

Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky

Reflektometr v časové oblasti

Bc. Petr Polášek

Vedoucí: Ing. Viktor Adler, Ph.D.

Obor: Elektronika a komunikace

Studijní program: Elektronika

Listopad 2019

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Polášek** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **435028**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Studijní obor: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Reflektometr v časové oblasti

Název diplomové práce anglicky:

Time-Domain Reflectometer

Pokyny pro vypracování:

Prostudujte problematiku časové reflektometrie a navrhnete schéma zapojení a zkonstruuje samostatně fungující měřicí zařízení pracující na principu časové reflektometrie (TDR, Time-Domain Reflectometry) a využijte techniku vzorkování v ekvivalentním čase. Jako budící signál měřeného obvodu použijte obdélníkový signál, u něhož se snažte dosáhnout co nejkratší náběžné hrany. Implementujte zpracování změřených vzorků tak, aby se dala určit poloha a typ diskontinuity na měřeném vedení. Dále implementujte kalibrační metodu využívající předem známé vlastnosti vhodných mechanických kalibrů.

Konzultant: prof. Ing. Karel Hoffmann, CSc.

Seznam doporučené literatury:

Ndagijimana Fabien, Signal Integrity: From High-Speed to Radiofrequency Applications, J.Wiley & Sons, New York, 2014
Cataldo Andrea, De Benedetto Egidio, Cannazza Giuseppe, Broadband Reflectometry for Enhanced Diagnostics and Monitoring Applications, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011
Fabien Ndagijimana, Signal Integrity: From High-speed to Radiofrequency Applications, J. Wiley&Sons, New York, 2014

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Viktor Adler, Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **04.10.2019**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

Ing. Viktor Adler, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Poděkování

Děkuji svým rodičům i celé rodině, že mi byli oporou po celou dobu mého studia.

Děkuji Ing. Viktoru Adlerovi, PhD. a prof. Ing. Karlu Hoffmannovi, CSc. za umožnění přístupu k mikrovlnné měřicí technice a možnost konzultování detailů této práce.

Děkuji Ing. Viktoru Adlerovi za významnou pomoc při analýze vysokofrekvenčních parametrů substrátu použitého pro plošný spoj reflektometru.

Děkuji také studentskému klubu Silicon Hill a projektu „MacGyver - Bastlíři SH“ za umožnění přístupu k měřicímu vybavení.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem č. 1/2009 o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

Dále prohlašuji, že nemám závažný důvod proti užití tohoto školního díla ve smyslu §60 zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze, 9. listopadu 2019

.....
Bc. Petr Polášek

Abstrakt

Tato práce se zabývá konstrukcí reflektometru v časové doméně, výsledkem je funkční zařízení s ovládacím softwarem. Cílem bylo vyvinout zařízení pro měření odrazů na vedení schopné detekce závad na vedení s přesností detekce polohy závady v řádu jednotek centimetrů. Důraz byl kladen na co nejmenší cenu výsledného zařízení a zároveň co nejjednodušší konstrukci, ovšem se snahou, aby tato kritéria neomezovala použitelnost či funkčnost zařízení.

Výsledné zařízení dokáže měřit ve frekvenčním rozsahu do řádu jednotek GHz, vzorkovací krok měření je 20 ps, ekvivalentní vzorkovací kmitočet je tedy 50 GSa.s^{-1} . Tento vzorkovací krok teoreticky umožňuje rozlišovací schopnost polohy závady na vedení 0,3 cm ve vakuu, v reálném prostředí může být i lepší. Samostatně dokáže zařízení detekovat jednoduché závady, jejich typ a polohu. V součinnosti s počítačem je možné provést i kalibraci pomocí kalibrační sady pro korekci nedokonalostí zařízení.

V práci je popsána vytvořená konstrukce reflektometru a princip jeho funkce. Jednotlivé funkční bloky jsou podrobně popsány, vysvětlen je i postup optimalizace těchto bloků k dosažení co nejlepších parametrů zapojení. Vysvětleny jsou i metody detekce závad na vedení, kalibrace zařízení a autokalibrace.

Práce se zabývá i případnými možnostmi, jak by bylo možné rozšířit schopnosti tohoto zařízení o funkci transmisometru, která by umožnila používat toto zařízení jako vektorový analyzátor v časové oblasti.

Klíčová slova: reflektometrie, reflektometr, TDR

Vedoucí: Ing. Viktor Adler, Ph.D.

Abstract

This work deals with construction of reflectometer in time domain, which is implemented as functional device along with control software. The goal was to develop a device capable of measuring reflections on transmission lines caused by faults with spatial resolution on the order of units of centimetres. The emphasis was to develop a cheap and simple device while trying not to limit the functionality or capability of the device.

The resulting device is able to measure up to units of GHz, sampling step is 20 ps, resulting in equivalent sampling rate of 50 GSa.s^{-1} . This sampling step theoretically allows spatial resolution of 0,3 cm in vacuum, possibly even less in real environment. The device can detect simple faults on its own, along with their type and position. When used with computer, it is possible to perform calibration using calibration set.

The work contains explanation of the construction and its principles. Each functional block is described in detail as well as the optimisations which were used to obtain the best possible parameters of the construction. Also explained are methods of detection of faults on the transmission line, calibration and autocalibration of the device.

This work also deals with eventual possibilities of extending the capabilities of the device by implementing a function of transmissometer, which could allow to use the device as a vector network analyzer in time domain.

Keywords: reflectometer, reflectometry, TDR

Title translation: Time-Domain Reflectometer

Obsah

Seznam zkratk použitých v textu	1		
1 Zadání a vlastní cíle návrhu	3		
1.1 Zadání	3		
1.2 Vlastní cíle návrhu	3		
2 Princip měření	5		
2.1 Základní princip měření	5		
2.2 Měření v ekvivalentním čase	6		
2.3 Interpretace měřených výsledků	6		
3 Princip zapojení	7		
3.1 Základní princip zapojení	7		
3.2 Blokové zapojení	7		
3.3 Generování potřebných hodinových signálů	7		
3.4 Tvorba budicího pulzu	11		
3.5 Přizpůsobovací obvody a testovací port	13		
3.6 Vzorkovací obvody a oddělovací zesilovač	15		
3.7 Logaritmický detektor	21		
3.8 Digitalizace měřeného průběhu	21		
4 Popis firmware	25		
4.1 Technické parametry firmware	25		
4.2 Autokalibrace a autodiagnostika zařízení	25		
4.2.1 Detekce stability fázového závěsu	25		
4.2.2 Autokalibrace stejnosměrné složky	26		
4.2.3 Kalibrace napěťových úrovní	26		
4.2.4 Odhad šumové úrovně a průměrování	26		
4.2.5 Autokalibrace polohy budicího pulzu	28		
4.3 Postup ovládání firmware	29		
5 Kalibrace	31		
5.1 Chybový model	31		
5.2 Chyby pramenící z nepřesnosti frekvence fázového závěsu	31		
5.3 Měření parametrů chybového modelu	31		
5.4 Kompenzace chyb	31		
5.5 Omezení plynoucí z omezené šířky pásma zapojení	31		
6 Detekce závad	33		
6.1 Princip hledání závad	33		
6.2 Základní typy závad	33		
6.3 Složené závady	33		
6.4 Výpočet impedančního profilu	33		
7 Změřené parametry	35		
7.1 Budicí pulz	35		
7.1.1 Průběh budicího pulzu	35		
7.1.2 Spektrum budicího pulzu	35		
7.2 Parametry fázového závěsu	35		
7.2.1 Jitter fázového závěsu v celočíselném režimu	35		
7.2.2 Jitter fázového závěsu v racionálním režimu	35		
7.2.3 Drift fázového závěsu	35		
8 Uživatelské rozhraní a popis ovládání	37		
8.1 Chování zařízení v autonomním režimu	38		
8.1.1 Autokalibrace	38		
8.1.2 Kalibrace pomocí kalibračních standardů	38		
8.1.3 Měření	38		

8.1.4 Vyhodnocení změřených dat .	38
8.2 Chování zařízení v režimu s připojeným počítačem	38
8.2.1 Autokalibrace	38
8.2.2 Kalibrace pomocí kalibračních standardů	38
8.2.3 Měření	38
8.2.4 Vyhodnocení změřených dat .	38
9 Závěr	39
A Literatura	41

Obrázky

3.1 Blokové zapojení reflektometru...	8	4.2 Závislost difference rozptylu (červeně) a součinu rozptylu s počtem průměrů (modře) na počtu provedených průměrů pro výpočet v plovoucí desetinné řádce.	28
3.2 Vnitřní blokové zapojení obvodu Si5351, převzato z [Sil18].	8	4.3 Závislost difference rozptylu (červeně) a součinu rozptylu s počtem průměrů (modře) na počtu provedených průměrů pro celočíselné výpočty.	29
3.3 Zapojení hodinového generátoru Si5351.	11		
3.4 Zapojení generátoru budících pulzů.	12		
3.5 Schéma přizpůsobovacích obvodů.	13		
3.6 Schéma použité pro simulaci vstupní impedance v programu LTSpice.	14		
3.7 Vstupní impedance reflektometru.	14		
3.8 Přizpůsobení vstupní impedance reflektometru.	15		
3.9 Zapojení vzorkovacích obvodů. .	16		
3.10 Přenos oddělovacího zesilovače.	17		
3.11 Přenos celého systému přizpůsobení-vzorkovač-zesilovač. .	18		
3.12 Absolutní chyba linearity oddělovacího zesilovače.	19		
3.13 Zapojení proudového zdroje. .	19		
3.14 Zapojení napájecích zdrojů vzorkovacích obvodů.	20		
3.15 Přenosová charakteristika aktivních napájecích filtrů.	21		
3.16 Schéma sekundárního vzorkovače a logaritmického detektoru.	22		
3.17 Změřená závislost výstupního napětí na kódovém slově DAC, celkové zobrazení.	23		
3.18 Změřená závislost výstupního napětí na kódovém slově DAC, výřez problematické oblasti.	23		
4.1 Závislost rozptylu na počtu provedených průměrů.	27		



Seznam zkratk použitých v textu

- ADC** Analog-Digital Converter. 9, 15, 21
- CML** Current Mode Logic. 10, 11
- CMOS** Complementary Metal Oxide Semiconductor. 10
- DAC** Digital-Analog Converter. 18, 21, 26
- DDS** Direct Digital Synthesis. 10
- ECL** Emitter Coupled Logic. 10
- FPGA** Field Programmable Gate Array. 10
- LVDS** Low Voltage Differential Signaling. 10
- RAM** Random Access Memory. 25
- TCXO** Temperature Compensated Crystal Oscillator. 10
- TTL** Transistor-Transistor Logic. 10
- USB** Universal Serial Bus. 4
- VCO** Voltage Controlled Oscillator. 7, 10, 26

Kapitola 1

Zadání a vlastní cíle návrhu

1.1 Zadání

Zadání této práce je vytvořit samostatně funkční reflektometr v časové oblasti na principu vzorkování v ekvivalentním čase. Budicí signál by měl být obdélníkového tvaru s co nejkratší náběžnou (či sestupnou) hranou. Zařízení by mělo být schopné samostatné funkce a mělo by být schopné určit polohu a typ základních typů diskontinuit na vedení. Mělo by být též možné provést kalibraci zařízení pomocí mechanických kalibrů.

1.2 Vlastní cíle návrhu

Mimo již zmíněných cílů, které vycházejí ze zadání práce, vznikly další cíle, jejichž dosažení není zadáním nijak vyžadováno, ale které si autor stanovil jako svoje vlastní cíle, kterých by chtěl v rámci této práce dosáhnout. Jejich hlavním společným faktorem je požadavek na minimalismus celé konstrukce, jak z pohledu složitosti zapojení, tak i jeho velikosti a konečně také ceny. Zařízení by mělo být opakovatelně výrobitelné, poud možno i v amatérských podmínkách. Podmínkou pro dodržení těchto cílů je však to, aby jejich splnění nedegradovalo kvalitu výsledného zařízení na mez použitelnosti.

- **Jednoduchost zapojení.** Konstrukce by měla být co nejjednodušší a obsahovat co nejméně komponent, aby měla co nejméně stupňů volnosti a bylo ji možné optimalizovat již ve fázi návrhu pomocí simulací a výpočtů. Tím se zmenšuje počet nezbytných cyklů návrhu, výroby a měření, které je nezbytné projít, aby zařízení splňovalo očekávané vlastnosti.
- **Použití pouze běžně dostupných a nahraditelných komponent.** Konstrukce by neměla obsahovat žádné komponenty, které jsou nenahraditelné. Jejich nedostupnost na trhu by pak znamenala, že zařízení již není možné vyrobit. V horším případě by se celá architektura zapojení

musela přepracovat. Použité komponenty by navíc měly být pokud možno běžně dostupné - konstrukce by se měla pokud možno vyhnout například zákaznickým obvodům nebo na míru vyrobeným polovodičovým součástkám.

- **Použití pouze běžných konstrukčních metod.** Konstrukce by se měla vyhnout výrobním postupům, které se používají pouze u specializovaných zařízení a které není možné snadno replikovat. Tím jsou myšleny například polovodičové prvky pájené přímo substrátem na plošný spoj a následně strojově bondované.
- **Použití pouze technologií nevyžadujících speciální provozní podmínky.** Zařízení by mělo být pokud možno minimálně závislé na podmínkách okolního prostředí. Neměly by být použity například technologie vyžadující kryogenické chlazení, udržování konstantní teploty, speciální atmosféry nebo dokonalé stínění před světlem.
- **Žádné manuálně nastavované prvky při výrobě.** Konstrukce by neměla obsahovat žádné nastavitelné prvky, které by se musely po vyrobení prvotně nastavit. Všechny takové prvky by měly být řízené elektronicky a nastavované v rámci autokalibrace zařízení.
- **Jednoduchost ovládání.** Zařízení by mělo uživatele celým procesem autokalibrace a měření co nejjednodušeji provést. Zařízení by mělo samo nalézt možné závady na vedení a oznámit jejich typ a polohu.
- **Komunikace s počítačem.** Zařízení by mělo být schopné komunikovat s počítačem přes rozhraní Universal Serial Bus (USB) a umožnit uložení změřených dat, rozšířené ovládání a případně složitější metody kalibrace.

Kapitola 2

Princip měření

2.1 Základní princip měření

Reflektometrie v časové oblasti (dále již jen reflektometrie) v kontextu této práce znamená měření vlastností jednobranu, které probíhá na základě měření odezvy měřeného systému na budicí signál, přičemž toto měření probíhá v časové oblasti. Pro měření je možné použít jako budicí signál libovolný kauzální signál, typicky se však využívají pouze průběhy podobné pravoúhlému průběhu nebo jednotkovému v případě širokopásmových reflektometrů. Vzhledem k tomu, že není možné je fyzicky realizovat, protože by vyžadovaly nekonečnou šířku pásma generátoru pulzů, používají se podobné signály, například chybová funkce [Tek85] nebo Gaussův pulz [GLR07]. V případě úzkopásmových reflektometrů se používá například sinusový průběh modulovaný Gaussovým pulzem [MP74]. Pro diagnostiku vedení, která jsou v době měření používána pro komunikaci, se používá například pseudonáhodný průběh [CF05].

Za předpokladu lineárního invariantního systému a kauzálního budicího signálu je možné závislost odezvy měřeného systému na budicím signálu zapsat následujícím způsobem [Sar97], kde $x(t)$ je budicí signál, $y(t)$ je změřená odezva systému na daný budicí signál a $h(t)$ je impulzní odezva:

$$y(t) = x(t) * h(t). \quad (2.1)$$

Při měření reflektometrem je cílem získat tuto impulzní odezvu, případně skokovou odezvu. Tu je možné buď přímo použít k hrubé analýze měřeného systému nebo provést kalibrační měření, kterým je možné odstranit některé chyby měření, a měřený systém analyzovat výrazně přesněji. Na digitální reflektometry je možné ve frekvenční oblasti aplikovat podobné korekční algoritmy, jako na vektorové analyzátoři.

V případě odstranění systémových chyb měření je možné provádět složitější analýzy měřeného systému, např. vypočítat impedanční profil měřeného vedení nebo použít reflektometr podobně jako jednoportový vektorový analyzátor.

2.2 Měření v ekvivalentním čase

Pro vysokorychlostní měření se používají dvě metody měření, měření v reálném čase a měření v ekvivalentním čase.

Měření v reálném čase zpravidla probíhá tak, že jsou všechna měřená data získána z jediné realizace měřeného průběhu. Toto měření je spuštěno předem definovanou spouštěcí událostí, načež je velice rychle změřeno velké množství vzorků. Výhodou tohoto typu měření je možnost změřit jednorázové jevy. Nevýhodou je omezený vzorkovací kmitočet, který se v současné době pohybuje v jednotkách GSa.s^{-1} . Dále je nevýhodou nezbytnost velice rychle zpracovávat velké množství dat. Tato metoda měření vyžaduje využití velice rychlých digitálních obvodů. Dodnes se v reflektometrech běžně nevyužívá, neboť neumožňuje dostatečně vysoké vzorkovací kmitočty.

Měření v ekvivalentním čase naopak probíhá během většího množství realizací měřeného průběhu. Měření probíhá tak, že po každé spouštěcí události je odebrán určitý počet vzorků. Při další spouštěcí události dojde ke zhuštění naměřených dat. Ke změření celého průběhu je nezbytné, aby se měření opakovalo, dokud nejsou změřeny všechny body. Nevýhodou tohoto postupu je pomalejší měření a nemožnost změřit jednorázové jevy, nicméně pro statické úlohy, které jsou pro reflektometrická měření typická, je tato metoda vhodná. Tato metoda měření je téměř nezávislá na skutečném vzorkovacím kmitočtu, který pouze omezuje rychlost měření. Vzorkovací kmitočet je omezen pouze konstrukcí časovacích obvodů. Definuje se pak tzv. ekvivalentní vzorkovací kmitočet, který odpovídá převrácené hodnotě nejkratšího měřitelného časového kroku.

2.3 Interpretace měřených výsledků

Po změření odezvy systému na budicí pulz je výsledkem odezva, která je však zatížená chybami měření. Pro jejich odstranění je možné využít převedení změřeného průběhu do časové domény následně aplikaci korekčních algoritmů používaných typicky pro vektorové analyzátory. Je tak možné odstranit přeslechy, útlum vedení připojeného k reflektometru, odrazy na připojovacích konektorech a frekvenční charakteristiku samotného budicího pulzu. Po odstranění těchto systémových chyb je možné převést je zpět do časové oblasti. Výsledkem je zkalibrovaný průběh, ze kterého je již možné spočítat např. impedanční profil měřeného systému.

Kapitola 3

Princip zapojení

3.1 Základní princip zapojení

Zapojení se skládá z generátoru impulsů, vzorkovacích obvodů a řídicího fázového závěsu, který tyto dvě části synchronizuje. Generátor impulsů se používá pro tvorbu budicího signálu, který je zaveden do měřeného systému. Pomocí vzorkovacího můstku se pak provádí měření odezvy měřeného systému. Fázový závěs časuje spouštění generátoru a vzorkovače asynchronně tak, aby se postupně spouštěcí událost obou částí vzájemně posouvala. Tím dochází k tomu, že každý vzorek odpovídá jinému bodu měřené odezvy. Zařízení tedy pracuje v režimu měření v ekvivalentním čase. To znamená, že měřená odezva není změřena v reálném čase, ale je pomalu sbírána. V navrženém zapojení dojde při každé periodě budicího signálu ke změření jednoho vzorku odezvy systému.

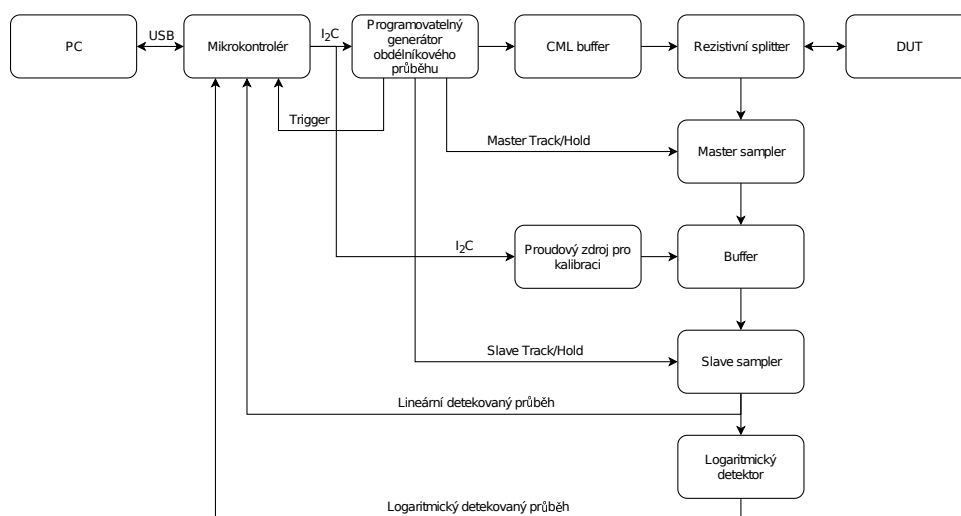
3.2 Blokové zapojení

Blokové zapojení reflektometru je znázorněno na obrázku 3.1. V dalších částech této kapitoly jsou jednotlivé bloky popsány do hloubky.

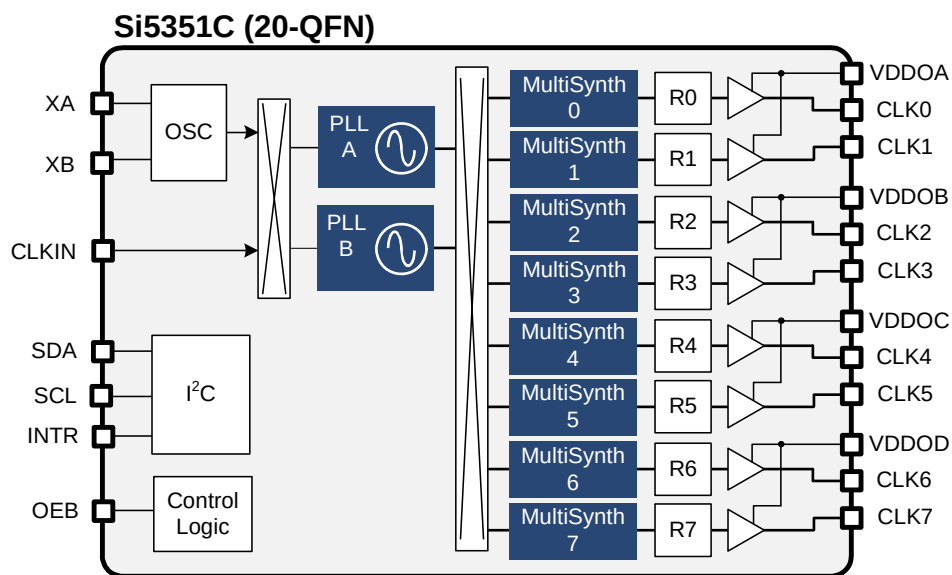
3.3 Generování potřebných hodinových signálů

Hlavním prvkem celého zapojení je vícekanálový digitální fázový závěs, který je postaven na obvodu Si5351C-B [Sil18]. Tento obvod obsahuje krystalový oscilátor, na nějž jsou zavěšeny dva interní oscilátory VCO. Vnitřní blokové schéma je možné vidět na obrázku 3.2.

Frekvenci těchto oscilátorů je možné nezávisle nastavit. Jejich frekvence f_{VCO} může být neceločíselným násobkem frekvence krystalového oscilátoru



Obrázek 3.1: Blokové zapojení reflektometru.



Obrázek 3.2: Vnitřní blokové zapojení obvodu Si5351, převzato z [Sil18].

f_{XTAL} .

$$f_{VCO} = f_{XTAL} \left(a + \frac{b}{c} \right) \quad (3.1)$$

Koeficient a může nabývat hodnot $\langle 15, 90 \rangle$. V neceločíselném režimu může koeficient c nabývat hodnot $\langle 0, 1048575 \rangle$, koeficient b pak $\langle 0, c \rangle$. Je tedy možné nastavit frekvenci oscilátorů tak, že se liší o méně než 1 ppm. Při použití těchto dvou frekvencí jako časovacích signálů pro buzení a vzorkování je tedy možné odebírat až 1048576 vzorků. Dochází totiž k tomu, že s každou periodou se postupně hrany těchto obdélníkových signálů vůči sobě časově posunou o fixní časový krok. Tento krok je možné spočítat z nastavených frekvencí oscilátorů.

$$\begin{aligned} f_{VCO1} &= f_{XTAL} \left(a_1 + \frac{b_1}{c_1} \right) \\ f_{VCO2} &= f_{XTAL} \left(a_2 + \frac{b_2}{c_2} \right) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Za těmito oscilátory ještě následují děličky. Ty také umožňují neceločíselné dělení, které je ovšem nevýhodné, protože může zvyšovat fázové chvění výstupního signálu. Proto jsou použity pouze v celočíselném režimu. Děličky jsou použity kvůli omezenému vzorkovacímu kmitočtu použitého ADC. Výsledkem jsou tedy dvě frekvence f_{OUT1} a f_{OUT2} . Označíme-li společný dělicí poměr d a za předpokladu, že $a_1 = a_2 = a$, $c_1 = c_2 = c$ a $b_2 = 0$:

$$\begin{aligned} f_{OUT1} &= \frac{f_{VCO1}}{d} = f_{XTAL} \left(\frac{a + \frac{b_1}{c}}{d} \right) \\ f_{OUT2} &= \frac{f_{VCO2}}{d} = f_{XTAL} \left(\frac{a}{d} \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Pak se během jedné periody oscilátory vůči sobě posunou o čas T_{SHIFT} :

$$\begin{aligned} T_{SHIFT} &= T_{OUT2} - T_{OUT1} = \frac{1}{f_{OUT2}} - \frac{1}{f_{OUT1}} \\ T_{SHIFT} &= \frac{d}{f_{XTAL}} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{a + \frac{b_1}{c}} \right) = \frac{d}{af_{XTAL}} \left(\frac{1}{1 + a\frac{c}{b_1}} \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Pro minimalizaci fázového chvění je podle [Sil18] a [Sil15] vhodné preferovat celočíselné násobení i dělení, je-li to možné. Dále může fázové chvění zmenšit i použití sudých násobitelů a dělitelů. V navrženém zapojení je tedy fázový závěs nastaven takto:

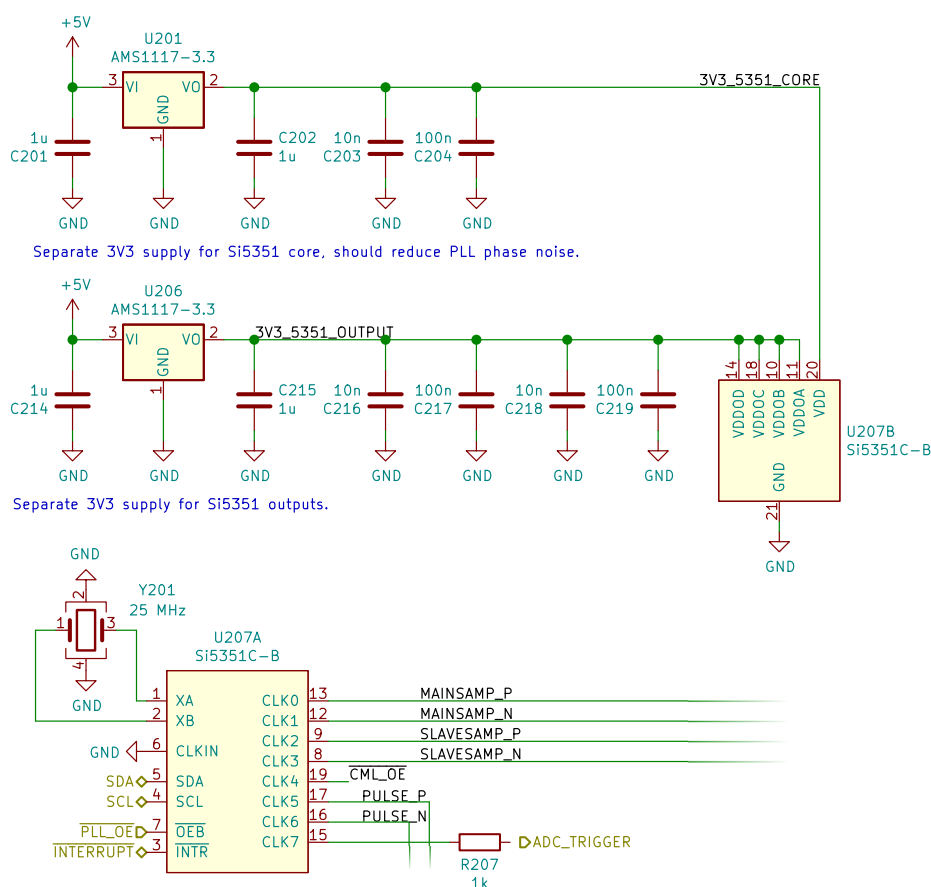
$$\begin{aligned}
f_{XTAL} &= 25 \text{ MHz} \\
a &= 24 \quad b_1 = 24/8 = 3 \\
c &= 500000/8 = 62500 \quad d = 128 \cdot 46 = 5888 \\
f_{OUT1} &\doteq 101\,902 \text{ kHz} \doteq f_{OUT2} \\
T_{SHIFT} &= \frac{46 \cdot 128}{24 \cdot 25000000} \left(\frac{1}{1 + 24 \cdot \frac{500000}{24}} \right) \doteq 19,627 \text{ ps}
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Podobný princip měření pomocí dvou oscilátorů o podobné frekvenci se již v literatuře objevil, avšak zatím nebyl implementován přímo pomocí fázového závěsu. V [DJJ03] byly použity dva nezávislé oscilátory. Toto řešení je sice jednodušší, avšak není možné zajistit, jak velký bude časový krok měření. Vzhledem ke skutečnosti, že oscilátory jsou závislé na teplotě a dalších vnějších vlivech, není možné zajistit ani dlouhodobou stabilitu. Při použití dvojitého fázového závěsu s neceločíselným násobitelem však je možné tuto dlouhodobou stabilitu zajistit. Krok měření je pak závislý pouze na frekvenci jediného krystalového oscilátoru. Při použití TCXO může být tato stabilita velmi dobrá, na úrovni jednotek ppm.

Další podobný způsob časování vzorkování je použit v [TKF⁺13], kde je využito FPGA jako DDS. Výstup z této DDS je filtrován dolní propustí a následně zaveden do komparátoru, čímž je získáván obdélníkový řídicí signál. Řízení vzájemné polohy budicího pulzu a vzorkování je pak dosaženo nastavováním fáze sinusového signálu, který je generován DDS. Tento systém umožňuje krok vzorkování v jednotkách pikosekund. Je tedy podobný vlastnostmi konstrukci popsané v této práci. Nevýhodou je však to, že autoři se příliš nezabývali generátorem impulzů, náběžná hrana použitého generátoru činí přibližně 2 ns. Důvod, proč tak autoři učinili, je možná omezení vyplývající ze zvoleného způsobu vzorkování pomocí komparátoru a digitálního integrátoru.

Zapojení hodinového generátoru s fázovým závěsem Si5351 je zobrazeno na 3.3. Symbol obvodu je rozdělený na dvě části, U207A a U207B. Kromě samotného obvodu Si5351 je potřeba pouze referenční krystal a napájecí obvody. Napájení je rozděleno na dvě domény. První je jádro fázového závěsu, které napájí interní logické obvody a VCO. Druhá napájí výstupní budiče. Toto rozdělení by mělo omezit fázový šum generovaných hodinových signálů způsobený rušením na napájení VCO [Sil15]. Pro krystalový oscilátor není potřeba používat zatěžovací kondenzátory, jsou obsaženy uvnitř obvodu Si5351, je možné je nastavit v rozsahu 4 pF–10 pF.

Výstupní budiče obvodu Si5351 jsou slučitelné jak s CMOS obvody a jejich modernějšími variantami, tak i s obvody rodin TTL, ECL, CML, LVDS a podobnými. Budiče jsou proudové, proud je možné nastavit ve čtyřech krocích v rozsahu 2 mA–8 mA [Sil18]. Tohoto faktu je využito v zapojení, 4 výstupy jsou použity přímo pro proudové buzení vzorkovacích můstků, 2 výstupy pro



Obrázek 3.3: Zapojení hodinového generátoru Si5351.

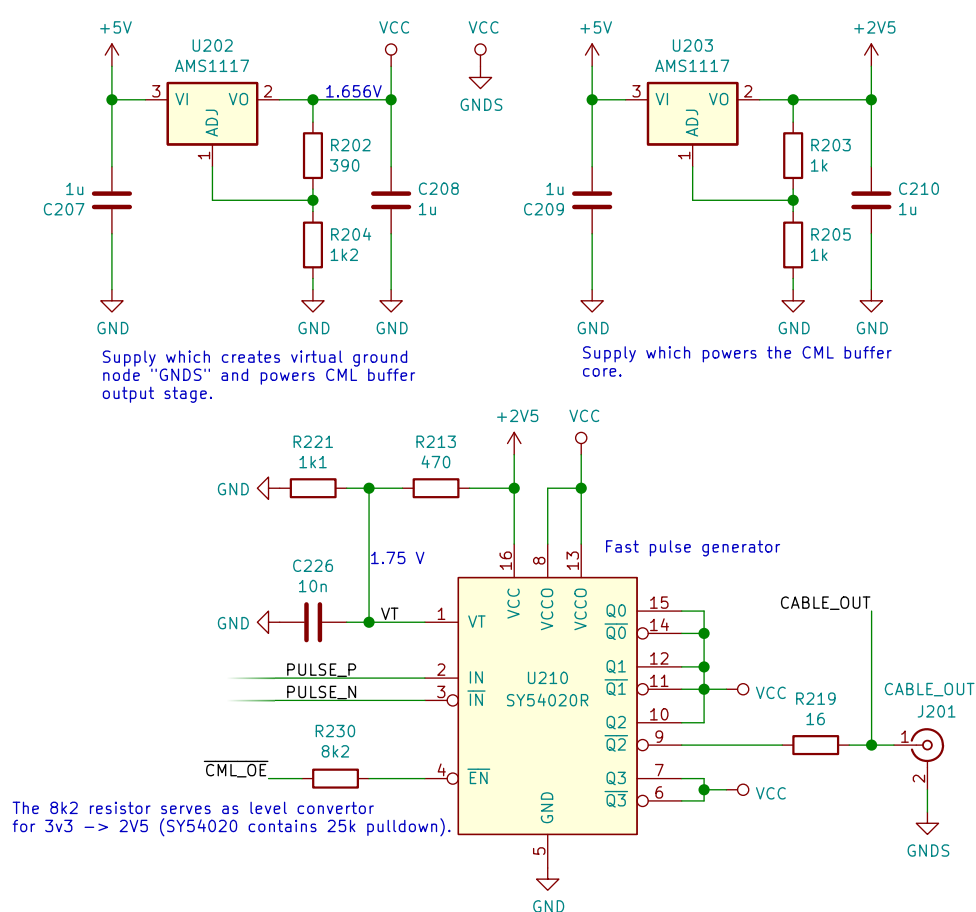
buzení CML bufferu, jeden výstup pro synchronizaci vzorkování použitého mikrokontroleru a jeden výstup pro řízení stavu CML bufferu.

Dle katalogových údajů by tento fázový závěs měl typicky dosahovat mezivrcholového fázového šumu 70 ps, maximálně 155 ps. Dle výrobce by mělo jít o parametry v „nejhorším možném případě v reálné aplikaci ... skutečné vlastnosti mohou být výrazně lepší“ [Sil18]. Bohužel není uvedeno, jak se tento parametr mění v závislosti na nastavení násobících a dělicích sekcí. Není uveden ani histogram šumu, jeho frekvenční spektrum, ani efektivní hodnota. Spektrum fázového šumu je možné najít v [JMN14], bohužel se nejedná o ověřený zdroj.

3.4 Tvorba budicího pulzu

Pro tvorbu budících pulzů byl vybrán obvod SY54020, který je původně určen jako CML buffer. Logické obvody CML používají logické úrovně referencované vůči kladnému pólu napájení, výstupy i vstupy těchto obvodů jsou přizpůsobené impedanci 50 Ω. Podle katalogových údajů [Mic09] by měla

výstupní impedance ležet v rozsahu $45\ \Omega$ – $55\ \Omega$. Hlavní důvod pro použití tohoto bufferu je vysoká rychlost, dle katalogových údajů by měla délka náběžných a sestupných hran spadat do rozsahu 35 ps–100 ps, typicky 60 ps. Tento údaj je udáván pro body, kde prochází náběžná hrana 20 % a 80 % mezi původním a konečným napětím. U obvodu Si5351 by podle katalogových údajů měl tento parametr být typicky 1 ns, maximálně 1,5 ns. Použitím obvodu SY54020 by tedy mělo být možné zkrátit náběžné hrany o 90 %–98 % oproti přímému použití výstupu z obvodu Si5351 jako zdroje budících pulzů. Dle katalogových údajů by špičkový aditivný fázové chvění mělo být přibližně 1 ps, tedy přibližně o dva řády lepší, než fázové chvění obvodu Si5351. Použití budiče SY54020 by tedy mělo mít zcela minimální vliv na celkovou úroveň fázového chvění.

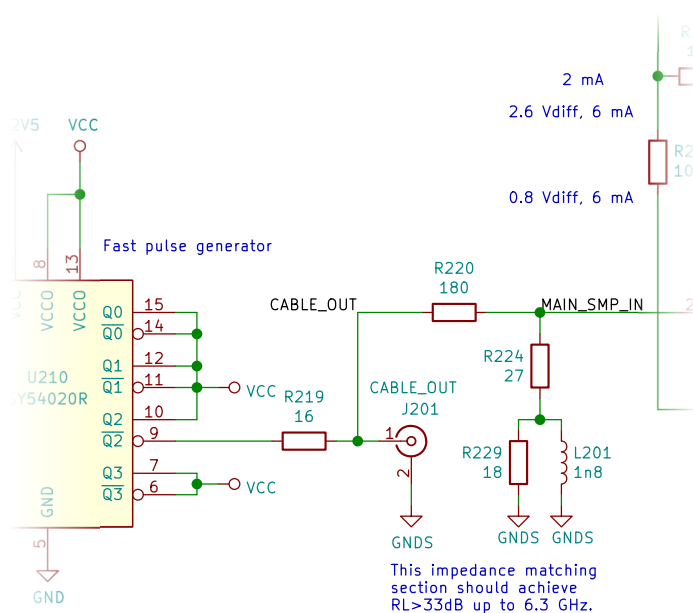


Obrázek 3.4: Zapojení generátoru budících pulzů

Postatná výhoda obvodu SY54020 spočívá v oddělení napájecích úrovní vstupů a výstupů tohoto obvodu. V zapojení je vstupní část obvodu napájena 3,3 V, výstupní část 1,65 V, tedy přesně polovičním napájecím napětím. Tato napájecí hladina označená jako VCC, a zároveň jako GNDS, je použita jako virtuální analogová země. Všechny následující obvody jsou vztaženy k této virtuální zemi. Zapojení generátoru budících impulzů je na obrázku 3.4.

3.5 Přizpůsobovací obvody a testovací port

Generátor budících impulsů z předchozího bodu je nezbytné připojit k měřicímu portu. K tomuto portu však musí být zároveň připojeny vzorkovací obvody. Proto jsou nezbytné přizpůsobovací obvody, které umožňují připojit k testovacímu portu obě tyto části při dodržení vstupní impedance. Jejich zapojení je uvedeno na obrázku 3.5.

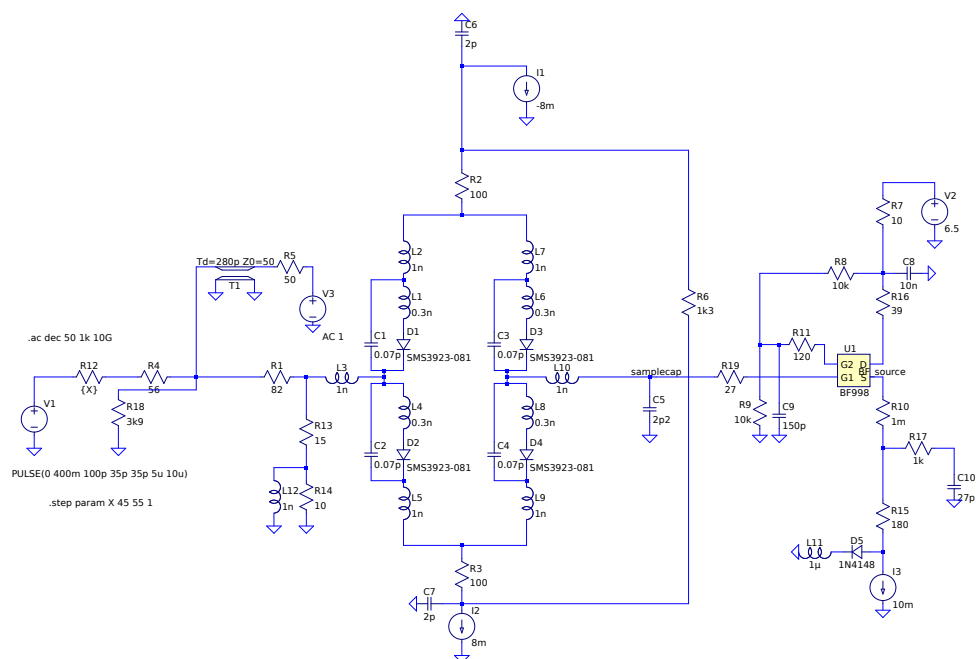


Obrázek 3.5: Schéma přizpůsobovacích obvodů.

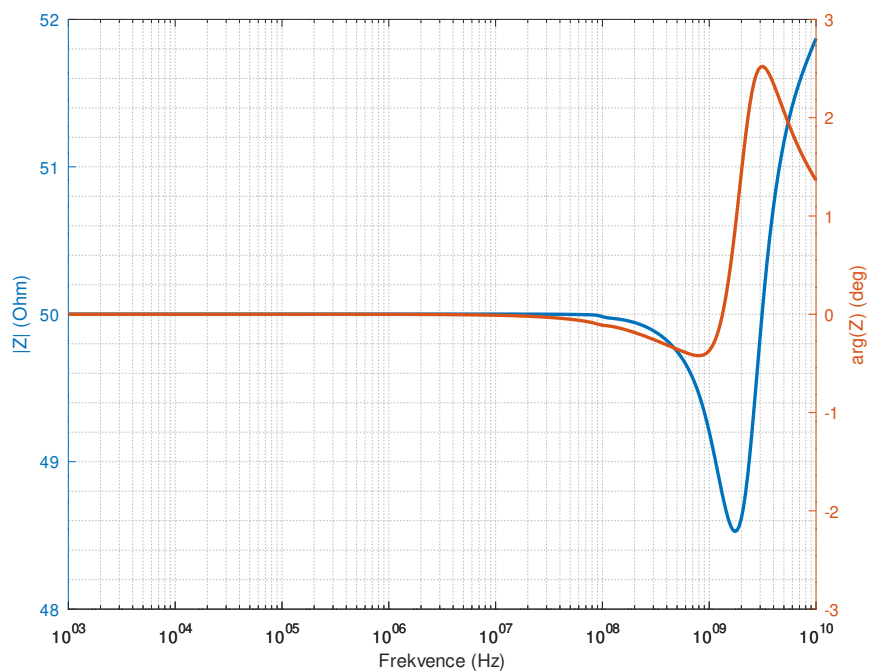
Přizpůsobovací obvody jsou navrženy tak, aby bylo dosaženo co nejlepšího impedančního přizpůsobení na testovacím konektoru. Problematická je impedance vzorkovacího můstku, neboť na jeho výstupu je připojen vzorkovací kondenzátor, který způsobuje rezonanci pouzdra vzorkovacího můstku na frekvenci přibližně 1,7 GHz. Vliv této rezonance na vstupní impedanci reflektometru je částečně potlačen použitím děliče sestaveného z odporů R220, R224 a R229 a cívky L201 (označení podle obrázku 3.5). Výsledná impedance je zakreslena v grafu 3.7, parametr S_{11} pak v grafu 3.8. Simulace byla provedena bez vední T1, které se nachází na schématu 3.6. Hodnoty použitých součástek v děliči se mezi schémata liší, protože během vývoje zařízení byly použité diodové můstky HSMS-282P vyřazeny z výroby. Jako náhrada byly vybrány diodové můstky SMS3923-081LF. Díky podrobnějšímu SPICE modelu bylo možné do simulace zahrnout i vliv parazitních vlastností pouzdra tohoto můstku, což umožnilo další optimalizace. Konečné hodnoty použitých součástek se nachází ve schématu použitém v simulaci.

Vstupní impedance byla simulována do 10 GHz. V celém simulovaném

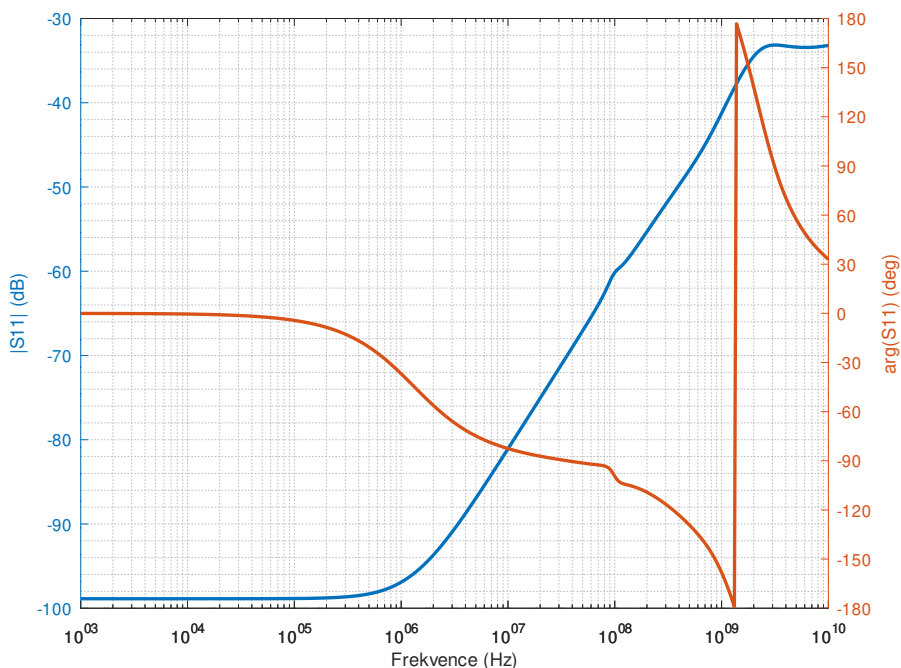
3. Princip zapojení



Obrázek 3.6: Schéma použité pro simulaci vstupní impedance v programu LTSpice.



Obrázek 3.7: Vstupní impedance reflektometru.



Obrázek 3.8: Přizpůsobení vstupní impedance reflektometru.

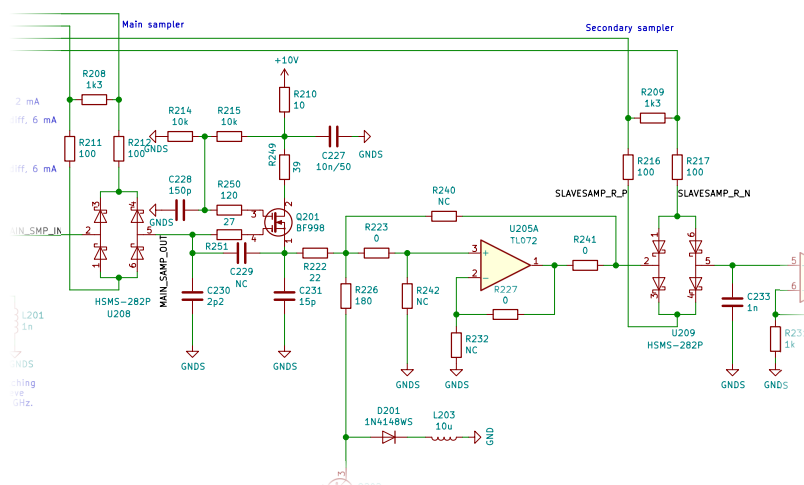
pásmu se vstupní impedance odchyluje od nominálních 50Ω o méně než $\pm 2 \Omega$. Parametr $|S_{11}|$ je vykreslen v grafu 3.8. V celém rozsahu je menší než -33 dB , což odpovídá koeficientu odrazu $\Gamma \leq 0.023$. Navržené přizpůsobení by tedy mělo být velmi dobré. Vzhledem k tomu, že konektory obvykle způsobují odraz větší, než je odraz vycházející ze simulace, měl by být klíčovým prvkem pro dosažení malého odrazu na testovacím portu kvalitní konektor a připojovací vedení. Při uvažování tolerance impedance budiče SY54020, která se pohybuje v rozsahu 45Ω – 55Ω , se přizpůsobení zhorší, nicméně v celém rozsahu je lepší než -30 dB .

3.6 Vzorkovací obvody a oddělovací zesilovač

Vzorkování je v reflektometru prováděno ve třech stupních. První stupeň je tvořený diodovým můstkem U208 (na obrázku 3.9) a kondenzátorem C230. Druhý stupeň vzorkování je tvořen diodovým můstkem U209 a kondenzátorem C233. Třetí stupeň probíhá uvnitř mikrokontroléru v ADC.

První vzorkovací stupeň je připojen k obvodu Si5351, který proudově napájí vzorkovací můstek. Proud nastavený na budičích tohoto obvodu je 8 mA . V době, kdy vzorkovač sleduje vstupní signál, jsou diody sepnuty v propustné oblasti, můstek se pak chová přibližně jako rezistor o odporu jednotek Ω zapojený mezi vstupem a vzorkovacím kondenzátorem. V okamžiku, kdy má být odebrán vzorek měřeného napětí, se obrátí směr proudu tekoucí skrz můstek,

čímž se můstek rozepne. Po rozepnutí má můstek charakter kondenzátoru o kapacitě desetin pikofaradu. Aby můstek co nejméně ovlivňoval vstupní impedanci reflektometru, je připojen přes přizpůsobovací obvody. Kondenzátor C230 musí mít co nejmenší kapacitu, aby příliš kapacitně nezatěžoval vzorkovací můstek. Při použití většího kondenzátoru klesá šířka propustného pásma vzorkovače a zvětšuje se vliv vzorkovače na vstupní impedanci reflektometru. Pro potlačení kapacitního charakteru vzorkovače je v přizpůsobovacím obvodu použita kombinace R229 a L201, které částečně na vysokých frekvencích stáčí impedanci zpět k reálným hodnotám. Při použití příliš malého kondenzátoru je problematická parazitní kapacita diodového můstku v rozepnutém stavu, měřený signál pak výrazně „prosakuje“ do navzorkovaného signálu i v okamžiku, kdy je diodový můstek rozepnutý.



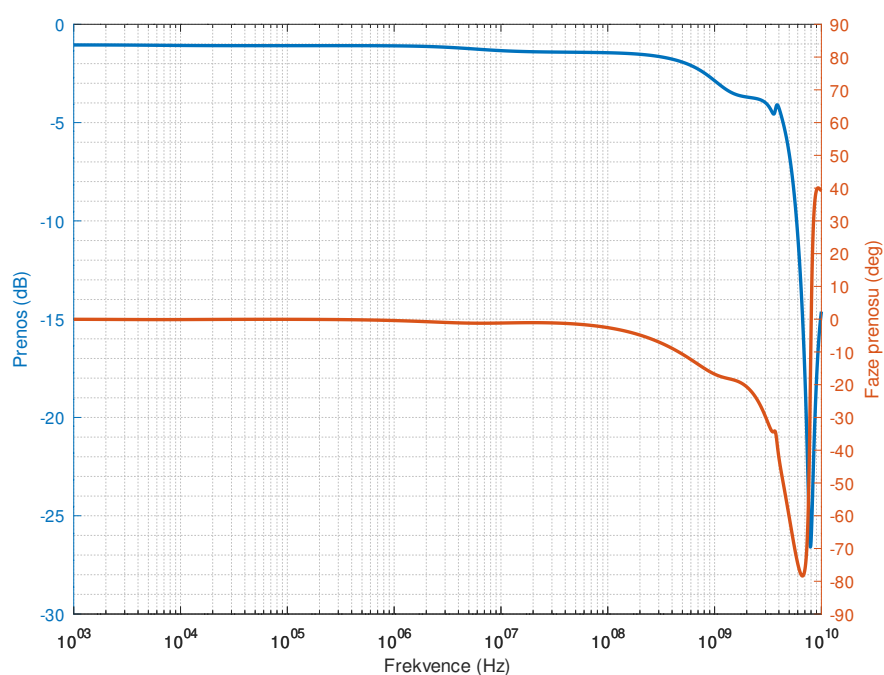
Obrázek 3.9: Zapojení vzorkovacích obvodů.

Vzhledem k velice malé kapacitě vzorkovacího kondenzátoru je nezbytné, aby obvody připojené k němu měly minimální vstupní proud. To by bylo možné zajistit přímo unipolárním operačním zesilovačem U205, avšak má velkou vstupní kapacitu, přibližně 27 pF [Hou00]. Proto je použit oddělovací zesilovač s unipolárním dvouhradlovým tranzistorem BF998 s malou kapacitou hradla. Vstupní impedance oddělovacího zesilovače je přibližně do 900 MHz takřka čistě imaginární, kapacita odpovídající této impedanci je přibližně 0,6 pF na 10 MHz a 0,9 pF na 1 GHz. Zesilovač je zapojen jako sledovač signálu s jednotkovým ziskem. V source tranzistoru je zapojen proudový zdroj kvůli minimalizaci zkreslení. Dle simulace by stejnosměrné zkreslení zesilovače mělo být lepší než 0,0005 %, absolutní chyba výstupního napětí je uvedena v grafu 3.12. Rozkmit měřeného napětí je podle simulací 20 mV.

Při návrhu zapojení byly uvažovány i varianty s jinými tranzistory. Bohužel nebyl nalezen žádný tranzistor, který by byl schopen pracovat do vyšších frekvencí a přitom měl nízký vstupní proud hradla. Moderní tranzistory HEMT bohužel zpravidla mají vstupní proud v řádu mikroampérů. Rychlejší

tranzistory typů MOSFET nebo MESFET se vyrábí pouze pro výkonové aplikace. Ke vhodným tranzistorům typu JFET se bohužel dodávají pouze S-parametry a nejsou dostupné parametry pro SPICE modely. Nakonec tedy byl zvolen tranzistor BF998.

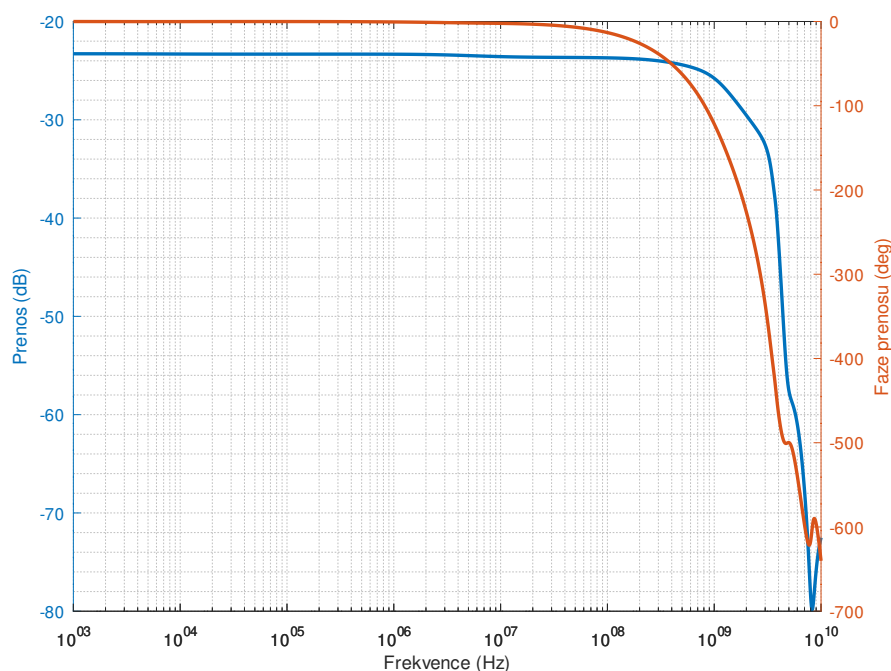
Maximální hodnotu kapacity kondenzátoru C230 určuje i oddělovací zesilovač. Při kapacitě větší než 1,5 pF by se oddělovací zesilovač rozkmital, což bylo zjištěno v zapojení během testování. Následně byla tato skutečnost potvrzena simulací a opravena. Proto jsou v zesilovači použity odpory R249, R250 a R251. R251 omezuje kladnou zpětnou vazbu a tlumí rezonanci páru U208 – C230, čímž je zabráněno rozkmitání zesilovače. Odpor R249 nadále zeslabuje tuto kladnou zpětnou vazbu. Odpor R250 zvětšuje vstupní impedanci zesilovače a zvětšuje šířku pásma tohoto oddělovacího stupně. Kondenzátor C231 není v konečném zapojení použit, neboť zmenšoval použitelnou šířku pásma zesilovače a zhoršoval stabilitu zapojení. Přenosová charakteristika oddělovacího zesilovače je uvedena v grafu 3.10. Podle těchto odsimulovaných výsledků by měla být 6dB šířka pásma přibližně 5,9 GHz.



Obrázek 3.10: Přenos oddělovacího zesilovače.

Celková přenosová charakteristika od testovacího portu až k výstupu oddělovacího zesilovače je uvedena v grafu 3.11. 6dB šířka pásma pak činí přibližně 1,93 GHz.

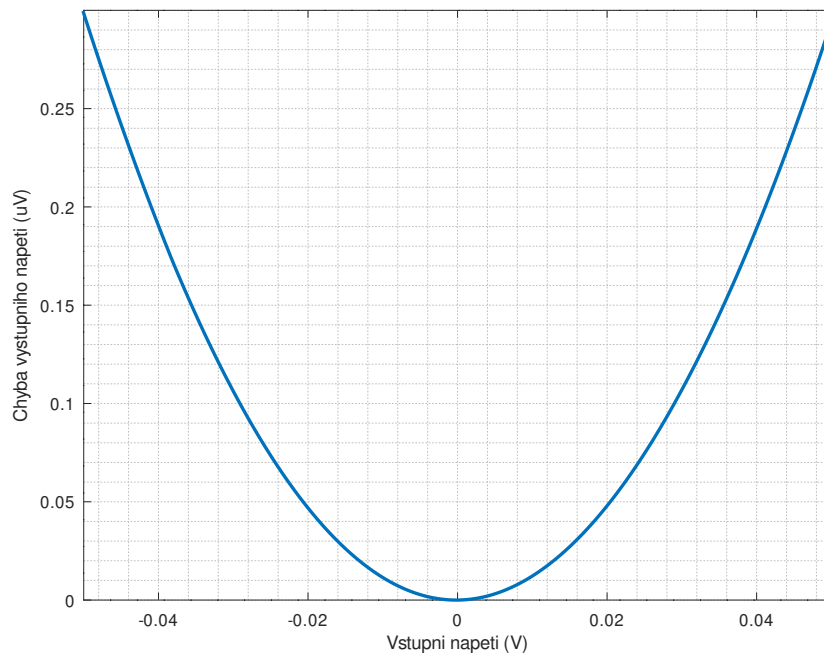
Simulace nebyla provedena s idealizovaným proudovým zdrojem, ale již v zapojení, které je uvedeno na schématu 3.9. Simulovaná data by tak měla lépe odpovídat realitě. Důvod, proč na schématu 3.6 není uvedeno celé zapojení



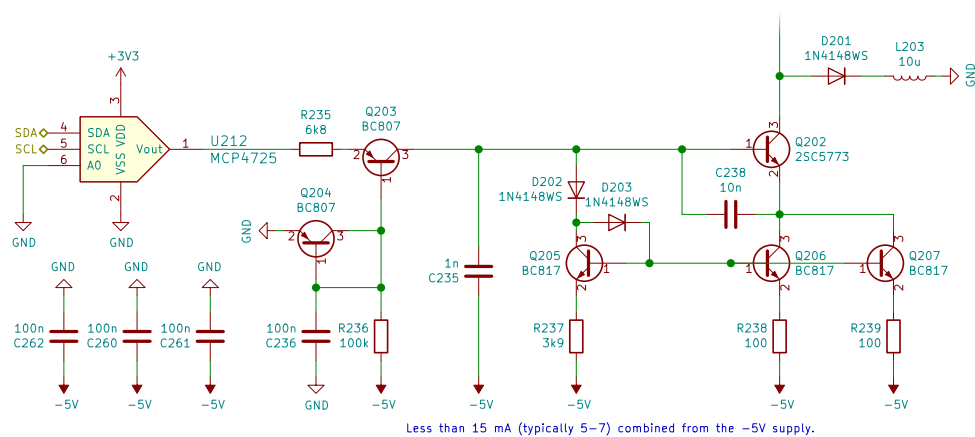
Obrázek 3.11: Přenos celého systému přizpůsobení-vzorkovač-zesilovač.

proudového zdroje, ale jen idealizovaného zdroje, je časová náročnost výpočtů. Při simulacích vstupní impedance má tato část minimální vliv na výsledky, ale výrazně zpomaluje výpočty, proto byla ze simulací týkajících se vstupní impedance a tranzientních simulací oddělovacího zesilovače vynechána. Celé zapojení proudového zdroje je vidět na schématu 3.13.

Proudový zdroj na schématu 3.13 napájí oddělovací zesilovač. Zdroj je řízen DAC, je možné jej nastavit v rozsahu 0 mA–15,9 mA v 4096 krocích po přibližně 3,88 μ A. Zdroj je určen k autokalibraci reflektometru, umožňuje stejnosměrné posunutí měřeného signálu. Tento autokalibrační proces je nezbytný kvůli výrobním tolerancím a teplotní závislosti unipolárního dvouhradlového tranzistoru BF998. Proudový zdroj je zapojen jako kaskodové proudové zrcadlo. Odpor R235 spolu s tranzistory Q203 a Q204 slouží jako převodník z napětí na proud. Tranzistory Q202, Q205, Q206 a Q207 tvoří proudové zrcadlo. V emitorech tranzistorů jsou zapojeny odpory, čímž se zrcadlo podobá Widlarově proudovému zrcadlu se zesilovacím poměrem přibližně 60. Tranzistor Q202 je vysokofrekvenční typ s $f_T = 6$ GHz při 8 mA a nízkou výstupní kapacitou kolektoru, $C_{ob} < 1,8$ mA. Pro ochranu tranzistoru Q202 před lavinovým průrazem během zapínání reflektometru a autokalibrace je použita dioda D201, která omezuje napětí kolektor-emitor na tranzistoru Q202 na přibližně 4 V, průrazné napětí tranzistoru je dle katalogových údajů 6 V. Proudový zdroj je navržen tak, že není možné nastavit proud emitorem tranzistoru Q202 větší než 15 mA, přičemž povolený trvalý proud je 50 mA. Tranzistor by tedy měl být kompletně ochráněn před poškozením. Pro potla-

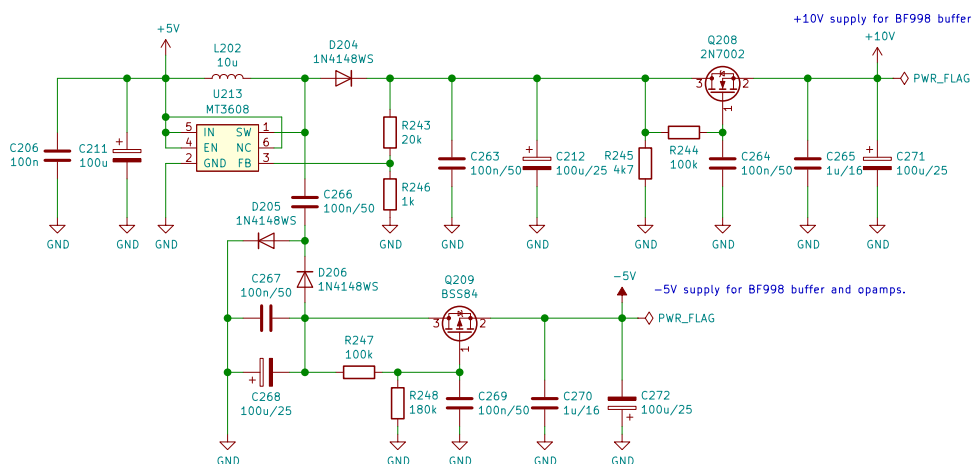


Obrázek 3.12: Absolutní chyba linearity oddělovacího zesilovače.



Obrázek 3.13: Zapojení proudového zdroje.

čení vlivu kapacity diody D201 na přenos oddělovacího zesilovače na vysokých frekvencích je použita cívka L203.



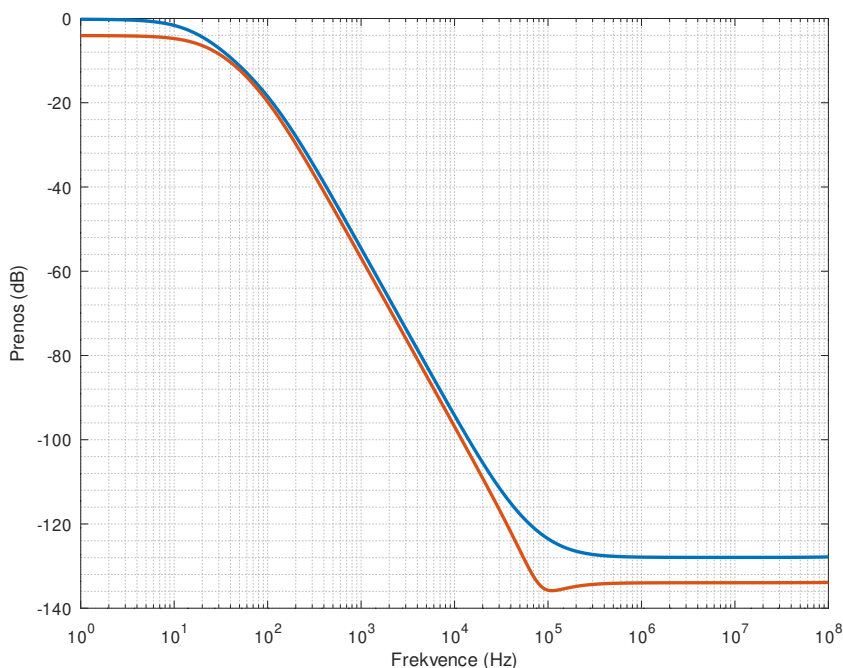
Obrázek 3.14: Zapojení napájecích zdrojů vzorkovacích obvodů.

Napájecí zdroj operačních zesilovačů, proudového zdroje a oddělovacího zesilovače je na schématu 3.14. Zdroj je napájen z 5 V získávaných z USB. Jádrem je spínaný zdroj MT3608 pracující na frekvenci 2 MHz, který je nastaven na napětí 12,6 V. Tato napájecí větev je filtrována aktivním filtrem s tranzistorem Q208. Napájecí hladina 12,6 V je filtrována RC článkem R244-C264. Toto vyfiltrované napětí je zapojeno do gate tranzistoru Q208, který je zapojen jako sledovač. Teoreticky je tak možné zajistit značné potlačení zvlnění napětí na napájecí větvi. Výsledkem je vyfiltrované nestabilizované napětí přibližně 10 V. Potlačení zvlnění by dle simulace mělo být přibližně -128 dB na frekvenci 2 MHz, kde pracuje spínaný zdroj. Přenosová charakteristika tohoto aktivního filtru je na grafu 3.15, je vyznačená modře.

Záporná napájecí větev je získávána z téhož zdroje pomocí nábojové pumpy tvořené kondenzátory C266 – C268 a diodami D205 a D206. Výsledné napětí je přibližně -12 V. Tranzistor Q209 opět tvoří aktivní filtr. Odporovým děličem je nastaveno výstupní napětí přibližně -5 V. Potlačení zvlnění by dle simulace mělo být přibližně -134 dB na frekvenci 2 MHz, kde pracuje spínaný zdroj. Přenosová charakteristika tohoto aktivního filtru je na grafu 3.15, je vyznačená oranžově.

Za předpokladu, že simulace odpovídají reálnému chování navržených obvodů, mělo by být zvlnění na napájecích větvích způsobené spínaným zdrojem potlačeno aktivními filtry natolik, že by nemělo být měřitelné a nemělo by nijak ovlivňovat měření.

Za oddělovacím zesilovačem následuje jednotkový sledovač s operačním zesilovačem TL072, který slouží ke snížení výstupní impedance oddělovacího zesilovače. Výstup tohoto zesilovače je opět vzorkován pomocí vzorkovacího můstku U209 do 1 nF kondenzátoru. Oddělovací zesilovač má sice vysokou impedanci, takže téměř nezpůsobuje drift napětí na vzorkovacím kondenzátoru



Obrázek 3.15: Přenosová charakteristika aktivních napájecích filtrů.

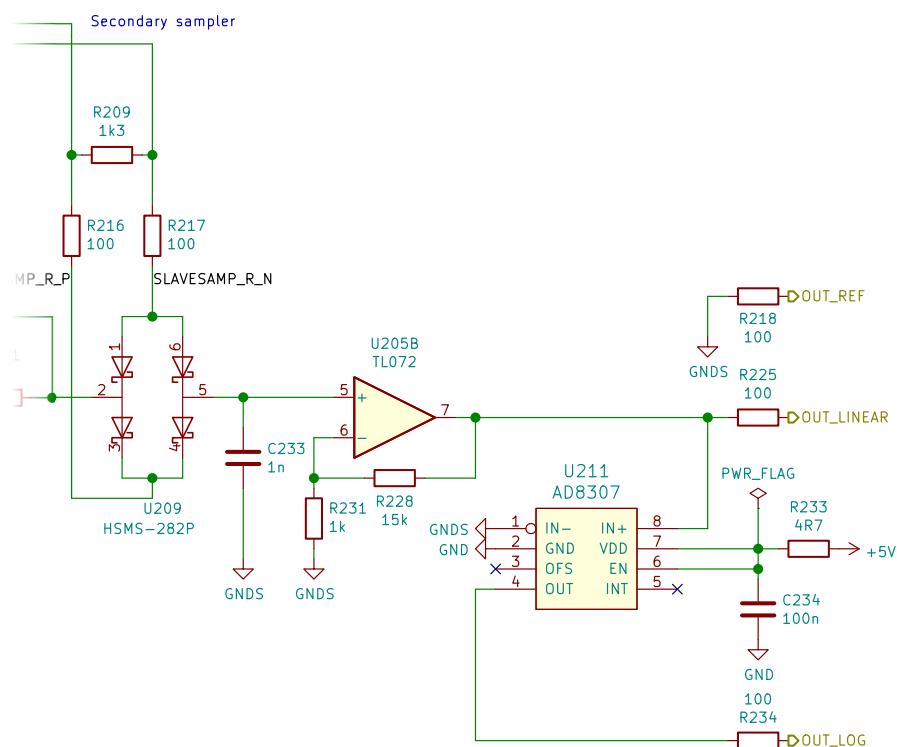
C230, nicméně vzhledem ke svodovému proudu vzorkovacího můstku U208 je tento drift nenulový. Proto těsně před sepnutím můstku U208 se rozepne můstek U209. Vzhledem k tomu, že kapacita kondenzátoru C233 je o 3 řády větší, než kapacita kondenzátoru C230, je i výsledný drift o 3 řády menší. Napětí po tomto sekundárním vzorkování je zesíleno v zesilovači U205 na schématu 3.16.

3.7 Logaritmický detektor

Toto navzorkované napětí je převáděno na logaritmickou podobu pomocí logaritmického detektoru AD8307. Logaritmický detektor byl použit pro rozšíření dynamického rozsahu měření dvanáctibitového ADC. Bohužel, v rámci testování se ukázalo, že šum vzorkovacích obvodů je příliš velký a logaritmický detektor nepřinášel žádné zpřesnění měřených hodnot. Změřená závislost výstupního napětí logaritmického detektoru na kódovém slově DAC je v grafu 3.17, přiblížená problematická oblast v grafu 3.18.

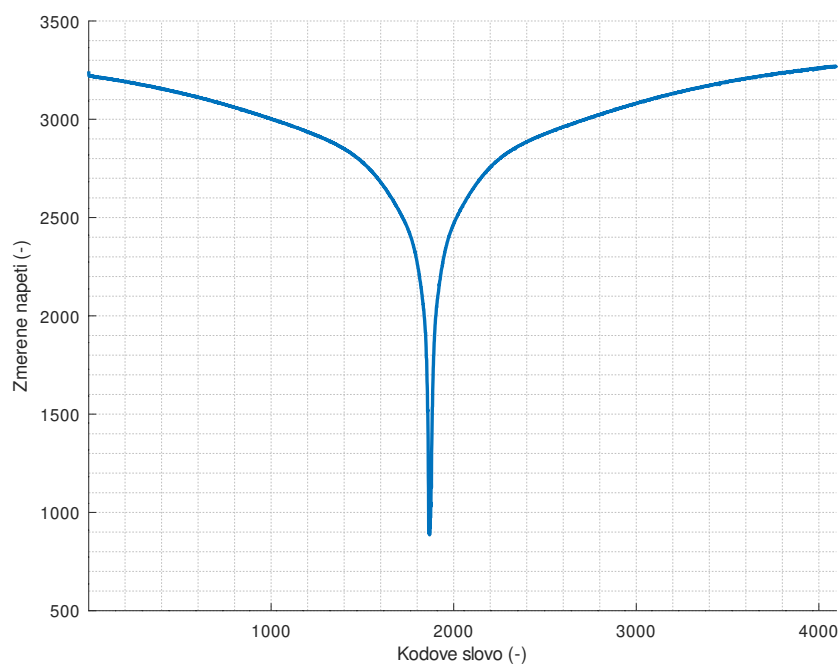
3.8 Digitalizace měřeného průběhu

Navzorkovaný průběh je třeba pro zpracování zdigitalizovat. K tomuto účelu je použit interní ADC použitého mikrokontroléru STM32F103. Tento převodník

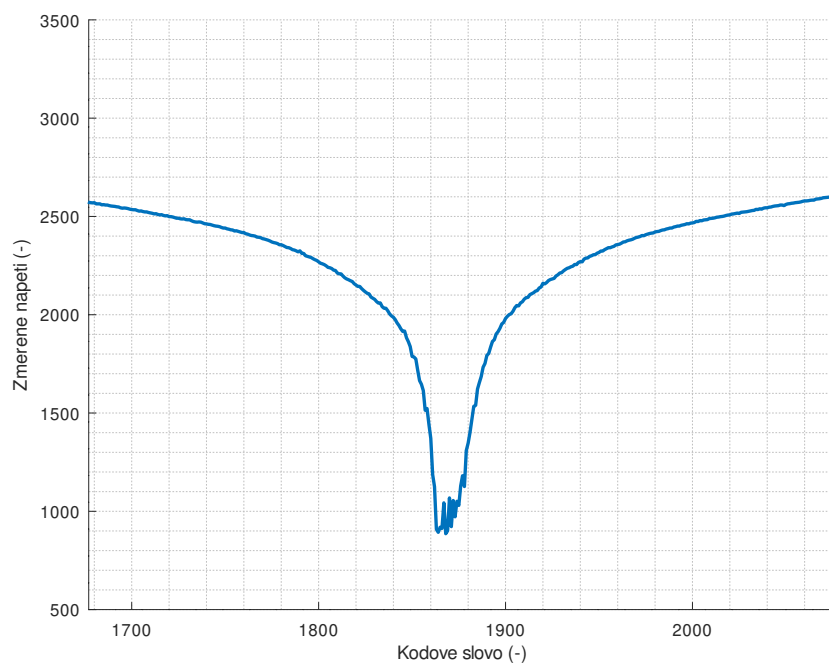


Obrázek 3.16: Schéma sekundárního vzorkovače a logaritmického detektoru.

má rozlišení 12 bitů a maximální vzorkovací kmitočet 1 Msa.s^{-1} . Podstatná výhoda interního převodníku je automatizace obsluhy měření. Digitalizace je synchronizována se vzorkováním, obvod Si5351 generuje synchronizační signál, kterým se digitalizace spouští. Ihned po dokončení digitalizace se vyvolává přerušení, které změřený vzorek zpracuje. Tento proces by bylo možné ještě zjednodušit použitím DMA v procesoru, avšak bylo zvoleno řešení s přerušením, protože přerušení řeší i průměrování a další úkony.



Obrázek 3.17: Změřená závislost výstupního napětí na kódovém slově DAC, celkové zobrazení.



Obrázek 3.18: Změřená závislost výstupního napětí na kódovém slově DAC, výřez problematické oblasti.

Kapitola 4

Popis firmware

Pojmem firmware je v této kapitole myšlen program, který běží v mikrokontroléru a obsluhuje všechny části reflektometru a poskytuje uživatelské rozhraní a zajišťuje měření, vyhodnocování měření a komunikaci s počítačem.

4.1 Technické parametry firmware

Použitý mikrokontrolér disponuje 20 kB RAM. Jeden měřený vzorek zabírá 12 bitů, bez použití komprese dat je možné do RAM uložit 10000 vzorků. Parametr $\frac{ab}{c}$ v rovnici 3.4 určuje délku měřeného souboru dat. Vzhledem k použitým hodnotám má měřený soubor dat 500000 bodů s časovým krokem přibližně 19,62 ps. Část RAM ovšem zabírá program pro svůj chod, délka měřicího okna byla nakonec zvolena 4096 bodů, což umožňuje v rámci jednoho okna změřit interval o délce přes 80 ns. Ve vakuu tento interval odpovídá délce měřeného úseku 12 m. Pro koaxiální kabely odpovídá měřený úsek přibližně 7,9 m–10,2 m při uvažování typického rozsahu zkracovacího činitele 0,66–0,85. V případě potřeby měřit delší vedení se může měřicí okno posunout a měřit další úsek vedení. Tento nedostatek tedy nebrání měřit libovolně dlouhá vedení, pouze znamená, že pro delší vedení je nezbytné provádět měření po částech.

4.2 Autokalibrace a autodiagnostika zařízení

4.2.1 Detekce stability fázového závěsu

Po zapnutí mikrokontrolér zapne všechny svoje interní periferie, načte začne komunikovat s fázovým závěsem Si5351. Nejprve je kontrolován indikátor úspěšného startu fázového závěsu, firmware čeká, dokud není fázový závěs připraven. Firmware pak nakonfiguruje všechny registry fázového závěsu, ovšem prozatím je nastaven tak, aby negeneroval žádné řídicí signály. Následně

kontroluje firmware diagnostické registry fázového závěsu pro zjištění, zda je stabilní krystalový oscilátor. Fázový závěs je schopen indikovat stav, kdy vysazuje krystalový oscilátor [Sil18], například kvůli nedostatečnému zisku oscilátoru. Dále jsou kontrolovány indikátory nestability fázového závěsu, která může být způsobena například špatně navrženým napájením obvodu, které má na pracovních frekvencích VCO pak příliš vysokou impedanci (interní VCO pracují ve frekvenčním rozsahu 600 MHz–900 MHz). Pokud během fáze testování nenastane žádná z popsaných chyb, pokračuje program dále, jinak se zastaví a informuje uživatele o chybě.

■ 4.2.2 Autokalibrace stejnosměrné složky

Dalším krokem autokalibrace je nastavení stejnosměrného posuvu měřeného signálu. Tento krok je nezbytný kvůli rozptylu parametrů tranzistoru BF998 použitého v oddělovacím zesilovači, testuje se při odpojeném měřeném vedení. Fázovému závěsu se nyní zapnou všechny výstupy, není však generován budičí impuls, výstup obvodu je ovládán firmwarem. Nejprve je nastavena logická úroveň 1, firmware postupně inkrementuje kódové slovo DAC, dokud se nedostane měřené napětí do měřitelného rozsahu. Pokud tento test selže, je opět indikována chyba. Výstup pro budičí impuls se přepne do logické úrovně 0. Ze změřených napětí se spočítá, jak je nezbytné dále posunout měřený signál tak, aby průměr napětí v obou stavech ležel uprostřed rozsahu ADC. Podle tohoto výsledku je kódové slovo DAC inkrementováno nebo dekrementováno, dokud není dosaženo požadovaného stavu.

■ 4.2.3 Kalibrace napěťových úrovní

V dalším kroku se provede kalibrace logických úrovní a zjištění úrovně šumu v měřeném signálu. V obou logických úrovních budičího pulzu je nejprve změřeno 4096 vzorků, ze kterých se spočítá průměr. Potom se změří dalších 4096 vzorků, které jsou použity pro spočítání rozptylu měřených hodnot. Tím se získá informace o statických napěťových úrovních pro stavy odpovídající vedení zakončenému otevřeným koncem a zkratem, tedy pro koeficienty odrazu -1 a $+1$, čímž je získán teoretický rozsah měřených hodnot. Rozptyl hodnot je podstatný pro odhad vhodného počtu průměrování. Vhodný počet průměrování byl uvažován jako počet průměrů, při kterých již byl šum podstatně potlačen, avšak dále by jeho úroveň klesala již pomalu.

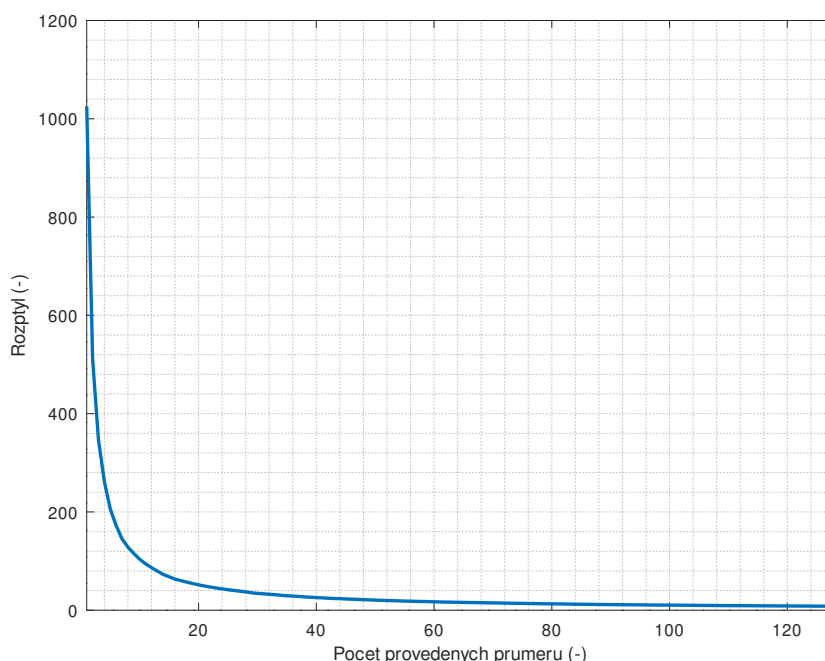
■ 4.2.4 Odhad šumové úrovně a průměrování

Pro průměrování je použit algoritmus, který se v minulosti objevil např. v osciloskopech značky Hewlett-Packard. Tento algoritmus je počítán celočíselně a pro svůj chod potřebuje množství paměti odpovídající pouze jedinému zaznamenanému průběhu. Pro algoritmus je potřeba jen soubor předchozích

změřených dat y_{i-1} , nový změřený vzorek x a proměnná i vyjadřující, kolikátý průměr je právě měřen.

$$y_i[n] = \frac{x + i \cdot y_{i-1}[n]}{i + 1} \quad (4.1)$$

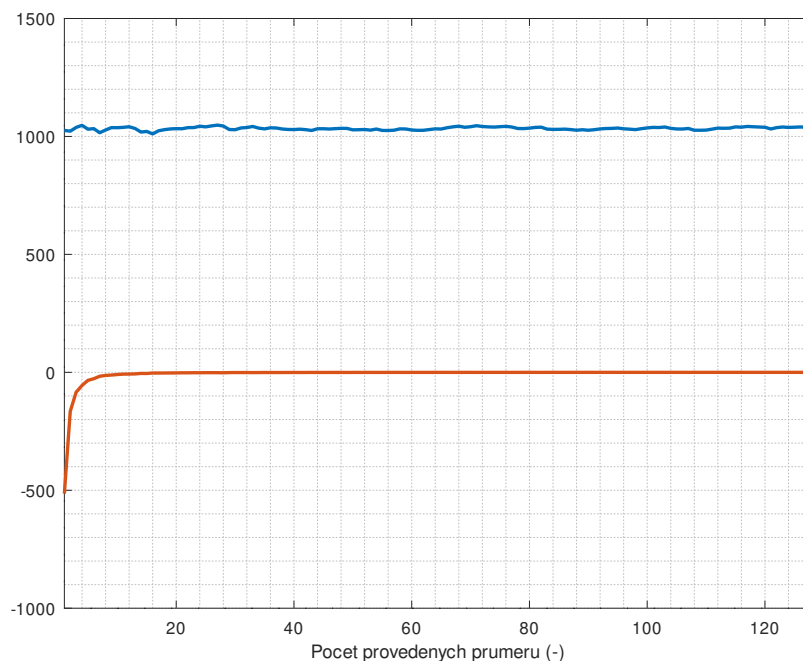
Tento algoritmus byl numericky simulován, nejprve v přesné podobě v plovoucí desetinné čárce a poté v celočíselné podobě. Pro simulaci byla použita náhodná data s rozptylem 1024, a tedy směrodatnou odchylkou 32. Tato hodnota je blízká reálně měřeným hodnotám v realizovaném zapojení reflektometru. Graf 4.1 vychází z dat simulovaných v plovoucí desetinné čárce, pro celočíselnou variantu není graf uveden, neboť rozdíl mezi nimi není rozpoznatelný. Rozdíly jsou znázorněny na následujících grafech.



Obrázek 4.1: Závislost rozptylu na počtu provedených průměrů.

Průběh této závislosti odpovídá funkci $\frac{1}{N}$, což je možné dokázat tak, že se rozptyl ve všech bodech pronásobí počtem průměrů, který danému bodu odpovídá. Na grafu 4.3 je vidět, že součin rozptylu s počtem průměrů je přibližně konstantní a odpovídá počátečnímu rozptylu. Diference rozptylu se pro větší počet průměrů než 16 blíží nule. Pro více než 16 průměrů, tedy polovinu směrodatné odchylky, tedy již úroveň šumu výrazně neklesá.

V případě celočíselných výpočtů vypadá diference rozptylu podobně, ovšem ze součinu počtu průměrů a rozptylu je vidět, že závislost rozptylu na počtu průměrů neodpovídá již přesně hyperbolické funkci. Jde o vliv numerických chyb způsobovaných zaokrouhlováním výsledků. Pro větší počet průměrů



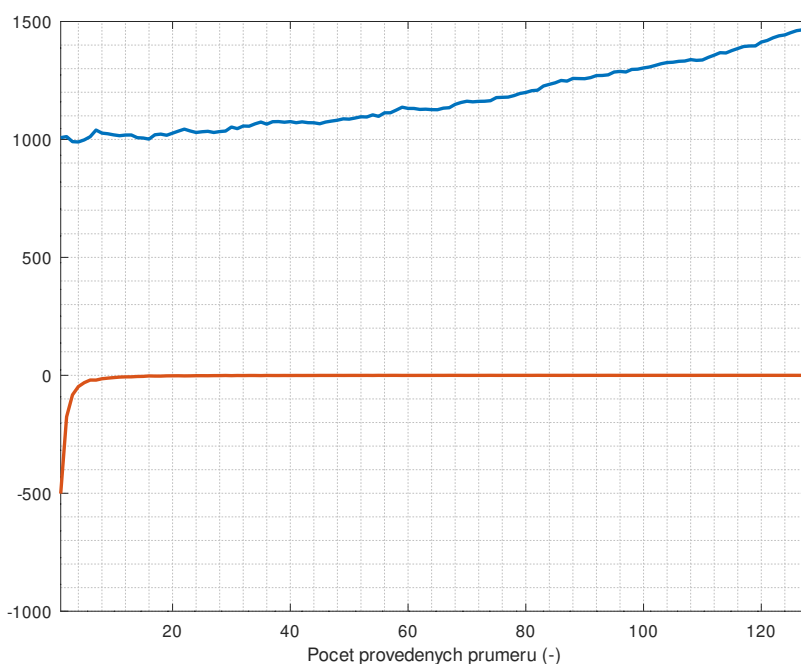
Obrázek 4.2: Závislost difference rozptylu (červeně) a součinu rozptylu s počtem průměrů (modře) na počtu provedených průměrů pro výpočet v plovoucí desetinné řádce.

než je směrodatná odchylka měřeného signálu, již znatelně stoupají numerické chyby. Význam tohoto faktu spočívá v tom, že již nestoupá odstup užitečného signálu od šumu, protože dominantním zdrojem šumu jsou chyby zaokrouhlování.

Výsledkem těchto simulací je odhad vhodného počtu průměru. Optimální počet průměrů N tedy leží v rozsahu $\langle \frac{\sigma}{2}, \sigma \rangle$, kde σ je směrodatná odchylka měřeného signálu. Po změření rozptylu měřeného signálu je tedy možné přímo odhadnout vhodný počet průměrování.

4.2.5 Autokalibrace polohy budicího pulzu

Při zapnutí fázového závěsu je fázový rozdíl mezi budicím signálem a vzorkovacím signálem náhodný. Proto je potřeba nejprve najít polohu budicího pulzu v měřených datech. Vzhledem k tomu, že není pro nedostatek RAM možné uložit celé měření a v uložených datech hledat budicí impuls, je využito přímého hledání náběžné hrany. Ta probíhá tak, že v obslužném přerušení se ukládá posledních 8 měřených vzorků, ze kterých se počítá průměr diferencí přes těchto 8 vzorků kvůli zvýšení imunity vůči šumu. Výpočet této průměrné difference je možné zjednodušit podle vzorce 4.2. Pak platí, že pro průměr n diferencí je potřeba spočítat jen diferenci ze dvou vzorků vzdálených



Obrázek 4.3: Závislost difference rozptylu (červeně) a součinu rozptylu s počtem průměrů (modře) na počtu provedených průměrů pro celočíselné výpočty.

o n prvků.

$$diff_{AVG}[n] = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 \frac{x[n-k] - x[n-(k+1)]}{2} = \frac{x[n] - x[n-8]}{16} \quad (4.2)$$

4.3 Postup ovládání firmware

Kapitola 5

Kalibrace

5.1 Chybový model

5.2 Chyby pramenící z nepřesnosti frekvence fázového závěsu

5.3 Měření parametrů chybového modelu

5.4 Kompenzace chyb

5.5 Omezení plynoucí z omezené šířky pásma zapojení

Změřenou odezvu $y(t)$ je nezbytné dále zpracovávat. Uvedená impulzní odezva je zatížena několika různými zdroji chyb. Prvním zdrojem chyb je samotný budicí pulz, jenž není ideální a je nezbytné nejprve provést kalibrační měření pro odstranění tohoto zdroje chyb. Jednou z možností, jak odstranit tento zdroj chyb, je změřit ideálně zakončený testovací port. Pro tento typ zakončení by mělo platit, že nedochází k žádným odrazům, a tedy by pro impulzní odezvu takového kalibračního standardu mělo platit následující tvrzení.

$$h(t) = \begin{cases} 1 & t = 0; \\ 0 & t \neq 0; \end{cases} \quad (5.1)$$

Pak platí tedy, že:

$$y(t) = x(t). \quad (5.2)$$

Takto je možné zjistit podobu budicího pulzu. Takováto metoda kalibrace však pokrývá jen jeden zdroj chyb. Mezi další zdroje chyb

Pomocí kalibračních metod je možné data získaná jako odezvu na tento budicí signál transformovat do podoby, která je vhodnější pro další zpracování. Pro plné odstranění vlivu průběhu budicího signálu na odezvě je vhodné měřenou odezvu transformovat do podoby impulzní nebo skokové odezvy. Tuto korekci měřených dat je možné provést buď v časové oblasti např. Wienerovou dekonvolucí nebo ve frekvenční oblasti. Pouhá korekce do podoby impulsní odezvy je však nedostačující pro korekci měřených dat, neboť Kalibrací je možné také zároveň odstranit vliv nedokonalostí reflektometru a připojeného vedení, např. přeslechy, útlum vedení a odrazy na konektorech [RR08].

Z této impulzní odezvy je možné nadále analyzovat měřený systém. V případě reflektometrie je typicky požadován jako výstup měření impedanční profil měřeného systému.



Kapitola 6

Detekce závad



6.1 Princip hledání závad



6.2 Základní typy závad



6.3 Složené závady



6.4 Výpočet impedančního profilu

Kapitola 7

Změřené parametry

7.1 Budicí pulz

7.1.1 Průběh budicího pulzu

7.1.2 Spektrum budicího pulzu

7.2 Parametry fázového závěsu

7.2.1 Jitter fázového závěsu v celočíselném režimu

Histogram jitteru

Frekvenční spektrum jitteru

Chování jitteru při průměrování

7.2.2 Jitter fázového závěsu v racionálním režimu

Histogram jitteru

Frekvenční spektrum jitteru

Chování jitteru při průměrování

7.2.3 Drift fázového závěsu



Kapitola 8

Uživatelské rozhraní a popis ovládání

■ 8.1 Chování zařízení v autonomním režimu

■ 8.1.1 Autokalibrace

■ Kalibrace polohy budicího pulzu

■ Kalibrace polohy měřicí roviny

■ Kalibrace vzorkovacího kmitočtu

■ 8.1.2 Kalibrace pomocí kalibračních standardů

■ 8.1.3 Měření

■ 8.1.4 Vyhodnocení změřených dat

■ 8.2 Chování zařízení v režimu s připojeným počítačem

■ 8.2.1 Autokalibrace

■ 8.2.2 Kalibrace pomocí kalibračních standardů

■ 8.2.3 Měření

■ 8.2.4 Vyhodnocení změřených dat



Kapitola 9

Závěr

Příloha A

Literatura

- [CF05] Chet Lo and C. Furse, *Noise-domain reflectometry for locating wiring faults*, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility **47** (2005), no. 1, 97–104.
- [DJJ03] Donghwan Lee, Jinho Sung, and Jaehong Park, *A 16 ps-resolution Random Equivalent Sampling circuit for TDR utilizing a Vernier time delay generation*, 2003 IEEE Nuclear Science Symposium. Conference Record (IEEE Cat. No.03CH37515), vol. 2, Oct 2003, pp. 1219–1223 Vol.2.
- [GLR07] Mohammad Ghavami, Michael Lachlan, and Kohno Ryuji, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communications Engineering*, 2nd ed., John Wiley and sons, 2007 (English).
- [Hou00] Hubert Houtman, *1-GHz sampling oscilloscope front end is easily modified*, Electronic Design **48** (2000), no. 19, 175 (English), Copyright - Copyright Penton Media, Inc. Sep 18, 2000; Last updated - 2012-02-25; CODEN - ELODAW.
- [JMN14] John Miles (KE5FX) Jason Mildrum (NT7S), *Si5351 Investigations Part 7*, 11 2014, <https://nt7s.com/2014/11/si5351a-investigations-part-7/>.
- [Mic09] Micrel, Inc., San Jose, *SY54020AR datasheet*, 4 2009.
- [MP74] N. A. M. Mackay and S. R. Penstone, *A High-Sensitivity Narrow-Band Time-Domain Reflectometer*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **23** (1974), no. 2, 155–158.
- [RR08] A. Rumiantsev and N. Ridler, *Vna calibration*, IEEE Microwave Magazine **9** (2008), no. 3, 86–99.
- [Sar97] Philip E Sarachik, *Principles of linear systems*, Cambridge University Press, 1997.

- [Sil15] Silicon Laboratories Inc., Austin, *AN619: Manually Generating an Si5351 Register Map*, 2015.
- [Sil18] Silicon Laboratories Inc., Austin, *Si5351 datasheet*, 2018.
- [Tek85] Tektronix, Inc., Beaverton, Oregon, *S-4 Sampling Head Instruction Manual*, 3 1985.
- [TKF⁺13] D. Trebbels, A. Kern, F. Fellhauer, C. Huebner, and R. Zengerle, *Miniaturized FPGA-Based High-Resolution Time-Domain Reflectometer*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement **62** (2013), no. 7, 2101–2113.