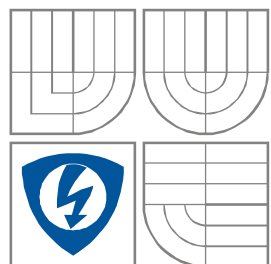


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNologiÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

MĚŘENÍ FREKVENČNÍ STABILITY OSCILÁTORU V ČASOVÉ OBLASTI

TIME DOMAIN MEASUREMENTS OF OSCILLATORS' FREQUENCY STABILITY

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

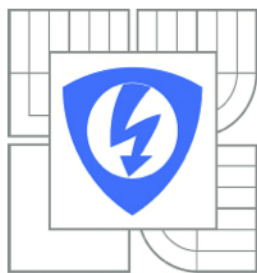
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR HÁNĚL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ BARAN, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Petr Háněl
Ročník: 2

ID: 115176
Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Měření frekvenční stability oscilátorů v časové oblasti

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou frekvenční stability generátorů harmonických signálů. Prostudujte metody vyhodnocování frekvenční stability v časové oblasti. Vyberte vhodnou metodu a navrhnete obvodové zapojení měřicího pracoviště s ohledem na zpracování dat pomocí PC. Správnou funkci jednotlivých bloků ověřte modelováním ve vhodném simulačním prostředí. Navrhnete desku plošných spojů a připravte podklady pro realizaci prototypu.

Sestavte prototyp měřicího pracoviště a na PC vytvořte aplikaci pro vyhodnocení naměřených dat. Ověřte funkčnost prototypu a správnost získaných výsledků.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] RILEY, W. J. Handbook of Frequency Stability Analysis [online]. Beaufort: Hamilton Technical Services, 2007 – [cit. 3. května 2013]. Dostupné na [www: http://www.stable32.com/Handbook.pdf](http://www.stable32.com/Handbook.pdf).

[2] Time Domain Oscillator Stability Measurement - Allan Variance [online]. Rohde & Schwarz Application Note, 2012 – [cit. 3. května 2013]. Dostupné na [www: http://www.rohde-schwarz.com.sg/file_11752/1EF69_E3.pdf](http://www.rohde-schwarz.com.sg/file_11752/1EF69_E3.pdf).

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 23.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Baran, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Diplomová práce je zaměřena na frekvenční stabilitu oscilátorů. Teoretická část se věnuje základním pojmům frekvenční stability, měřících systémů a chyb měření. Druhá část této práce se věnuje návrhu měřícího systému. Návrh obsahuje veškeré podklady pro výrubu prototypu a programy pro obsluhu, včetně zdrojových kódů, pro vytvoření měřícího stanoviště.

Klíčová slova: oscilátor, frekvenční stabilita, šum oscilátorů, chyby měření

ABSTRAKT

The thesis focuses on measurements of oscillators' frequency stability. The theoretical part describes the basic concepts of measurement of frequency, measuring systems and measurement errors. The second part of thesis describes the design of measurement system. The design contains all data for build prototype and software, including all source codes.

Keywords: oscillators, frequency stability, noise of oscillators, measurement errors

HÁNĚL, P. Měření frekvenční stability oscilátorů v časové oblasti: diplomová práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2014. 58 s., 2 přílohy tištěné, 3 programy a doprovodné soubory.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Měření frekvenční stability oscilátorů v časové oblasti 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.

ho zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 23. května 2014

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Ondřejovi Baranovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 23. května 2014

.....
podpis autora

OBSAH

Obsah	6
Seznam obrázků.....	8
Seznam tabulek.....	9
Úvod	10
1 Oscilátory.....	11
1.1 Oscilátory s LC článkem	11
1.2 Oscilátory s RC článkem.....	12
1.3 Krystalové oscilátory.....	13
2 Frekvenční stabilita oscilátorů.....	14
2.1 Fázový šum	15
2.2 Vyjádření frekvenční stability ve frekvenční oblasti	16
2.3 Vyjádření frekvenční stability v časové oblasti	18
2.4 Typy variancí.....	20
2.4.1 Standardní variance.....	22
2.4.2 Allanova variance	22
2.4.3 Allanova variance s překrýváním	23
2.4.4 Hadamardova variance.....	24
2.4.5 Hadamardova variance s překrýváním.....	24
3 Měření.....	25
3.1 Metody měření kmitočtu	25
3.1.1 Metoda měření osciloskopem	25
3.1.2 Výchylková metoda	26
3.1.3 Metoda měření kmitočtu čítačem.....	27
3.1.4 Měření pomocí jazýčkového rezonančního kmitoměru.....	27
3.2 Nejistoty měření	28
3.2.1 Zdroje nejistot	28
4 Systémy pro měření frekvenční stability	29
4.1 Metoda čítače v časovém intervalu	29
4.2 Metoda kmitočtového diskriminátoru se zpožďovacím vedením	30
4.3 Metoda s využitím heterodynu	30
4.4 Metoda čítače v časovém intervalu s dvojitým směřováním	31
4.5 Přehled vlastností jednotlivých metod	32
5 Návrh systému pro měření frekvenční stability.....	33
5.1 Blokové schéma měřícího systému	33

5.2	Směšovač signálu	34
5.3	Tvarovací obvod.....	34
5.3.1	Filtry.....	34
5.3.2	Zesilovač a tvarovač signálu	35
5.4	Komparátor & čítač	35
6	Obvodové řešení	36
6.1	Analogová vysokofrekvenční část	36
6.1.1	Směšovač signálů.....	37
6.1.2	Úprava vstupních signálů – Zesilovač 1 a atenuátory.....	38
6.1.3	Úprava výstupního signálu – výstupní filtr a tvarovač signálu.....	40
6.2	Digitální část	41
6.2.1	Mikroprocesor STM32f0	42
6.2.2	Převodník FIFO na USB – FT240x	42
7	Software.....	44
7.1	Firmware pro STM32f0	44
7.2	Software pro ukládání dat z COM portu	47
7.2.1	LabView	47
7.2.2	Program pro záznam dat	48
7.3	Software pro vyhodnocení naměřených dat	51
7.3.1	MATLAB.....	51
7.3.2	Program pro Allanovi variance	51
	Závěr	55
	Literatura.....	56
	Přílohy.....	57
	Seznam příloh:	57

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Principiální schéma LC oscilátoru.....	11
Obr. 1.2 Principiální schéma RC oscilátoru	12
Obr. 1.3 Nahradní schéma krystalového oscilátoru.....	13
Obr. 1.4 Principiální schéma krystalovéhoh oscilátoru	13
Obr. 2.1 Spektrum ideálního a reálného harmonického oscilátoru se vzorci pro okamžitou hodnotu harmonické	15
Obr. 2.2 Měření fázového šumu	17
Obr. 2.3 Rozdělení SSB fázového šumu (převzato z [3]).....	18
Obr. 2.4 Sigma-tau diagram s vyznačenými základními charakterystiky šumu	19
Obr. 2.5 Modifikovaný sigma-tau diagram s vyznačenými základními charakterystiky šumu.....	20
Obr. 2.6 Znárodnění překrývajících se a nepřekrývajících se vzorků u Allanových variancí	23
Obr. 3.1 Měření kmitočtu pomocí osciloskopu	26
Obr. 3.2 Blokové zapojení výchylkové měřicí metody	26
Obr. 3.3 Průběhy signálu v jednotlivých blocích výchylkové metody měření kmitočtu..	26
Obr. 3.4 Blokové zapojení metody měření kmitočtu čítačem	27
Obr. 3.5 Principiální zapojení jazýčkového rezonančního kmitoměru.....	27
Obr. 4.1 Blokové schéma měřicí metody s čítačem v časovém intervalu	29
Obr. 4.2 Blokové schéma měřicí metody kmitočtového diskriminátoru se zpoždovacím vedením.....	30
Obr. 4.3 Blokové schéma měřicí metody s využitím heterodynu.....	31
Obr. 4.4 Blokové schéma měřicí metody čítače v časovém intervalu s dvojným smššováním	31
Obr. 5.1 Blokové schéma měřicího systému	33
Obr. 5.2 Principiální zapojení použitého smššovače.....	34
Obr. 6.1 Blokové schéma analogové části měřicího přípravku	36
Obr. 6.2 Schematické zapojení vstupní části	38
Obr. 6.3 Simulace přenosové charakteristiky zesilovače 1 v programu Miltisim	39
Obr. 6.4 Schema zapojení dolní propusti.....	40
Obr. 6.5 Vstupní a výstupní průběh zesilovače 2	41
Obr. 6.6 Blokové schéma digitální části zařízení	41
Obr. 7.1 Vývojový diagram firmwaru pro procesor STM32f0	44
Obr. 7.2 Uživatelské prostředí programu pro záznam dat	48
Obr. 7.3 Záznam programu pro záznam dat	50
Obr. 7.4 Průběh frekvenčních fluktuací.....	52
Obr. 7.5 Sigma - Tau diagram pro zkušební oscilátor.....	53
Obr. 7.6 Histogram zkušebního oscilátoru	53

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1 Vlastnosti oscilátorů [1]	14
Tab. 2.2 Přehled mocninných koeficientů základních šumových charakterů.....	17
Tab. 2.3 Přehled mocninných koeficientů základních šumových charakterů v časové oblasti.....	19
Tab. 2.4 Přehled jednotlivých variancí a vlastností	21
Tab. 4.1 Přehled vlastností jednotlivých metod pro měření frekvenční stability	32
Tab. 6.1 Vlastnosti použitého směšovače ADE - 1+	37
Tab. 6.2 Vlastnosti operačního zesilovače OPA820	39

ÚVOD

Tato práce se zabývá frekvenční stabilitou oscilátorů, jednotlivými technikami měření stability a fázového šumu oscilátoru a následným zpracování naměřených údajů.

Začátek práce se věnuje oscilátorům obecně. Zabývá se základním rozdělením oscilátorů, včetně jejich principiálního popisu a schematického zapojení. U každého typu oscilátorů jsou také uvedeny jeho nejdůležitější parametry s ohledem na zaměření této práce.

Druhá kapitola se věnuje pojmu frekvenční stabilita oscilátorů a popisuje jednotlivé druhy stability. Také jsou zde uvedeny důvody nestability oscilátorů a druhy různých šumů. Dále jsou zde popsány způsoby vyjadřování frekvenční nestability a to jak v časové tak i ve frekvenční oblasti. Ke konci kapitoly je uvedeno několik variací pro výpočet frekvenční stability v časové oblasti, jejich definice a popis.

Třetí kapitola se zabývá teorií měření. Rozebírá vybrané metody měření kmitočtu, jejich výhody, nevýhody a vhodnost použití pro konkrétní oblasti a aplikace. Neméně důležitou součástí této kapitoly je rozbor a popis jednotlivých druhů nejistot a chyb měření.

Následující kapitola se podrobněji zabývá způsoby měření frekvenční stability. Obsahuje podrobný popis některých existujících měřicích systémů, jejich rozbor a vyhodnocení vhodnosti použití pro konkrétní použití.

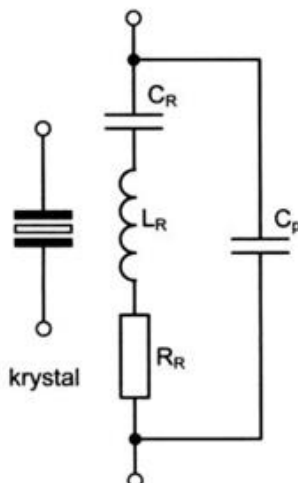
K závěru práce je popsán samotný obvodový návrh měřicího přípravku. Obsahuje nejen blokové zapojení, ale i schéma s volbou konkrétních obvodů a také návrh plošného spoje. Veškeré podklady k výrobě jsou k dispozici v elektronické příloze této práce.

Poslední kapitola se zabývá softwarem, který byl pro tuto práci navržen a napsán. V jednotlivých podkapitolách je konkrétní popis funkce firmwaru pro použitý mikroprocesor, popis návrhu programu pro zaznamenávání a ukládání naměřených dat a na konci této kapitoly je popsán navržený program pro zpracování, vyhodnocení a interpretaci naměřených dat.

1.3 Krystalové oscilátory

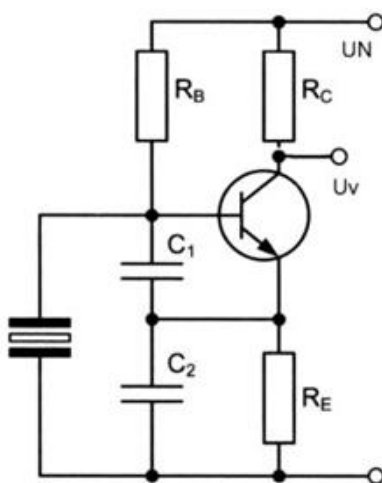
Krystalový rezonátor je selektivní člen pro zpětnou vazbu. Obsahuje krystalový výbrus a držák, ve kterém je výbrus upevněn. Krystalový výbrus je destička vhodným směrem vyříznutá z materiálu, který vykazuje piezoelektrické vlastnosti.

Na Obr. 1.3 je náhradní schéma celého rezonátoru. Samotný výbrus se chová jako vysoce jakostní sériový rezonanční obvod. Kondenzátor C_P zastupuje kapacitu držáku.



Obr. 1.3 Nahradní schéma krystalového oscilátoru

Jako příklad zapojení krystalového oscilátoru je na Obr. 1.4 uveden Clappův oscilátor. Zpětná vazba je vytvořena kapacitním děličem C_1 a C_2 . Část výstupního signálu z emitoru se přivádí zpět na vstup do báze tranzistoru.



Obr. 1.4 Principiální schéma krystalového oscilátoru

2 FREKVENČNÍ STABILITA OSCILÁTORŮ

Tato kapitola se zabývá obecnou definicí frekvenční stability a fázového šumu oscilátorů. Obsahuje přehlednou tabulku vlastností oscilátorů, jsou zde uvedeny základní principy a vzorce pro výpočet daného fázového šumu. Ke konci kapitoly jsou zpracovány různé druhy variancí pro statistické měření, popis jejich vlastností a krátká definice.

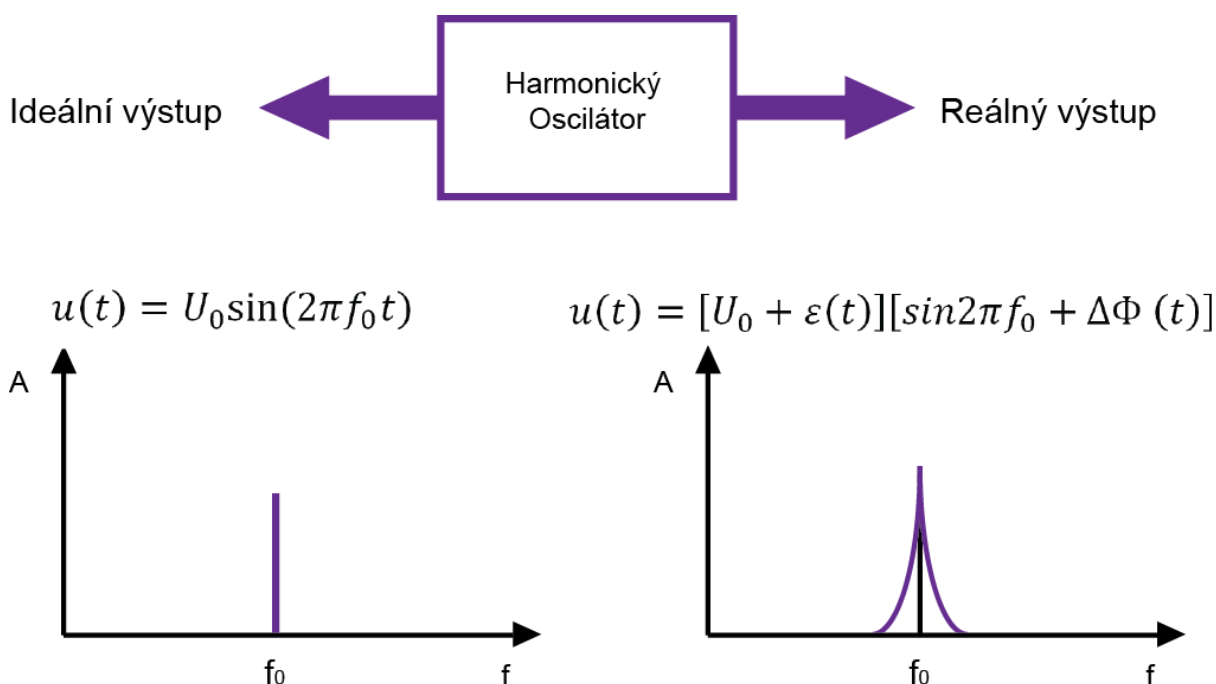
Cílem analýzy v časové oblasti je stručný, kompletní, kvantitativní a standardizovaný popis fáze a kmitočtu zdroje signálu. Tento popis zahrnuje také popis nominálních hodnot, kolísání těchto hodnot a jejich závislost na čase a okolních podmínkách. Seznam jednotlivých charakteristik, včetně jednotek a krátkého popisu, je uveden v Tab. 2.1.

Tab. 2.1 Vlastnosti oscilátorů [1]

Název	Jednotka	Definice
Jmenovitý kmitočet f_0 (Výstupní kmitočet)	[MHz]	Jmenovitá hodnota kmitočtu uvedená ve specifikaci. Jde o výstupní kmitočet při standardní teplotě 25°C, specifikovaném napájecím napětí a zátěži.
Stabilita kmitočtu	[ppm]	Rozsah kmitočtů před a po vystavení specifikovanými okolními podmínkami, jako např. změna teploty, napájecího napětí, zátěže, doby provozu (stárnutí a namáhání součástek), atd.
Stárnutí (dlouhodobá stabilita)	[ppm/rok]	Odchylka kmitočtu s časovým odstupem při normálním provozu.
Stabilita kmitočtu s napájecím napětím	[ppm/V]	Odchylka kmitočtu při změnách napájecího napětí.
Stabilita kmitočtu při mechanickém namáhání	[ppm]	Specifikuje odchylku vyvolanou rázem, pádem, sinusovými vibracemi, konstantním zrychlením atd.
Stabilita kmitočtu při změnách zatížení	[ppm/Z]	Odchylka kmitočtu vyvolaná změnami zatěžovací impedance okolo standardní hodnoty.
Rozsah pracovních teplot	[°C]	Rozsah teplot, ve kterých oscilátor bezpečně pracuje. Tolerance kmitočtu v tomto rozsahu nesmí vybočit ze specifikovaných mezí.
Rozsah skladovacích hodnot	[°C]	Krajní rozsah teplot povolené ve vypnutém stavu. Vystavení teplotám mimo tento rozsah může způsobit poškození.
Napájecí napětí	[V]	Stejnoseměrné napětí nezbytné pro práci oscilátoru.
Napájecí proud	[mA]	Velikost proudu, který odebírá oscilátor z napájecího zdroje.
Doba náběhu	[s]	Specifikovaný čas od zapnutí oscilátoru do doby, kdy oscilátor dosáhne spolehlivého stavu oscilací.
Fázový šum	[dBc/Hz]	Náhodné kolísání kmitočtu oscilátoru během krátkého časového úseku.

2.1 Fázový šum

Fázový šum je nežádoucí vlastnost všech harmonických oscilátorů, která je způsobena hlavně krátkodobou frekvenční nestabilitou. Každý oscilátor je frekvenčně nestabilní, tato nestabilita se určuje v časovém intervalu. Dlouhodobá nestabilita se určuje v rámci hodin, dní či let, krátkodobá nestabilita je definována na intervalu od zlomků sekund až minut. Příčinou krátkodobé nestability jsou různé druhy šumů a jejich vzájemné kombinace. Jedná se například o termický šum, výstřelový šum, blikavý šum, apod. Na oscilační frekvenci se tato nestabilita projevuje jako náhodná fázová modulace s malým zdvihem. Frekvence, na které se fázový šum měří, je označována jako offsetová frekvence f_m . Obálka fázového šumu je osově symetrická s osou na nosné frekvenci.



Obr. 2.1 Spektrum ideálního a reálného harmonického oscilátoru se vzorci pro okamžitou hodnotu harmonické

Na Obr. 2.1 je zobrazeno spektrum ideálního a reálného oscilátoru, které zobrazuje hodnotu výkonu základní harmonické. Symbol $\Delta\Phi(t)$, ve vzorci pro hodnotu signálu v čase t pro reálný oscilátor, vyjadřuje náhodné fluktuace fáze signálu, tj. vyjadřuje fázový šum. Fázový šum lze definovat jako soubor krátkodobých nekumulativních odchylek charakteristických okamžiků digitálního signálu od jejich ideální polohy na časové ose.

Základní popis fázové nestability vyjadřuje spektrální hustota fázových fluktuací $S_\Phi(f)$ na jeden Hertz. Tato spektrální hustota popisuje rozložení energie jako spojitou funkci v jednotkách fázové variance či rozptylu na jednotkovou šířku pásma, viz (2.1) a (2.2).

$$S_\Phi(f_m) = \frac{\Delta\Phi_{ef}^2(f_m)}{B} \left[\frac{\text{rad}^2}{\text{Hz}} \right] \quad (2.1)$$

$$S_{\Phi}(f_m) \left[\frac{dBr}{Hz} \right] = 20 \log \frac{\Delta\Phi[rad]}{1[rad]} \quad (2.2)$$

Jelikož lze vyjádřit frekvenci jako první derivaci fáze vyjádřenou jako

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi f_0} \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Rovnici ((2.1) je možné upravit na tvar

$$S_{\Delta f}(f_m) = \frac{\Delta f_{ef}^2(f_m)}{B} \left[\frac{Hz^2}{Hz} \right] \quad (2.4)$$

a úpravou rovnice ((2.2) lze vyjádřit spektrální hustotu v logaritmické míře:

$$S_{\Phi}(f_m) \left[\frac{dBHz}{Hz} \right] = 20 \log \frac{\Delta f[Hz]}{1[Hz]} \quad (2.5)$$

Poslední dvě uvedené rovnice, tedy (2.4) a (2.5), vyjadřují vztah mezi spektrální hustotou fázových fluktuací a změnou frekvence, a to jak v lineárních jednotkách, tak i v decibelové míře [2].

Pro větší přehlednost je vhodné zabývat se krátkodobou a dlouhodobou stabilitou odděleně a to jak ve frekvenční tak i v časové oblasti.

2.2 Vyjádření frekvenční stability ve frekvenční oblasti

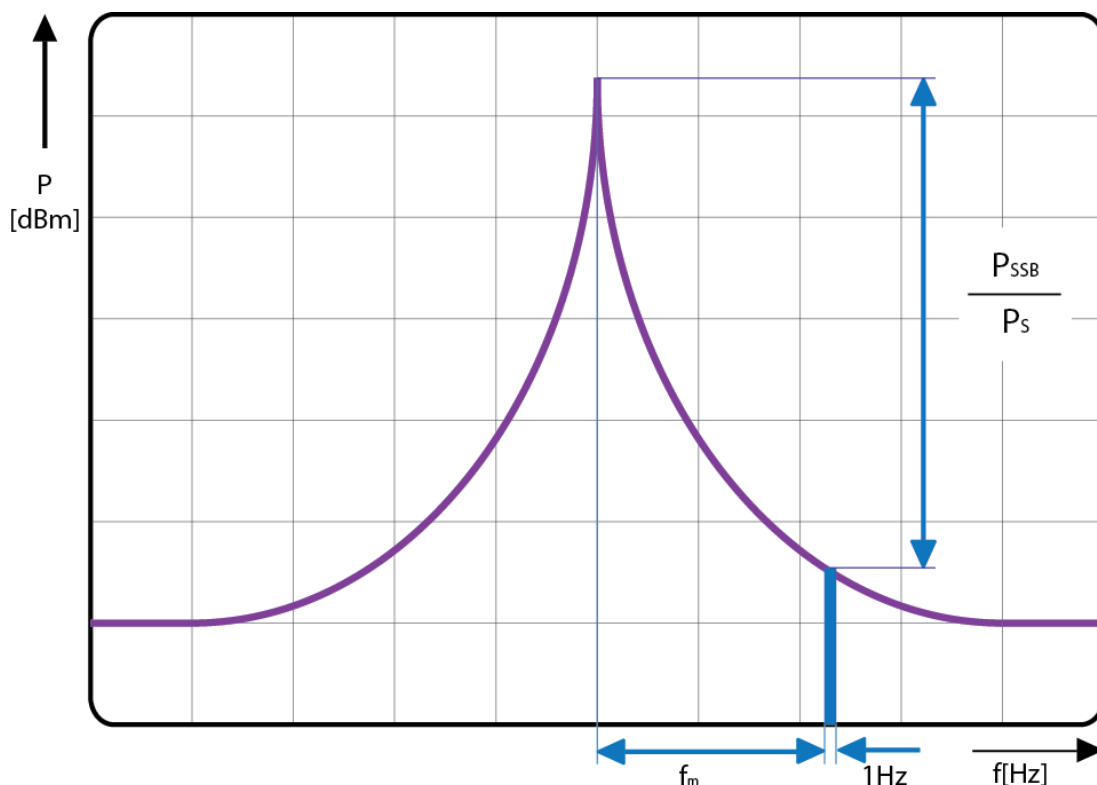
Frekvenční stabilitu ve frekvenční oblasti je možné vyjádřit pomocí výkonové spektrální hustoty frekvenčních fluktuací $S_y(f_m)$, která se váže s (2.3) a lze ji vyjádřit

$$S_y(f_m) = h(\alpha) f_m^\alpha \quad (2.6)$$

Kde f_m vyjadřuje ofsetovou frekvenci od nosné f_0 , α vyjadřuje mocninu ofsetové frekvence a $h(\alpha)$ je převodní charakteristika odpovídající mocnině α . Mocninná čísla α popisují vlastnosti jednotlivých příspěvků a udávají asymptotický sklon $S_y(f_m)$.

Avšak nejvíce používanou veličinou pro popis a vyhodnocení stability ve frekvenční oblasti je fázový šum $E(f_m)$, vyjádřený jako jedno postranní pásmo (SSB) jednostranné výkonové spektrální hustoty fázových fluktuací $S_{\Phi}(f_m)$. Fázový šum $E(f_m)$ udává poměr mezi výkonem šumu měřeného v pásmu 1Hz a výkonu užitečného signálu nosné, jak je znázorněno na Obr. 2.2. Vztah mezi fázovým šumem $E(f_m)$ a spektrální hustotou fázového šumu $S_{\Phi}(f_m)$ je vyjádřen vztahem

$$E(f_m) = 10 \log \left(\frac{1}{2} \cdot S_{\Phi}(f_m) \right) \quad (2.7)$$

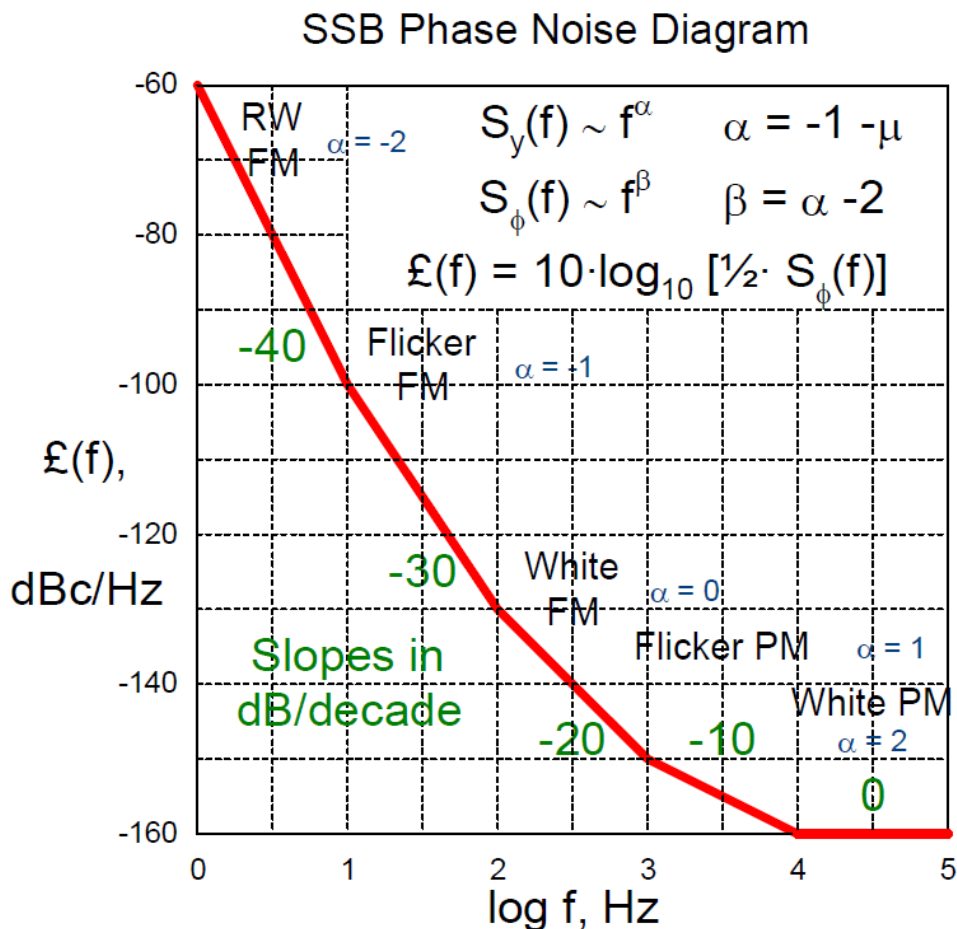


Obr. 2.2 Měření fázového šumu

Při měření SSB (Single Side Band) fázového šumu se rozlišuje 5 základních šumových charakterů. Jednotlivé šumové charaktery je možné popsat mocninnými koeficienty α a β viz Tab. 2.2. Na Obr. 2.3 jsou znázorněny jednotlivé charaktery šumů a jejich rozložení. Zejména se jedná o bílý šum (white) a blikavý šum (flicker), které jsou zpracovány pomocí frekvenční (FM) a fázové (PM) modulace. Z Obr. 2.3 je patrné, že šum nacházející se nejbližší nosné je náhodně se měnící FM šum (Random Walk FM noise). Tento šum vzniká převážně vlivem prostředí, jako je například mechanické chvění oscilátoru, změna okolní teploty atd.

Tab. 2.2 Přehled mocninných koeficientů základních šumových charakterů

Typ šumu	Mocninné koeficienty základních šumových charakterů	
	α	β
Bílý šum PM	2	0
Blikavý šum PM	1	-1
Bílý šum FM	0	-2
Blikavý šum FM	-1	-3
Náhodný šum FM	-2	-4



Obr. 2.3 Rozdělení SSB fázového šumu (převzato z [3])

2.3 Vyjádření frekvenční stability v časové oblasti

Frekvenční stabilita v časové oblasti je založena na statistickém zpracování fáze nebo změny frekvenční fluktuace jako funkce času. Tento typ analýzy využívá některý druh variance, viz níže.

Nejběžnější způsob vyjádření frekvenční stability v časové oblasti je pomocí sigma-tau diagramu, který zobrazuje míru frekvenční stability v závislosti na čase, ve kterém je hodnota frekvence průměrována. Hodnoty sigmy a tau v logaritmické míře ukazují závislost stability oscilátoru na době průměrování. Obě tyto hodnoty závisí na míře stability a také typu šumu[2].

Jednotlivé typy šumů mají různý sklon křivky v sigma-tau diagramu. V Tab. 2.3 je přehled jednotlivých šumů společně s mocninnými koeficienty α a μ . Mezi těmito koeficienty platí vztah vyjádřený rovnicí

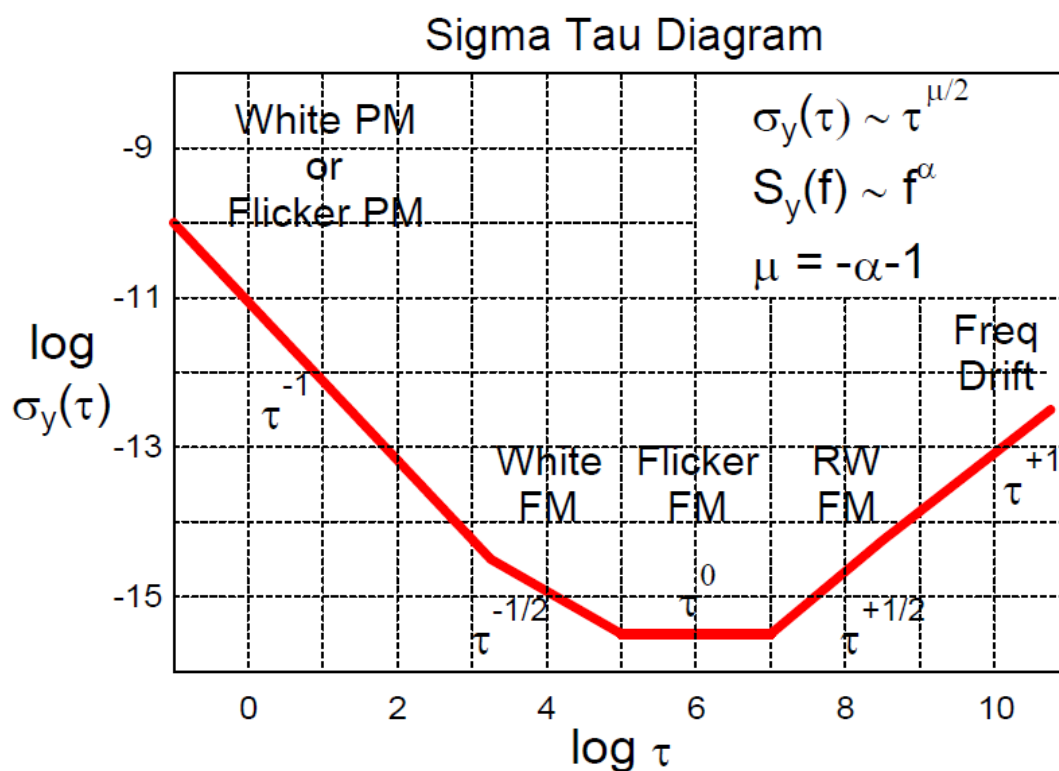
$$\mu = -\alpha - 1 \quad (2.8)$$

kde μ je mocninný koeficient v časové oblasti udávající sklon asymptoty a α je mocninný koeficient ve frekvenční oblasti.

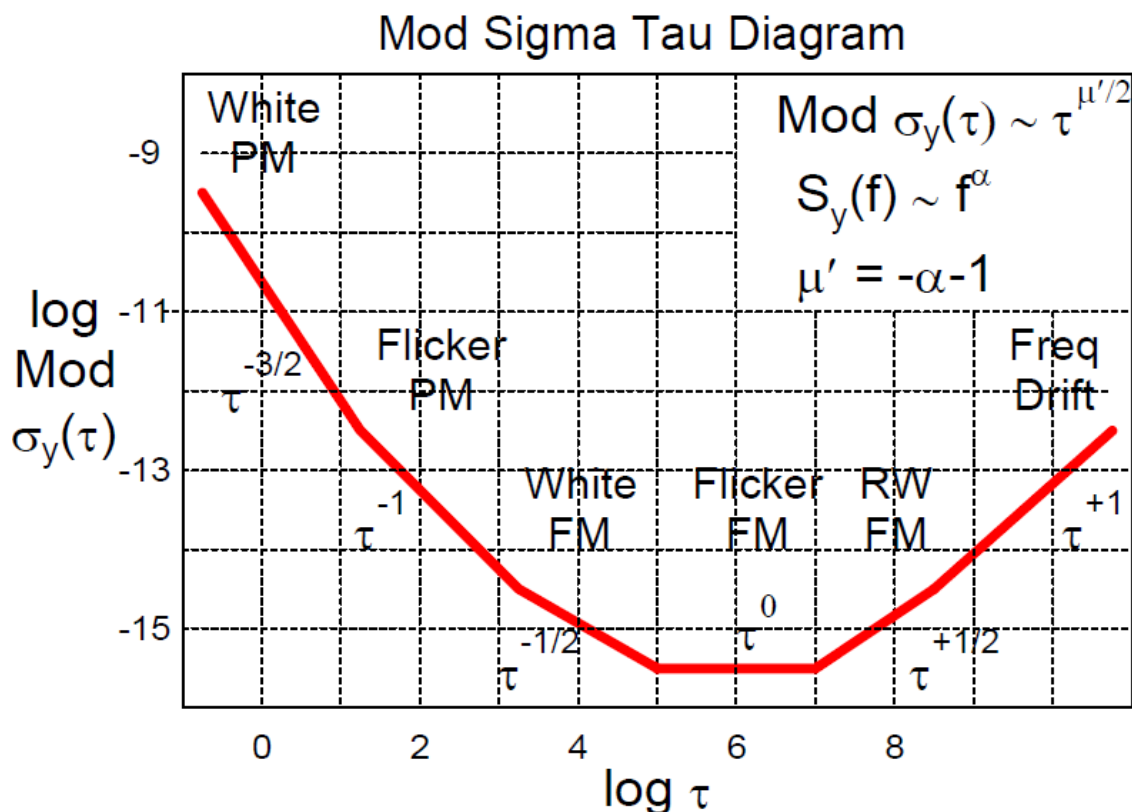
Tab. 2.3 Přehled mocninných koeficientů základních šumových charakterů v časové oblasti

Typ šumu	Mocninné koeficienty základních šumových charakterů	
	α	μ
Bílý šum PM	2	-2
Blikavý šum PM	1	~ -2
Bílý šum FM	0	-1
Blikavý šum FM	-1	0
Náhodný šum FM	-2	1

Hodnoty μ pro bílý a blikavý PM šum jsou shodné, ale na modifikovaném sigma-tau diagramu mají rozdílné směrnice přímek. Na Obr. 2.4 a Obr. 2.5 jsou znázorněny sigma-tau diagramy s popisem jednotlivých šumových charakterů [2].



Obr. 2.4 Sigma-tau diagram s vyznačenými základními charaktery šumu



Obr. 2.5 Modifikovaný sigma-tau diagram s vyznačenými základními charakterystikami šumu

2.4 Typy variancí

Variance se používají k popisu fluktuací frekvenčních oscilátorů. Jedná se o další způsob měření a porovnávání rozptylu, používá se stejně jako standardní odchylka pro kvantifikaci změny. Jednotlivé odchylky od průměru jsou umocněny, sečteny a vyděleny hodnotou o jedničku menší, než je počet měření. Takto vypočtená hodnota se nazývá „stupeň volnosti“ (jinak také „degrees of freedom“).

Nejčastěji používaná variance v měření frekvenční stability v časové oblasti je Allanova variance. Níže je uvedeno i několik verzí Allanovy variance. Některé z nich poskytují lepší statistickou spolehlivost a umožňují rozlišovat mezi bílým a blikavým šumem. Další z možných variancí jsou Hadamardovy variance, které lépe zvládají frekvenční drift. Jedna z novějších možných variancí je variance s názvem Total a Théo 1.

Existují dvě hlavní kategorie variancí pro určování stability, Nemodifikované variance, které používají x různých vzorků a variance modifikované, které používají x různých průměrných vzorků. U Allanových variancí dosadíme $x = 2$, a u Hadamardových variancí dosadíme $x = 3$. Odpovídající odchylky jsou poté definovány jako faktor navýšení trvání rozdílu čtverců. Obvykle se volí časový úsek jednoho vzorku τ_0 a čas peridy τ . Tyto hodnoty v podstatě vyjadřují překrývání, či nepřekrývání odhadů stability. V Tab. 2.4 jsou uvedeny některé variance s krátkým popisem vlastností každé z nich.

Tab. 2.4 Přehled jednotlivých variancí a vlastností

Typ Variance	Vlastnosti
Standardní variance	Nekonverguje s některými šumy. Nepoužívá se.
Allanova variance	Klasická variance, používá se, pokud je vyžadována. Relativně malá spolehlivost.
Překrývající se Allanova variance	Univerzální, široce využívaná metoda.
Modifikovaná Allanova variance	Používá se pro rozlišení bílého a blikavého PM šumu
Time	Základní modifikace Allanovy variance.
Hadamardova variance	Neovlivňuje jí frekvenční drift a zpracovává odlišné šumy.
Překrývající se Hadamardova variance	Lepší spolehlivost než u Hadamardovy variance.
Total variance	Lepší spolehlivost v průměrech s dlouhým časem než Allanova variance
Modifikovaná Total variance	Lepší spolehlivost v průměrech s dlouhým časem než Modifikovaná Allanova variance
Time Total	Lepší spolehlivost v průměrech s dlouhým časem než Time variance
Hadamardova Total variance	Lepší spolehlivost v průměrech s dlouhým časem než Hadamardova variance
Thêo1 variance	Poskytuje informace o téměř celém záznamu.
ThêoH variance	Hybridní variance mezi Allanovou a Thêo1 variancí.

Další vlastnosti těchto variancí [3]:

- Všechny jsou obvykle vyjádřeny jako odchylky
- Všechny jsou normovány na standardní odchylky pro bílý šum
- Všechny, mimo standardní variance, konvergují na společných šumech
- Modifikované variance mají i další fáze průměrování, které rozšiřuje jak bílý, tak i blikavý šum
- Časově variabilní základna u modifikovaných typů variancí
- Překrývající se typy variancí jsou spolehlivější než normální variance
- Total variance poskytují lepší spolehlivost, než odpovídající překrývající se variance
- Thêo1 (Theoretical Variance #1) poskytuje údaje stability z 75% délky celého záznamu.
- Některé z těchto variancí jsou velmi výpočetně náročné, zejména pokud je výsledná stabilita hledaná na celém měřeném intervalu

2.4.1 Standardní variance

Jde o klasickou N-vzorkovou variaci, která je definována dle rovnice

$$s^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2 \quad (2.9)$$

kde y_i jsou N dílčí hodnoty frekvence, a $\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i$ je střední frekvence.

Standardní variance je obvykle vyjádřena jako druhá mocnina standardní odchylky s . Tato variance se nedoporučuje využívat při měření frekvenční stability, protože pro některé typy šumů tato metoda diverguje, např. pro blikavý šum.[2]

2.4.2 Allanova variance

Je nejvíce používaná variance při měření frekvenční stability v časové oblasti. Podobně, jako u standardní variance je měřeno dílčí kolísání frekvence, ale oproti standardní variaci má tu výhodu, že konverguje pro velkou většinu šumů.

Originální nepřekrývající se Allanova variance, nebo také dvou-vzorková variance je definována podle rovnice

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (y_{i+1} - y_i)^2 \quad (2.10)$$

kde y_i je i-tá hodnota dílčí frekvence průměrována z M částí za čas τ .

Při znalosti fáze může být Allanova variance vypočtena podle rovnice

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2)\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2} (x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i)^2 \quad (2.11)$$

kde x_i je i-tá hodnota z $N = M + 1$ naměřené fáze na časovém intervalu τ .

Tato variance je obvykle vyjádřena jako druhá mocnina rozptylu $\sigma_y(\tau)$. Allanova variance je stejná jako běžná variance pro FM šum, ale má velkou výhodu v tom, že konverguje pro většinu šumů a to včetně blikavého šumu. Konverguje na hodnotu, která je nezávislá na počtu vzorků. Přesnost této variance je závislá na druhu šumu, ale obecně se její přesnost stanovuje dle rovnice

$$\pm \frac{\sigma_y(\tau)}{\sqrt{N}} \quad (2.12).$$

2.4.3 Allanova variance s překrýváním

Allanova variance s překrýváním se používá pro zvýšení přesnosti normální Allanovy variance. Je založena na výpočtech, které využívají některé stejné (překrývající se) vzorky, přičemž je možno využít jakkoli velký soubor překrývajících se dat, jak je znázorněno na Obr. 2.6. Tímto mechanismem se zvyšuje přesnost výpočtu stability, ale zvýšená přesnost vyžaduje větší výpočetní výkon a větší dobu zpracování. Překrývané vzorky nejsou zcela nezávislé, ale navyšují celkovou nezávislost systému. Překrývání vzorků se nevztahuje na základní měřicí interval, který by měl být co nejmenší [3].

Allanova variance s překrýváním vzorků je definována dle rovnice

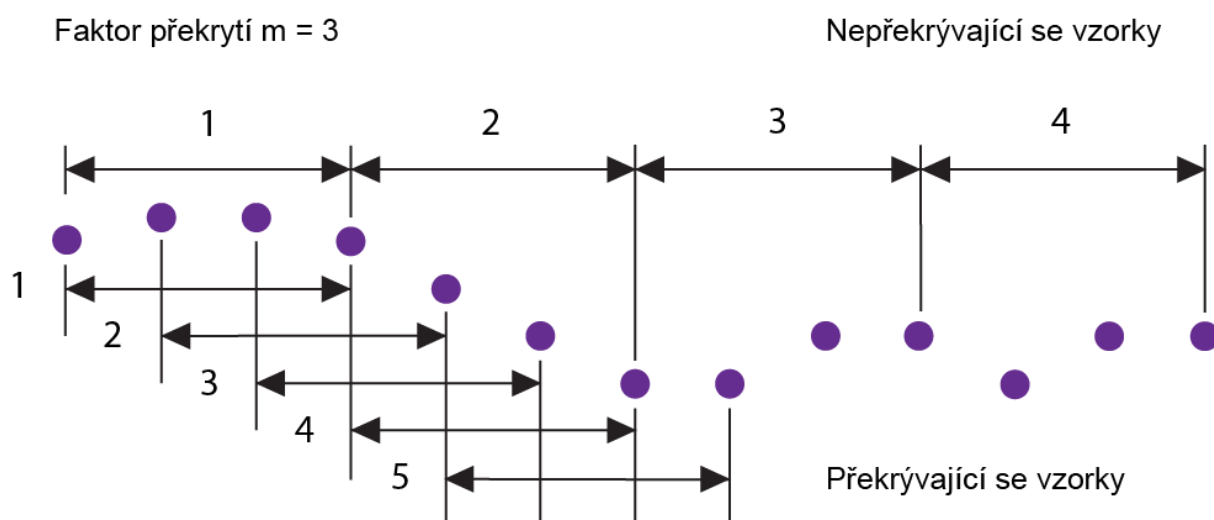
$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2m^2(M - 2m + 1)} \sum_{j=1}^{M-2m+1} \left[\sum_{i=1}^{j+m-1} (y_{i+m} - y_i) \right]^2 \quad (2.13)$$

kde m je faktor překrytí.

Při znalosti fáze může být Allanova variance s překrýváním vzorků vypočtena dle rovnice

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N - 2m)\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2m} (x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i)^2 \quad (2.14)$$

kde x_i je i -tá hodnota z $N = M + 1$ naměřené fáze na časovém intervalu τ .



Obr. 2.6 Znáznornění překrývajících se a nepřekrývajících se vzorků u Allanových variancí

2.4.4 Hadamardova variance

Jedná se o tří-vzorkovou varianci. Podobně, jako dvou-vzorková Allanova variance je nejčastěji využívána pro analýzu frekvenční stability zdrojů které mají vysoce rozdílný šum. Základem Hadamardovy variance je Hadamardova transformace, která vychází z Fourierovy transformace. Hadamardova transformace používá ortogonální, konvoluční, symetrické a lineární funkce na 2^m reálných číslech [4]. Hadamardova transformace poskytuje větší rozlišení než Allanova variance. Největší výhodou Hadamardovy variance, pro popis frekvenční stability v časové oblasti je nezávislost na lineárním frekvenčním driftu, což je důležité pro rubidiové atomové hodiny.

Variance je definována a popsána vzorcem v rovnici

$$H\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{6(M-2)} \sum_{i=1}^{M-2} (y_{i+2} - 2y_{i+1} + y_i)^2 \quad (2.15)$$

kde y_i je i -tá hodnota z M měřených dílčích frekvencí průměrovaných v čase τ .

Při znalosti fáze může být Hadamardova variaci vypočtena dle rovnice

$$H\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{6\tau^2(N-3)} \sum_{i=1}^{N-3} (x_{i+3} - 3x_{i+2} + 3x_{i+1} - x_i)^2 \quad (2.16)$$

kde x_i je i -tá hodnota z $N = M + 1$ naměřené fáze na časovém intervalu τ .

Podobně jako u Allanovy variance je i Hadamardova variance vyjádřena druhou mocninou Hadamardovy odchylky.

2.4.5 Hadamardova variance s překrýváním

Stejně jako u Allanovy variance s překrýváním využívá maximum vzorků k výpočtu a tím ke zpřesnění měřených dat. Může využívat data ze souboru M naměřených hodnot pro průměrování po dobu $\tau = m\tau_0$, kde m je překrývací se faktor a τ_0 je základní měřený interval.

Hadamardova variance s překrýváním je definována pomocí rovnice

$$H\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{6m^2(M-3m+1)} \sum_{j=1}^{M-3m+1} \left[\sum_{i=j}^{j+m-1} (y_{i+2m} - 2y_{i+m} + y_i) \right]^2 \quad (2.17)$$

kde y_i je i -tá hodnota z M dílčích měřených frekvencí v každém měření.

Se znalostí fáze lze tuto variaci vypočíst dle rovnice

$$H\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{6\tau^2(N-3m)} \sum_{i=1}^{N-3m} (x_{i+3m} - 3x_{i+2m} + 3x_{i+m} - x_i)^2 \quad (2.18)$$

kde x_i je i -tá hodnota z $N = M + 1$ naměřené fáze v každém měření.

3 MĚŘENÍ

Tato kapitola se zabývá teorií měření se zaměřením na možné chyby při měření. V jednotlivých podkapitolách jsou popsány hlavně nejistoty při přímém měření, nejistoty při nepřímém měření a jejich vyjadřování. Je zde také řešena problematika kalibrace zařízení a rozbor nutnosti kalibrace.

Obecně lze měření definovat jako poznávací proces, jehož cílem je zjištění výskytu, velikosti a případně směru měřené veličiny při využití známých fyzikálních jevů a zákonů. Výstupem takového poznávacího procesu je hodnota, která je vztažena k jednotce měřené veličiny. Tyto jednotky jsou součástí mezinárodně smluvené soustavy jednotek SI. Soustava jednotek se skládá ze základních jednotek a jednotek odvozených. Soustava SI byla v ČR přijata v roce 1990 a to zákonem číslo 505/1990 Sb., o metrologii. Od té doby bylo přijato mnoho úprav a vyhlášek, které upravují původní znění. Kompletní znění tohoto zákona je k dispozici v [6].

3.1 Metody měření kmitočtu

Každá fyzikální veličina má jiný charakter a je tedy nutné zvolit správnou měřicí metodu. V odstavcích níže jsou krátce popsány čtyři metody měření kmitočtu. Nejprve je třeba definovat několik pojmů.

Kmitočet je počet opakování periodického děje za jednot času, čili za 1s. Sekunda je definována, dle soustavy SI jako doba trvání 9 192 631 770 period záření, které odpovídá přechodu elektronu mezi dvěma sousedními hladinami základního stavu atomu Cesia 133. Cesiový rezonátor také tvoří základní frekvenční etalon s kmitočtem 9 192,631770 MHz.

Kmitočet a čas jsou pevně svázány vztahem v rovnici

$$f[\text{Hz}] = \frac{1}{T[\text{s}]} \quad (3.1)$$

Existují 4 základní metody měření kmitočtu:

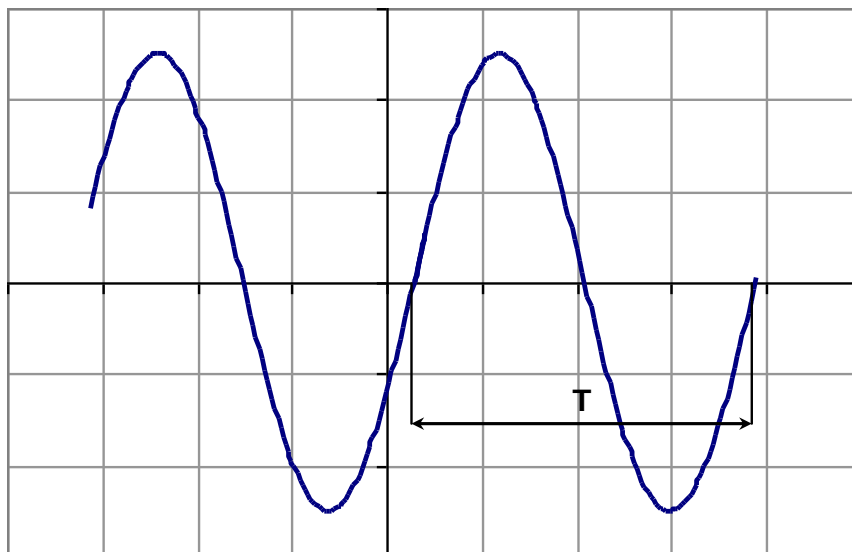
- Měření osciloskopem
- Výhylková metoda
- Měření čítačem
- Jazyčkový kmitoměr

3.1.1 Metoda měření osciloskopem

Tato metoda využívá vizuálního zobrazení signálu na obrazovce osciloskopu. V režimu osciloskopu Y – t, tj. časové zobrazení signálu, lze u základních signálů určit periodu měřením času, který odpovídá době průchodu signálu předem definovanou úrovní, často 0V. Ukázka měření touto metodou je na Obr. 3.1. Délka periody je dána vztahem v rovnici

$$T = k_t \cdot n \quad (3.2)$$

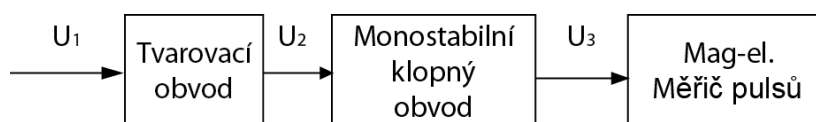
kde k_t je hodnota časové konstanty osciloskopu (TIME/DIV), a n vyjadřuje počet dílků. Následně je tato hodnota času přepočtena dle rovnice (3.1).



Obr. 3.1 Měření kmitočtu pomocí osciloskopu

3.1.2 Výhylková metoda

Tato metoda měří frekvenci nepřímo a je určena pouze pro měření sinusových průběhů. Blokové zapojení měřicího systému je zobrazeno na Obr. 3.2.

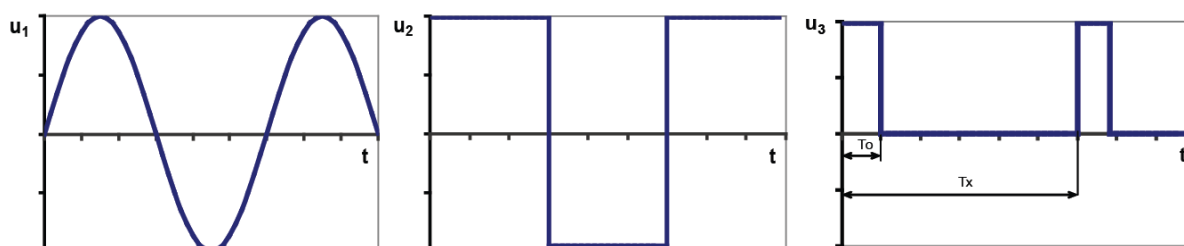


Obr. 3.2 Blokové zapojení výhylkové měřicí metody

Pro zjištění hodnoty frekvence je signál nejprve převeden na obdélníkový a následně se měří hustota impulsů. Výsledná frekvence je poté následně vypočtena dle rovnice

$$U_s = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_x} u_3 dt = \frac{1}{T_x} \int_0^{T_0} U_3 dt = U_3 T_0 f_x = k f_x \quad (3.3)$$

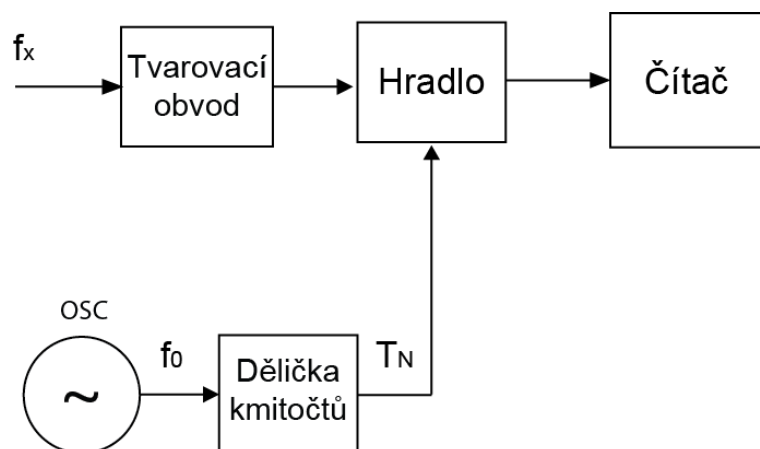
Průběhy zpracování v jednotlivých blocích jsou zaznamenány na Obr. 3.3.



Obr. 3.3 Průběhy signálu v jednotlivých blocích výhylkové metody měření kmitočtu

3.1.3 Metoda měření kmitočtu čítačem

Jedná se o nejpoužívanější metodu měření kmitočtu u digitálních měřicích přístrojů. Je založena na přítomnosti dalšího oscilátoru se známým kmitočtem, který je mnohonásobně vyšší, než měřený. Principiální schéma je ukázáno na Obr. 3.4.



Obr. 3.4 Blokové zapojení metody měření kmitočtu čítačem

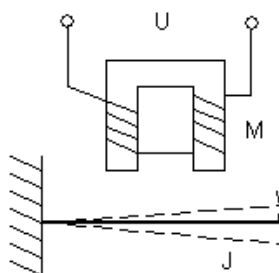
Vstupní signál je nejprve tvarován v tvarovacím obvodu. Upravený signál poté spíná hradlo, které propojí vnitřní oscilátor s čítačem. Čítač počítá impulsy lokálního oscilátoru upravené děličkou a výsledkem je počet impulsů N za jednotku času T_N . Požadovaná frekvence se následně vypočte dle rovnice

$$f_x = \frac{N}{T_N} \quad (3.4)$$

Při měření touto metodou je nutné správně nastavit rozhodovací úroveň spínacího hradla. Při nesprávném nastavení může docházet k „falešným“ sepnutím vlivem různých zákmitů. Výsledkem této chyby je mnohonásobně vyšší změřený kmitočet. Pro snadnou eliminaci této chyby je třeba znát alespoň řádovou hodnotu kmitočtu měřeného oscilátoru.

3.1.4 Měření pomocí jazýčkového rezonančního kmitoměru

Jedná se o zařízení, které je určeno pro měření především síťového kmitočtu. Základem této metody je budící cívka, která svým elektromagnetickým polem, které je buzeno vstupním signálem, vychyluje rezonanční jazýček. Měřicí systém obsahuje sadu feromagnetických jazýčků, které mají rozdílné rezonanční kmitočty. Rozkmitaný jazýček přímo ovlivňuje ručku přístroje a přímo zobrazuje hodnotu kmitočtu na stupnici. Principiální schéma tohoto systému je na Obr. 3.5.



Obr. 3.5 Principiální zapojení jazýčkového rezonančního kmitoměru

3.2 Nejistoty měření

V praxi nejsou žádná měření, žádná měřicí metoda ani přístroj absolutně přesné. Měřená hodnota je vždy zatížena nejrůznějšími negativními vlivy, které se projeví jako odchylka naměřené a skutečné hodnoty, což vede k tomu, že naměřené hodnoty se vždy pohybují v určitém „tolerančním poli“ okolo skutečné hodnoty. Odchylku naměřené hodnoty od hodnoty skutečné nazýváme chybou měření.

Chyby se vyjadřují v absolutní nebo v relativní míře. Podle působení lze chyby rozdělit na systematické, náhodné a hrubé chyby, a podle zdroje chyb můžeme chyby dále dělit na chyby přístroje, metody, pozorování a vyhodnocení.

Systematické chyby jsou při stálých podmínkách stále co do působení, do velikosti, tak i znaménkem a svým působením systematicky ovlivňují výsledek. Jejich působení je do jisté míry možné zmenšit pomocí různých korelací a kompenzací. Nahodilé chyby působí zcela nahodile a jsou těžko předvídatelné. Z tohoto důvodu je nelze vyloučit. Při opakovaném měření tato chyba mění svou velikost i znaménko. K částečnému potlačení vlivu této chyby se používá statistické zpracování výsledků. Tato chyba podléhá určitému rozdělení a díky statistickému přístupu lze výslednou hodnotu odhadnout přesněji a vliv chyby částečně potlačit. V praxi se nejčastěji používá normální Gaussovo rozložení. Hrubé chyby jsou zcela nevyzpytatelné. Měření zatížené hrubou chybou znehodnotí celý experiment. Hodnoty měření s hrubou chybou výrazně vybočují z řady ostatních měřených hodnot, a proto je nutné je vyloučit z dalšího zpracování. Omezení výskytu hrubé chyby je možné jen důsledným dodržováním měřicího postupu a zvýšenou pozorností obsluhy.

3.2.1 Zdroje nejistot

Jako zdroj nejistot lze označit veškeré jevy, které svým působením ovlivňují neurčitost a jednoznačnost hodnoty měřené veličiny od hodnoty skutečné. Na nejistoty působí výběr měřicí metody, volba měřicích přístrojů, analogových, či digitálních, výběr použitých filtrů, čítačů, vzorkovačů a dalších měřicích prostředků.

Nejčastěji se vyskytující se zdroje nejistot:

- nedokonalá či neúplná definice měřené veličiny nebo její realizace
- nevhodný výběr přístroje – špatná rozlišovací schopnost, malý či velký rozsah, aj.
- nevhodný výběr vzorků měření
- nevhodný postup při měření
- zjednodušování a zaokrouhlování konstant a převzatých hodnot
- linearizace, aproximace, interpolace či extrapolace při vyhodnocování
- neznámé, či nekompensované vlivy prostředí
- nedodržení shodných podmínek při opakovaném měření
- vlivy obsluhy
- nepřesnost etalonů a referenčních materiálů

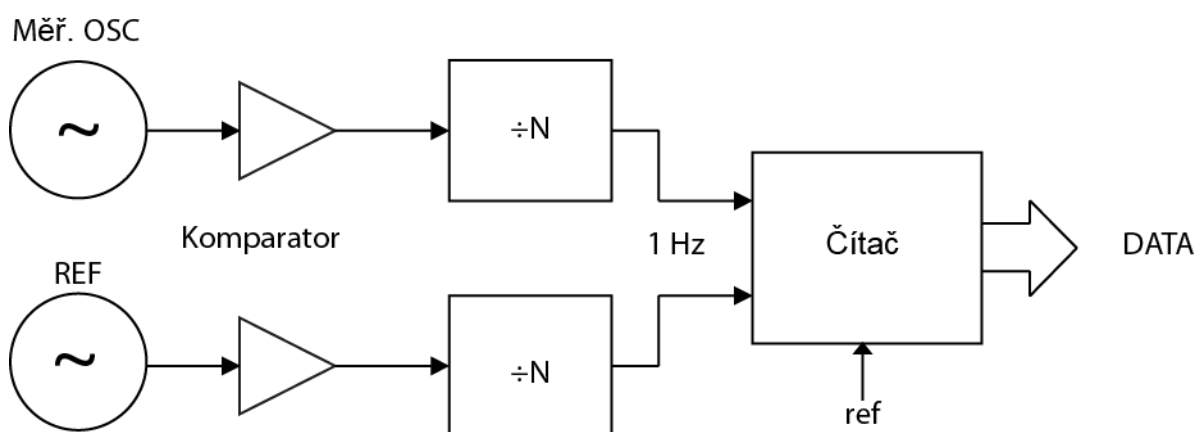
4 SYSTÉMY PRO MĚŘENÍ FREKVENČNÍ STABILITY

Tato kapitola se zabývá jednotlivými měřicími systémy pro měření frekvenční stability. U všech zde uvedených systémů je naznačeno principiální blokové schéma, a ke každému měřicímu systému jsou uvedeny jeho vlastnosti, výhody a nevýhody v porovnání s ostatními systémy.

Za frekvenční měřicí systém je možné považovat takové zařízení, které disponuje dvěma vstupy pro připojení dvou oscilátorů, z nichž jeden je pro měřený oscilátor a druhý je pro připojení srovnávacího přesnějšího oscilátoru, který je použit jako reference. Tyto systémy mohou nabývat různých podob, od přímého měření, s použitím frekvenčního čítače až po zařízení využívající několika kanálové porovnávací systémy s využitím mnoha oscilátorů. Nejdůležitějším parametrem měřicí soustavy je její rozlišovací schopnost. Jako vysoce kvalitní rozlišovací schopnost systému se považuje rozlišení 1 pikosekunda/sekundu (10^{-12}) nebo lepší. Rozlišení digitální frekvence, periody nebo hodin čítače je dána hlavně jeho rychlostí. Toto rozlišení se obvykle zvyšuje s rostoucím intervalem, na kterém je měření průměrováno. Dalším důležitým parametrem měřicího systému je šum vlastního měřiče. Jedním z nejdůležitějších parametrů měřicího systému je dostatečná přesnost referenčního oscilátoru.

4.1 Metoda čítače v časovém intervalu

Tato metoda používá na vstupu systému komparátor a děličku kmitočtu pro každý vstup. Tím je vstupní frekvence snížena na velmi malý kmitočet, typicky 1 Hz. Poté se v čítači s vysokým rozlišením měří časový interval rozdílu jednotlivých vstupů. Celý tento postup je znázorněn na principiálním blokovém schématu na Obr. 4.1.

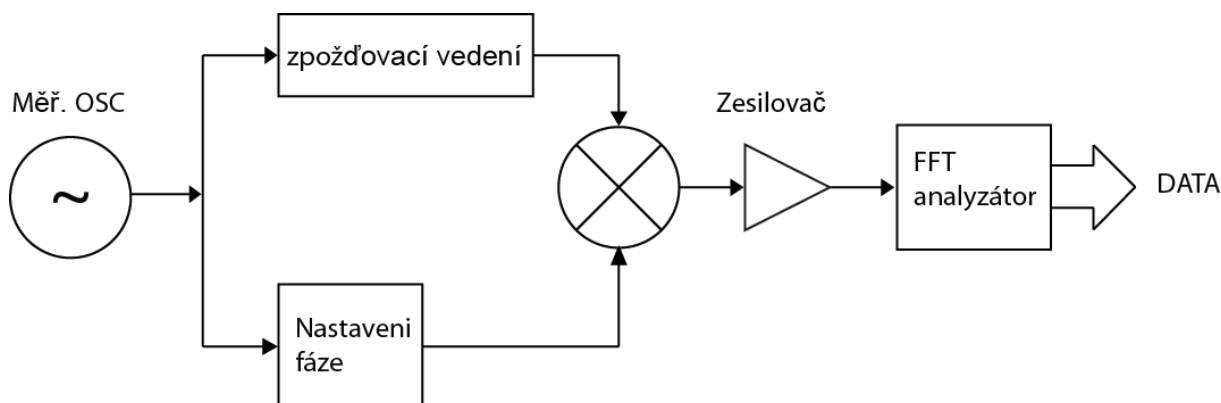


Obr. 4.1 Blokové schéma měřicí metody s čítačem v časovém intervalu

Tuto metodu lze obvodově realizovat až v posledních letech, a to díky příchodu moderních digitálních čítačů s vysokým rozlišením, okolo 10ps či vyšším. Rozlišení čítače neovlivňuje poměr pro stanovení minimální doby měření, ale určuje délku jednoho měření. Čítač po dobu měření nesmí přetéct, jinak by zavedl do systému velkou chybu, která se obtížně odstraňuje z finálního souboru dat. [2]

4.2 Metoda kmitočtového diskriminátoru se zpožďovacím vedením

Další metodou pro měření fázového šumu pro nižší frekvence je metoda kmitočtového diskriminátoru. Kmitočtový diskriminátor je zde realizován pomocí zpožďovacího vedení. Výhodou této metody je absence referenčního oscilátoru s nízkým fázovým šumem. Principiální funkční blokové schéma je na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Blokové schéma měřicí metody kmitočtového diskriminátoru se zpožďovacím vedením

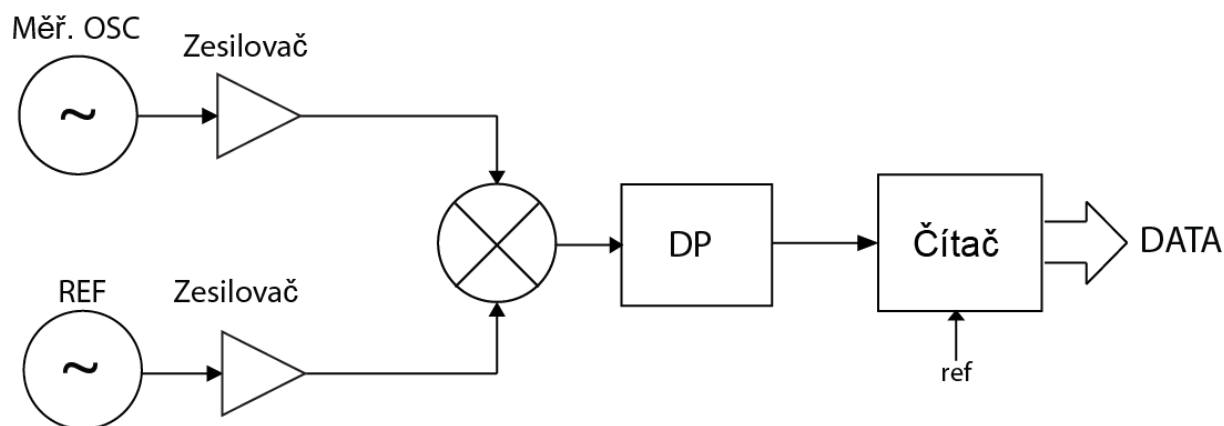
Signál z měřeného oscilátoru se rozdělí do dvou větví. V jedné větvi je signál přiveden na vstup fázového posouvače, fázově upraven tak, aby bylo možné nastavit kvadraturu mezi oběma signály a poté přiveden na vstup směšovače. Ve druhé větvi je signál přiveden na vstup zpožďovacího vedení, kde je signál zpožděn o τ a následně je přiveden na vstup směšovače. Výsledek, který vznikne po směšování takto upravených signálů, je úměrný změnám frekvence oscilátoru. Citlivost tohoto systému je přímo úměrná délce zpožďovacího vedení, ale zároveň se se zvyšující délkou snižuje maximální použitelný ofsetový kmitočet. Dalším problémem může být útlum na zpožďovacím vedení, který ovlivňuje citlivost. Tento problém je možné řešit správnou kalibrací systému před začátkem měření.[5]

4.3 Metoda s využitím heterodynu

Metoda využívá principu heterodynu, tedy přesněji využívá referenčního oscilátoru a směšovače signálu. Referenční oscilátor musí mít mnohem menší fázový šum než měřený oscilátor. Výhodou použití směšovače je zvýšení přesnosti měření frekvence díky tzv. heterodyn faktoru (viz níže). Principiální funkční blokové schéma je ukázáno na Obr. 4.3.

Základem této metody je princip zachování informace o fázi při směšování signálu. Využití směšovače a rozdílového kmitočtu je klasická cesta, jak získat vysoké rozlišení při měření frekvence při použití klasického čítače. Např. při směšování signálu o frekvenci 10MHz a 9.9999MHz vznikne na výstupu směšovače rozdílová složka o frekvenci 100Hz, jehož frekvenční změny jsou rozšířeny o heterodyn faktor $\frac{10\text{MHz}}{100\text{Hz}} = 10^5$. Díky tomuto principu se zvýší přesnost čítače, např. u čítače s přesností 100ns, pro 10MHz signál, se zvýší přesnost na 1ps. [2][5]

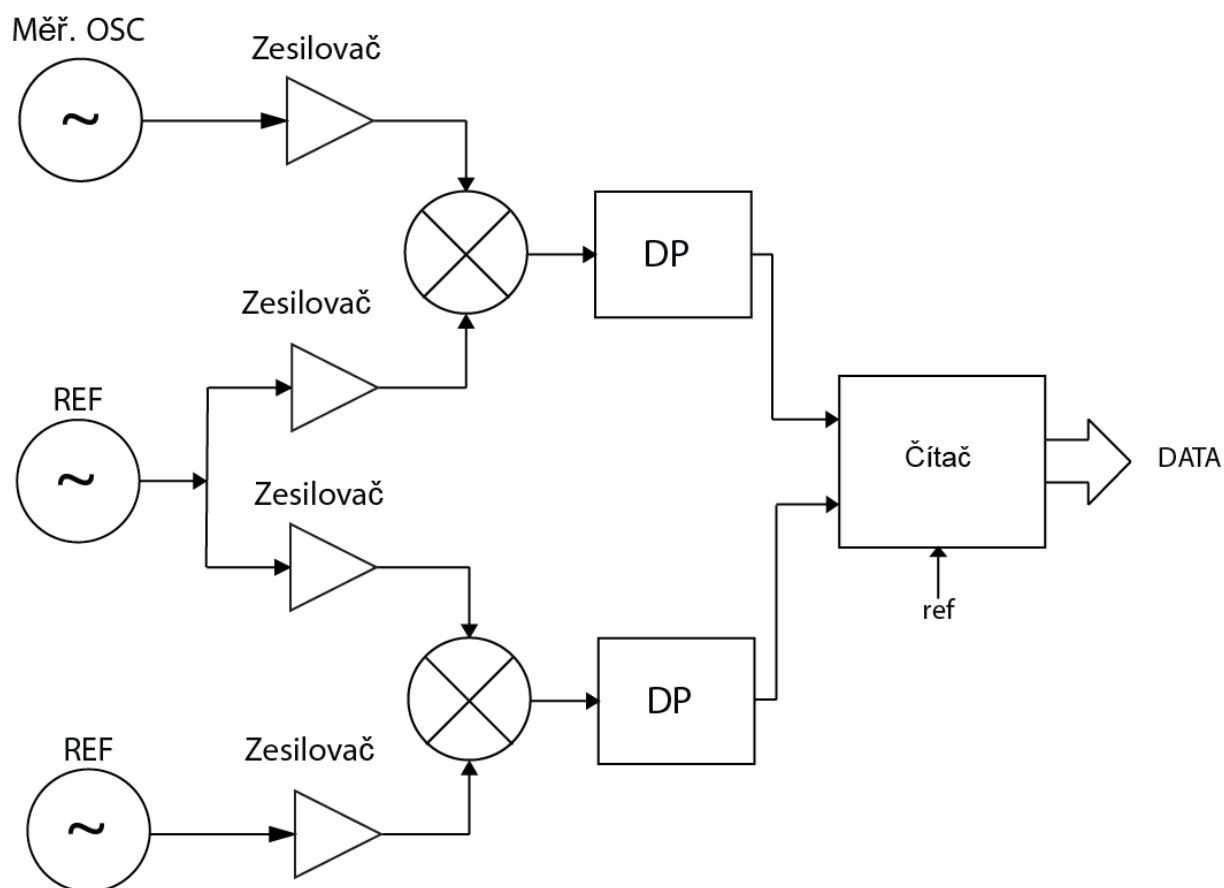
Nevýhodou této metody je vysoký požadavek na stabilní směšovač.



Obr. 4.3 Blokové schéma měřící metody s využitím heterodynu

4.4 Metoda čítače v časovém intervalu s dvojím směřováním

Tato metoda kombinuje vlastnosti metody čítače v časovém intervalu a metody s využitím heterodynu. Principiální funkční blokové schéma je naznačeno na Obr. 4.4.



Obr. 4.4 Blokové schéma měřící metody čítače v časovém intervalu s dvojím směřováním

Tato metoda je považovaná za nejpreciznější metodu pokud jde o měření frekvenční stability, protože jak již bylo zmíněno, kombinuje vlastnosti předchozích metod. Tuto metodu, v multikanálovém provedení, také používá mnoho laboratoří. [2]

4.5 Přehled vlastností jednotlivých metod

Pro větší přehlednost při výběru metody jsou hlavní vlastnosti jednotlivých metod shrnuty v následující tabulce Tab. 4.1.

Tab. 4.1 Přehled vlastností jednotlivých metod pro měření frekvenční stability

Název metody	Popis
Metoda čítače v časovém intervalu	Metoda je určena spíše pro oscilátory nižších frekvencí. Při realizaci se klade velký důraz na rozlišení čítače, který ovlivňuje pořizovací cenu.
Metoda kmitočtového diskriminátoru se zpožďovacím vedením	Metoda je určena pro oscilátory kmitajících na nižších frekvencích. Velkou výhodou této metody je absence referenčního oscilátoru. Další výhodou je potlačení nosné a potlačené amplitudového šumu. Nevýhodou je omezený kmitočtový rozsah.
Metoda s využitím heterodynu	K měření využívá referenčního oscilátoru. Výhodou je uplatnění heterodyn faktoru pro zvýšení přesnosti čítače. Díky tomu je možno využít klasický, levný čítač. Nevýhodou jsou vysoké nároky na směřovač.
Metoda čítače v časovém intervalu s dvojím směřováním	Kombinuje vlastnosti předchozích metod. Jedná se o relativně komplexní metodu. Její nevýhodou je velká složitost.

5 NÁVRH SYSTÉMU PRO MĚŘENÍ FREKVENČNÍ STABILITY

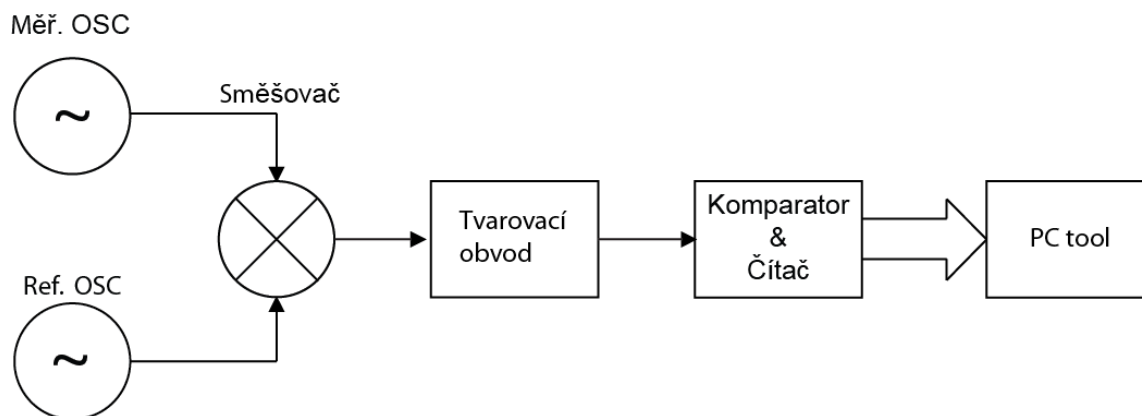
Tato kapitola se zabývá výběrem a návrhem vhodných metod pro realizaci měřicího přípravku pro měření frekvenční stability v časové oblasti. Dále jsou zde popsány možnosti provedení jednotlivých bloků zařízení.

Jako u každého návrhu jakéhokoliv zařízení je třeba nejprve specifikovat jednotlivé požadavky a parametry, kterých by se mělo při návrhu dosáhnout, proto ani zde nemůžou chybět. Jak již bylo uvedeno v úvodu, cílem této práce je navrhnout měřicí systém pro měření frekvenční stability oscilátorů v časové oblasti. Pro tento systém bylo potřeba navrhnout zařízení, které je schopné zachytit jednotlivé časové fluktuace a pomocí převodníků tyto údaje odeslat do PC, kde jsou dále zpracovány a vyhodnocovány. Jedním z dalších požadavků je možnost uložit surová data, která přicházejí z převodníku, aby mohla být zpracovávána a analyzována v dalších programech. V neposlední řadě bylo nutné navrhnout a napsat PC program, který používá statistické zpracování dat pro vyhodnocování odchylek od střední hodnoty.

5.1 Blokové schéma měřicího systému

Pro lepší přehlednost a orientaci v celém měřicím systému je na obr. 4.1. Jak je vidět z blokového schématu, byla vybrána měřicí metoda s využitím heterodynu. Tato metoda využívá k získání údajů o časových fluktuacích referenční oscilátor a směšovač. Tato metoda je blíže teoreticky popsána v kapitole 3.3 a [3]. Už z principu této metody je vidět, že klade poměrně vysoké nároky na referenční oscilátor a na použitý směšovač. Ovšem velkou výhodou této metody je, že klade poměrně malé nároky na výpočetní výkon a přesnost převodníku. Důsledkem toho lze použít za směšovačem běžné součástky a integrované obvody i při zachování vysoké přesnosti. Dalším důvodem pro volbu této metody je její menší složitost než u metody s dvojím směšováním a měřením v časovém intervalu, což příznivě ovlivňuje cenu zařízení.

V následujících kapitolách jsou popsány jednotlivé funkční bloky tohoto zařízení jak jsou naznačeny na obrázku níže.



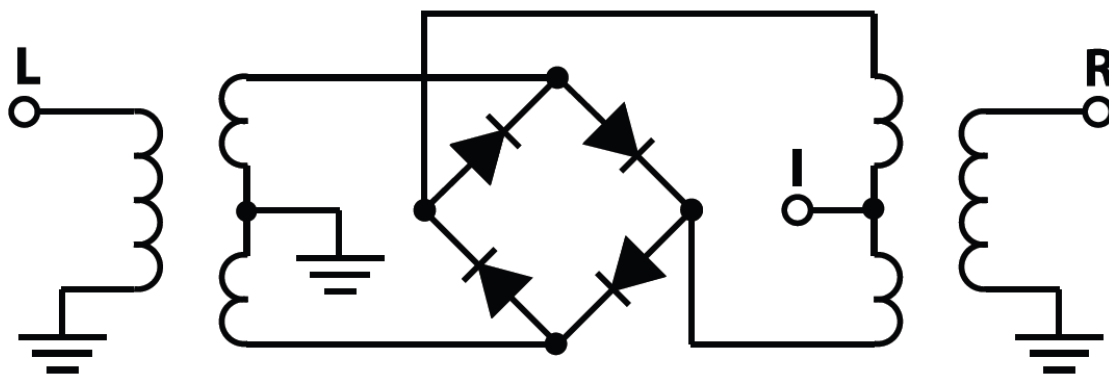
Obr. 5.1 Blokové schéma měřicího systému

5.2 Směšovač signálu

Směšovač je zařízení či součástka, ve které dochází k přeměně kmitočtů díky nelinearitě použitých prvků. Na výstupu směšovače se objeví vstupní signál jednoho i druhého zdroje a navíc i jejich součet, rozdíl a násobky vstupních signálů. V následném filtru je poté vybrána jedna konkrétní složka.

Podle fyzikálního principu, na kterém směšovač pracuje, se rozdělují do dvou skupin. Směšovače v první skupině se nazývají aditivní směšovače. Mezi ně patří například směšovače s nelineárním odporem, diodové směšovače, směšovače s bipolárním tranzistorem, směšovače s FET tranzistorem (řízené polem) aj. Směšovače v druhé skupině se nazývají směšovače parametrické nebo také multiplikativní. Patří sem směšovače tvořené kvazilineárním směšovacím prvkem, jehož parametry se mění s časem a se vstupním signálem. V současnosti jsou nejčastěji tvořeny dvou-hradlovým MOSFET tranzistorem, více-hradlovými elektronkami, či monolitickými tranzistorovými obvody.

Pro tuto aplikaci byl zvolen aditivní, dvojité vyvážení diodový směšovač, který dokáže směšovat signály do základního pásma nebo do jeho okolí. Blokové zapojení takového směšovače je na Obr. 5.2, kde L značí vstup pro lokální oscilátor, R označuje vstupní svorku signálu a I označuje výstupní svorku směšovače [7][8].



Obr. 5.2 Principiální zapojení použitého směšovače

5.3 Tvarovací obvod

Na výstupu směšovače se nachází velké množství kmitočtů, ze kterých je potřeba vybrat jen jeden potřebný kmitočet a zbylé utlumit tak, aby neovlivňovaly další průběh měření. Dále je třeba tento signál upravit pro další zpracování. Tato část se skládá ze dvou samostatně funkčních částí a to z filtru a samotného obvodu určeného k úpravě signálu.

5.3.1 Filtry

Z principu měřicí metody, popsané v kapitole 4.3, je třeba získat rozdílový signál z frekvencí na vstupu směšovače. Kvůli tomuto požadavku musí tvarovací obvod obsahovat dolní propust, která musí být nastavena tak, aby propustila pouze rozdílovou složku a ostatní složky potlačila natolik, aby se při dalším zpracování považovaly za šum.

Důležitým parametrem filtru přitom musí být zachování vysoké linearity, aby nedocházelo k nežádoucímu zkreslení. V základu se filtry dělí na dvě skupiny. První jsou filtry pasivní, které jsou složené z pasivních prvků, jako jsou rezistory, kondenzátory a tlumivky (cívky). Druhou skupinou jsou filtry aktivní, které využívají aktivní prvky, jako jsou operační zesilovače, tranzistory apod. Aktivní filtry kompenzují ztráty, které vznikají na jeho pasivních částech a obvykle mají větší strmost přechodu z propustné do nepropustné oblasti.

V aplikacích jako je tato, kdy je třeba utlumit relativně frekvenčně vzdálené kmitočty, $f_1 - f_2$ a $f_1 + f_2$, kdy jsou jejich spektrální čáry od sebe vzdálené i několik MHz, plně dostačují filtry 1. či 2. řádu. Řád filtru popisuje polynom, který je použit při modelování přenosové charakteristiky daného filtru. Obecně platí, že čím vyšší řád filtru, tím je i složitější zapojení a s tím roste i cena daného filtru.

5.3.2 Zesilovač a tvarovač signálu

Druhou částí tvarovací bloku je samotný tvarovač signálu a výstupní zesilovač. Protože jako další krok ve zpracování signálu je jeho digitalizace, je potřeba signál zesílit a upravit jeho průběh tak, aby bylo možné takto upravený signál zpracovat na vstupní bráně procesoru či jiné vstupní jednotce.

V této konkrétní aplikaci se vstupní sinusový signál bude zesilovat na úroveň signálu TTL či CMOS logiky a zároveň se upraví tvar signálu tak, aby přechody nulou byly co nejrychlejší. V ideálním případě by tvarovací obvod udělal ze vstupního sinusového signálu obdélníkový signál na výstupu s amplitudou odpovídající požadované logice (TTL či CMOS) a střídou přesně 50%.

5.4 Komparátor & čítač

Další a zároveň poslední hardwarovou částí měřicího systému je digitální čítač s komparátorem. Tato část má za úkol zjistit hodnotu okamžité frekvence vstupního signálu. Pro vlastní měření kmitočtu byla vybrána metoda měření frekvence čítačem, jejichž princip byl blíže popsán v kapitole 3.1.3.

Komparátor je obecný obvod, který porovnává dvě hodnoty a rozhoduje, která z nich je větší. Na základě znalostí o velikosti obou porovnávaných hodnotách se na výstupu komparátoru objeví log „0“ v případě kdy je vstupná úroveň napětí nižší než referenční. V případě, kdy vstupní hodnota napětí přesáhne hodnotu napětí na referenčním vstupu objeví se na výstupu komparátoru log „1“. V praxi se nejčastěji uplatňuje při čekání na definovanou událost, např. při detekci vyšší hodnoty dojde k vyvolání přerušení procesoru ap.

Čítač je obecně zařízení, které počítá nebo odpočítává, kolikrát proběhla určitá událost či proces. Prakticky přičítá či odčítá jedničku pokaždé, když přijde na jeho vstup čítací impuls. Nejčastěji bývá zhotoven z logických obvodů, které umožňují čítání směrem nahoru i dolů, kdykoliv vynulovat daný čítač, nebo nastavit čítač na jakoukoliv počáteční hodnotu. Čítače se vyrábí jako samostatné obvody a jsou součástí každého procesoru.

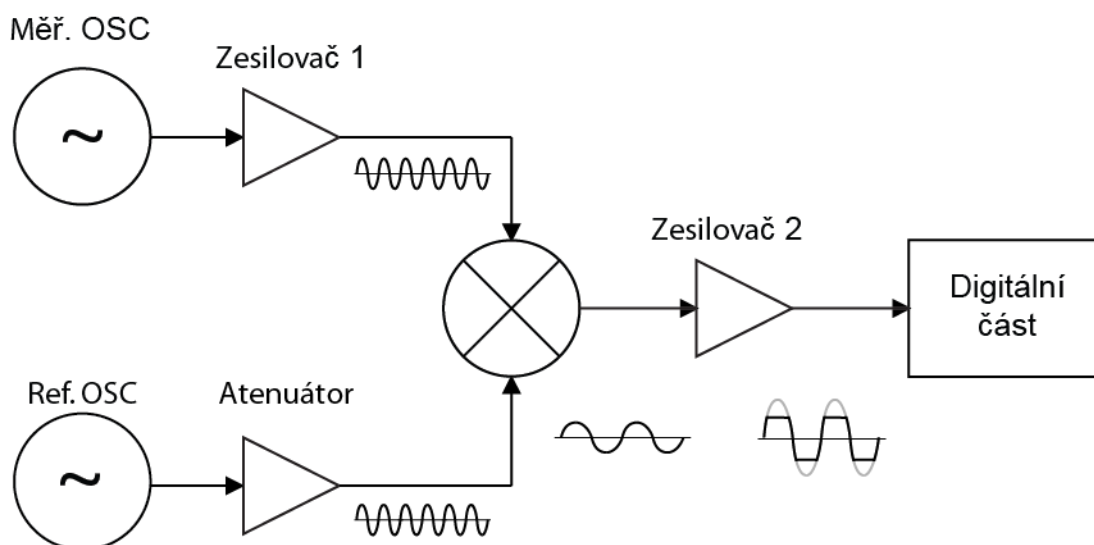
6 OBVODOVÉ ŘEŠENÍ

Tato kapitola se zabývá samotným výběrem vhodných součástek na realizaci jednotlivých bloků, je zde stručně popsána jejich funkce a parametry, a v neposlední řadě tato kapitola obsahuje obvodové zapojení navržených bloků a simulace některých jeho částí.

Celá hardwarová část zařízení se skládá ze dvou plošných spojů, čímž je zajištěno oddělení analogové vysokofrekvenční část a digitální část. Rozdělení zařízení na více plošných spojů sice snižuje mechanickou odolnost celého zařízení, ale díky hardwarovému oddělení jednotlivých funkčních bloků se nabízí možnost jednoduché rozšiřitelnosti zařízení. Analogová vysokofrekvenční část musí být lépe stíněná, aby neporušovala předpisy o možném elektromagnetickém vyzařování a také aby neovlivňovala funkci mikroprocesoru v digitální části. O digitální zpracování signálu se stará mikroprocesor, který zároveň plní funkci komparátoru a čítače. Dalším důležitým úkolem procesoru je zajistit komunikaci a přenos dat k dané aplikaci v PC. Úplné schématické zapojení celého přípravku je v příloze č. 1, návrh plošného spoje pak v příloze č. 2.

6.1 Analogová vysokofrekvenční část

Tato část zařízení zpracovává analogový signál. Pro lepší orientaci v následujícím textu je na Obr. 6.1 naznačeno blokové schéma této části, ve kterém je naznačeno i postupné zpracování vstupního signálu.



Obr. 6.1 Blokové schéma analogové části měřicího přípravku

Ústředním prvkem této části je směšovač, který provádí konverzi frekvence signálu směrem dolů. Následuje operační zesilovač, který převede úroveň vstupního signálu na výstup tak, aby signál bylo možné dále zpracovávat digitálně. Na vstupu směšovače se nacházejí vstupní obvody tvořené atenuátory a předzesilovačem. Tyto prvky mají zařídit optimální výkonové podmínky pro správnou funkci směšovače.

6.1.1 Směšovač signálů

Jak již bylo zmíněno výše, směšovač je jedním se stěžejních prvků celého systému. Jsou na něj kladeny poměrně vysoké nároky, aby nedocházelo ke zkreslování signálu a tím k chybnému měření.

Ideální směšovač má neomezené vstupní a výstupní frekvence, má nulové konverzní ztráty, jeho porty jsou navzájem absolutně izolované a je lineární v jakémkoliv rozsahu kmitočtů.

Jak již bylo zmíněno v kapitole 5.2, vybraný směšovač pro tuto aplikaci je dvojité vyvážený diodový směšovač. Konkrétně se jedná o směšovač s označením ADE – 1+ od firmy Mini-Circuits. Pasivní směšovač byl zvolen z důvodu dobrých parametrů a jednoduchosti implementace. Aktivní směšovače mají poměrně vysoké nároky na napájecí zdroje a přesnost okolních součástek. Vnitřní stavba vybraného směšovače přesně odpovídá principiálnímu zapojení, které je uvedeno na Obr.4.2.

Výhody směšovače ADE – 1+:

- malé konverzní ztráty (průměrně 5dB)
- na výstupu směšovače bude jen součtový a rozdílový signál
- vysoká izolační schopnost všech portů (typ. 55dB)
- není potřeba žádného externího napájení

Jeho další výhodou je, že na vstupních svorkách jsou transformátory, které zajišťují impedanci vstupních svorek 50Ω. Díky tomu není potřeba dalších přizpůsobovacích obvodů, které by upravovaly impedanci.

Mezi nevýhody tohoto směšovače patří citlivost na zakončovací impedanci. Z této nevýhody plyne, že je nutné dodržet impedanční podmínky vstupů a výstupů směšovače.

Další důležité parametry vybraného směšovače jsou shrnuty v Tab. 6.1.

Tab. 6.1 Vlastnosti použitého směšovače ADE - 1+

Frekvenční rozsah vstupů LO a RF	0.5 – 500MHz
Frekvenční rozsah výstupu IF	DC – 500 MHz
Potřebný výkon na vstupu RF	50 mW
Potřebný výkon na vstupu LO	5 mW
Konverzní ztráty	Průměrně 5dB, max 6.5dB
Izolace portů LO – RF	Typ. 55 dB (min. 35 dB)
Izolace portů LO – IF	Typ. 40dB (min. 25dB)
IP3 (uprostřed přenosového pásma)	15 dBm
Úroveň LO signálu	Typ. 7 dBm
Úroveň RF signálu	Max. 17 dBm
Pracovní rozsah teplot	-40°C až 85°C

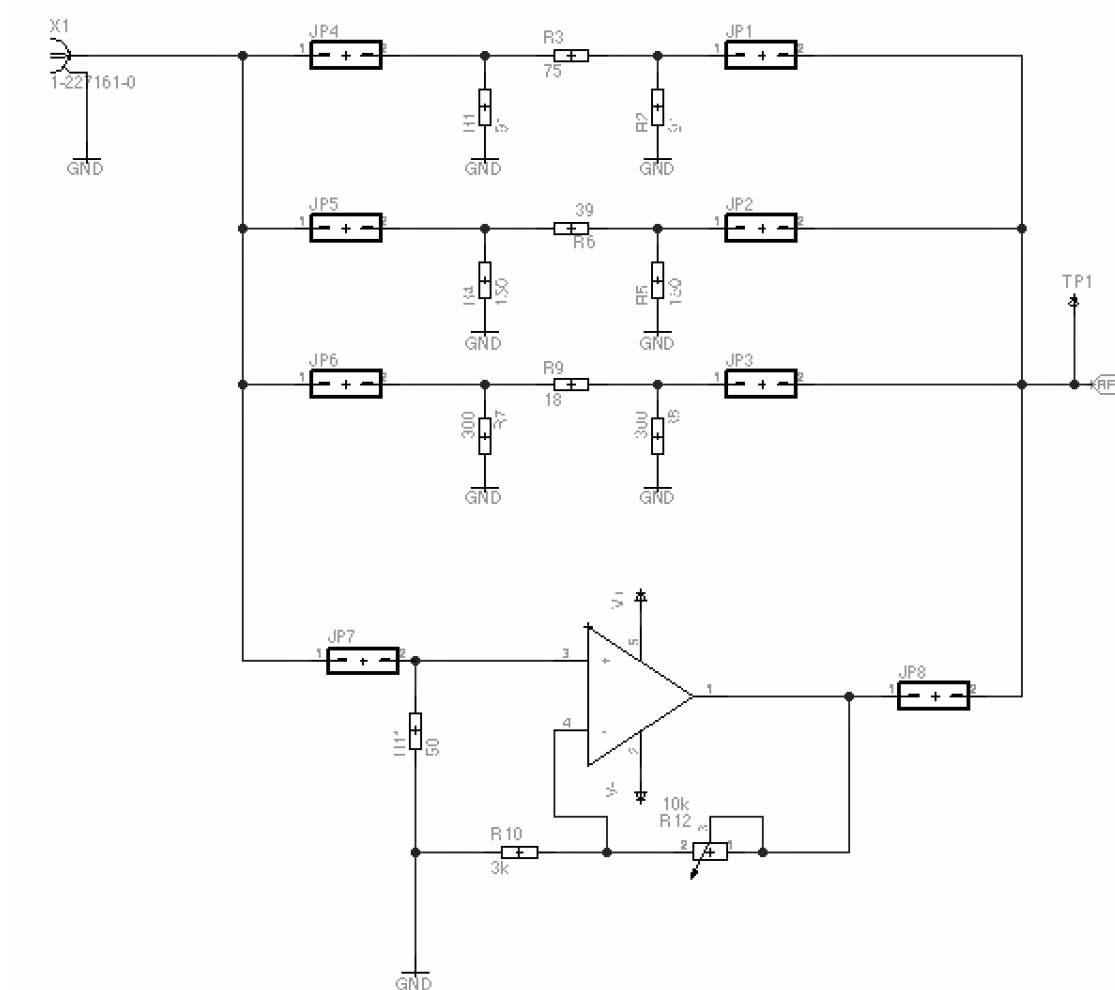
Úplná specifikace směšovače ADE – 1+ je k dispozici v elektronické příloze a také v [8].

6.1.2 Úprava vstupních signálů – Zesilovač 1 a atenuátory

Úkolem těchto obvodů je upravit vstupní signál tak, aby vyhovoval vstupním požadavkům směšovače popsaným v předešlé kapitole.

Jedním z obecných požadavků na měřicí přípravek je možnost připojit různé druhy oscilátorů. Výstupní úrovně připojených oscilátorů budou různé, proto je nutné zajistit úpravu těchto signálů na požadovanou úroveň. Z tohoto důvodu jsou směšovači předřazeny atenuátory s různými útlumy a také zesilovač s proměnlivým zesílením.

Schéma vstupního obvodu je na Obr. 6.2. Atenuátory jsou tvořeny pomocí kombinace rezistorů v zapojení PI článku. Pro každý vstup jsou k dispozici tři atenuátory s útlumem 3, 6 a 10 dB. Všechny atenuátory jsou navrženy pro impedanci 50Ω , aby nedocházelo k odrazům a zbytečné ztrátě výkonu signálu. Poslední částí vstupního obvodu je předzesilovač. Tento předzesilovač je tvořen pomocí operačního zesilovače v zapojení neinvertujícího napěťového zesilovače. Zesílení předzesilovače je možné řídit pomocí potenciometru. Mezi jednotlivými atenuátory se přepínat pomocí přepínačů, vždy je nutné aktivovat pouze jeden prvek a to dvojicí přepínačů. Při současném zapnutí více atenuátorů by docházelo k ovlivnění vstupní impedance a tím i k nežádoucím úbytkům signálu. Nastavení vstupního obvodu provádí obsluha pomocí voltmetru, wattmetru či osciloskopu.



Obr. 6.2 Schematické zapojení vstupní části

Navržený předzesilovač je využívá operační zesilovač OPA820 od firmy Texas Instruments. Tento operační zesilovač byl vybrán z pro své dobré vlastnosti při široké šířce pásma pracovních kmitočtů. Přehled jeho základních vlastnosti je uveden v tabulce Tab. 6.2.

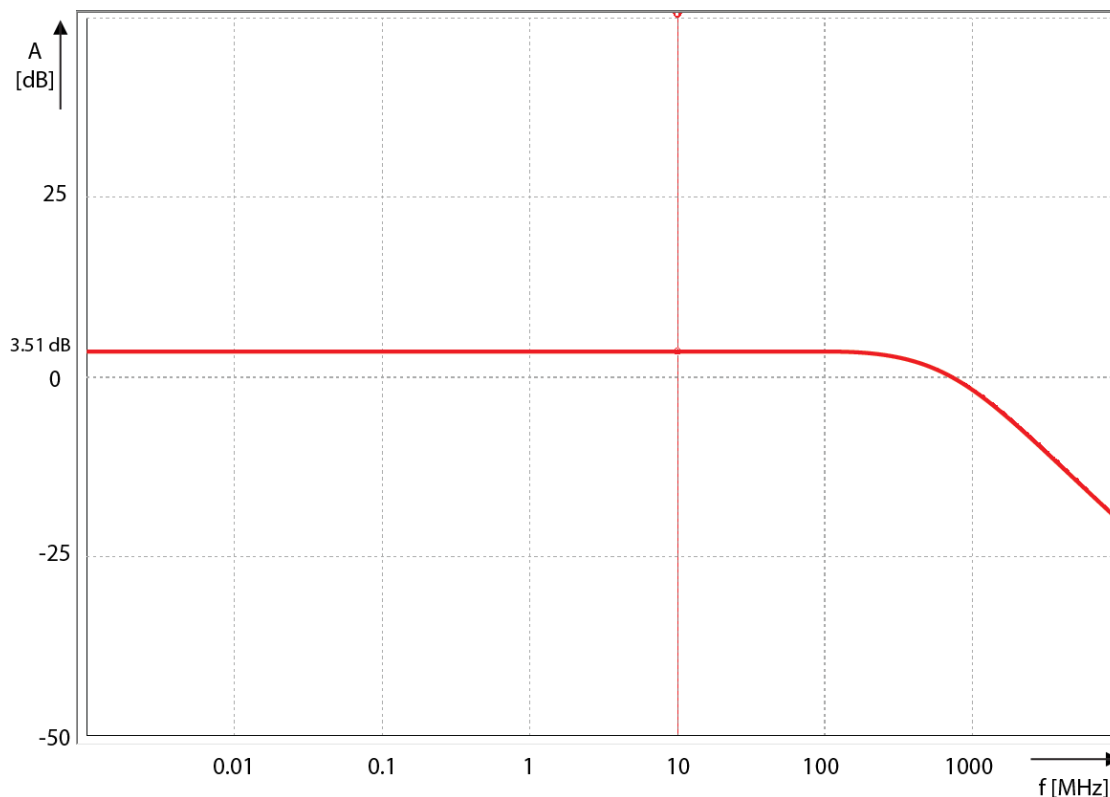
Tab. 6.2 Vlastnosti operačního zesilovače OPA820

Šířka pásma pracovních kmitočtů	240MHz
Maximální výstupní proud	110mA
Nízký vstupní šum	$2.5V/\sqrt{Hz}$
Flexibilní napájení	$\pm 2.5V$ až $\pm 6V$
Vysoká rychlost	Až 240 V/ μs

Podrobnější informace jsou dostupné v [13].

Jak je patrné ze schématu, operační zesilovač je zapojení jako neinvertující napěťový zesilovač s upravenou vstupní impedancí tak, aby odpovídala 50 Ω .

Obvod celého předzesilovače byl simulován v simulačním prostředí NI Multisim Component od firmy National Instruments, který je dostupný na webových stránkách výrobce [14] na 180 dní zdarma. K simulaci byl použit model operačního zesilovače OPA820, který nadeřinoval sám výrobce dle performance testů reálného operačního zesilovače. Výstupní přenosová charakteristika je zobrazena na Obr. 6.3, přičemž nastavitelné zesílení bylo nastaveno na +3.5 dB.



Obr. 6.3 Simulace přenosové charakteristiky zesilovače 1 v programu Miltisim

6.1.3 Úprava výstupního signálu – výstupní filtr a tvarovač signálu

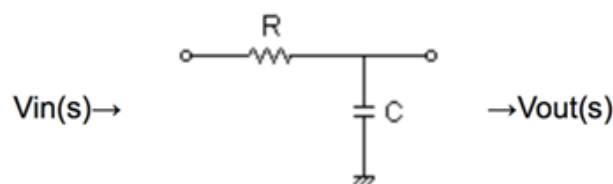
Tato část zařízení se stará o odstranění nepotřebných frekvenčních složek, které vznikly vlivem směřování a úpravou signálu před vstupem do digitální části systému.

Na výstupu směšovače se objevují signály, které jsou výsledkem součtu nebo rozdílu vstupních signálů či jejich násobků. Z těch signálů je potřeba vybrat jeden a ostatní utlumit natolik, aby neovlivňovaly další zpracování signálu. Výběr signálu o požadované frekvenci se provádí pomocí filtrů. Pro tuto aplikaci je třeba vybrat pouze rozdílovou složku vstupních signálů.

Z principu stavby dvojitě vyváženého směšovače, který byl vybrán pro směšování, plyne, že na jeho výstupu bude pouze součtový a rozdílový signál vstupních signálů. Ostatní signály včetně originálních vstupních signálů jsou potlačeny. Z této vlastnosti plyne, že na výstupu směšovače se objeví pouze dvě složky a to $f_1 + f_2$ a $f_1 - f_2$. Při směšování signálů o blízkých frekvencích je patrné, že vzdálenost spektrálních čar bude velká. To umožňuje použití filtrů 1. řádu.

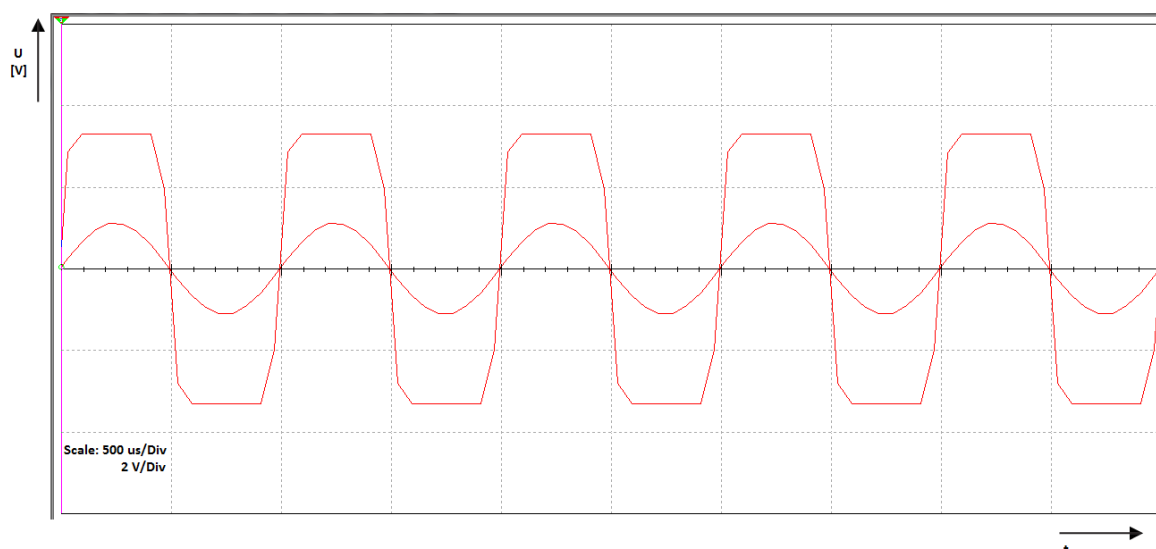
Navržený filtr je typu dolní propust viz Obr. 6.4. Jedná se o jednoduché zapojení RC článku s mezní frekvencí 100kHz. Jelikož se jedná o pasivní filtr prvního řádu je strmost útlumu v nepropustné části přenosové charakteristiky -20dB/dekádu. Výpočet byl proveden dle rovnice XX.

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



Obr. 6.4 Schema zapojení dolní propusti

Pro finální úpravu signálu na výstupu vysokofrekvenční analogové části je použit tvarovač signálu. Tento tvarovač má za úkol přizpůsobit výstupní signál z filtru pro jednodušší detekci v digitální části systému. Toto přizpůsobení je provedeno pomocí operačního zesilovače, který je v zapojení neinvertujícího napěťového zesilovače. Tento zesilovač má nastavené takové zesílení, aby přechod nulou byl co nejrychlejší. Z důvodů vysokého zesílení může nastat situace, že dojde k ořezu signálu a tím i ke ztrátě informace o velikosti amplitudy. Ovšem pro měření časových fluktuací není informace o amplitudě potřeba. Na Obr. 6.5 je vidět záznam z virtuálního osciloskopu, který je výstupem simulačního programu NI Multisim Component. Na obrazovce virtuálního osciloskopu jsou průběhy vstupního i výstupního signálu. Jak je patrné z oscilogramu, maximální amplituda výstupního signálu je omezena na 3,3V, což je ideální napěťová úroveň zpracovatelná na vstupech mikroprocesoru.

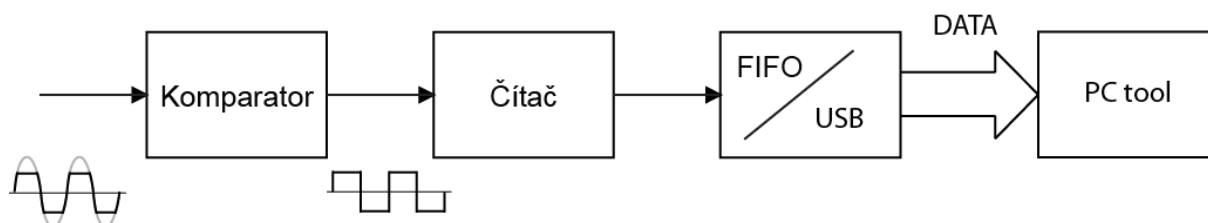


Obr. 6.5 Vstupní a výstupní průběh zesilovače 2

6.2 Digitální část

Jak je zmíněno na začátku kapitoly, tato část systému slouží k digitalizaci signálu a měření okamžité frekvence, ze které se následně vypočítávají jednotlivé časové fluktuace. Dalším úkolem této části systému je komunikace se PC, které následně vyhodnocuje naměřené údaje.

Digitální část systému se skládá z komparátoru, časovače, a převodníku pro komunikaci s PC pomocí protokolu USB. Blokové schéma této části systému je na Obr. 6.6.



Obr. 6.6 Blokové schéma digitální části zařízení

Měření frekvence jednotlivých period je provedeno metodou měření frekvence pomocí čítače popsané v kapitole 3.1.3. Komparátor a čítač jsou součástí vybraného procesoru STM32f051 od firmy STMicroelectronics. Více informací o tomto procesoru naleznete v kapitole 6.2.1.

Pro komunikaci mezi měřicím zařízením a PC byla zvolena platforma USB. Tento komunikační protokol je velice rozšířený a vyskytuje se téměř ve všech osobních počítačích. Implementace tohoto protokolu je široce podporována samotnými výrobci osobních počítačů i mnoha výrobci integrovaných obvodů. Pro spolehlivější přenos a jednodušší implementaci byl vybrán převodník FT240x od firmy FTDI Chip. Více informací o tomto převodníku naleznete v kapitole 6.2.2.

6.2.1 Mikroprocesor STM32f0

Jedná se o 32-bitový mikroprocesor s jádrem Cortex M0. Cortex M0 je označení jádra, které je založené na ARM technologii s minimálním počtem tranzistorů, díky čemuž je výrazně snížena spotřeba samotného procesoru. Dokáže stabilně pracovat s taktovací frekvencí až 48MHz s interním oscilátorem a až 32MHz s externím oscilátorem, což poskytuje dostatečnou rychlost pro měření frekvence vstupního signálu.

Parametry a vlastnosti vybraného procesoru STM32f051:

- jádro Cortex-M0 – až 48MHz (0.9 DMIPS/MHz)
- napájecí napětí: 1.8 – 3.6 V
- 64 k Bytů Flash paměti
- 8 k Bytů RAM paměti
- hardwarově implementovaná kontrola parity
- jednotka pro výpočet CRC
- nastavení hodin:
 - krystalový oscilátor 4 až 32 MHz
 - 32 kHz oscilátor pro RTC s kalibrací
 - interní 8 MHz RC oscilátor s nastavitelným fázovým závěsem
 - interní 40 kHz RC oscilátor
- dva Watchdog čítače
- 32 a 16 bitové čítače
- 12 bitový AD a DA převodník
- dva rychlé komparátory
- podpora I2C, USART, SPI, HDMI, SWD

Více informací o tomto procesoru je uvedeno v [9] a na stránkách výrobce [10].

6.2.2 Převodník FIFO na USB – FT240x

Jedná se o převodník z paralelního 8-bitového portu na USB2.0 Full Speed. FIFO port je schopný pracovat s rychlostí dat až 1MByte/s a to s odběrem pouhých 8mA. Převodník má zcela implementovaný protokol USB, což umožňuje samostatnou komunikaci pomocí USB protokolu bez jakýchkoliv vnějších zásahů.

Převodník je schopen pracovat ve dvou funkčních módech. Buď může pracovat jako převodník využívající virtuální sériovou linku, jejichž parametry lze jednoduše nastavit v operačním systému počítače. V druhém módu se s převodníkem do operačního systému počítače přihlásí jako nové zařízení podobně jako nová tiskárna. V tomto módu je nutné do PC přidat knihovnu příkazů, pomocí které lze se zařízením komunikovat. Knihovna příkazů pro převodník poskytuje funkce v programovacím jazyce C, které je možno využít v jakékoliv kompatibilní aplikaci. Jednotlivé módy převodníku se volí dle aplikace a nainstalovaných ovladačů. V našem měřicím systému se používá převodník v prvním módu, čili virtuální COM port. Potřebné ovladače k ovládání převodníku jsou součástí elektronické přílohy a jsou také dostupné na stránkách výrobce [12].

Parametry a vlastnosti použitého čipu FT240x:

- úplná implementace USB protokolu – není potřeba specifikovat ve firmwaru
- integrovaná MTP paměť o velikosti 2 k Byte pro uložení popisu zařízení
- integrovaný oscilátor pro práci s daty na straně USB
- přenos dat rychlostí až 1MByte/s
- 2 x 512 bytů vyrovnávací paměti pro vysílání a přijímání dat
- dostupné free ovladače pro korektní práci na PC
- před-programovaná unikátní adresa zařízení
- integrovaný převodník 3.3V pro konverzi úrovní mezi USB a I/O
- kompatibilní se standardem USB 2.0
- pracovní rozsah hodnot -40°C až 85°C

Více informací o tomto převodníku najdete v [11] a na stránkách výrobce [12].

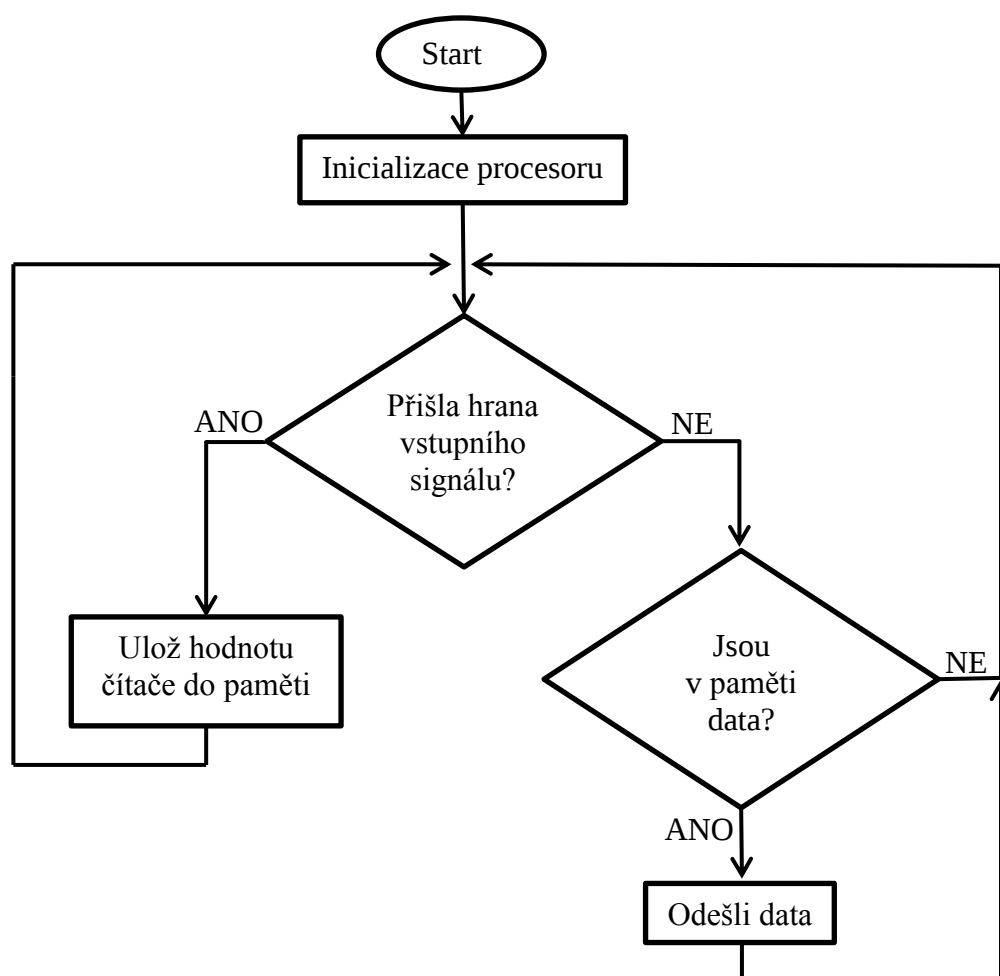
7 SOFTWARE

Tato kapitola se zabývá popisem funkce firmwaru pro mikroprocesor. Dále je zde popsán princip a použité parametry pro příjem a ukládání dat z převodníku a v neposlední řadě je zde popsán program pro statistické zpracování dat pomocí Allanovy variance pro vyhodnocení naměřených údajů.

7.1 Firmware pro STM32f0

Mluvíme-li o firmwaru, tak mluvíme o programu, který je pevně spjatý s konkrétním hardwarem. V tomto případě je firmware spojen s procesorem STM32f051R8T6, který je popsán v kapitole 6.2.1. Veškerý firmware je vytvořen ve vývojovém prostředí programu Coocox. Toto vývojové prostředí již obsahuje veškeré knihovny pro procesory ARM s jádrem Cortex a není potřeba doinstalovávat žádné další knihovny ani další tooly pro překlad z jazyka C do hex kódu a následného nahrávání do procesoru či debugování a krokování programu.

Struktura funkce programu je zobrazena na vývojovém diagramu na Obr. 7.1.



Obr. 7.1 Vývojový diagram firmwaru pro procesor STM32f0

Celý program se skládá z hlavní smyčky programu, několika funkcí a obsluhy přerušení. V následujícím textu naleznete rozbor a popis těchto částí.

Hlavní smyčka programu

Tato část je velice krátká a využívá několika funkcí. Po restartu procesoru se v této části vyvolají funkce pro nastavení všech potřebných periférií a poté program přejde do nekonečné smyčky, ve které neustále kontroluje zaplnění paměti pro užitečné data. Jsou-li v paměti nějaká data k odeslání vyvolá funkci pro odeslání dat.

```
int main(void) {
    //Configuration peripherals
    mx_pinout_config();
    TIM_cfg();
    COMP_cfg();
    EXTI_cfg();
    // interrupt enable
    EXTI_Enable();
    while(1)
    {
        if (FIFO_is_buffer_free() != 1) {
            FIFO_sendByte();
        }
    }
}
```

Pro odesílání dat se z hlavní smyčky volá příkaz `FIFO_sendByte()`. Tato funkce se kompletně stará o odeslání dat, pozn.: funkce je pevně spojena s procesorem, s převodníkem a také s pevně rozmístěnými cestami mezi nimi.

```
void FIFO_sendByte(void) {
    uint8_t i;
    // If the write and read indexes are different, send byte
    if (t_in != t_out)
    {
        GPIO_Write(GPIOB, tbuf[t_out & TMASK]);
        while (GPIO_ReadOutputDataBit(GPIOA, GPIO_Pin_5) == 1) {
        }
        GPIO_SetBits(GPIOA, GPIO_Pin_7);
        for (i = 0; i < 5; ++i) {
        }
        GPIO_ResetBits(GPIOA, GPIO_Pin_7);
        t_out++;
    }
}
```

Kdykoliv při běhu hlavního programu může přijít příkaz přerušení od komparátoru. Komparátor neustále sleduje vstupní signál a jakmile vstupní signál prochází nulou, dojde na jeho výstupu ke změně bitu. Na tyto změny reaguje příkaz přerušení a vyvolán určený podprogram. V tomto podprogramu je zachycen obsah čítače v momentě přerušení. Následně je tato hodnota zkontrolována, zda jsou data validní a uložena do výstupního bufferu.

```
void ADC1_COMP_IRQHandler(void)
{
    TIM_SetCounter(TIM2,0);
    if (FIFO_is_buffer_full() == 0)
    {
        Data_16 = TIM_GetCapture4(TIM2);
        // test of validate data
        if(Data_16 > 100)
        {
            if (Data_16 < 0xFE00)
            {
                FIFO_put_data(Data_16);
            }
        }
    }
    else
    {
        EXTI_Disable();
        buf_is_full = 1;
    }
    EXTI_ClearITPendingBit(EXTI_Line21);
}
```

Při přerušení se volají další funkce, nejdůležitější z nich je funkce `FIFO_put_data(Data_16)`. Tato funkce rozděljuje 16b čísla na jednotlivé byty a také vytváří jednoduché zabezpečení pro kontrolu dat v PC. V osobním počítači se data opět analyzují, zda nedošlo při přenosu k chybě. Toto zabezpečení je tvořeno obyčejným exkluzivním součtem užitečných dat. Funkce také přidává na začátek úvodní hlavičku pro snadnější synchronizaci při opětovném skládání 16b čísel.

```
void FIFO_put_data (uint16_t Data_16)
{
    // declaration variables for split data
    uint8_t Byte1;
    uint8_t Byte2;
    uint8_t CheckSUM;
    // split 16bit word into the Bytes
    Byte1 = Data_16 & 0x00ff;
```

```

Byte2 = (Data_16 >> 8) & 0x00ff;
//add header to the transmit buffer
tbuf[t_in & TMASK] = HEAD;
// increase write pointer
t_in ++;
//add byte1 to the transmit buffer
tbuf[t_in & TMASK] = Byte1;
// increase write pointer
t_in ++;
//add byte2 to the transmit buffer
tbuf[t_in & TMASK] = Byte2;
// increase write pointer
t_in ++;
//add CHECKSUM to the transmit buffer
Checksum = Byte1 ^ Byte2;      // Byte1 XOR Byte2
tbuf[t_in & TMASK] = CheckSUM;
// increase write pointer
t_in ++;
}

```

7.2 Software pro ukládání dat z COM portu

Tato kapitola se věnuje problému načítání a ukládání dat z virtuálního COM portu, který je využíván pro komunikaci s měřicím přípravkem. Návrh programu je vytvořen v objektovém vývojovém programovacím prostředí LabView.

7.2.1 LabView

Programovací a vývojové prostředí LabVIEW (z angl. Laboratory Virtual Instruments Engineering Workbench) čili „laboratorní pracoviště virtuálních přístrojů“, je produktem americké firmy National Instruments, která je průkopníkem a největším výrobcem v oblasti virtuální instrumentace, technické disciplíny, která zažívá veliký rozvoj v oblasti vývoje, výzkumu, školství a průmyslu.

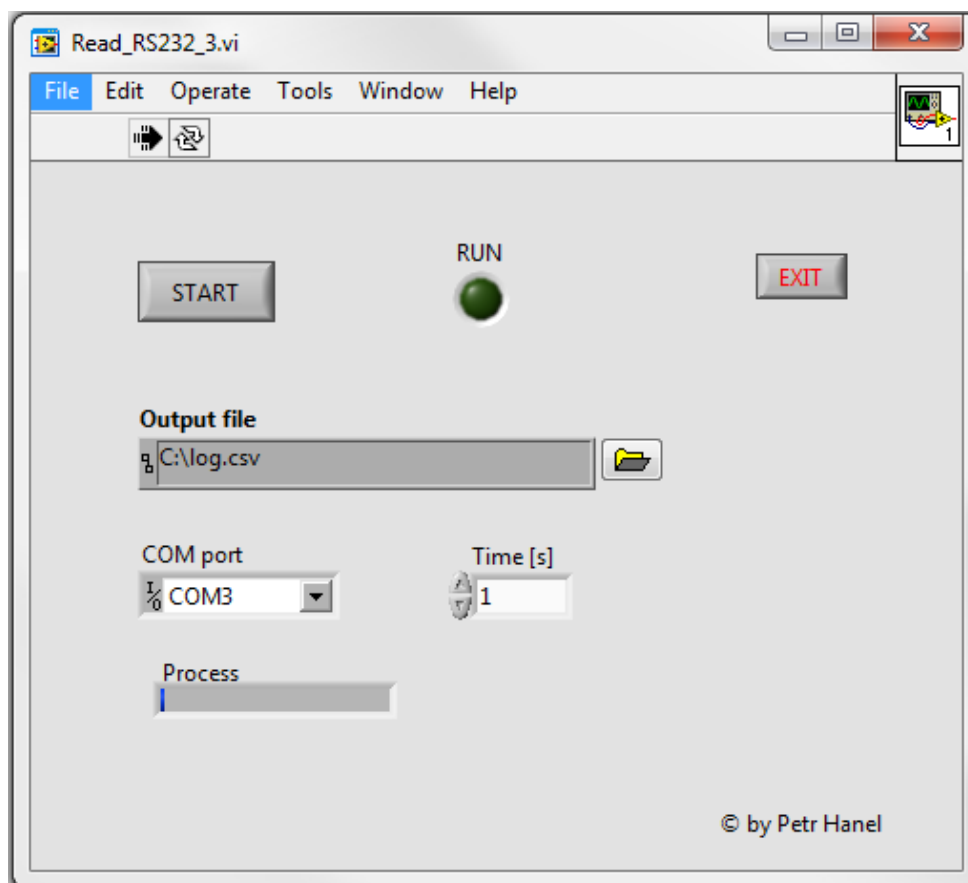
Prostředí LabVIEW, je vhodné nejen k programování systémů pro měření a analýzu signálů, řízení a vizualizaci technologických procesů různé složitosti, ale také k programování složitých systémů, jako je třeba robot.

Hlavním cílem virtuální instrumentace je nahradit dočasně nebo i trvale prostorově, finančně a mnohdy i časově náročné využití technických prostředků (hardware) řešením virtuálním (zdánlivým) za přispění programových prostředků (software) a zejména pak grafickými a vizuálními prostředky a zprostředkovat tak uživateli maximální názornost. Toto řešení umožňuje rychlé navrhování nových aplikací i provádění změn v konfiguraci, což je u realizace skutečnými nástroji za pomoci reálných součástí často velice nákladné nebo přímo nemožné [16].

7.2.2 Program pro záznam dat

Úkolem tohoto programu je načítání příchozích dat z virtuálního sériového portu. Dalším požadavkem na tento program, je možnost uložení naměřených dat a také automatické měření času záznamu dat. Nejprve je popsáno uživatelské prostředí, se kterým se uživatel bude setkávat. Následně je popsána samotná funkce programu.

Okno uživatelského rozhraní je zobrazeno na obrázku Obr. 7.2.



Obr. 7.2 Uživatelské prostředí programu pro záznam dat

Uživatelské okno obsahuje jen několik ovládacích prvků. První z nich je dialogové okno, které slouží k nastavení cesty cílového souboru. Dále je zde možnost volby COM portu, ze kterého budou načítána data. COM port musí být v operačním systému počítače nastaven takto:

- Rychlost přenosu: 115200Bd
- Počet datových bitů: 8bitů
- Parita: žádná
- Počet stop bitů: 1 stop bit
- Řízení toku: žádné

Poslední co je nutné nastavit před začátkem měření je doba, po kterou se mají zaznamenávat data. Program záznam měřených hodnot se spustí tlačítkem start. Program uživatelské rozhraní také obsahuje několik ukazatelů průběhu měření. Prvním indikátorem je stavový světelný indikátor pod názvem run. Tento indikátor značí komunikaci se sériovou

linkou. Svítí po celou dobu, kdy je navázána komunikace s COM portem. Druhým indikátorem je ukazatel dokončení měření, výpočtu a ukládání dat.

Funkce programu je patrná z blokového zapojení z Obr. 7.3. Celý program se skládá z několika bloků. Po stisku tlačítka start se načtou údaje zadané uživatelem. Po nastavení veškerých parametrů včetně nastavení sériové linky se přejde k samotnému čtení dat a jejich zpracování. Načítání dat pracuje po blocích, které jsou velké 500 bytů. V načteném řetězci 500B se hledá první hlavička uvozující datový paket. Paket se skládá z hlavičky o velikosti 2B, užitečných dat (2B) a kontrolního součtu. Poté co je nalezen začátek paketu, je hlavička zkontrolována a odstraněna. Následně se provedena kontrola, zda nedošlo k chybě vlivem přenosu. Z užitečných dat je vypočten kontrolní součet pomocí bloku pro bitový exkluzivní součet a zkontrolován s přijatou hodnotou kontrolního součtu. Je-li nalezena chyba paket je zahozen. Korektní přijaté hodnoty jsou násobeny hodnotou τ_0 pro získání skutečné hodnoty frekvence. Konstanta τ_0 vyjadřuje převrácenou hodnotu taktu procesoru, kterým byla hodnota získána. Následně je takto získaná hodnota uložena do výstupního pole hodnot a uložena do spreadsheetu.

Pro správnou funkci programu je nutné správně nainstalovat příslušné ovladače pro čip FT240X, který je dostupný v elektronických přílohách, anebo na stránkách výrobce [12] v kategorii drivers. Součástí přílohy je také návod jak ovladače nainstalovat v operačním systému Windows 7, pro ostatní podporované systémy jsou návody k dispozici na [12].

Druhá podmínka pro správnou funkci tohoto programu, je přítomnost LabView Run-Time Engine na počítači, na kterém se budou ukládat data z měření. Tento program je k dispozici v elektronické příloze a ke stažení na stránkách výrobce www.ni.com.

7.3 Software pro vyhodnocení naměřených dat

Tato kapitola je věnována samotnému zpracování a interpretaci naměřených dat. V tomto programu dochází se statistickému zpracování pomocí Allanových variancí. Celý program je psán v interaktivním skriptovacím programovém prostředí MATLAB.

7.3.1 MATLAB

Programovací jazyk Matlab je integrované prostředí, které je určené pro vědeckotechnické účely, simulace, paralelní výpočty apod. Zahrnuje výpočty, vizualizaci a programování do uživatelsky ovladatelného prostředí. Problémy a řešení jsou nejčastěji vyjádřeny pomocí známých matematických vztahů.

Typické oblasti použití:

- inženýrské výpočty
- tvorba algoritmů
- modelování a simulace
- analýza dat
- vědecká a inženýrská grafika
- tvorba aplikací (včetně grafického rozhraní).

Mezi základní vlastnosti lze zahrnout vlastnost, že veškeré objekty v Matlabu jsou považovány za prvky pole. Tyto prvky však mohou být nejen čísla, proměnné, ale i složitější struktury jako například obrázky. Výkonnost Matlabu je rozšiřována díky navazujícímu softwaru, které tvoří především soubory programu tzv. "toolboxy", orientované zpravidla na daný problém nebo uživatelem sestavené programy, tzv. m-files (m-soubory).

7.3.2 Program pro Allanovi variance

Jak již bylo zmíněno tento program řeší interpretaci naměřených dat s použitím Allanových variancí. Celý výpočet je založen na postupu výpočtu Allanových variancí popsaného v kapitole 2.4.2 a v [15].

Nejprve je nutné nadefinovat vstupní parametry a zadat cestu k souboru s naměřenými daty.

```
% loading CSV file
File_name = 'pokus.csv';
Tau_Step = 0.01;
DUT_Ref_freq = 10000000;
REF_Ref_freq = 9990000;

%Name for loading data file
%Stepping of Tau
%frequency of DUT oscillator
%frequency of Reference oscillator
```

Po načtení všech potřebných dat je potřeba vypočítat další potřebné hodnoty, které jsou potřeba pro výpočet variancí. První z nich je měnící se hodnota τ . Všechny možné hodnoty τ jsou vypočteny a uloženy do pole Tau. Jednotlivé hodnoty jsou rovnoměrně rozloženy od minimální hodnoty τ , která je rovna minimální možné změně, až po maximální hodnotu τ , která odpovídá polovině všech naměřených hodnot. Zpracování v kódu je následující:

```

% calculation of Tau array, from minimum tau to max during tau step
Tau_0 = 0.0001;
Tau_Start = 0.0001;
Tau_Stop = (dCount*Tau_0)/2;

Tau = Tau_Start:Tau_Stop:Tau_Stop;
Tau = Tau';
Tau_Count = numel(Tau);
if rem(Tau_Stop,Tau_Stop) ~= 0
    error('Tau musi mit celociselny pocet kroku')
end

```

Následná část kódu již vypočítává samotné hodnoty Allanovi variance.

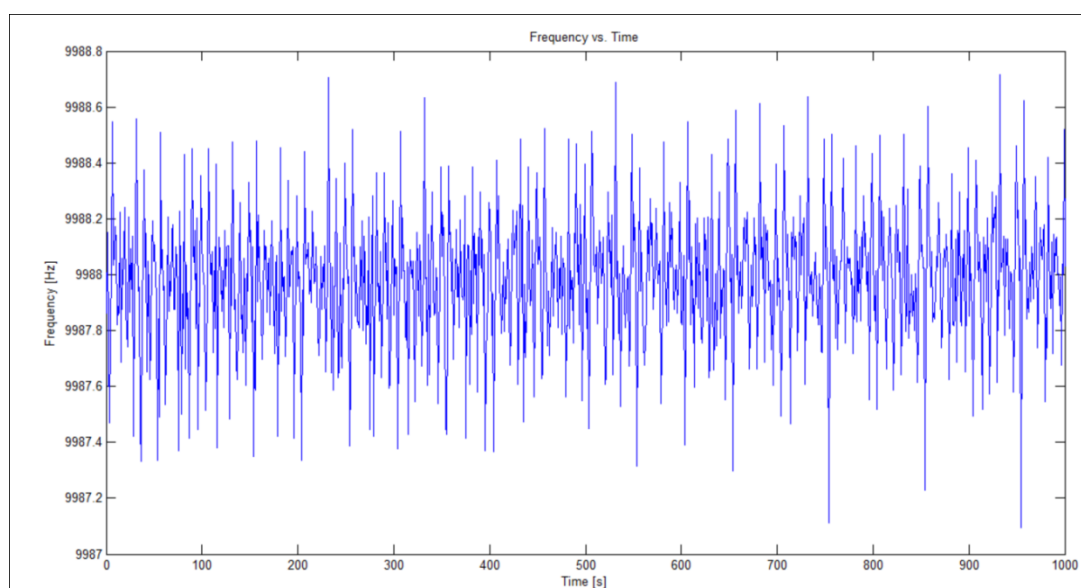
```

% calculate Allan variance
AVARArray = zeros(Tau_Count, 1);
for i = 1:Tau_Count
    Tau_A = Tau(i); %actual tau
    FracFreqArray = CalculateFracFreq(Tau_A, Tau_0, data_load);
%calculating of fractional frequency
    FracFreqArray = FracFreqArray - Ref_freq;
    FracFreqArray = FracFreqArray ./ Ref_freq;
    AVARArray(i) = Calculate_oAVAR(FracFreqArray);
%Calculating one value for sigma-tau figure
End

```

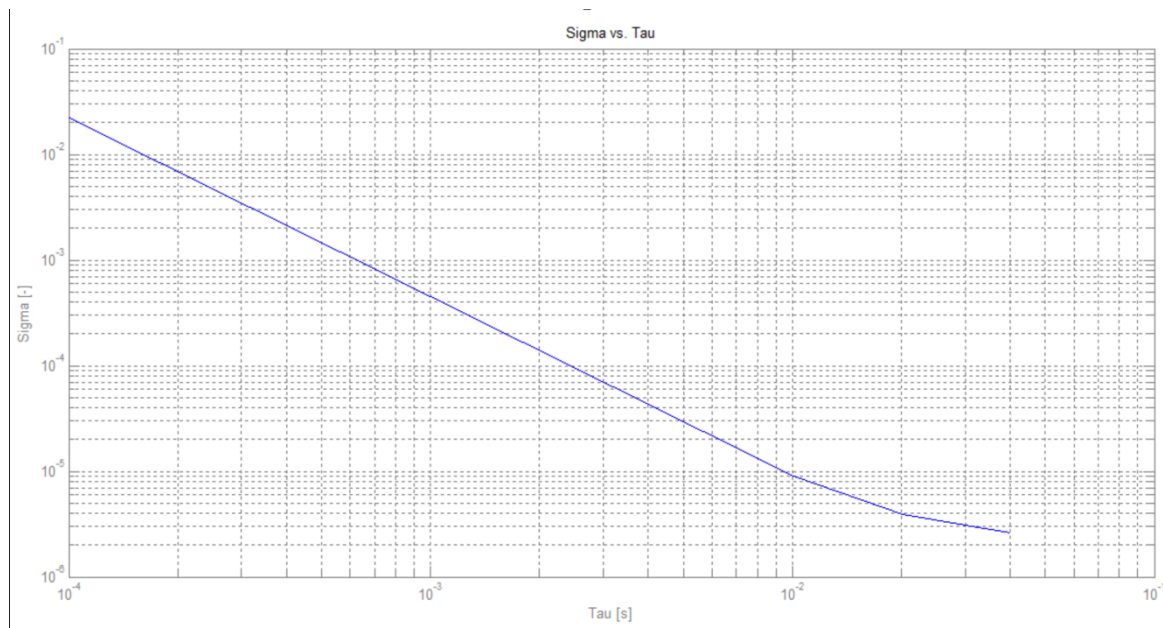
Nejprve je nutné vytvořit pole pro ukládání výsledků a naplnit ho nulami, aby proběhla bezchybná inicializace paměti. Poté již lze přistoupit k samotnému výpočtu jednotlivých hodnot sigma tau diagramu. Celý výpočet je uzavřen v cyklu for s počtem opakování podle počtu hodnot τ . Jako první krok je nutné vypočíst jednotlivé časové fluktuace. Jednotlivé časové fluktuace jsou převrácenou hodnotou frekvenčních fluktuací průměrovaných přes časový úsek τ , které se počítají pomocí funkce **CaluculateFracFreq**, viz dále. Jako poslední krok této smyčky je samotný výpočet hodnoty Allanovy variance, který využívá funkce **Calculate_oAVAR** viz níže.

Posledním krokem po ukončení výpočtů jednotlivých hodnot je vykreslení grafů výsledků. Na Obr. 7.4 je obsah okna Figure 1, kde vykreslen průběh frekvenčních fluktuací, které byli změřeny.



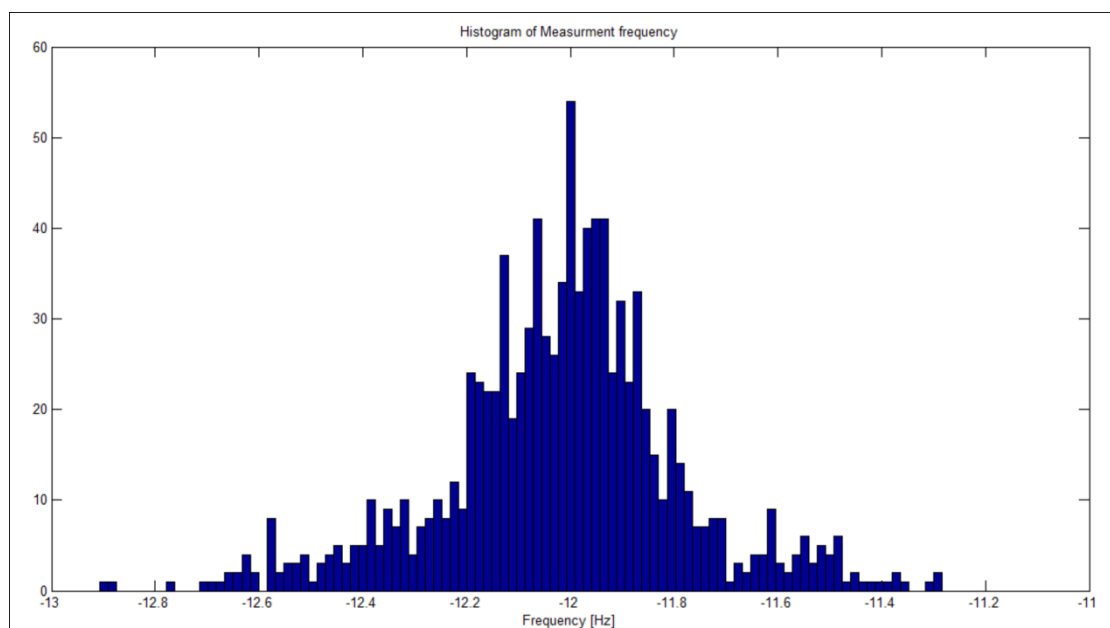
Obr. 7.4 Průběh frekvenčních fluktuací

Na Obr. 7.5 je zobrazen obsah okna Figure 2, který zobrazuje průběh Allanových variancí v sigma – tau diagramu.



Obr. 7.5 Sigma - Tau diagram pro zkušební oscilátor

V posledním okně, které Matlab vykresluje je na Obr. 7.6. Zobrazuje histogram rozložení všech frekvenčních fluktuací za celou dobu měření.



Obr. 7.6 Histogram zkušebního oscilátoru

Pomocné výpočetní funkce

První funkce, kterou hlavní program využívá je funkce s názvem `CaluculateFracFreq`. Tato funkce má za úkol vypočítat aritmetický průměr z hodnot naměřených frekvencí za dobu τ . A vrací pole hodnot, které je výsledkem průměrování. Jeho velikost je odvíjí od velikosti průměrovací doby τ .

```

function [FracFreqArray] = CalculateFracFreq(Tau_A, Tau_0, data_load)
%This function calculate fractional frequency of the DUT oscilator.
%Function retern array of y

%Tau_cout = numel(Tau);
n = Tau_A/Tau_0;
n = floor(n);
FFACount = numel(data_load)/n;
FFACount = floor(FFACount);
FracFreqArray = zeros(FFACount,1);

for i = 1:FFACount
    sumX = 0;
    for j = 1:n
        sumX = sumX + data_load((i-1)*n + j);
    end
    FracFreqArray(i) = (1/n) * sumX;
end

```

Druhá funkce, která je využívána při výpočtech variancí je funkce s názvem **Calculate_oAVAR**. Tato funkce počítá hodnotu dle vzorce

$$\sigma_y(\tau) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \left(\bar{y}_i - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \bar{y}_j \right)^2}$$

Takto je získána jedna hodnota pro sigma – tau diagram.

```

function [oAVAR] = Calculate_oAVAR(FracFreqArray)
%This function calculate one value of Allan variance
%Function return one valie of sigma.
%input value is only array with fractional frequency of measurment data

M = numel(FracFreqArray) - 1;
sum_y = 0;
for i = 1:M
    sum_y = sum_y + (FracFreqArray(i+1) - FracFreqArray(i))^2;
end

oAVAR = sqrt( (1/2*M)*sum_y);

end

```

ZÁVĚR

Diplomová práce je zaměřená na rozbor šumů ovlivňující stabilitu oscilátorů, a to jak v časové tak i ve frekvenční oblasti. Větší pozornost je věnována frekvenční stabilitě v časové oblasti a na možné důvody vzniku této nestability.

Začátek práce se věnuje rozdělení základních druhů oscilátorů a jejich popisu. Jsou zde uvedeny základní vlastnosti oscilátorů s LC články, RC články i vlastnosti krystalových oscilátorů včetně jejich principiálního zapojení a popisu funkce.

Následuje část, která se zabývá popisem a definicí pojmu týkající se nestability oscilátorů tak, jak jí popisuje současná odborná literatura. Mluví-li se o stabilitě v časové oblasti, je nutné si uvědomit, že se vždy bude jednat o statistické údaje získané během předem definovaného časového úseku. Proto se také práce zabývá některými typy variancí. Vybrané variance jsou popsány a zhodnoceny podle možnosti použití pro konkrétní aplikace.

Další kapitola je věnována samotnému měření. Kapitole se zabývá možnostmi a metodami měření okamžitého kmitočtu. Jednotlivé metody jsou zde vysvětleny a shrnuty jejich výhody a nevýhody s ohledem na využití v konkrétních aplikacích. Závěr této kapitoly se zabývá nejistotami, které mohou ovlivnit výsledky měření.

Kapitola, která navazuje na popis nejistot měření, se věnuje existujícím metodám a systémům určených pro měření stability kmitočtu oscilátorů. Metody jsou přehledně popsány a vzájemně porovnány pro různé případy využití v praxi.

Posledních několik kapitol se věnuje samotnému návrhu měřicího systému a jeho jednotlivých částí a to od výběru jednotlivých měřících metod, přes volbu součástek použitých v jednotlivých blocích až po popis navržených počítačových programů. Součástí této části jsou také návrhy plošných spojů. Veškeré data, které byli vygenerovány při návrhu tohoto měřicího systému jsou k dispozici na přiloženém CD nebo v elektronické příloze.

Výsledkem této práce je navržený měřicí systém pro měření stability kmitočtu oscilátoru v časové oblasti. Součástí práce je také zhotovený prototypový měřicí přípravek, který se skládá ze dvou částí. První část se stará o úpravu vstupního signálu z oscilátoru a následnému snížení kmitočtu pomocí referenčního oscilátoru a přesného směšovače. Druhá část systému se stará o vlastní měření kmitočtu a o přesnost naměřených údajů do počítače. Poslední částí tohoto systému jsou dva počítačové programy. Jeden z nich se stará o záznam dat získaných hardwarovou částí a druhý slouží pro interpretaci dat. Projekt by mohl dále pokračovat sloučením obou počítačových programů a vytvořením propracovanějšího uživatelského prostředí. Další možným směrem je rozšíření hardwarové části o přesný referenční oscilátor.

LITERATURA

- [1] KRYSTALY, Hradec Králové, a.s. *Oscilátory: Názvy, definice, charakteristiky* [online]. 2010 [cit. 2013-11-19]. Dostupné z: <http://www.krystal.cz/cs/Produkty/Oscilatory/Definice>
- [2] DOC.ING. MICHAL HOREVAJ, CSC. *Vysokofrekvenční měření*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 202. ISBN 8001024776.
- [3] RILEY, W. J. *Handbook of Frequency Stability Analysis*. Beaufort: Hamilton Technical Services, 2007 [cit. 28. 12. 2010]. Dostupné z: <http://www.stable32.com/Handbook.pdf>.
- [4] TREVISAN LUCA, *Stanford University | CS259Q: Quantum Computing*, Handout 7, 2012 [cit. 16.10.2012]. Dostupné z: <http://cs.stanford.edu/people/trevisan/quantum/lecture07.pdf>
- [5] Metody měření fázového šumu a stability zdrojů signálu. *Electrorevue* [online]. 2006, 2006/25 [cit. 2013-11-28]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/06025/index.html>
- [6] Zákon č. 505/1990 Sb., o metrologii. In: 505/1990 Sb. 1990. Dostupné z: <http://www.unmz.cz/urad/uplne-pracovni-zneni-zakona-c-505-1990-sb-o-metrologii-c237>
- [7] DOC.ING. MICHAL HOREVAJ, CSC. *Konverze kmitočtu* [online]. Praha: ČVUT, 2002, s. 11 [cit. 2013-12-11]. Dostupné z: http://www.horevaj.com/horevaj/K2_files/K2_42.pdf
- [8] Datasheet ADE-1. Frequency Mixer ADE-1+. Brooklyn, New York: The Design Engineers Search Engine. Dostupné z: www.minicircuits.com/pdfs/ADE-1.pdf
- [9] Datasheet STM32F051STM32F051x4 STM32F051x6 STM32F051x8. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00039193.pdf>
- [10] Webové stránky výrobce STMicroelectronics: <http://www.st.com/>
- [11] Datasheet FT240x. FT240X USB 8-BIT FIFO IC Datasheet, version 1.3. Dostupné z: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT240X.pdf
- [12] Webové stránky výrobce FTDI Chip: <http://www.ftdichip.com/index.html>
- [13] Datasheet operačního zesilovače OPA820. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/sbos303c/sbos303c.pdf>
- [14] Webové stránky výrobce Texas Instruments: <http://www.ti.com>
- [15] VARIANCE MEASUREMENTS; prof. François Vernotte; UTINAM - University of Franche-Comté/CNRS; Dostupné z: http://www.ifcs-eftf2011.org/sites/ifcs-eftf2011.org/files/editor-files/Slides_Vernotte.pdf
- [16] VLACH, Jaroslav, Josef HAVLÍČEK a Martin VLACH. *Začínáme s LabVIEW*. 1. vyd. Ilustrace Viktorie Vlachová. Praha: BEN - technická literatura, 2008, 247 s. ISBN 978-80-7300-245-9.

PŘÍLOHY

Seznam tištěných příloh:

Příloha 1a - schématické zapojení vstupní části přípravku (VF část)

Příloha 1b – schématické zapojení digitální části přípravku

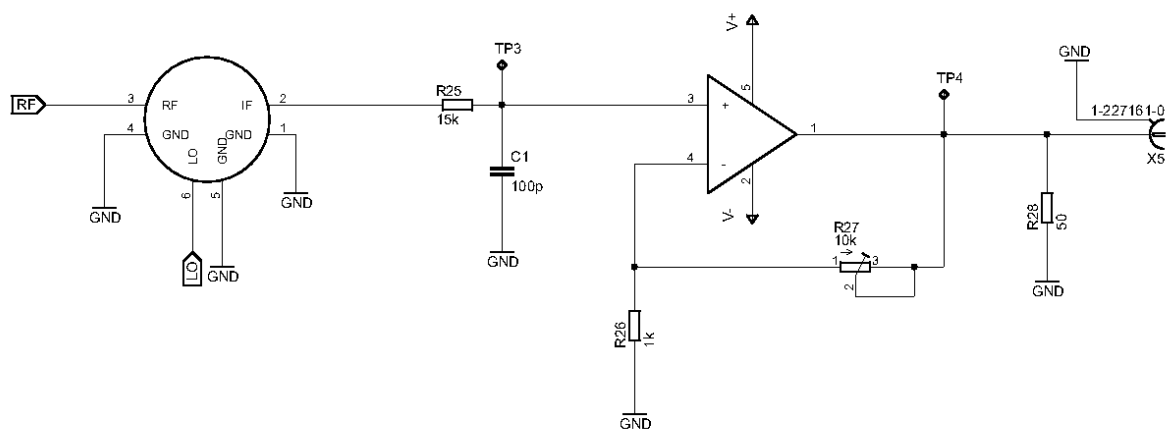
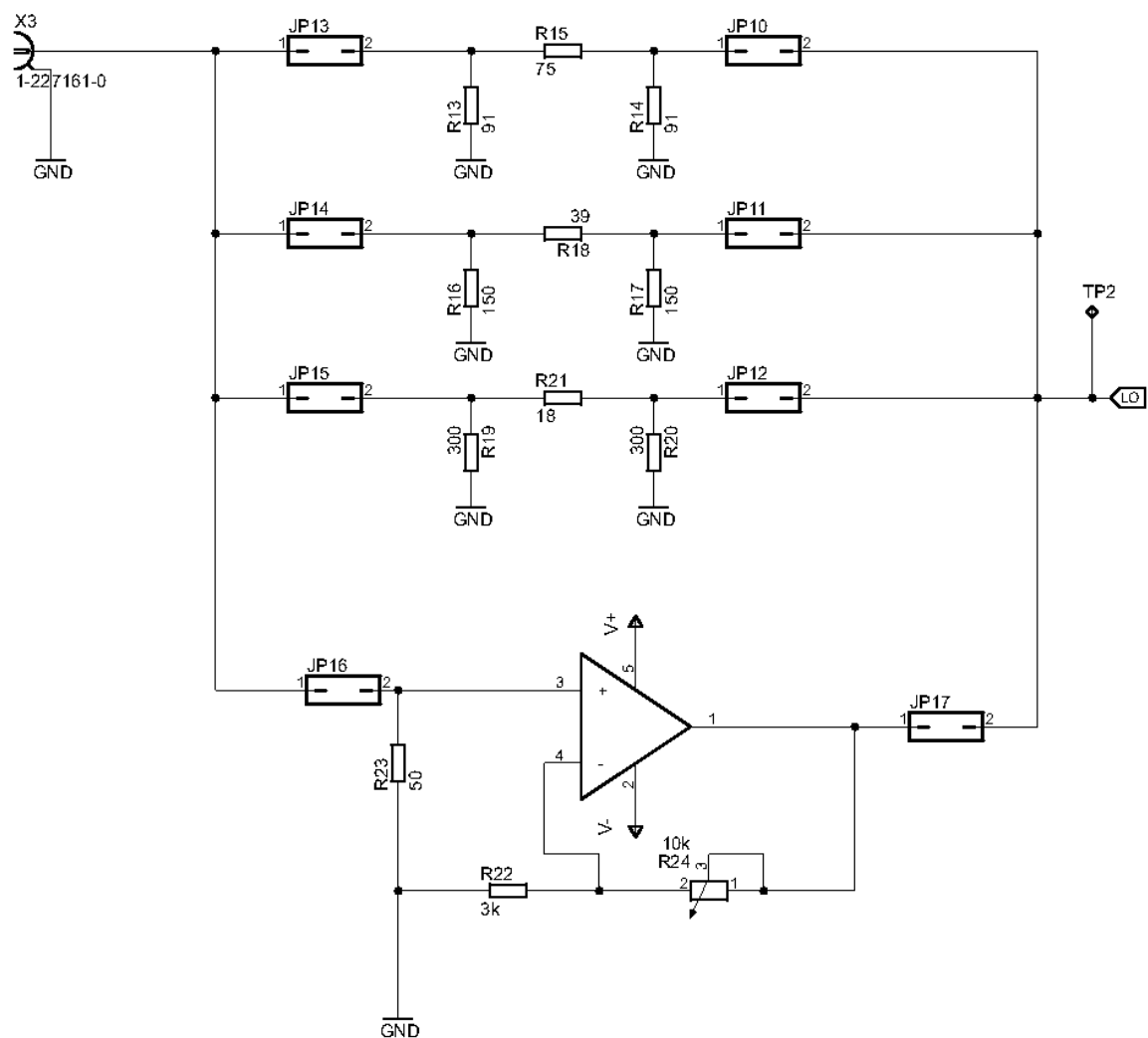
Příloha 2a – návrh plošného spoje vstupní části

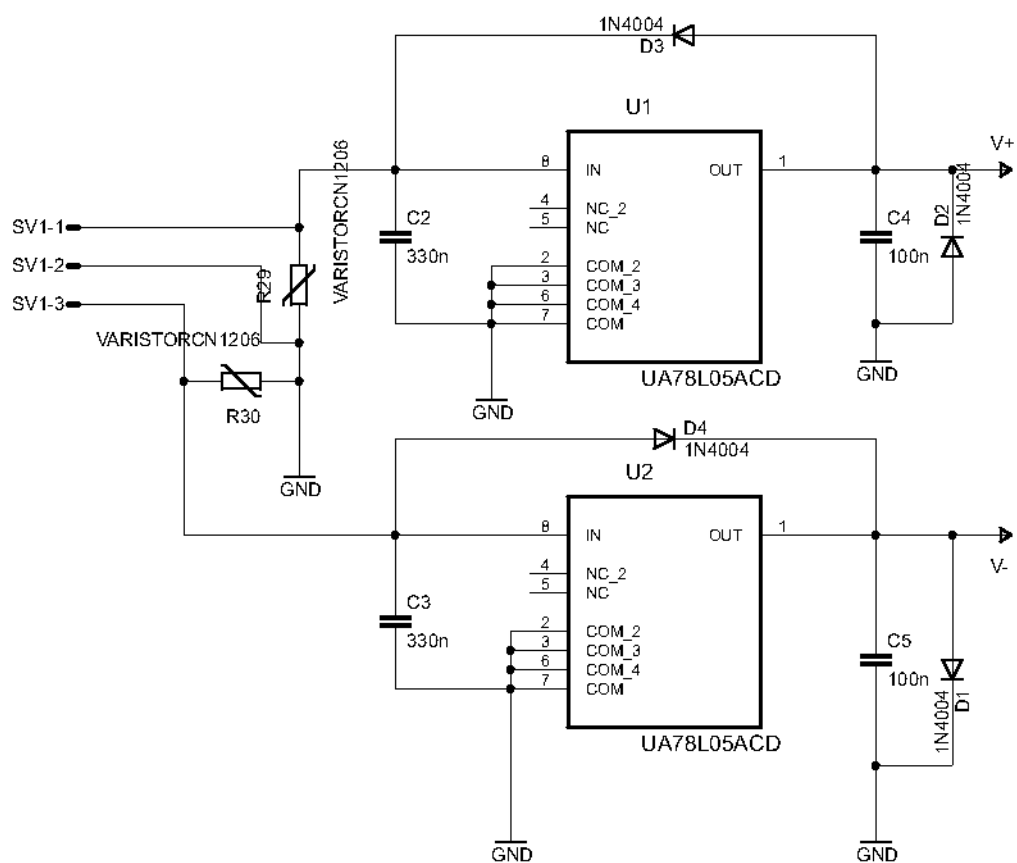
Příloha 2b – návrh plošného spoje digitální části

Seznam elektronických příloh:

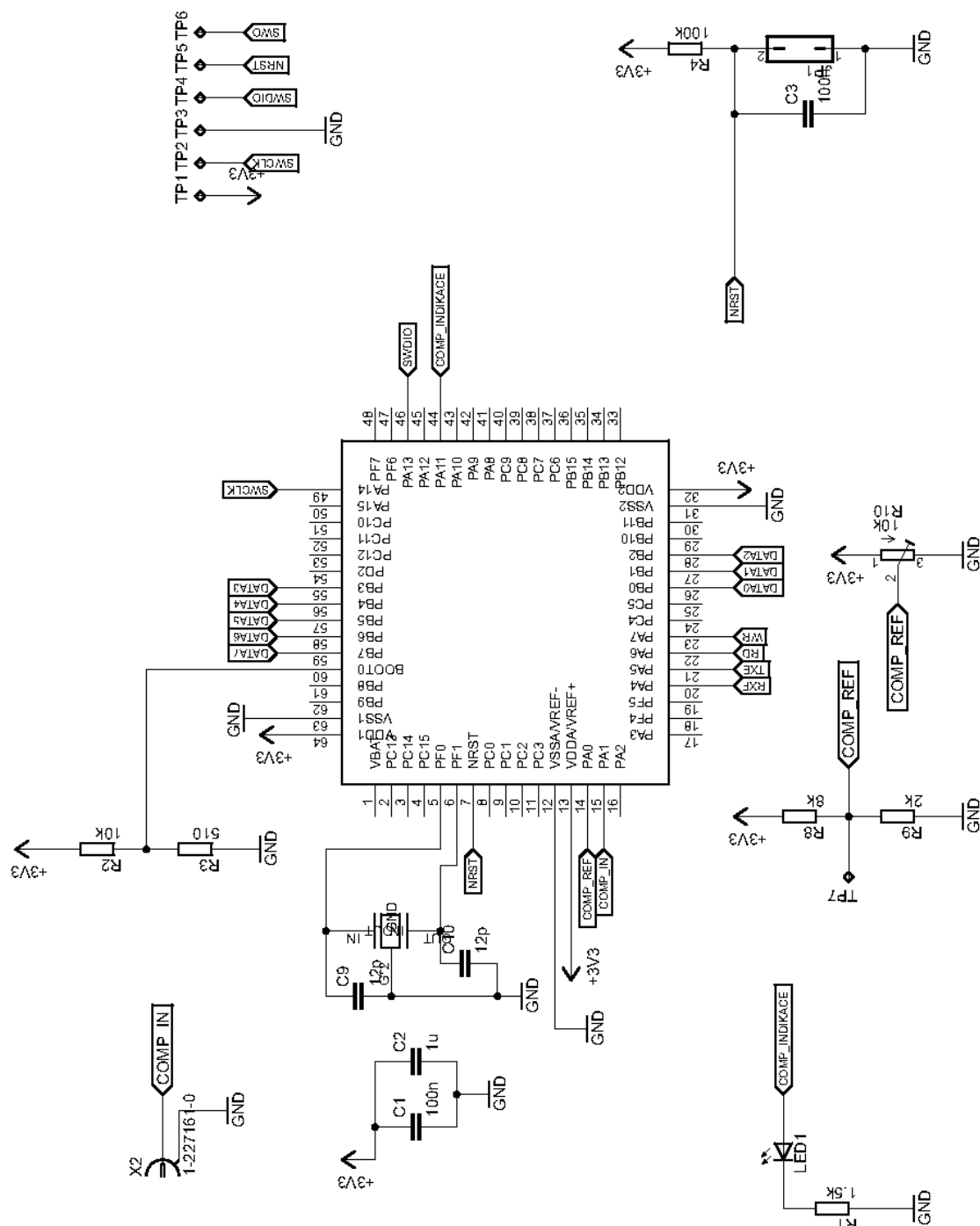
- Podklady pro výrobu prototypové desky plošných spojů vytvořené v programu eagle:
 - Schematické zapojení vysokofrekvenční části
 - Schematické zapojení digitální části
 - DPS vysokofrekvenční části
 - DPS digitální části
- Katalogové listy použitých součástek:
 - Mikroprocesor STM32f051R8T6
 - Převodník FT240X
 - Operační zesilovač OPA820
- Napsané programy:
 - HEX code programu pro procesor
 - Zdrojový kód v jazyce C programu pro procesor
 - Spustitelný program pro ukládání dat
 - Zdrojový kód navržený v programu LabView pro ukládání dat
 - M-file programu na zpracování a interpretaci dat psaný v programu Matlab
- Ovladače pro obvod FT240X
- Návod na instalaci ovladačů pro FT240X (EN)
- LabVIEW Run-Time Engine pro spouštění programu pro ukládání dat

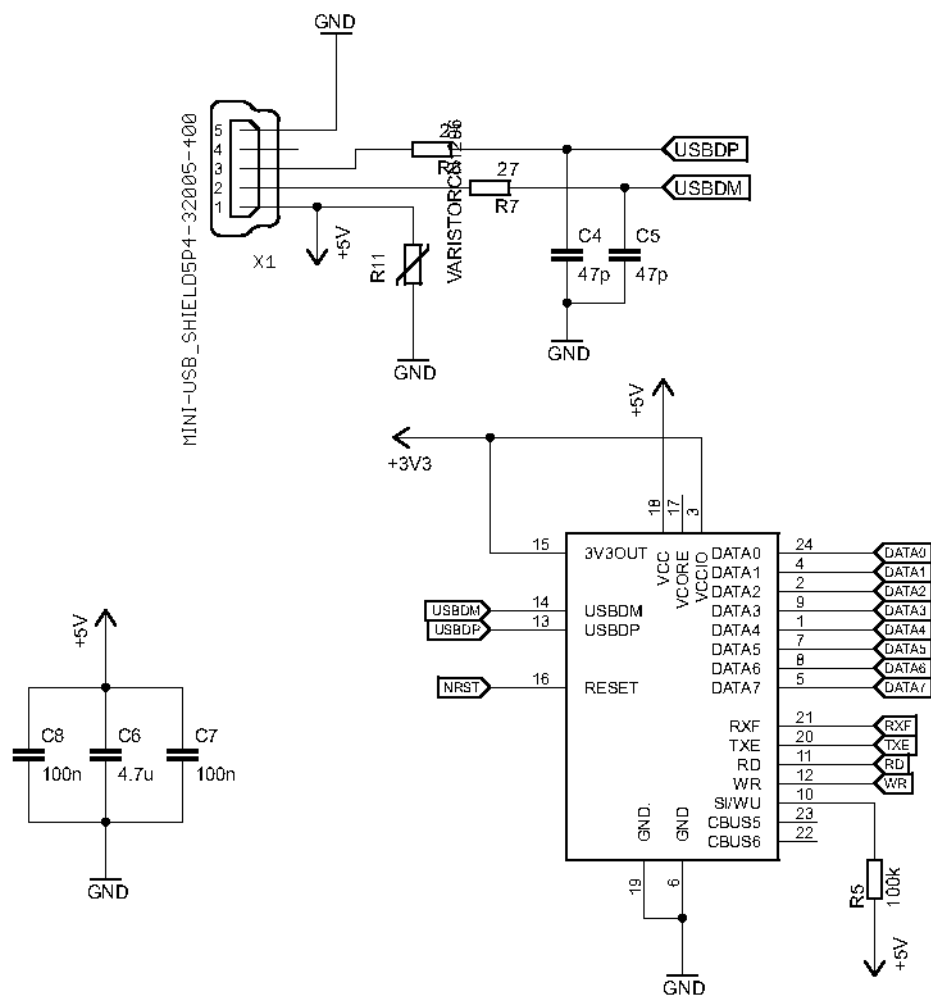
Příloha 1a - schématické zapojení vstupní části přípravku (VF část)



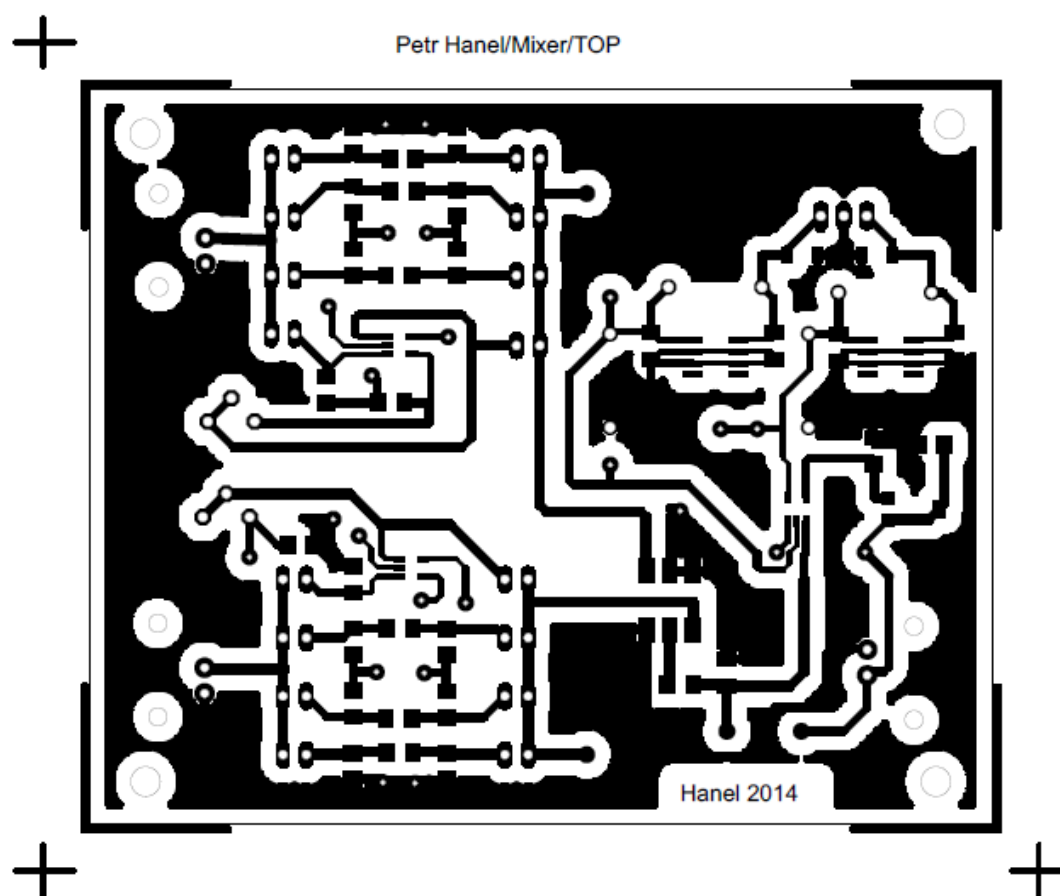


Příloha 1b – schématické zapojení digitální části přípravku





Příloha 2a – návrh plošného spoje vstupní části



Příloha 2b – návrh plošného spoje digitální části

