průběh na obrázku 2.10) lze přidat další pól pomocí ztrátového integrátoru R_3 a C_3. Návrh hodnot opět vychází z přenosu otevřené smyčky zpětné vazby dosazením transimpedance filtru 3. řádu (obrázek 2.11):

$$Z_t(s) = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s \cdot A_0(1 + s \cdot \tau_1)(1 + s \cdot \tau_3)} = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s(s^2 \cdot A_2 + s \cdot A_1 + A_0)} \tag{2.12}$$

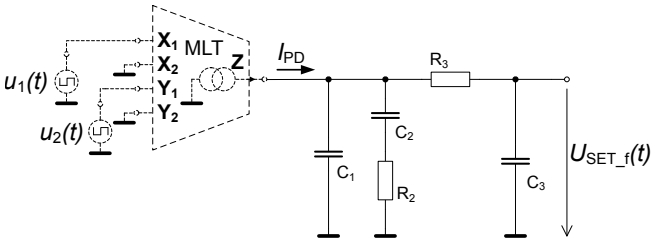
kde:

$$\begin{aligned} A_0 &= C_1 + C_2 + C_3 \\ A_1 &= A_0(\tau_1 + \tau_3) = C_2C_3R_2 + C_1C_2R_2 + C_1C_3R_3 + C_2C_3R_3 \\ A_2 &= A_0 \cdot \tau_1 \cdot \tau_3 = C_1C_2C_3R_2R_3 \end{aligned}$$

do (2.9) a opět je popsán v příloze B.2 Filtr 3. řádu nebo v literatuře [13].



Obr. 2.10: Asymptotický průběh modulu a fáze rozpojené smyčky zpětné vazby pro filtr 3. řádu - obdélníková nosná



Obr. 2.11: Schéma filtru 3. řádu - obdélníková nosná

2.3.3 Harmonické signály

Pro řetězec s harmonickou nosnou nemusí být filtry tolik komplikované k dosažení obdobných výsledků, protože v podstatě jediným rušivým signálem na výstupu fázového detektoru je harmonický signál o kmitočtu 200 kHz (vztaženo k základnímu kmitočtu 100 kHz, viz. kapitola 2.2.2). Pulsní režim násobičky výstupní užitečný signál zarušuje daleko více (spektrum obdélníkového signálu je teoreticky nekonečné).

Filtr 1. řádu

Nejjednodušším možným filtrem je paralelní RC článek (obrázek 2.12). Dosazením jeho transimpedance: $Z_t(s) = \frac{R}{1+s\cdot R\cdot C}$ do vztahu (2.9) a následným uzavřením smyčky zpětné vazby pomocí vztahu (2.4), vyjde výraz pro přenos dolní propusti s komplexně sdruženým pólem:

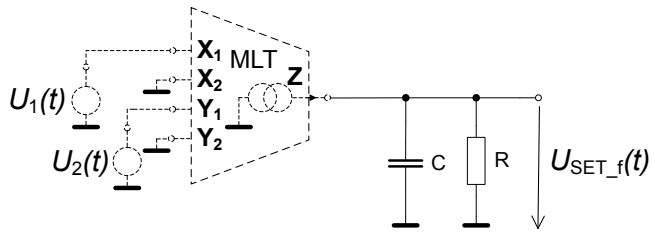
$$H(s) = \frac{K_{PLL}\cdot R}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{K_{PLL}}{C}} = \frac{H_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}. \tag{2.13}$$

Potom lze jednodušše vyjádřit vlastní kmitočet smyčky:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_{PLL}}{C}} \tag{2.14}$$

a činitel jakosti (určující velikost překmitu přenosové charakteristiky):

$$Q = R\sqrt{K_{PLL}\cdot C}. \tag{2.15}$$



Obr. 2.12: Schéma filtru 1. řádu - harmonická nosná

Filtr 2. řádu

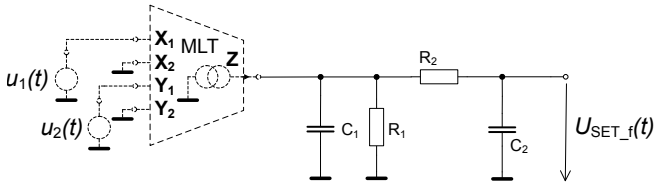
Jednou z možností, jak zvýšit útlum filtru v nepropustném pásmu, je doplnění paralelního RC článku ztrátovým integrátorem v kaskádě. Ten může být jak aktivní a impedančně oddělený, tak pasivní. Aktivní má tu výhodu, že lze s následujícím pólem, který zaručí zvýšení strmosti o dalších 20 dB/dek, libovolně pohybovat, aniž by byly ovlivněné základní vlastnosti smyčky vyjádřené pomocí vztahů (2.13) až (2.15). Při návrhu pasivního filtru (obrázek 2.13) je třeba dodržet jistá empirická pravidla a vždy provést analýzu vzniklého systému.

Pro výpočet základního paralelního RC článku opět platí vztahy (2.13) až (2.15), přičemž v zájmu dostatečné fázové rezervy musí být Q < 0,7. Dalším krokem je volba kmitočtu f_1 dalšího pólu jako alespoň trojnásobek zvoleného vlastního kmitočtu f_0 a C_2 jako desetinu C_1. Potom $R_2 = \frac{1}{2\pi f_1 C_2}$.

Nutno podotknout, že takto napočítané hodnoty jsou pouze první iterací pro návrh filtru, jehož transimpedance je:

$$Z_t = \frac{R_1}{s^2(C_1C_2R_1R_2) + s(R_2C_2 + R_1C_1 + R_1C_2) + 1}. \tag{2.16}$$

Dle rovnic (2.9) a (2.10) je potom nutné celý systém analyzovat, např. pomocí MATLAB, a určit základní parametry jako je GBW, PM, velikost překmitu („peaking“), atd. a optimalizovat hodnoty součástek pro požadované vlastnosti smyčky. Obecně platí, že čím vzdálenější si f_0 a f_1 jsou, tím méně se budou póly vzájemně ovlivňovat.



Obr. 2.13: Schéma filtru 2. řádu - harmonická nosná

2.3.4 Problémy konstrukce

Při návrhu řetězců vyvstaly jisté potíže, se kterými bylo třeba se vypořádat. Jejich popis, řešení a další nevýhody s nimi spojené jsou popsány v následujících podkapitolách.

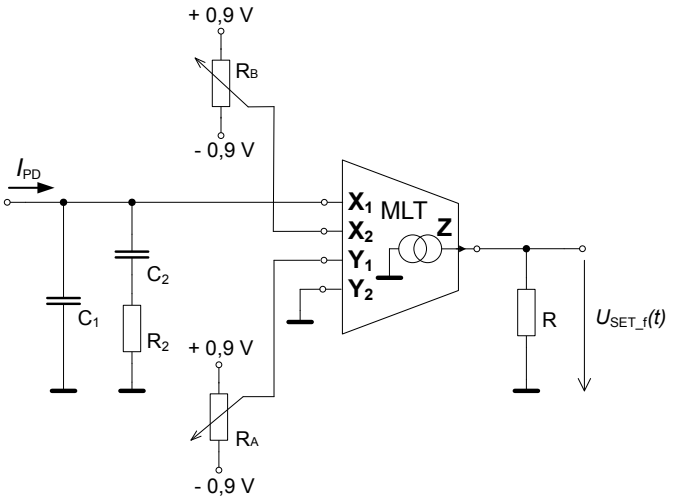
Harmonická nosná

Prvním problémem je fakt, že pokud dojde k vypadnutí smyčky ze závěsu, hrozí vypadnutí LO z oscilací. Tím pádem je na jeho výstupu velmi malé (offsetové) napětí, takže PD násobí signál určený k demodulaci v podstatě s nulou, čímž na jeho výstupu není dostatečně velký proud k vytvoření úbytku napětí na impedanci filtru a LO není schopen přejít opět do oscilací. Řešením je přivést na Y_2 vstupy násobiček VCO (MLT1 a MLT2 na obrázku 2.3) záporné předpětí a LO tak kmitá i při nulovém úbytku napětí na filtru.
Z této skutečnosti ovšem vyplývá další problém. Strmost VCO je určena transkonduktanční konstantou násobiček a hodnotou připojených kapacit. Ty jsou samozřejmě kus od kusu odlišné a tím jsou strmosti modulačního a lokálního oscilátoru rozdílné. Smyčka má potom přenos nerovný jedné (viz. obrázek C.14) a také ofsetové napětí VCO pro dosažení tzv. „free-running“ frekvence je jiné. Proto se může stát, že demodulovaný signál bude mít vlivem nestejných offsetových napětí určitý stejnosměrný posun. To lze vyřešit tak, že se na základní nosný kmitočet nastaví free-running offsetové napětí pouze u modulačního oscilátoru a modulační signál bez stejnosměrné složky bude jeho kmitočet měnit o patřičný zdvih. Offsetové napětí LO se potom nastaví tak, aby při nulovém modulačním napětí bylo i demodulované napětí nulové.
Druhým problémem je nekonstantní zisk a offset PD (viz. obrázek 2.6). Nekonstantní zisk lze eliminovat geometrickým zprůměrováním jeho minimální a maximální hodnoty ve zvoleném rozsahu zachycení. Ten je třeba stanovit, protože zisk na $n \cdot 180°$ (kde n je celé číslo) je nulový. Nekonstantní zisk také způsobuje dynamické změny vlastností smyčky a tak je třeba, oproti řetězci s obdélníkovou nosnou, volit vyšší GBW tak, aby bylo dosaženo žádaného rozsahu zachycení. To má ovšem nepříznivý vliv na odstup užitečného signálu od rušení. Offset potom způsobuje nesymetrii zachytitelných kmitočtů. Tzn. že smyčka pracuje například od 40 kHz do 150 kHz kolem základní nosné 100 kHz. Toto lze kompenzovat jako v případě řetězce s obdélníkovou nosnou (popsáno níže).

Obdélníková nosná

S vypadnutím a opětovným zavěšením není v tomto případě problém, protože i pokud LO přestane kmitat, je na jeho výstupu jedna z výstupních úrovní daná prahovým napětím diod. To znamená, že PD nenásobí signál určený k demodulaci nulou, tím pádem z jeho výstupu teče nenulový proud, který vytvoří napěťový úbytek na filtru pro opětovné rozkmitání LO.
Pro nulovou stejnosměrnou složku výstupního demodulovaného signálu je třeba naprosto stejným způsobem, jako v případě harmonické nosné, nastavit free-running

kmitočet LO. Z toho ale plyne jeden z problémů, který má příčinu v přesleších a výstupním ofsetu násobičky coby fázového detektoru. I v případě, kdy je na vstupní Y-pár násobičky přivedeno nulové napětí, nachází se na jejím výstupu proud obdélníkového průběhu s minimální hodnotou peak-to-peak, který je ovšem o několik jednotek μA stejnosměrně posunut. Je zjevné, že díky konstrukci filtru, který má na malých kmitočtech velkou transimpedanci, dojde k vytvoření úbytku několika desítek mV. Toto napětí posune free-running kmitočet a demodulovaný signál tak bude mít buď nenulovou stejnosměrnou složku nebo se smyčka zachytí na nějakém celočíselném násobku kmitočtu, na který se má správně smyčka zachytit. Tento problém má dvě řešení. Prvním je, že lze ihned po startu demodulace filtr na velmi malý okamžik zkratovat na zem. Ten se tak vybije a smyčka se zachytí tam, kde má (toto řešení bylo použito pro přenos signálů uvedených přílohách). Druhé řešení je založené na jednoduché kompenzaci proudové nesymetrie pomocí další násobičky (obrázek 2.14). Trimrem R_{A} a hodnotou odporu R se nastaví jednotkový zisk a trimrem R_{B} se potom kompenzuje napěťový úbytek vzniklý proudovým ofsetem PD. Smyčka se tak hned po startu zachytí na nastaveném free-running kmitočtu bez nutnosti vnějšího zásahu. Přidanou hodnotou tohoto zapojení může být vložený zisk do řetězce na obrázku 2.7, který nemusí být nutně jednotkový, ale takový, který splní případné náročnější požadavky na systém (např. kmitočtový zdvih).



Obr. 2.14: Jednoduchý obvod pro kompenzaci proudového ofsetu fázového detektoru

Obecné problémy

Zisky PD v obou případech závisí na úrovních vstupních napětí. Proto je třeba, aby tyto byly v zájmu přesnosti a relevantnosti navržených vlastností smyčky striktně dodržovány. Co se týče zarušení demodulovaného signálu, je třeba si uvědomit, že

běžně navrhované PLL pracují za prvé s vyššími napěťovými úrovněmi, a tak není nutnost tolik dbát na odstup od rušení (ten je vysokou hladinou užitečného signálu automaticky násobně zvětšen). Za druhé platí fakt, že rozdíl mezi nosným a modulačním kmitočtem bývá několik dekád, z čehož opět plynou menší nároky na strmost filtru a tím lze s větším GBW dosáhnout širšího rozsahu zachycení při zachování odstupu rušení. Jelikož má být systém nízkopříkonový, nelze volit vysoký základní kmitočet.

Problematika číslicových PLL využívajících nábojovou pumpu je velice dobře zvládnutá (viz. literatura [13], [14], [15], [16], [17]) a existuje spousta možností, jak navrhnout dobrý pasivní filtr. To lze říci i o harmonických PLL, ovšem za předpokladu, že PD má napěťový výstup a lze tak použít některý z normalizovaných filtrů vyššího řádu. Toto řešení s proudovým výstupem PD je poněkud neprobádanou oblastí a celkově systémy vyššího řádu nejsou dobře analyticky řešitelné. Samozřejmě by zde byla možnost použít napěťový sledovač a filtr provozovat v napěťové doméně, ale vzhledem k omezením plynoucích z požadavků na řešení a omezení počtu dostupných stavebních bloků v podobě pouze dvou ASIC obvodů na testeru není toto možné.

3 Navržené systémy

Následující podkapitoly obsahují porovnání navržených systémů, hodnoty součástek, zakladní vlastnosti systémů PLL a přenosy jak v otevřené, tak v uzavřené smyčce zpětné vazby a jejich vzájemné srovnání. Další naměřené průběhy, znázorňující vlastnosti systému, jsou potom uvedeny v přílohách. U obou PLL byl například změřen fázový šum, přenos řetězce od modulátoru k demodulátoru či velikost rušivých složek v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu.

Cílem bylo navrhnout pro oba systémy vždy dva filtry jiného řádu, avšak se zachováním stejného GBW a PM, respektive Q. Tím byly zachovány vlastnosti v rámci systému (rozsah zachycení, zachytitelná strmost, atd.), ale zlepšeny přenosové vlastnosti, kdy filtry vyšších řádů mají lepší potlačení rušivých složek.

3.1 Obdélníková nosná

Tabulka 3.1 uvádí hodnoty použitých součástek pro oba filtry. V tabulce 3.2 jsou uvedeny základní vlastnosti obou systémů. GBW a PM jsou parametry stability určované z přenosu otevřené smyčky zpětné vazby. Vlastní kmitočet f_0 a činitel jakosti Q jsou parametry odečítané z přenosu s uzavřenou zpětnou vazbou. Jako další kvalitativní parametr smyčky s uzavřenou zpětnou vazbou byl zvolen útlum na 200 kHz - $L_{200\mathrm{kHz}}$, protože na výstupu fázového detektoru se objevuje obdélníkový signál (proud), který se na filtru „integruje“ na pilovitý signál (napětí) o stejném kmitočtu a podle fázového posuvu se mění pouze střída (takže základní harmonickou rušení je 200 kHz). Kmitočty f_{min} a f_{max} udávají rozsah zachytitelných kmitočtů PLL. Poměr $\frac{\Delta U}{\Delta t}$ je maximální zachytitelná strmost modulačního signálu, který je systém schopen demodulovat bez zjevného zkreslení (reálně je zachytitelná strmost větší, ale demodulovaný signál je potom deformovaný). Sloupec t_{acq} uvádí čas zachycení PLL při připojení napájecího napětí. V příloze C.1 PLL s obdélníkovou nosnou jsou dále uvedeny snímky ze spektrálního analyzátoru (viz. obrázky C.1 a C.2), kdy byla smyčka PLL pomocí signálového generátoru zachycována na základním nosném kmitočtu 100 kHz. Na obrázku C.6 je uvedena přenosová charakteristika celé modulačně demodulační smyčky.

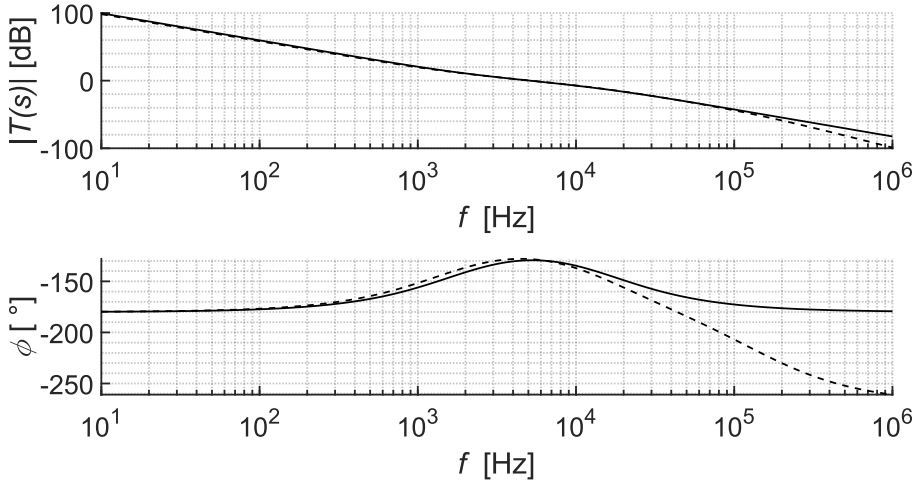
Na obrázku 3.1 je Bodeho diagram pro přenos smyčky s otevřenou zpětnou vazbou. Je vidět velmi dobrý soulad s předpokladem obou průběhů uvedených na obrázcích 2.8 a 2.10. Rozdíly v útlumu (i v případě smyčky s uzavřenou zpětnou vazbou - viz. obrázek 3.2) nejsou na první pohled nijak markantní, ale osa přenosu je v decibelové míře a i rozdíl několika dB (viz. sloupec $L_{200\mathrm{kHz}}$ v tabulce 3.2) je v tomto případě velice žádoucí.

	2. řád	3. řád
C_1 [nF]	8,2	2,7
R_2 [kΩ]	1,5	1,5
C_2 [nF]	56	68
R_3 [kΩ]	-	0,82
C_3 [nF]	-	3,9

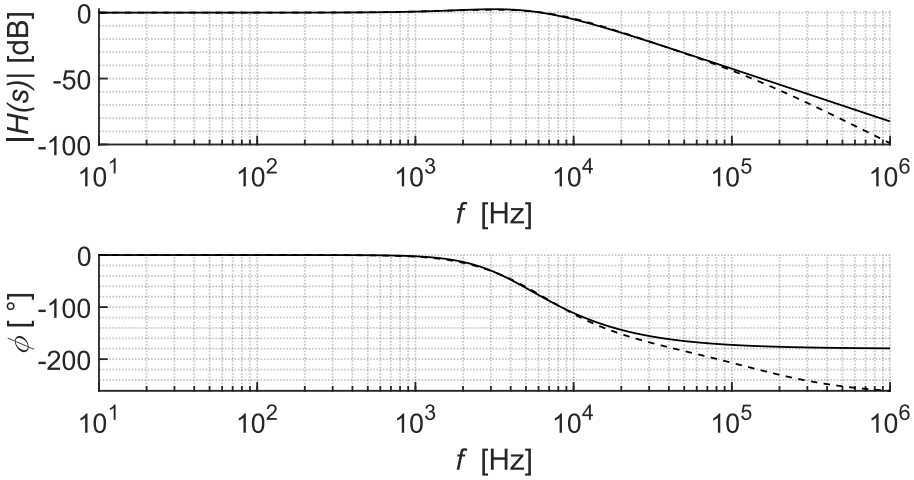
Tab. 3.1: Navržené filtry pro PLL s obdélníkovou nosnou

Filtr	GBW [kHz]	PM [∘]	f_0 [kHz]	Q [-]	$L_{200\,kHz}$ [dB]	f_{min} [kHz]	f_{max} [kHz]	$\frac{\Delta U}{\Delta t}$ [$\frac{V}{s}$]	t_{acq} [ms]
2. řádu	5,1	50,6	3,1	1,3	55	0,16	262	615	32
3. řádu	5,1	51,8	3,0	1,3	59	0,07	208	506	36

Tab. 3.2: Parametry PLL v závislosti na filtru - obdélníková nosná



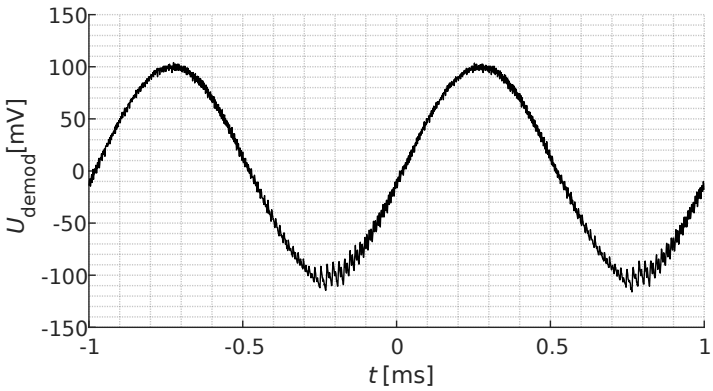
Obr. 3.1: Porovnání přenosů při otevřené smyčce zpětné vazby, obdélníková nosná (plná - filtr 2. řádu, čárkovaná - filtr 3. řádu)



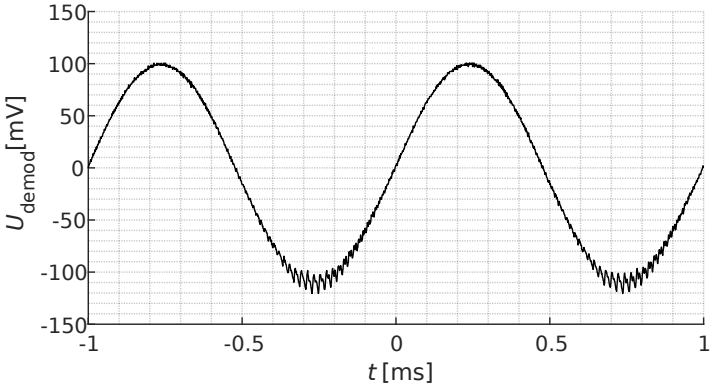
Obr. 3.2: Porovnání přenosů při uzavřené smyčce zpětné vazby, obdélníková nosná (plná - filtr 2. řádu, čárkovaná - filtr 3. řádu)

3.1.1 Přenesené testovací signály

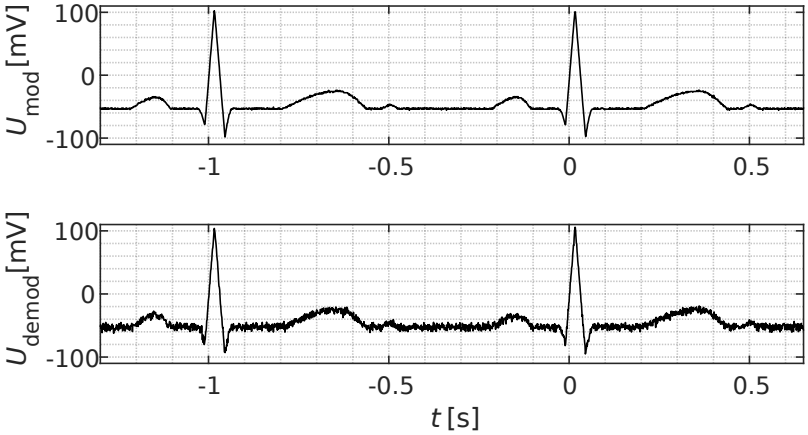
Na níže uvedených obrázcích jsou přenesené testovací signály. Pro oba signály byl zvolen rozsah amplitud tak, aby měl FM modulovaný signál zdvih 50 kHz. Demodulační systém PLL se tedy musel rozlaďovat od 50 kHz do 150 kHz. Dle předpokladů jsou demodulované signály na obrázcích 3.4 a 3.6 méně postiženy rušením způsobeným demodulací než signály z obrázků 3.3 a 3.5 při zachování velice podobných dynamických vlastností obou smyček.



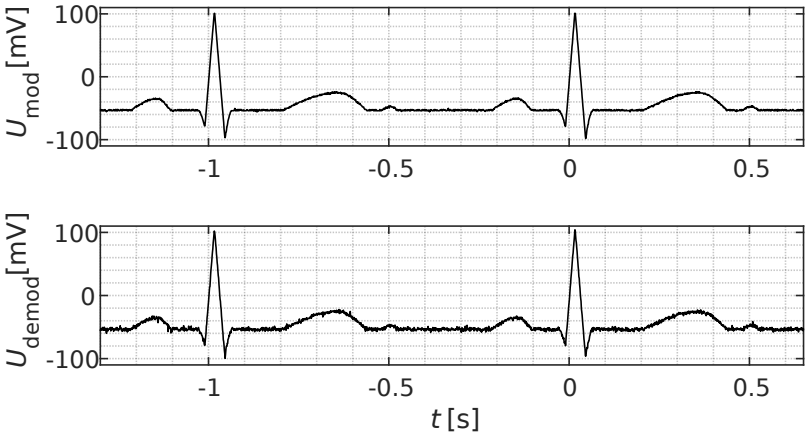
Obr. 3.3: Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 2. řádu - obdélníková nosná



Obr. 3.4: Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 3. řádu - obdélníková nosná



Obr. 3.5: Signál EKG přenesený systémem, filtr 2. řádu - obdélníková nosná



Obr. 3.6: Signál EKG přenesený systémem, filtr 3. řádu - obdélníková nosná

3.2 Harmonická nosná

Stejně jako v předchozí podkapitole jsou v tabulce 3.3 uvedeny hodnoty užitých součátek filtru smyčky a v tabulce 3.4 základní vlastnosti systémů PLL. Význam sloupců v tabulce vlastností je stejný jako v předchozí kapitole s tím rozdílem, že $L_{200\text{kHz}}$, tedy útlum pro složky o kmitočtu 200 kHz, nemá význam útlumu základní harmonické rušivého sgnálu, ale v podstatě jediného rušivého signálu na výstupu PD (dvojnásobek základního kmitočtu nosné).

Opět jsou uvedeny přenosy pro rozpojenou smyčku zpětné vazby (obrázek 3.7) a pro uzavřenou smyčku zpětné vazby (obrázek 3.8). Průběh fáze je tentokrát bez lokálního maxima, protože filtr (systém) neobsahuje nulu přenosu. Opět zde není, na používaném pásmu, žádný markantní rozdíl v útlumu, ale platí to stejné, jako v případě systému s obdélníkovou nosnou (viz. předchozí podkapitola).

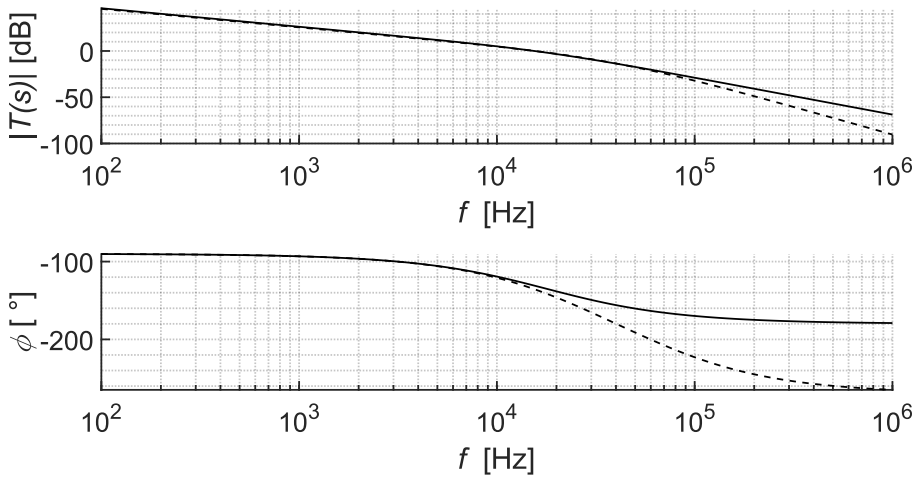
V příloze C.2 PLL s harmonickou nosnou lze najít mimo jiné i snímky ze spektrálního analyzátoru (obrázky C.9 a C.10), kdy byl měřen fázový šum PLL při zachycení na kmitočet 100 kHz pomocí signálového generátoru. Přenos celého modulačně demodulačního řetězce je taktéž v příloze, a to na obrázku C.14.

	1. řád	2. řád
R_1 [kΩ]	2,7	2,5
C_1 [nF]	3,3	2,2
R_2 [kΩ]	-	13
C_2 [nF]	-	0,22

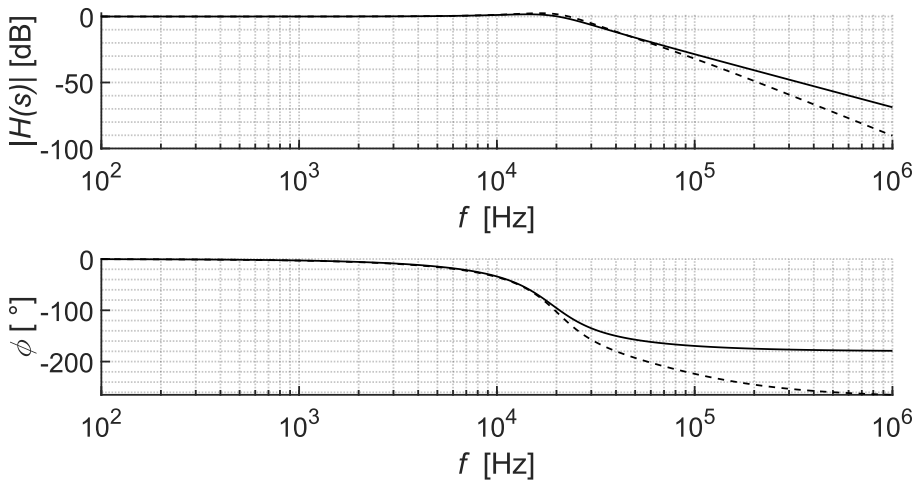
Tab. 3.3: Navržené filtry pro PLL s harmonickou nosnou

Filtr	GBW [kHz]	PM [∘]	f_0 [kHz]	Q [-]	$L_{200\,kHz}$ [dB]	f_{min} [kHz]	f_{max} [kHz]	$\frac{\Delta U}{\Delta t}$ [$\frac{V}{s}$]	t_{acq} [ms]
1. řádu	15,3	49,4	14,5	1,2	41	45	156	800	39
2. řádu	15,3	45,0	16,4	1,3	49	47	153	660	40

Tab. 3.4: Parametry PLL v závislosti na filtru - harmonická nosná



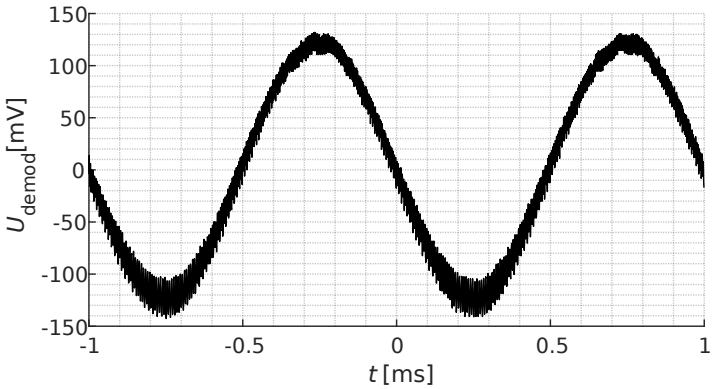
Obr. 3.7: Porovnání přenosů při otevřené smyčce zpětné vazby, harmonická nosná (plná - filtr 1. řádu, čárkovaná - filtr 2. řádu)



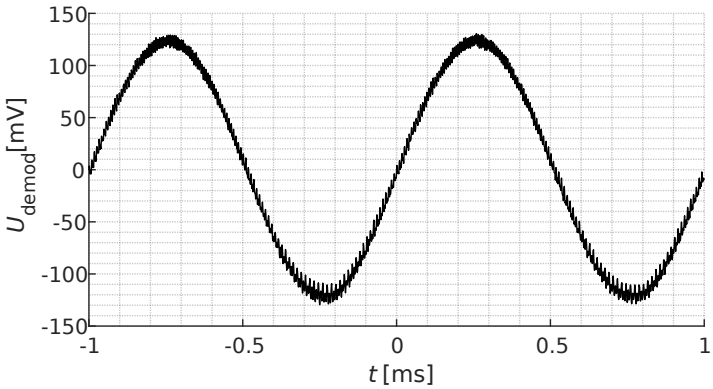
Obr. 3.8: Porovnání přenosů při uzavřené smyčce zpětné vazby, harmonická nosná (plná - filtr 1. řádu, čárkovaná - filtr 2. řádu)

3.2.1 Přenesené testovací signály

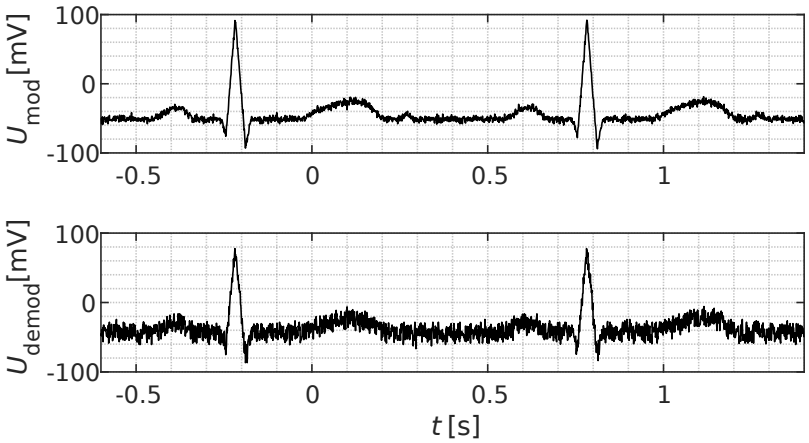
Níže na obrázcích 3.9 až 3.12 jsou uvedeny průběhy přenesených signálů. Opět byl u obou volen takový rozkmit amplitud, aby měl FM signál zdvih 50 kHz. Výsledky jsou opět v souladu s očekáváním, tedy že při použití filtru vyššího řádu je demodulovaný signál méně postižen rušením z demodulační smyčky PLL.



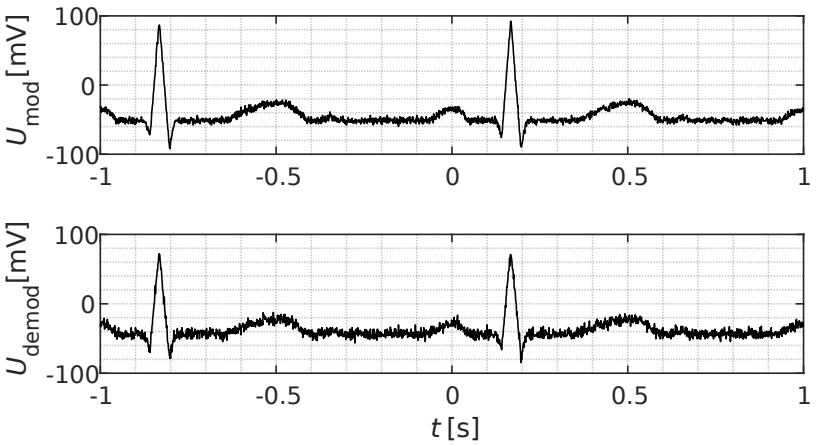
Obr. 3.9: Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 1. řádu - harmonická nosná



Obr. 3.10: Demodulovaný harmonický signál 1 kHz se zdvihem 50 kHz, filtr 2. řádu - harmonická nosná



Obr. 3.11: Signál EKG přenesený systémem, filtr 2. řádu - harmonická nosná



Obr. 3.12: Signál EKG přenesený systémem, filtr 2. řádu - harmonická nosná

Závěr

Z naměřených výsledků plyne, že cíle práce byly splněny. Smyčka je tedy schopná zachytit kmitočty minimálně od 50 kHz do 150 kHz a lze demodulovat harmonický signál o kmitočtu 1 kHz se zdvihem 50 kHz. V případě smyčky s obdélníkovou nosnou je tento rozsah dalece překročen, protože fázový detektor pracuje v pulsním režimu. Díky tomu, že se mění pouze střída výstupních proudových pulsů, v podstatě neexistuje místo, kde by byl zisk nulový. To dává smyčce možnost zachycení až na desítkách Hz. Omezení maximálního kmitočtu zachycení plyne spíše z vlastností VCO, kdy při ladění na vyšší kmitočty než cca 250 kHz klesá jeho zisk. Omezení rozsahu zachycení u smyčky s harmonickou nosnou zase plyne čistě z vlastností fázového detektoru, kde s rostoucím fázovým posuvem klesá jeho zisk.

Obě konstrukce lze porovnávat z několika hledisek. Jedním z nich může být konstrukční složitost a aspekty spojené s integrací (plocha). Systém s harmonickou nosnou využívá VCO, který pro svou funkci vyžaduje tři násobičky a alespoň jednoduchý obvod AGC. S tím je spojen nárůst pasivních součástek nutných ke správné funkci systému. Problémem jsou zejména kondenzátory v AGC. Jejich hodnota by za cenu zvýšení THD a zhoršení funkce AGC mohla být zredukována na jednotky nF, ale i tak by bylo třeba přistoupit k integraci dalších kapacitních násobiček. To celý systém dále zesložiťuje, ale aktivní kapacita je mnohem výhodnější z hlediska plochy. Implementace jednotek nF je buď problémová z hlediska možností procesu, nebo stojí velkou plochu na čipu. Generátor obdélníkového průběhu má kapacit méně a s vhodnějšími hodnotami pro integraci (ovšem ani zde by nebylo možno se aktivním kapacitám vyhnout), ale jeho problémem, stejně jako v obvodu AGC, může být nutnost použití diod. Ty lze implementovat pomocí tenkooxidových PMOSů, jejichž prahové napětí se pohybuje kolem 0,3 V. Ovšem ani toto řešení se neobejde bez problémů (samostatný well - plocha, parazitní proud do substrátu).

Druhým hlediskem může být náročnost návrhu a realizace filtru. U obdélníkové nosné již s filtrem 2. řádu, jehož návrh je velice dobře zvládnutá disciplína, lze v tomto případě dosáhnout srovnatelného zarušení demodulovaného signálu, jako v případě harmonické nosné a filtru 2. řádu. Celkově je návrh zvolených filtrů pro systém s harmonickou nosnou poměrně komplikovaný, protože literatura takovýto typ filtru, kdy je požadován vhodný průběh transimpedance a ne přenosu napětí, neřeší. Možným řešením pro zlepšení vlastností by byla volba stejné topologie jakožto v případě obdélníkové nosné. Tyto odlišné topologie byly vybrány pro možnost srovnání a celkově pro analýzu chování takovéhoto systému.

Z výše uvedeného, tedy z hlediska chování i konstrukční náročnosti, se jako lepší jeví systém s obdélníkovou nosnou. Jeho rozsah zachycení je větší, odstup rušivých složek v užitečném signálu větší (v tomto konkrétním případě, obecě to tak nebývá), návrh

filtru je dobře zvládnutý a konstrukční složitost je oproti systému s harmonickou nosnou podstatně jednodušší.

Literatura

[1] KULEJ, Tomasz. Regulated capacitance multiplier in CMOS technology. In: 2009 MIXDES-16th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits & Systems. IEEE, 2009. p. 316-319.

[2] SOTNER, Roman, et al. Special analog multipliers in voltage-controlled oscillator and phase-locked loop-based FM demodulator for measurement and processing of sensed low-frequency signals. Measurement, 2022, 201: 111734.

[3] KARIMI-GHARTEMA, Masoud. PLL Basics and Standard Structure. 2014.

[4] STOLAŘOVÁ, Hana. Testování integrovaných analogových násobiček. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2022 [cit. 2022-04-06]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/studenti/zavprace/ detail/141550, 131 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

[5] SOTNER, Roman, et al. Analog multipliers-based double output voltage phase detector for low-frequency demodulation of frequency modulated signals. IEEE Access, 2021, 9: 93062-93078.

[6] SENANI, Raj, D.R. BHASKAR, A.K. SINGH a V.K. SINGH. Current Feedback Operational Amplifiers and Their Applications. 1. New York: Springer, 2013. ISBN ISBN 978-1-4614-5188-4.

[7] DOBEŠ, Josef a Václav ŽALUD. Moderní radiotechnika. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 978-80-7300-132-2.

[8] ST Microelectronics [online katalogový list]. BAT42 Datasheet. 2001 [cit. 2022-12-20] Dostupné z: http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/stmicroelectronics/3293.pdf

[9] BRTNÍK, Bohumil. Navrhování a analýza elektronických obvodů. Praha: Nakladatelství BEN - odborná literatura, 2019. ISBN 978-80-7300-557-3.

[10] PETRASHIN, Pablo; PERETTI, Gabriela; ROMERO, Eduardo. OBT implementation on an OTA-C band-pass filter. In: 2010 11th International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED). IEEE, 2010. p. 271-276.

[11] DOSTÁL, Tomáš. Teorie obvodů. Brno, 2006. Skripta. Vysoké učení technické v Brně.

[12] KURITA, Kozaburo, et al. PLL-based BiCMOS on-chip clock generator for very high-speed microprocessor. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1991, 26.4: 585-589.

[13] BANERJEE, Dean. PLL Performance, Simulation, and Design [online]. 2006, 339 [cit. 2023-04-26]. Dostupné z: https://picture.iczhiku.com/resource/eetop/shKteeQSLLwrEbnn.pdf

[14] Frederic, Vic [online dokument]. Charge Pump Phase-Locked Loop Design. 2021 [cit. 2022-12-20] Dostupné z: https://sites.utexas.edu/piercethinking/files/2021/04/CPPLL-Design.pdf

[15] MANSUKHANI, Arun. Phase lock loop stability analysis. Applied Microwave and wireless, 2000, 12.2: 30-41.

[16] LI, Wen; MEINERS, Jason. Introduction to phase-locked loop system modeling. Analog Applications, 2000.

[17] GENERAL, P. L. L. Description: TH Lee, Chapter 15. Gray and Meyer, 10.4 Clock generation: B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits, Chapter 15. 2001.

Seznam symbolů, veličin a zkratek

t	čas
FM	kmitočtová modulace
MLT	násobička
PLL	smyčka fázového závěsu
$ASIC$	zákaznický integrovaný obvod
PDK	vývojová sada technologie procesu
k	transkonduktanční konstanta
OTA	transkonduktanční zesilovač
g_{m}	transkonduktance
FM	kmitočtová modulace
u_{m}	obecný úhlově modulovaný signál
U_{c}	amplituda nosného signálu
Φ_{i}	okamžitá fáze signálu
f_{c}	kmitočet nosného signálu
Φ_{c}	fáze nosného signálu
ω_{i}	okamžitý úhlový kmitočet nosného signálu
u_{FM}	kmitočtově modulovaný signál
k_{FM}	citlivost modulátoru
m	obecně vyjádřený modulační signál
f_{i}	okamžitý kmitočet nosného signálu
U_{m}	amplituda modulačního napětí
Δf	kmitočtový zdvih
u_{FM}	kmitočtově modulovaný signál
β_{FM}	index kmitočtové modulace

VCO	napětím řízený oscilátor
AGC	obvod automatického řízení zisku
$U_{\mathrm{set_A}}$	řídící napětí zisku
$U_{\mathrm{set_f}}$	řídící napětí kmitočtu
U_{D}	prahové napětí diody
K_{A}	napěťový přenos zesilovače
K_{β}	napěťový přenos selektivní zpětné vazby
U_{AGC}	zpětnovazební napětí obvodu automatické kontroly zisku
U_{INITIAL}	počáteční napětí obvodu automatické kontroly zisku
THD	celkové harmonické zkreslení
U_{PP}	napětí špička-špička
LO	lokální oscilátor
PD	fázový detektor
CP	nábojová pumpa
I_{PD}	výstupní proud fázového detektoru
GBW	šířka pásma zisku
K_{VCO}	zisk napětím řízeného oscilátoru
K_{PD}	zisk fázového detektoru
K_{PLL}	zisk smyčky fázového závěsu jako $K_{\mathrm{VCO}} \cdot K_{\mathrm{PD}}$
H	přenos smyčky s uzavřenou zpětnou vazbou
T	přenos smyčky s otevřenou zpětnou vazbou
Z_{t}	transimpedance
PM	fázová rezerva
f_0	vlastní kmitočet smyčky
Q	činitel jakosti smyčky

f_{min}	minimální smyčkou zachytitelný kmitočet
f_{max}	maximální smyčkou zachytitelný kmitočet
L_{200kHz}	útlum přenosu uzavřené smyčky na kmitočtu 200 kHz
t_{acq}	čas rozběhu smyčky od připojení napájení
$\frac{\Delta U}{\Delta t}$	maximální zachytitelná strmost modulačního napětí
U_{mod}	modulační napětí
U_{demod}	demodulované napětí
Φ_{PLL}	fáze otevřené smyčky zpětné vazby
Φ_{PM}	velikost fázové rezervy
τ	časová konstanta

Seznam příloh

A Schémata **55**

B Odvození filtrů PLL pro obdélníkovou nosnou **59**

B.1 Filtr 2. řádu 59

B.2 Filtr 3. řádu 60

C Naměřené doplňující vlastnosti systémů **63**

C.1 PLL s obdélníkovou nosnou 63

C.2 PLL s harmonickou nosnou 65

D Obsah přiloženého .zip souboru **69**

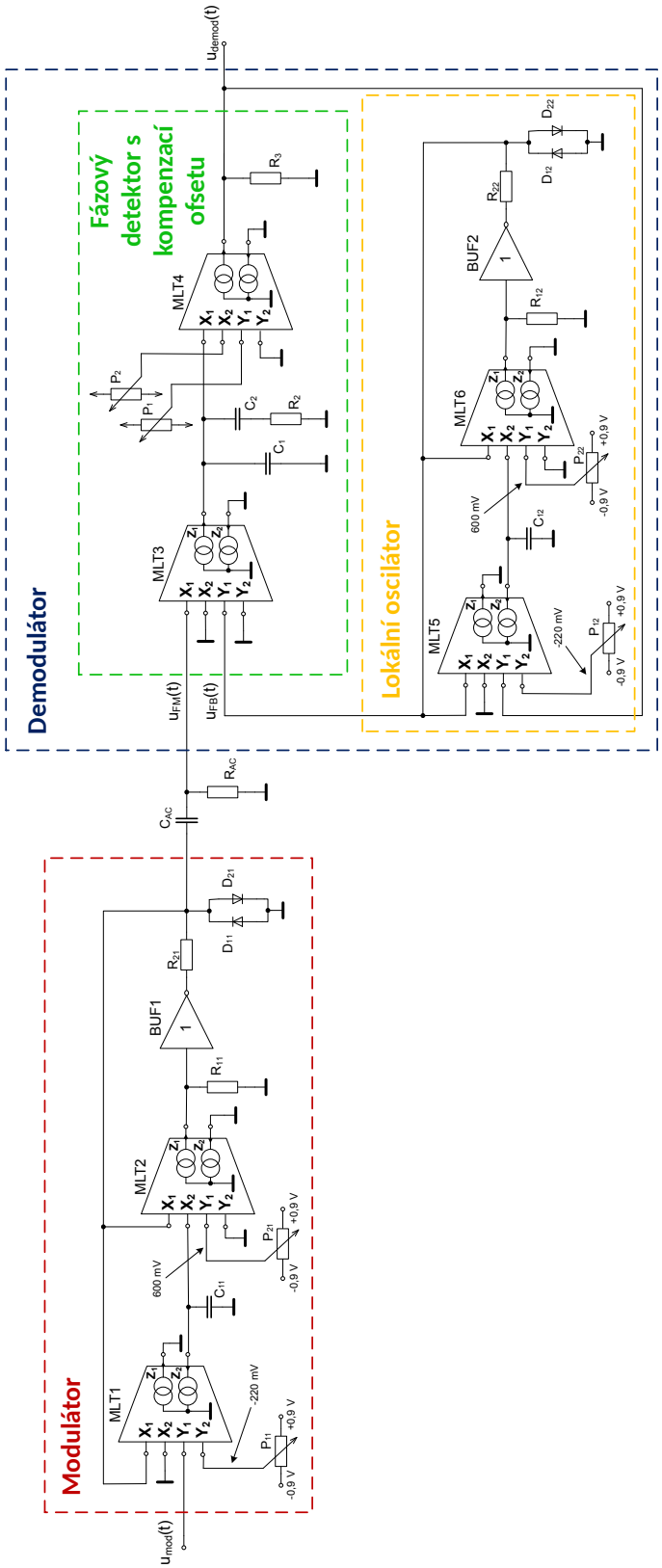
A Schémata

Označení	Hodnota	Poznámka
C_1	8,2 nF	filtr smyčky
C_2	56 nF	filtr smyčky
C_{11}, C_{12}	820 pF	kondenzátory integrátoru
C_{AC}	22 nF	střídavá vazba
R_2	1,5 kΩ	filtr smyčky
R_3	2,2 kΩ	kompenzátor ofsetu, převod I na U
R_{11}, R_{12}	10 kΩ	převod I na U
R_{21}, R_{22}	1 kΩ	předřadné odpory diod
R_{AC}	10 kΩ	střídavá vazba
P_1	50 kΩ	nastavení zisku kompenzátoru
P_2	50 kΩ	kompenzace ofsetu
P_{11}, P_{12}	50 kΩ	nastavení free-running kmitočtu
P_{21}, P_{22}	50 kΩ	nastavení zisku komparátoru
D_{11}, D_{21}, D_{12}, D_{22}	BAT42	limitující diody VCO modulátoru

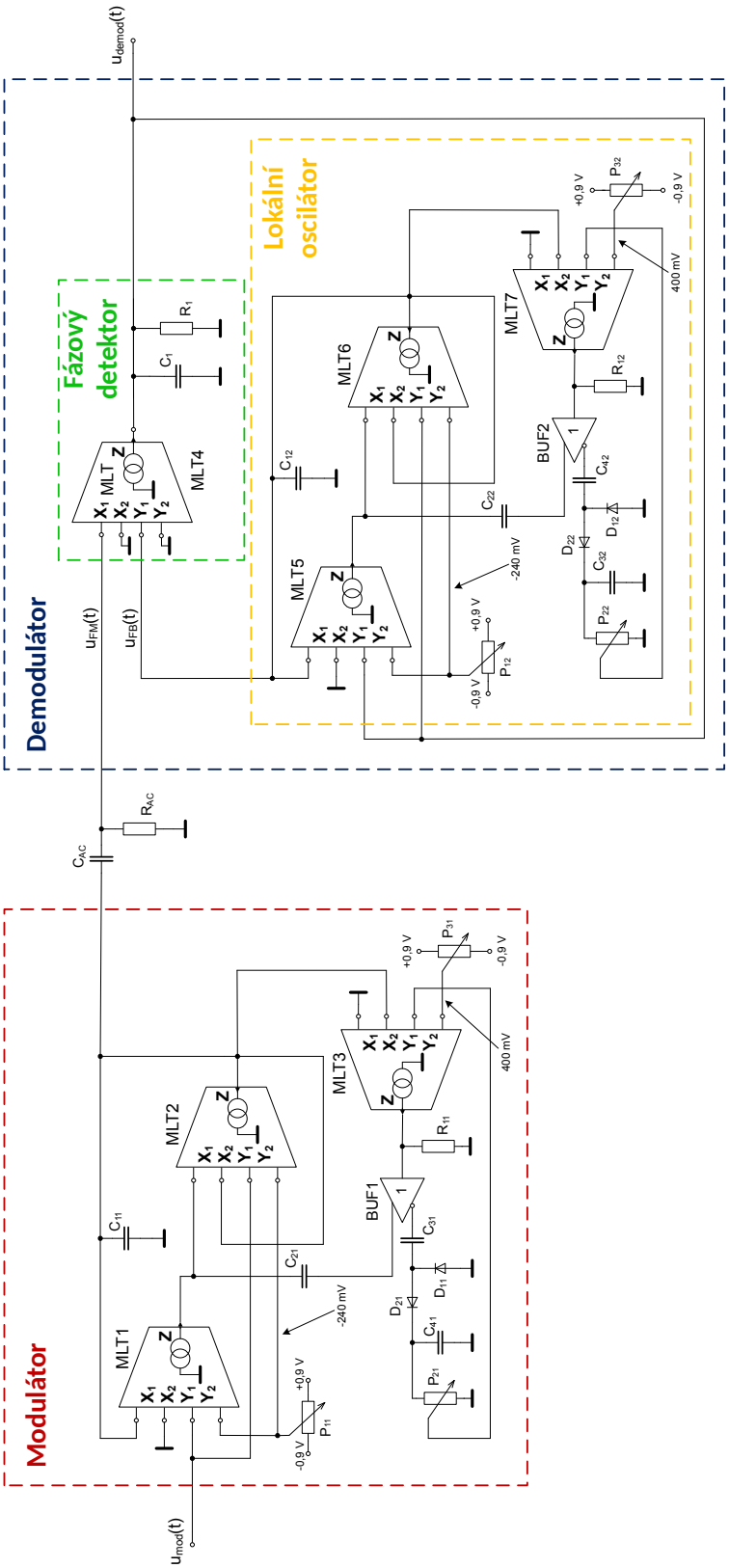
Tab. A.1: Hodnoty součástek náležící schématu na obrázku A.1

Označení	Hodnota	Poznámka
C_1	3,3 nF	filtr smyčky
C_{11}, C_{21}, C_{12}, C_{22}	560 pF	kondenzátory pásmové propusti
C_{31}, C_{41}, C_{32}, C_{42}	1 uF	kondenzátory zdvojovače AGC
C_{AC}	22 nF	střídavá vazba
R_1	2,7 kΩ	filtr smyčky
R_{11}, R_{12}	2,2 kΩ	zesilovač VCO, převod I na U
R_{AC}	10 kΩ	střídavá vazba
P_{11}, P_{12}	50 kΩ	nastavení free-running kmitočtu,
P_{21}, P_{31}, P_{22}, P_{32}	10 kΩ	ladicí trimry AGC
D_{11}, D_{21}, D_{12}, D_{22}	BAT42	diody zdvojovače AGC

Tab. A.2: Hodnoty součástek náležící schématu na obrázku A.2



Obr. A.1: Kompletní schéma zapojení modulačně demodulačního řetězce s filtrem 2. řádu, obdélníková nosná



Obr. A.2: Kompletní schéma zapojení modulačně demodulačního řetězce s filtrem 1. řádu, harmonická nosná

B Odvození filtrů PLL pro obdélníkovou nosnou

B.1 Filtr 2. řádu

Transimpedance filtru na obrázku 2.9 symbolicky:

$$Z_t(s) = \frac{1 + s \cdot C_2 R_2}{s \cdot (C_1 + C_2)(1 + s \cdot \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} R_2)} = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s(C_1 + C_2)(1 + s \cdot \tau_1)} \tag{B.1}$$

Vyjádření $(C_1 + C_2)$ pomocí τ_1 a τ_2

$$(C_1 + C_2) = C_1 \frac{\tau_2}{\tau_1} \tag{B.2}$$

Po dosazení do vztahu pro přenos smyčky s otevřenou zpětnou vazbou:

$$T(s) = \frac{K_{PLL} \cdot (1 + s \cdot \tau_2)}{s^2 C_1 (1 + s \cdot \tau_1)} \frac{\tau_1}{\tau_2} \tag{B.3}$$

Modul přenosu:

$$|T(\omega)| = -\frac{K_{PLL}}{\omega^2 C_1} \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_1)^2}} \frac{\tau_1}{\tau_2} \tag{B.4}$$

Fáze přenosu:

$$\Phi_{\mathrm{PLL}}(\omega) = \arctan(\omega \tau_2) - \arctan(\omega \tau_1) - 180^\circ \tag{B.5}$$

Pro zjištění ω_C (viz. obrázek 2.8):

$$\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega} = \frac{\tau_2}{1 + (\omega_C \tau_2)^2} - \frac{\tau_1}{1 + (\omega_C \tau_1)^2} = 0 \tag{B.6}$$

$$\omega_C^2 = \frac{1}{\tau_1 \tau_2} \tag{B.7}$$

Následujícím krokem je výpočet jedné z časových konstant. Z (B.7) se vytkne τ_2 a dosadí se do (B.5). Po patřičných úpravách je výsledkem kvadratická rovnice v proměnné τ_1, jejíž jedno řešení dává smysl, a sice:

$$\tau_1 = \frac{\sqrt{\tan^2(\Phi_{PM}) + 1} - \tan(\Phi_{PM})}{\omega_C} \tag{B.8}$$

Kde Φ_{PM} je fázová rezerva na ω_C (viz. obrázek 2.8).
Po výpočtu τ_2 z B.7 lze dopočítat hodnotu C_1:

$$C_1 = \frac{K_{PLL}}{\omega_C^2} \frac{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_2)^2}}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_1)^2}} \frac{\tau_1}{\tau_2} \tag{B.9}$$

Následně jednoduše z (B.2):

$$C_2 = C_1(\frac{\tau_2}{\tau_1} - 1) \tag{B.10}$$

A nakonec:

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_2} \tag{B.11}$$

B.2 Filtr 3. řádu

Transimpedance filtru 2.11:

$$Z_t(s) = \frac{1 + s \cdot R_2 \cdot C_2}{s \cdot A_0(1 + s \cdot \tau_1)(1 + s \cdot \tau_3)} = \frac{1 + s \cdot \tau_2}{s(s^2 \cdot A_2 + s \cdot A_1 + A_0)} \tag{B.12}$$

kde:

$$\begin{aligned} A_0 &= C_1 + C_2 + C_3 \\ A_1 &= A_0(\tau_1 + \tau_3) = C_2C_3R_2 + C_1C_2R_2 + C_1C_3R_3 + C_2C_3R_3 \\ A_2 &= A_0 \cdot \tau_1 \cdot \tau_3 = C_1C_2C_3R_2R_3 \end{aligned}$$

Průběh fáze (viz. obráze 2.10) lze po dosazení do vztahu pro přenos otevřené smyčky zpětné vazby vyjádřit jako:

$$\begin{aligned} \Phi_{\mathrm{PLL}}(\omega) &= \arctan(\omega\tau_2) - \arctan(\omega\tau_1) - \arctan(\omega\tau_3) = \\ &= \arctan(\frac{\gamma}{\omega \cdot \tau_1 \cdot (1 + \tau_{31})}) - \arctan(\omega \cdot \tau_1) - \arctan(\omega \cdot \tau_1 \cdot \tau_{31}) \end{aligned} \tag{B.13}$$

Kde γ je optimalizační koeficient. Jeho hodnota by měla být volena kolem 1. Konstanta τ_{31} je poměr časových konstant τ_3 ku τ_1 a vhodná počáteční hodnota je 0,5. Zavedením aproximace:

$$\tan(x) \approx x \approx \arctan(x) \tag{B.14}$$

a derivací vztahu pro fázi podle kmitočtu a položením rovno nule:

$$\tau_1 \approx \frac{\sec(\Phi_{PM}) - \tan(\Phi_{PM})}{\omega_c \cdot (1 + \tau_{31})} \tag{B.15}$$

Následuje určení zbylých časových konstant:

$$\tau_3 = \tau_1 \cdot \tau_{31} \tag{B.16}$$

$$\tau_2 = \frac{\gamma}{\omega_c \cdot (\tau_1 + \tau_3)} \tag{B.17}$$

Dalším krokem je výpočet hodnot jednotlivých komponent filtru. Nejprve celkovou kapacitu filtru:

$$A_0 = \frac{K_\Phi \cdot K_{VCO}}{\omega_c^2 \cdot N} \sqrt{\frac{1 + \omega_c^2 \cdot \tau_2^2}{(1 + \omega_c^2 \cdot \tau_1^2)(1 + \omega_c^2 \cdot \tau_3^2)}} \tag{B.18}$$

Dále:

$$C_1 = \frac{A_2}{\tau_2^2}(1 + \sqrt{1 + \frac{\tau_2}{A_2}} \cdot (T_2 \cdot A_0 - A_1)) \tag{B.19}$$

$$A_1 = \tau_2 \cdot C_1 - \frac{A_2 \cdot A_0}{\tau_2 \cdot C_1} - \frac{A_2 \cdot C_3}{\tau_2 \cdot C_1} \tag{B.20}$$

C_3 lze potom vyjádřit na základě C_1:

$$C_3 = \frac{-\tau_2^2 \cdot C_1^2 + \tau_2 \cdot A_1 \cdot C_1 - A_2 \cdot A_0}{\tau_2^2 \cdot C_1 - A_2} \tag{B.21}$$

Zbytek hodnot už lze jednodušše dopočítat:

$$C_2 = A_0 - C_1 - C_3 \tag{B.22}$$

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_2} \tag{B.23}$$

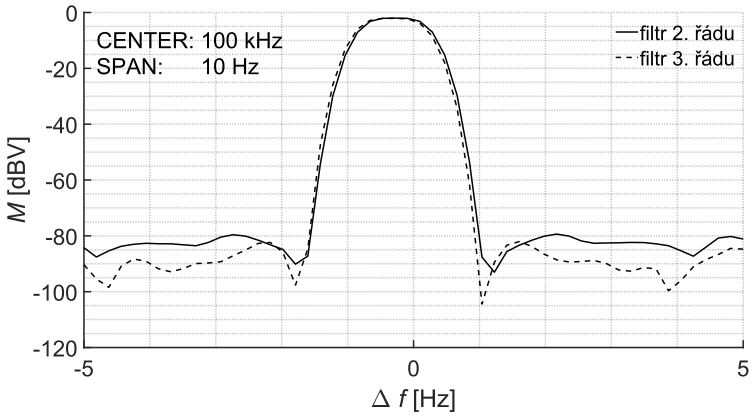
$$R_3 = \frac{A_2}{C_1 \cdot C_3 \cdot \tau_2} \tag{B.24}$$

C Naměřené doplňující vlastnosti systémů

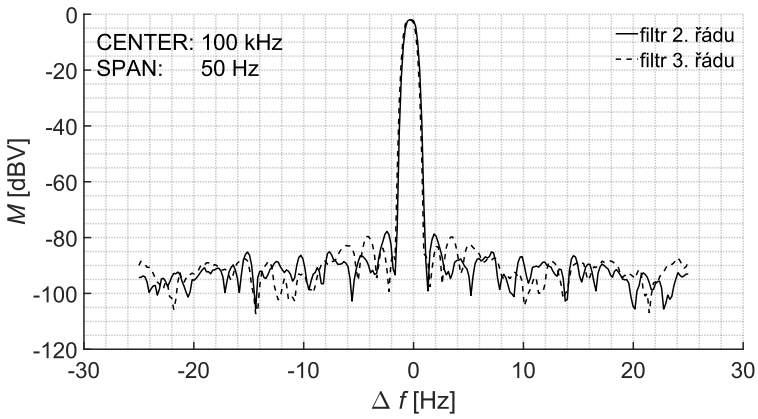
C.1 PLL s obdélníkovou nosnou

Na oscilogramech C.3 a C.4 je vyobrazená reakce demodulovaného signálu na skokovou změnu modulačního. Lze ji měřit pouze při malé změně (nekolik desítek mV), protože při větších změnách má smyčka tendeci se zachytávat na násobcích kmitočtu FM signálu (viz. kapitola pojednávající o problémech konstrukce).

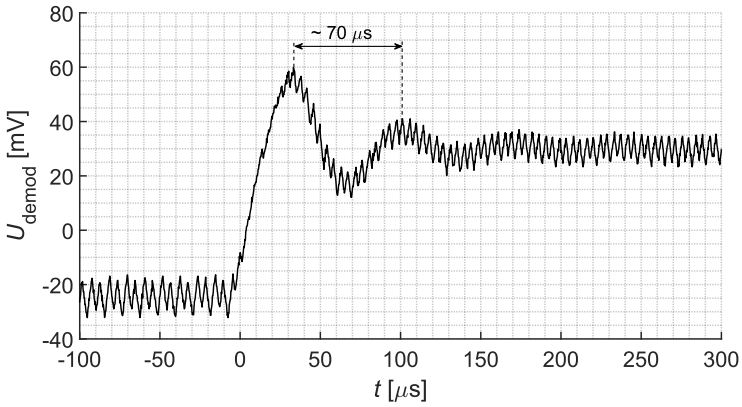
Úroveň napětí peak-to-peak v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu je vynesena na obrázku C.5. Na nižších kmitočtech je potom tato úroveň, dle očekávání, menší. Graf na obrázku C.6 ukazuje změřený napěťový přenos celého modulačně demodulačního řetězce. Na jeho základě lze říci, že řetězec má přenos roven jedné.



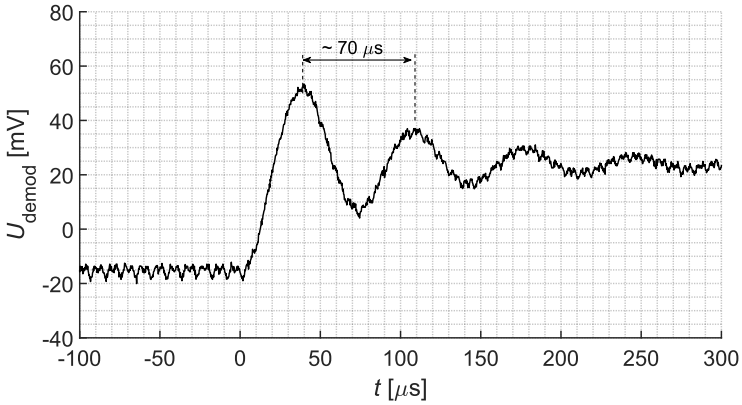
Obr. C.1: Fázový šum obdélníkového VCO, SPAN 10 Hz



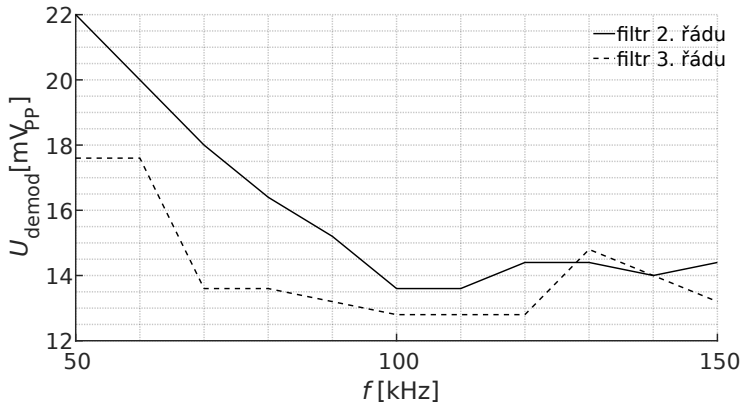
Obr. C.2: Fázový šum obdélníkového VCO, SPAN 50 Hz



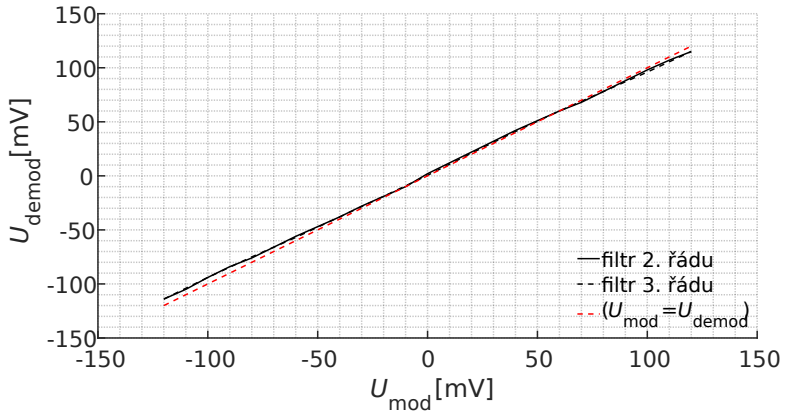
Obr. C.3: Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 2. řádu - obdélníková nosná



Obr. C.4: Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 3. řádu - obdélníková nosná



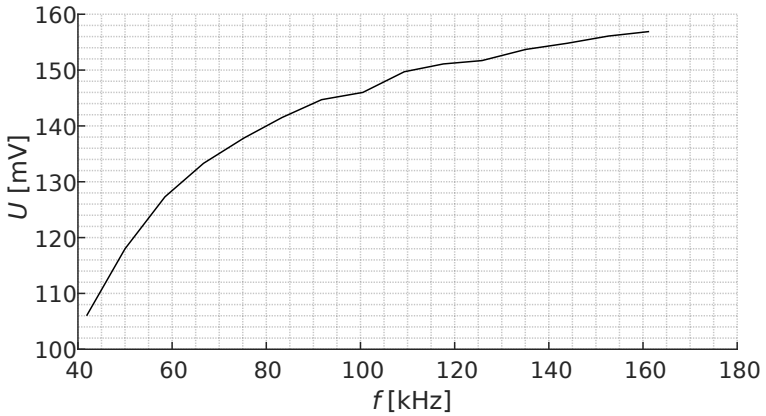
Obr. C.5: Úroveň rušivého napětí peak-to-peak v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu obdélníkové nosné (průběhy uvedeny pro oba filtry)



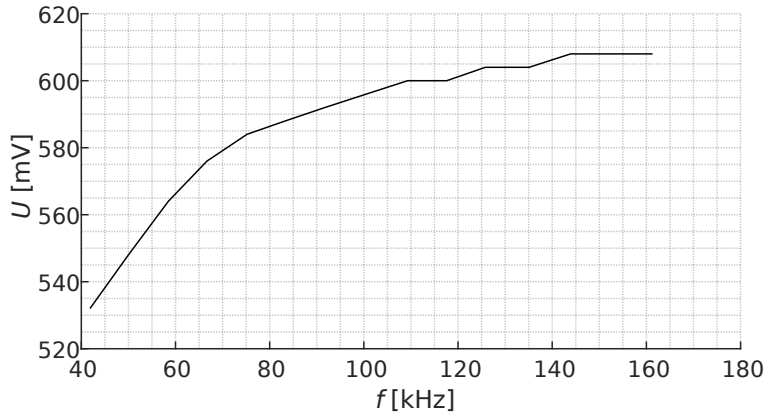
Obr. C.6: Přenosová charakteristika celého systému s obdélníkovou nosnou

C.2 PLL s harmonickou nosnou

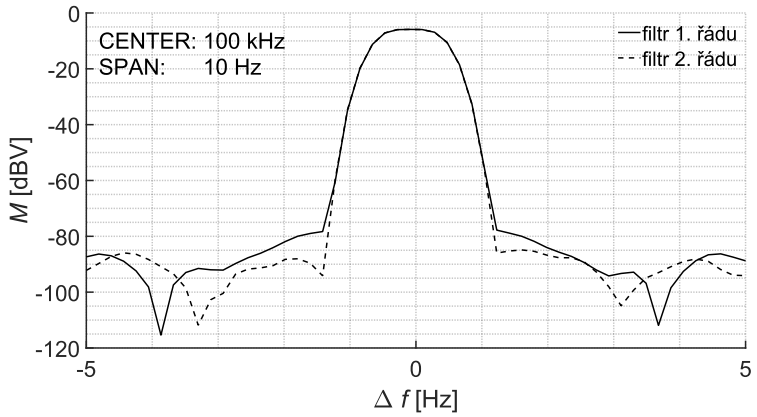
Charakterizace AGC je níže na obrázcích C.7 a C.8. Reakci na skokovou změnu modulačního napětí (obrázky C.11 a C.12) lze u této smyčky měřit pro skok zhruba o celých 200 mV. Smyčka totiž nemá tendenci se zachytávat na jiných kmitočtech a také má větší BW než smyčka pro obdélníkovou nosnou. Opět byla změřena závislost napětí peak-to-peak v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu (viz. C.13). Oba průběhy jsou mnohem spojitější, protože rušivý signál je v podstatě pouze harmonický signál o kmitočtu 200 kHz (viz. teorie fázového detektoru). Byl změřen též přenos celého modulačně demodulačního řetězce. Ten je uveden na obrázku C.14. Pro tento řetězec je menší než jedna (asi 0,8), což může být způsobeno větší závislostí strmosti harmonického VCO na parametrech okolních součástek.



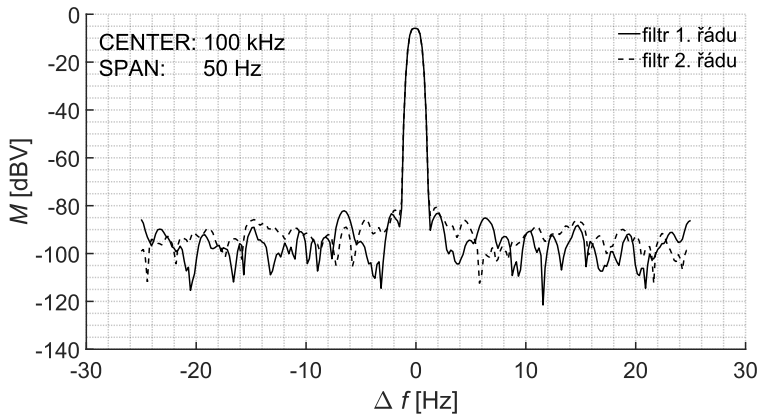
Obr. C.7: Zpětnovazební napětí AGC v závislosti na kmitočtu harmonického VCO



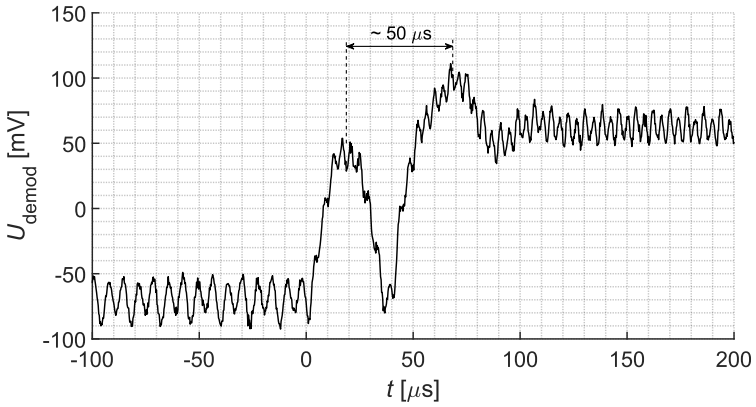
Obr. C.8: Výstupní napětí peak-to-peak harmonického VCO v závislosti na kmitočtu



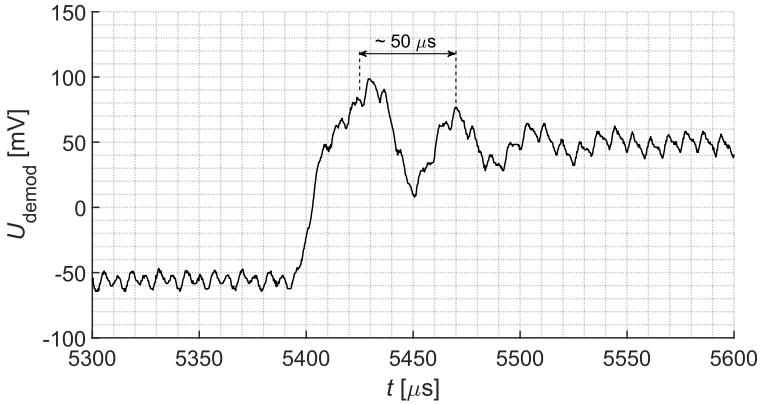
Obr. C.9: Fázový šum harmonického VCO, SPAN 10 Hz



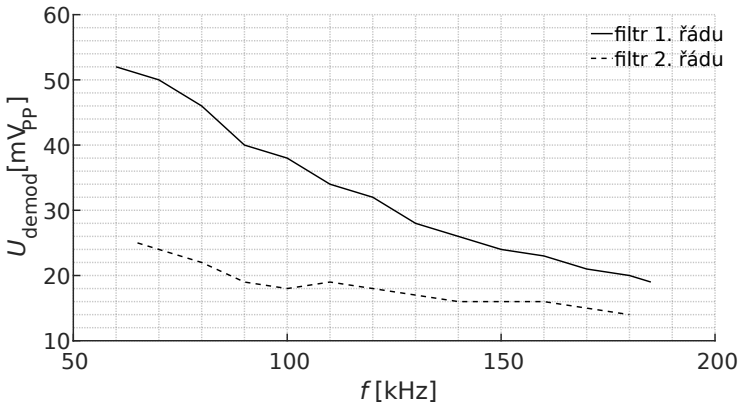
Obr. C.10: Fázový šum harmonického VCO, SPAN 50 Hz



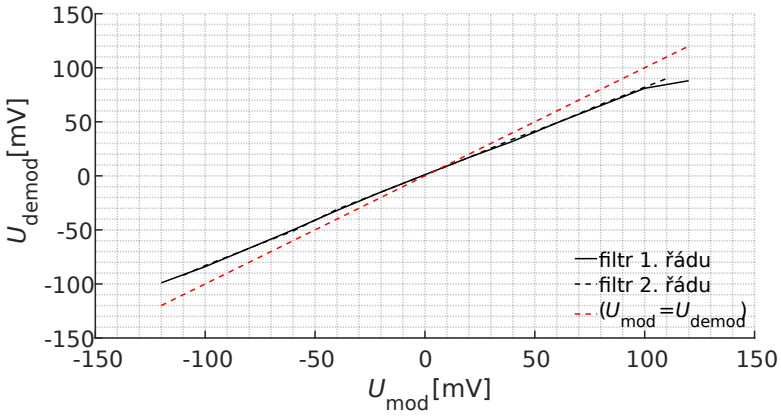
Obr. C.11: Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 1. řádu - harmonická nosná



Obr. C.12: Reakce na skokovou změnu modulačního napětí, filtr 2. řádu - harmonická nosná



Obr. C.13: Úroveň rušivého napětí peak-to-peak v demodulovaném signálu v závislosti na kmitočtu harmonické nosné (průběhy uvedeny pro oba filtry)



Obr. C.14: Přenosová charakteristika celého systému s harmonickou nosnou

D Obsah přiloženého .zip souboru

```
root ..................................................... kořenový adresář
├── 0_data ................ simulační schémata a .csv soubory z měření a simulací
│   ├── 0_sq ............... schémata a data pro bloky PLL s obdélníkovou nosnou
│   │   ├── VCO_sq_meas.csv ................. změřená ladicí charakteristika VCO
│   │   ├── VCO_sq_sim.csv ................ simulovaná ladicí charakteristika VCO
│   │   ├── VCO_sq_simDiodes.png .................... náhrada diodového limitéru
│   │   └── VCO_sq_simSch.png ............ simulační schéma obdélníkového VCO
│   └── 1_harm ............ schémata a data pro bloky PLL s harmonickou nosnou
│       ├── PD_harm_meas.csv ....................... změřená charakteristika PD
│       ├── PD_harm_sim.csv ....................... simulovaná charakteristika PD
│       ├── VCO_harm_meas.csv ................ změřená ladicí charakteristika VCO
│       ├── VCO_harm_sim.csv ............ simulovaná ladicí charakteristika VCO
│       ├── PD_harm_simSch.png ........................... simulační schéma PD
│       └── VCO_harm_simSch.png ........... simulační schéma harmonického VCO
├── 1_design ........................................... soubory pro návrh PLL
│   ├── 0_sq ............................ soubory pro PLL s obdélníkovou nosnou
│   │   ├── PLL_sq_filt_2ndOrder_design.m ..................... pro filtr 2. řádu
│   │   ├── PLL_sq_filt_3rdOrder_design.m ..................... pro filtr 3. řádu
│   │   ├── my_BodeClosed ...... vynesení Bodeho diagramu - uzavřená zpětná vazba
│   │   └── my_BodeOpen ........ vynesení Bodeho diagramu - otevřená zpětná vazba
│   └── 1_harm ........................... soubory pro PLL s harmonickou nosnou
│       ├── PLL_harm_filt_1stOrder_design.m ................... pro filtr 1. řádu
│       ├── PLL_harm_filt_2ndOrder_design.m ................... pro filtr 2. řádu
│       ├── my_BodeClosed ...... vynesení Bodeho diagramu - uzavřená zpětná vazba
│       └── my_BodeOpen ........ vynesení Bodeho diagramu - otevřená zpětná vazba
└── 2_analysis ....................................... soubory pro analýzu PLL
    ├── 0_sq ............................ soubory pro PLL s obdélníkovou nosnou
    │   ├── PLL_sq_filt_2ndOrder_analysis.m ................... pro filtr 2. řádu
    │   ├── PLL_sq_filt_3rdOrder_analysis.m ................... pro filtr 3. řádu
    │   ├── my_BodeClosed ...... vynesení Bodeho diagramu - uzavřená zpětná vazba
    │   └── my_BodeOpen ........ vynesení Bodeho diagramu - otevřená zpětná vazba
    └── 1_harm ........................... soubory pro PLL s harmonickou nosnou
        ├── PLL_harm_filt_1stOrder_analysis.m ................ pro filtr 1. řádu
        ├── PLL_harm_filt_2ndOrder_analysis.m ................ pro filtr 2. řádu
        ├── my_BodeClosed ...... vynesení Bodeho diagramu - uzavřená zpětná vazba
        └── my_BodeOpen ........ vynesení Bodeho diagramu - otevřená zpětná vazba
```