

	<p>VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY</p>
	<p>FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY</p> <p>FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS</p>

AUTOMATICKÝ ANTÉNNÍ ANALYZÁTOR

THE AUTOMATIC ANTENNA ANALYSER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Ivo Dufek

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

BRNO, 2010

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Ivo Dufek
Bytem: Libušina 2775, Dvůr Králové nad Labem, 544 01
Narozen/a (datum a místo): 18. října 1984 ve Dvoře Králové nad Labem

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- disertační práce
 - diplomová práce
 - bakalářská práce
 - jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Automatický anténní analyzátor

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - 1 rok po uzavření této smlouvy
 - 3 roky po uzavření této smlouvy
 - 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 21. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato práce se zabývá metodami měření impedancí anténních systémů v rozsahu kmitočtů v pásmu dlouhých až velmi krátkých vln. Jsou diskutovány různé metody měření impedancí a každá z nich je kriticky zhodnocena. V rámci projektu jsou také srovnávány profesionální anténní analyzátory. Na základě tohoto srovnání je stanovena koncepce návrhu vlastního přístroje. V práci je podrobně popsán návrh dílčích částí přístroje včetně softwarového vybavení. Navržený přístroj byl zkonstruován a proběhlo základní testovací měření.

Klíčová slova

Anténa, impedance, anténní analyzátor, diodový voltmetr, můstková metoda měření, vektorový voltmetr, reflektometr, činitel odrazu, PSV

Abstract

This project is dealing with methods of measuring impedances of the antenna systems in the frequency range from the low frequencies to the very high frequencies. There is a discussion about different methods of measuring impedance and each technique is critically evaluated. In terms of this project is compared few types of the professional antenna analyzers. According to this comparison there was made the concept of my own antenna analyzer. There is a detailed description of the design of this device's important parts including software equipment. Designed instrument has been built and tested.

Keywords

Antenna, impedance, antenna analyzer, diode voltmeter, bridge method of measurement, vector voltmeter, reflectometer, reflection factor, SWR

DUFEK, I. *Automatický anténní analyzátor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 89 s., 12 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Zbyněk Lukeš, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Automatický anténní analyzátor jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Poděkování

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

1. Úvod.....	11
2. Vlastnosti a parametry antén.....	12
2.1. Antény	12
2.2. Důležité parametry antén	13
Vstupní impedance antény	13
2.3. Přizpůsobování impedancí a poměr stojatého vlnění	14
Poměr stojatého vlnění	15
3. Principy měření impedancí	16
3.1. Měření neznámé impedance na základě činitele odrazu.....	16
Způsoby měření činitele odrazu – reflektometry	16
Výhody a nevýhody reflektometrů.....	17
3.2. Měření neznámé impedance můstkovou metodou	18
3.3. Měření impedancí pomocí VF můstku a šumového generátoru.....	20
4. Na trhu dostupné anténní analyzátoři.....	22
4.1. Popis několika vybraných typů anténních analyzátorů.....	22
MFJ-259B.....	22
RigExpert AA-200	24
Antenna Analyst AA-330.....	25
TZ-900.....	26
mini VNA.....	27
5. Koncepte vlastního anténního analyzátoru	29
5.1. Definice požadovaných vlastností přístroje.....	29
5.2. Celková koncepce přístroje	29
5.3. Určení fázového posuvu měřené komplexní impedance.....	30
6. Návrh hardware prototypu anténního analyzátoru.....	33
6.1. Zdroje VF signálu	33
Princip přímé číslicové syntézy – DDS.....	34
6.2. Návrh generátoru VF signálu anténního analyzátoru.....	35
Napájecí obvody DDS	38
Návrh a provedení výstupních obvodů obvodu AD9958.....	39
Návrh ostatních obvodů zajišťujících správnou funkci DDS.....	40
Návrh obvodu výstupního zesilovače jednoho kanálu DDS	40
Nejdůležitější parametry obvodu ADG779	42
6.3. Návrh měřících obvodů.....	43
Obvod AD8302 a jeho parametry	43
6.4. Konkrétní provedení měřících obvodů a VF generátoru.....	46
Napájecí obvody bloku měřiče impedance	46
Realizace prototypu měřiče impedance.....	48
6.5. Návrh řídicích a vyhodnocovacích obvodů.....	49
Požadavky na řídicí a vyhodnocovací obvody	49
Řídicí mikrokontrolér	50
Microchip PIC18F8722 [26]	51
Displej LCD	53
Řadič Samsung KS0108 [30]	53

	Řadič Toshiba TS6963C [31].....	53
	Datová paměť FLASH	55
	Ovládání anténního analyzátoru.....	56
	Rozhraní pro připojení počítače PC	56
	Napájecí zdroj anténního analyzátoru	58
	Návrh zdroje záporného napětí.....	60
	Realizace prototypu řídicí a vyhodnocovací desky anténního analyzátoru ..	61
7.	Návrh software anténního analyzátoru.....	64
7.1.	Koncepce software analyzátoru	64
7.2.	Popis konkrétní navržené verze ovládacího software	64
	Popis jednotlivých knihoven použitých v obslužném programu	65
	Popis algoritmu změření jedné hodnoty komplexní impedance	68
7.3.	Komunikační rozhraní a ovládací software v PC.....	70
7.4.	Testovací měření a diskuse dosažených parametrů	70
	Rozsah měřených impedancí.....	70
	Přesnost měření	70
	Výsledky testovacího měření	71
8.	Závěr	72
	Realizované zařízení	72
	Navržený ovládací software	72
	Budoucí vývoj zařízení.....	73
9.	Seznam použité literatury	74
10.	Seznam zkratk	77
11.	Seznam příloh	78

1. Úvod

Tento projekt se zabývá aplikací praktických metod měření impedancí a to především v oblasti konstrukce anténních systémů určených pro provoz v pásmech krátkých a velmi krátkých vln.

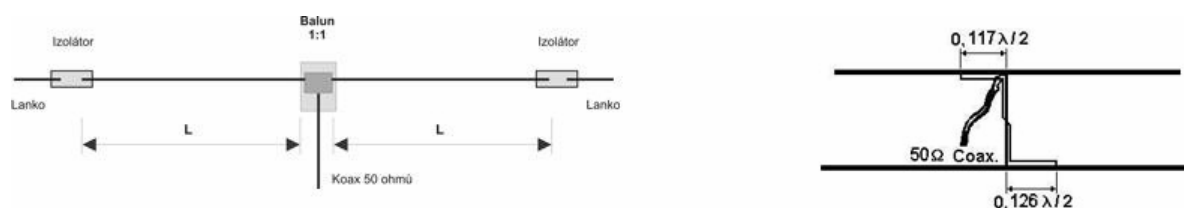
Náplní projektu je analýza možností dostupných anténních analyzátorů a kritické zhodnocení jejich pozitivních i negativních vlastností. Na základě výsledků této analýzy proběhne návrh a konstrukce vlastního anténního analyzátoru. Návrh bude probíhat postupně po jednotlivých funkčních blocích. Důraz bude kladen především na použití moderních a zároveň dostupných součástek, za předpokladu udržení dobrého poměru ceny a kvality přístroje, snadného ovládání, možnosti připojení k osobnímu počítači a vlastnímu grafickému výstupu. Pokud to bude možné, bude diskutováno více než jedno řešení daného problému, ať se jedná o problém obvodový nebo problém návrhu softwarového vybavení. Výsledkem návrhu by měl být cenově dostupný, kompaktní a snadno použitelný měřicí přístroj, který vyhoví požadavkům nejen radioamatérů a zároveň svými parametry obstojí ve srovnání s komerčními přístroji.

2. Vlastnosti a parametry antén

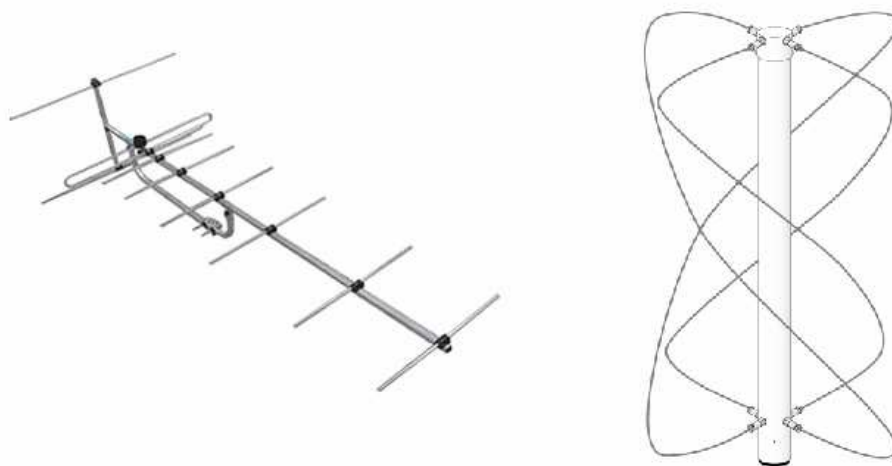
Žádný bezdrátový komunikační systém, bez ohledu na druh přenášené informace a bez ohledu na frekvence, které využívá, se neobejde bez anténních systémů. Návrh a konstrukce antén je podmíněna znalostí jejich vlastností a parametrů.

2.1. Antény

Anténa je zařízení určené k příjmu a vysílání rádiových signálů. Je možné se na ni dívat jako na transformátor, který převádí vlnění šířící se podél vedení na vlnění, šířící se ve volném prostoru a naopak. Jedná se o pasivní obvodový prvek, který se na svorkách jeví jako rezonanční obvod s určitou šířkou pásma, činitelem jakosti, impedancí a rezonanční křivkou. Pomineme-li některé speciální případy, fyzické rozměry odpovídají vlnové délce, pro kterou je anténa navržena (λ , $\lambda/2$, $\lambda/4$ atd.). Existují antény jedno-pásmové, více pásmové, případně širokopásmové.



Obr. 1: Příklad provedení antén pro pásma krátkých vln [1]



Obr. 2: Příklad provedení antén pro pásma velmi krátkých vln

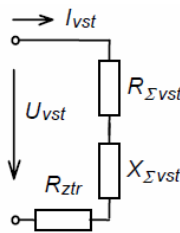
2.2. Důležité parametry antén

Hned na začátku je třeba rozlišit mezi parametry popisující samotné vyzařování elektromagnetické energie anténou do prostoru (*činitel směrovosti, činitel zpětného záření, zisk antény, účinnost antény atd.*) a parametry napájecími (*impedance antény, PSV atd.*).

Vzhledem k tomu, že tato práce směřuje ke konstrukci *anténního analyzátoru* (měřiče komplexní impedance), budu dále rozvádět jen problematiku napájecích parametrů antény, přesněji soustavy anténa – napáječ. Jedná se o impedanci antény, impedanci vedení, vzájemné impedanční přizpůsobení a z toho vyplývající poměr stojatého vlnění – PSV.

Vstupní impedance antény

Vstupní impedance je definována jako poměr fázoru napětí a proudu na vstupních svorkách antény. Tato impedance je obecně komplexní. Reálná složka vstupní impedance R_{vst} určuje činný vstupní odpor a imaginární složka impedance X_{vst} je zároveň vstupní reaktancí. Činný výkon vyzářený anténou v ideálním případě odpovídá činnému výkonu odebranému ze zdroje signálu. Pravdou je, že v reálném případě má anténa ztráty, které se přemění v teplo (konečná vodivost materiálu antény, přechodové odpory ve vstupním konektoru atd.). Tento ztrátový odpor je v náhradním schématu antény reprezentován rezistancí R_{ztr} , která ve výsledku mírně zvyšuje vstupní impedanci na svorkách.



Obr. 3: Náhradní schéma antény [2]

Odpor $R_{\Sigma vst}$ je odpor záření antény vztahený ke vstupnímu proudu a R_{ztr} je ztrátový odpor antény. Pro vstupní impedanci antény Z_{vst} potom platí:

$$Z_{VST} = R_{\Sigma vst} + R_{ztr} + jX_{\Sigma vst} \quad (1)$$

Rovnice (1) definuje vstupní impedanci na základě náhradního schématu na obr. 3. Tato impedance může být různá v širokém rozsahu hodnot, avšak v případě dosažení rezonance je vždy reálná. Snahou je, aby bylo dosaženo stejné impedance napáječe, antény a výstupu vysílače, protože jedině tak bude dosaženo výkonového přizpůsobení a do antény bude dodán maximální možný výkon. To bohužel ještě neznamená, že všechen tento výkon bude vyzářen. Do hry zde vstupují nejrůznější ztráty vyjádřené jako R_{ztr} , které snižují účinnost antény.

Vstupní impedance jednoduchého půlvlnného symetrického dipólu v rezonanci je 75Ω (přesněji 77Ω) a vstupní impedance dipólu skládaného je čtyřnásobná tj. 300Ω . Existuje samozřejmě i celá řada antén, které mají v rezonanci jiné hodnoty vstupní impedance. Jedná se například o šroubovicovou anténu ($Z_{VST} = 140 \Omega$) nebo o antény z dílny německého radio-

amatéra DK7ZB [3]. Jejich impedance vycházející z použitých konstrukcí se pohybují od $12,5 \Omega$ do 50Ω .

Tyto hodnoty však nejsou vždy přesně zaručeny, zejména u antén pro nižší kmitočtová pásma. Značnou roli hraje například výška antény nad povrchem Země (doporučená hodnota je min. 2λ), vzdálenost od různých překážek, jakost použitých materiálů a především mechanická přesnost celé konstrukce. Pokud budeme uvažovat použití jednoduchého symetrického dipólu, je důležitý úhel, který spolu svírají ramena dipólu. Je-li tento úhel ostrý, bude vstupní impedance antény nižší, než její předpokládaná nominální hodnota a naopak. Nejčastěji se setkáme s kombinací vlivů všech těchto faktorů.

2.3. Přizpůsobování impedancí a poměr stojatého vlnění

Charakteristická impedance koaxiálních kabelů Z_{ov} je 50Ω , 75Ω a někdy i 60Ω . Pro použití ve vysílací technice byla přijata hodnota 50Ω . U symetrických napáječů jsou používané hodnoty charakteristických impedancí 300Ω a 600Ω .

Pokud je charakteristická impedance vedení Z_{ov} rovna impedanci zátěže připojené na výstup vedení Z_k , dojde k impedančnímu přizpůsobení. Tento stav je výhodný hned z několika důvodů. Do zátěže je přenesen maximální možný výkon, na vedení se šíří jen postupná přímá vlna, vstupní impedance vedení je reálná a stálá, napětí a proudy na vedení jsou při daném přenášeném výkonu nejmenší. Nulová odražená vlna je mimo jiné podmínkou bezchybné funkčnosti některých systémů a zařízení. Z těchto důvodů se snažíme stavu impedančního přizpůsobení dosáhnout. Není-li podmínka impedančního přizpůsobení splněna ($Z_{ov} \neq Z_k$), což je velmi častý případ, musíme mezi vedení a zátěž zapojit *přizpůsobovací obvod*. Ten transformuje impedanci Z_k na hodnotu charakteristické impedance vedení Z_{ov} .

Podmínku $Z_{ov} = Z_k$ nelze v reálném světě splnit zcela přesně. V takovém případě se snažíme stavu přizpůsobení maximálně přiblížit. V těchto případech má smysl zavést nějaké kritérium kvality přizpůsobení. Kvalita přizpůsobení se většinou hodnotí podle velikosti poměru stojatých vln na vedení anebo podle absolutní hodnoty činitele odrazu. Obě tyto veličiny by měly být co možná nejmenší (v ideálním případě $PSV = \sigma = 1$, $\rho = 0$). Co je „dobré“ a co „špatné“ přizpůsobení, to je pochopitelně relativní a závisí na náročnosti systému, ve kterém je vedení použito. Pro základní orientaci lze uvést následující hodnoty:

- | | |
|-----------------------------|--|
| ▪ velmi dobré přizpůsobení: | $PSV < 1,1$ (např. televizní vysílače) |
| ▪ dobré přizpůsobení: | $PSV < 1,5$ až 2 (běžná zařízení) |
| ▪ vyhovující přizpůsobení: | $PSV < 3$ až 5 (nenáročná zařízení) |

Přizpůsobovací obvody je možné třídit podle různých hledisek. Podle šířky frekvenčního pásma se rozlišují obvody „laděné“ (úzkopásmové) a širokopásmové. Od širokopásmových přizpůsobovacích obvodů musíme odlišovat obvody kompenzační, které plní poněkud jinou funkci. Zatímco přizpůsobovací obvody transformují (v jistém kmitočtovém pásmu) stálou impedanci Z_k na Z_{ov} , kompenzační obvody mají za úkol převádět kmitočtově závislou impedanci Z_k na konstantní Z_{ov} . Musí tedy odpovídat konkrétní zátěži a jejich návrh je náročnější.

Přizpůsobovací obvody je možné třídit též dle provedení na *obvody složené ze soustředěných prvků* L, C (rezistory se nepoužívají kvůli ztrátám) a *obvody složené z úseků vedení*.

První jsou běžné na nižších kmitočtech a druhé na vyšších. Hranice je neostrá (desítky, stovky MHz).

Pro usnadnění práce během přizpůsobování impedancí lze s výhodou použít *Smithův diagram*. Jeho základem je zobrazení činitele odrazu i složek impedance do jednoho diagramu. Podmínkou univerzální použitelnosti takového přístupu je nutnost odstranit závislost na hodnotě charakteristické impedance vedení a na kmitočtu (délce vlny na vedení). Toho se dosáhne normováním hodnot impedancí a délky vedení [2].

Poměr stojatého vlnění

V případě, že není bez výjimky splněna podmínka impedančního přizpůsobení $Z_{0V} = Z_K$, dojde v místě nepřizpůsobení k odrazu vlnění a po vedení se začne šířit kromě vlny přímé i vlna odražená. Skládáním interferencí, všech přímých a všech odražených vln dojde na vedení ke vzniku *stojatého vlnění*.

$$\rho_K = \frac{Z_K - Z_{0V}}{Z_K + Z_{0V}} = \frac{\tilde{U}_K}{\tilde{U}_K} \quad (2)$$

Hodnotu činitele odrazu na konci vedení (v místě zátěže) lze určit pomocí vztahu (2). Jedná se o komplexní veličinu, poměr fázorů přímé a odražené vlny. Pomocí činitele odrazu a vztahu (3) jsme schopni vypočítat poměr stojatého vlnění PSV(σ).

$$\sigma = \frac{U_{MAX}}{U_{MIN}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (3)$$

PSV	Odražený výkon [dB]	Odražený výkon [%]
1	0	0
1,5	4	18
2	11	50
2,5	18	90

Tab. 1: Příklad několika hodnot PSV a jim odpovídající výkonová ztráta

Abychom byli schopni určit hodnotu činitele odrazu, poměru stojatého vlnění a následně posoudit kvalitu impedančního přizpůsobení antény, je třeba zjistit přesnou hodnotu její vstupní impedance. K jejímu měření jsou určeny právě anténní analyzátory.

3. Principy měření impedancí

Měření impedancí lze rozdělit na měření skalární a měření vektorová. Jak již název napovídá, během skalárního měření jsme schopni měřit pouze absolutní hodnotu dané veličiny (v našem případě impedance) a při měření vektorovém dokážeme získat údaje jak o absolutní hodnotě tak i o fázovém posuvu.

3.1. Měření neznámé impedance na základě činitele odrazu

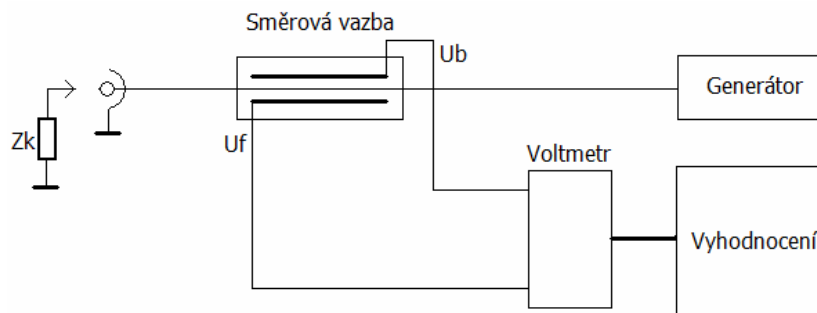
Víme, že činitel odrazu ρ je komplexní veličina, udávající poměr fázorů přímé a odražené vlny na vedení. Použijeme-li zdroj signálu se známou výstupní impedancí Z_z a vedení o známé impedanci Z_{0V} a bude-li platit $Z_z = Z_{0V}$, jsme schopni pomocí změřené hodnoty činitele odrazu vypočítat hodnotu měřené neznámé impedance Z_K . Ze vztahu (2) jsme schopni vyjádřit neznámou impedanci připojenou na konec vedení jako:

$$Z_K = Z_{0V} \cdot \frac{1 + \rho_K}{1 - \rho_K} \quad (4)$$

Kde Z_{0V} je charakteristická impedance vedení a ρ_K je změřený činitel odrazu na konci vedení. Ze známé hodnoty činitele odrazu můžeme také vypočítat poměr stojatých vln PSV. Tato metoda, která je principiálně jednoduchá, naráží ve své praktické realizaci na určité problémy.

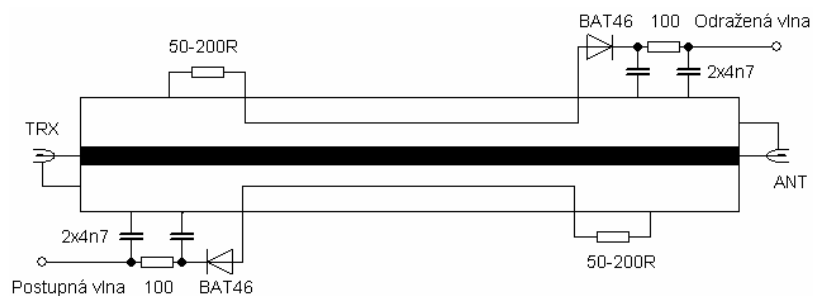
Způsoby měření činitele odrazu – reflektometry

Princip reflektometru vychází z použití směrové vazby k měření napětí přímé a odražené vlny na vedení. Důležitým požadavkem je frekvenční nezávislost a minimální ovlivnění měřené soustavy. Použitá směrová vazba není samozřejmě ideální. Její parametry, dané konkrétní konstrukcí, jsou značně frekvenčně závislé. Pro oblasti nízkých kmitočtů (< 30 MHz) jsou použitelné odlišné typy vazeb, než pro kmitočty vysoké. Nelze tedy používat jedno provedení směrové vazby v celém rozsahu uvažovaných kmitočtů. Tento fakt celou konstrukci měřicího přístroje komplikuje. Výkonové zatížení vazby není třeba v našem případě řešit, neboť předpokládáme práci s poměrně nízkými hodnotami VF výkonů.



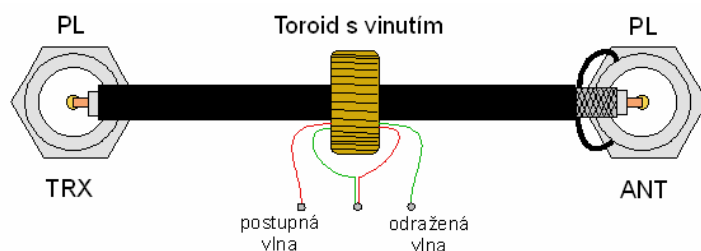
Obr. 4: Blokové schéma reflektometrického měření

Na obr. 4 je znázorněno obecné blokové schéma měření činitele odrazu, případně poměru stojatého vlnění reflektometrickou metodou. Z_K představuje měřenou neznámou impedanci, směrová vazba slouží k oddělení napětí přímé a odražené vlny. Generátor představuje zdroj sinusového napětí známé frekvence, který může být přímo součástí měřicího systému. Pod pojmem „voltmetr“ si lze představit dvojici diodových detektorů doplněných o potřebné součástky, ale v takovém případě nejsme schopni měřit fázový posuv mezi přímou a odraženou vlnou. Tento způsob je demonstrován v zapojení na obr. 5



Obr. 5: Schéma zapojení reflektometru se směrovou vazbou [4]

Směrová vazba je zde realizována jako úsek vedení a zapojení je doplněno i o diodové detektory. Toto provedení směrové vazby je vhodné pro kmitočty cca od 50 MHz výše. Pro nižší kmitočtová pásma se s úspěchem používá směrová vazba na principu proudového transformátoru. Dolní kmitočtová hranice, kde jsme schopni měřit, je dána především materiálem jádra měřicího transformátoru. Tato varianta je na obr. 6.



Obr. 6: Detail provedení proudového transformátoru reflektometru

Pokud ovšem budeme chtít měřit nejen absolutní hodnotu činitele odrazu, ale i hodnotu fázového posuvu, budeme nuceni použít jiné a navíc složitější zapojení vyhodnocovacích obvodů včetně detektorů. Vhodným obvodem pro tento účel, umožňujícím měřit vektorově, je například obvod AD8302 [14] firmy Analog Devices [5].

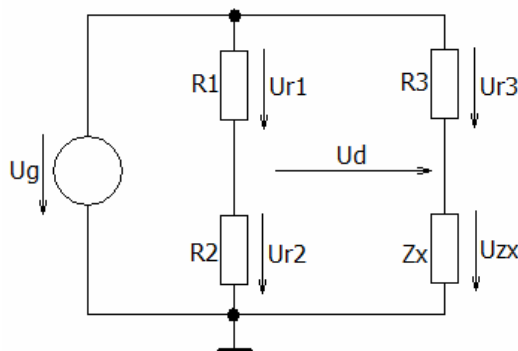
Výhody a nevýhody reflektometrů

Velkou výhodou měření impedance pomocí činitele odrazu je fakt, že je měřicí systém průchozí. Toho lze využít a snadno získat z měřiče impedance jednobranu například Wobbler a měřit tak frekvenční parametry dvojbranů. Pokud takové zařízení doplníme o obvody měření fázového posuvu, získáme jednoduchý vektorový obvodový analyzátor – VNA.

Naopak značnou nevýhodou tohoto provedení je frekvenční závislost směrových odbočnic a proudových transformátorů. A v neposlední řadě zde hraje roli také náročnost na kvalitu mechanického provedení. Frekvenční závislost proudových transformátorů realizovaných pomocí feritových nebo železoprachových toroidních jader je značná a je určena materiálem jádra. Každý typ jádra má omezený frekvenční rozsah, kde uspokojivě pracuje. Na nízkých kmitočtech sice feritová a železoprachová jádra pracují a jsou hojně používána, ale vzhledem k nutnosti použití vyššího počtu závitů všech použitých vinutí, dochází k nárůstu reaktance vinutí směrem k vyšším kmitočtům. Volba rozsahu pracovních kmitočtů takového reflektometru je vždy kompromisem mezi minimální a maximální použitelným kmitočtem. Možnosti použití takových jader v reflektometrech končí zhruba okolo 100 MHz. Na vyšších kmitočtech je nezbytně nutné použití směrové vazby realizované úsekem vedení. V tomto případě jsme svázáni rozměry vazebního členu a pochopitelně kvalitou jeho provedení.

3.2. Měření neznámé impedance můstkovou metodou

Můstková metoda měření má oproti předešlé velkou výhodu v podobě výrazně širšího kmitočtového pásma, na kterém je použitelná. Za předpokladu dodržení pravidel pro návrh VF zařízení a při použití kvalitních bezindukčních rezistorů lze měřit impedance od 0 Hz do kmitočtů v řádech GHz. Horní kmitočtová mez použitelnosti měřicího můstku je dána rozměry součástek a jejich parazitními vlastnostmi (indukčnost a kapacita).



Obr. 7: Typické zapojení měřicího můstku

Pro napětí na diagonále U_d lze psát následující vztah:

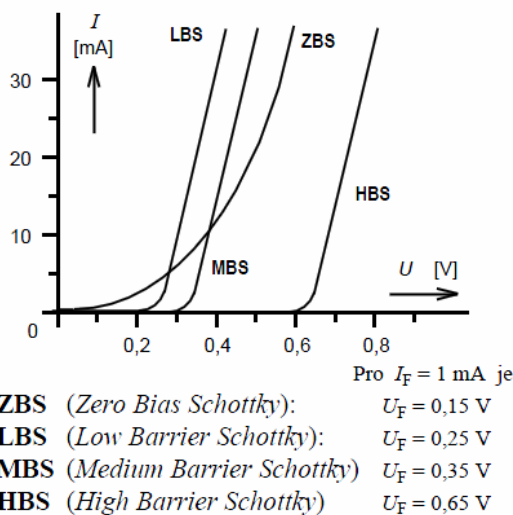
$$U_D = U_G \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_G \cdot \frac{Z_x}{R_3 + Z_x} \quad (5)$$

Vzhledem k tomu, že v tomto vztahu (5) známe naměřenou hodnotu napětí U_d , napájecí napětí můstku U_g a hodnoty rezistorů R_1 , R_2 a R_3 , je potřeba vyjádřit hledanou neznámou impedanci ve složkovém tvaru, neboli reálnou i imaginární část, zvlášť. Toto však neplatí pro případ, kdy použijeme integrovaný vektorový voltmetr, který dokáže přímo změřit absolutní hodnotu a fázový posuv napětí na diagonále. V podstatě se jedná o změření absolutní hodnoty rozdílového napětí $U_{R2} - U_{Zx}$ a jejich vzájemného fázového posuvu. V opačném případě je třeba změřit všechna jednotlivá napětí a s použitím vhodné matematiky na jejich základě určit obě složky impedance.

Přesnost měření a celková užitná hodnota nijak výrazně nezávisí na samotném měřicím můstku, protože mechanické provedení jsme schopni navrhnout definovaným způsobem. Při použití kvalitních, přesných a bezindukčních rezistorů, vhodném mechanickém uspořádání a kvalitním substrátu, můžeme spolehlivě tyto známé vlastnosti a parametry zahrnout do výpočtů. Přesnost a zejména dynamický rozsah jsou především ovlivněny obvodovými prvky samotný voltmetr. Ten můžeme zkonstruovat na základě následujících obvodových prvků:

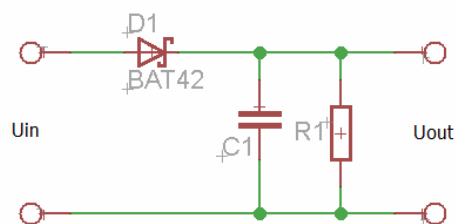
- diodové detektory,
- aktivní logaritmické detektory,
- integrované vektorové voltmetry.

Nejhorších výsledků obecně dosáhneme při použití diodových detektorů. Je to dáno především jejich nelineární *voltampérovou charakteristikou* zejména v oblasti prahového napětí U_F . Jakmile se hodnota měřené impedance pohybuje okolo 50Ω tj. blízko vyváženého stavu můstku a její reaktance je malá, dosahujeme nejvyšší přesnosti měření, ovšem pokud je reaktance vysoká a činný odpor malý, přesnost klesá. Tento stav je způsoben nelinearitou diod. Dynamický rozsah diodového voltmetru (detektoru) je tedy poměrně malý a je omezen zejména v oblasti nízkých hodnot přivedeného signálu. To v našem případě znamená, že nebudeme schopni přesně měřit nízké hodnoty impedancí. Tento problém lze do jisté míry vyřešit vyšším napájecím napětím měřicího můstku, které zajistí vyšší úbytky napětí. Další možností je posun pracovního bodu diod pomocí stejnosměrného předpětí. Oba tyto způsoby ovšem budou mít vliv na ostatní důležité parametry celého přístroje. Vyšší napájení znamená i vyšší proudy obvodem, může docházet k ohřevu součástek, nárůstu činných odporů a samozřejmě bude stoupat spotřeba celého zařízení.



Obr. 8: Voltampérové charakteristiky Schottkyho diod [6]

Jediný druh diod, který je pro danou aplikaci v dnešní době použitelný, jsou *Schottkyho* diody typu *LBS* (*Low Barrier Schottky*), které mají nižší úroveň prahového napětí při zachování strmosti voltampérové charakteristiky.



Obr. 9: Příklad zapojení jednoduchého diodového detektoru se Schottkyho diodou

Na obr. 9 je zobrazeno schéma zapojení detektoru s dolní propustí RC prvního řádu na výstupu. Mezní kmitočet propusti musí být vhodně zvolen, aby bylo zvlnění výstupního napětí detektoru pokud možno velmi malé v celém frekvenčním rozsahu.

Další možností je použití přesných logaritmických zesilovačů místo diodových detektorů. Pro tento účel se výborně hodí například obvody firmy Analog Devices [5] typu AD8307, AD8310 nebo ADL5513.

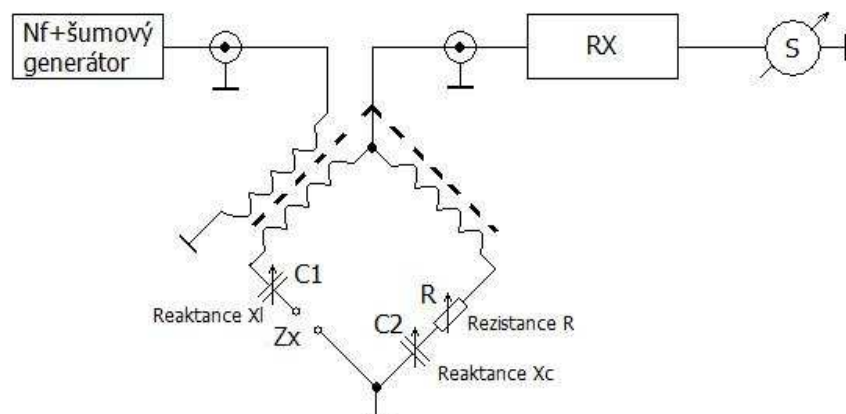
Všechny jmenované integrované obvody vynikají velkým frekvenčním rozsahem, velkým dynamickým rozsahem a vysokou citlivostí. Jedinými nevýhodami zůstává nemožnost jednoduše měřit fázový posuv a řádově vyšší cena obvodů oproti diodovým detektorům. Nepříjemná je pochopitelně i nutnost napájení obvodů a celkově výrazně vyšší obvodová složitost celého zapojení. Stejně jako v případě diodového detektoru je nutné měřit všechna napětí můstku, na jejichž základě potom lze stanovit neznámou impedanci ve složkovém tvaru. Poslední možností je pak změření napětí na diagonále U_d včetně fázového posuvu, pomocí jediného integrovaného vektorového voltmetru AD8302 [14].

3.3. Měření impedancí pomocí VF můstku a šumového generátoru

Jedná se o další možnost měření neznámé impedance. Je to metoda můstková, avšak z principu vhodná pro relativně nenáročné a především ruční měření.

Šumový generátor je poměrně jednoduchý přístroj. Je to vlastně zdroj širokopásmového bílého šumu. Šumový generátor je vhodné doplnit o NF generátor, který nám velmi usnadní vyvážení můstku. Můstek na obr. 10 vyvažujeme pomocí tří prvků (2 proměnné kapacitory a jeden rezistor), kdy hledáme nejnižší úroveň šumu a zároveň nejsilnější tón v reproduktoru měřicího přijímače. Vyvážení imaginární složky je velmi úzkopásmové a vyžaduje velkou dávku trpělivosti. Měřenou impedanci je třeba následně určit pomocí aktuálních hodnot nastavitelných prvků prostým odečtem z jejich stupnic.

Tento způsob měření impedance se mezi radioamatéry poměrně dlouhou dobu používá k nastavování přizpůsobovacích členů antén tzv. *transmatchů*. Vzhledem k charakteru tohoto projektu je však pro jeho realizaci nevhodný.



Obr. 10: Měření impedance pomocí VF můstku a šumového generátoru

4. Na trhu dostupné anténní analyzátoři

Řada firem má ve svých nabídkách různé typy anténních analyzátorů rozmanitých parametrů a kvalit. Jejich cena se obvykle pohybuje od tisíců Kč až do stovek tisíc u špičkových profesionálních přístrojů. Provedení, ovládání a možnosti měření se u nabízených přístrojů značně liší.

4.1. Popis několika vybraných typů anténních analyzátorů

V rámci tohoto projektu nelze detailně popsat a probrat všechny nabízené anténní analyzátoři na trhu. Budu se zabývat několika vybranými typy přístrojů, určenými především pro radioamatéry:

- | | |
|--------------------|-------------------------------|
| ▪ MFJ-259B | MFJ Enterprises, Inc. [7] |
| ▪ RigExpert AA-200 | Rig Expert Ukraine Ltd. [8] |
| ▪ AA-330 | Quad.ru [9] |
| ▪ TZ-900 | Timewave Technology Inc. [10] |
| ▪ Mini VNA | Mini Radio Solutions [11] |

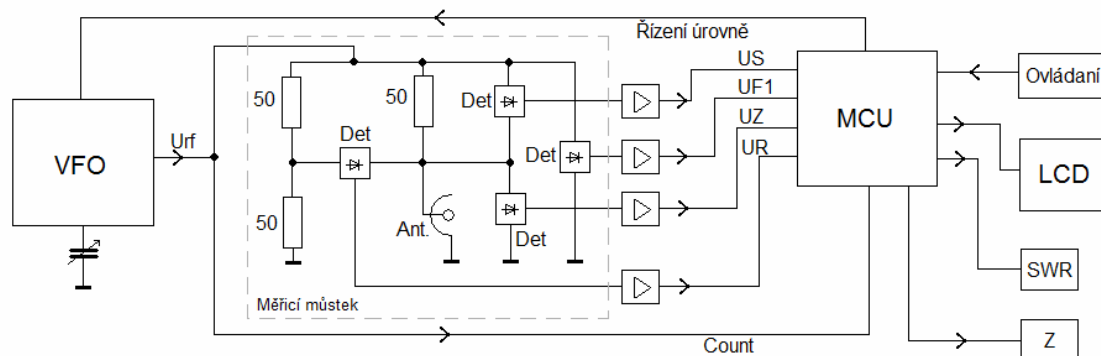
MFJ-259B

Jedná se o výrobek americké firmy *MFJ Enterprises, Inc.* Je to kompaktní, bateriově napájený přístroj pro měření a testování anténních systémů v rozsahu kmitočtů 1,8 MHz až 180 MHz. Mimo toto základní použití lze přístroj provozovat jako samostatný čítač, VF generátor nebo GDO. Cena přístroje se pohybuje okolo 9 000 Kč. Přístrojem lze měřit:

- frekvenci,
- reálnou impedanci,
- komplexní impedanci,
- reaktanci X_L , X_C ,
- rezonanční kmitočet,
- kapacitu a indukčnost,
- délku napáječe, jeho činitel zkrácení a vzdálenost k přerušení či zkratu,
- činitel odrazu a útlum odrazu.



Obr. 11: Anténní analyzátor MFJ-259B



Obr. 12: Blokové schéma MFJ-259B

Na obr. 12 je zobrazeno blokové schéma přístroje. Na první pohled je jasné, že se jedná o typ na principu můstkové měřicí metody, kdy měříme přímo neznámou impedanci a všechny ostatní parametry jsou z ní vypočteny. Jako zdroj VF signálu je použit analogový mechanicky laděný oscilátor o šesti přepínatelných kmitočtových rozsazích. Je zavedeno mikroprocesorové řízení úrovně výstupního napětí. Toto napětí následně napájí měřicí můstek, na němž jsou jednotlivá napětí snímána pomocí diodových detektorů se *Schottkyho* diodami. Takto získaná napětí jsou dále zesílena pro zpracování A/D převodníkem mikroprocesoru, který je srdcem celého zařízení. Kromě vyhodnocení měřené impedance provádí mikroprocesor i měření kmitočtu VFO a zároveň zajišťuje analogovou a digitální interpretaci výsledků.

Nevýhody MFJ-259B:

- Analogové VFO – horší stabilita kmitočtu, nutnost přepínat rozsahy, nemožnost řídit kmitočet pomocí procesoru, rozměrný vzduchový kondenzátor.
- Absence rozhraní pro připojení počítače. Nutnost manuálního měření hodnoty po hodnotě – časová náročnost měření.
- Nižší přesnost měření zapříčiněná vlastnostmi diodových detektorů a obvody mezi můstkem a vstupy AD převodníku (zesilovače).
- Napájení zařízení z baterií vyžaduje instalaci 10 kusů článků AA.
- Poměrně vysoká hmotnost přístroje.

Výhody MFJ-259B:

- Robustní konstrukce, která snese hrubší zacházení.
- Velký kmitočtový rozsah.
- Spektrální čistota a nižší šum signálu VFO.
- Odolnost vstupních obvodů měřiče proti přetížení.

RigExpert AA-200

Tento anténní analyzátor z produkce ukrajinské firmy *Rig Expert* je jedním z nejnovějších přírůstků na trhu. Jedná se o mikroprocesorem řízený vektorový analyzátor s vlastním grafickým výstupem a rozhraním USB pro komunikaci s počítačem. Přístroj pracuje ve frekvenčním rozsahu 100 kHz – 200 MHz. Rozsah absolutních hodnot měřených impedancí je 1 – 1000 Ω a rozsah fázového posuvu 0 – 360 °. Přístroj lze navíc provozovat i jako samostatný VF generátor. Cena tohoto typu se pohybuje okolo 14000 Kč. Oproti analyzátoru MFJ-259B je přístroj navíc vybaven funkcemi:

- grafické zobrazení,
- single SWR v grafu s nastavením pásma rozmítání ,
- multi SWR na pěti kmitočtech zároveň pro více pásmové antény,
- 100 pamětí pro uložení měřených antén,
- SWR Air – vysílá hodnoty SWR, lze je přijímat na běžném radiopřijímači.



Obr. 13: Anténní analyzátor AA-200

Schéma zapojení AA-200 je volně ke stažení na stránkách výrobce [8]. Celé zařízení je řízeno mikroprocesorem, jako zdroj VF signálu slouží jednotka přímé číslicové syntézy DDS. Měření neznámé impedance probíhá stejně jako v případě MFJ-259B můstkovou metodou. Podstatný rozdíl je ovšem v tom, že výrobce přístroj osadil vektorovým voltmetrem AD8302, který výrazným způsobem zjednodušuje celý proces měření a přináší vyšší přesnost a spolehlivost výsledků. Přístroj dále disponuje grafickým displejem LCD s rozlišením 128 × 64 bodů a rozhraním USB umožňujícím připojení osobního počítače.

Nevýhody AA-200:

- Nevyřešená ochrana obvodu AD8302 proti přetížení vstupů a jeho následnému zničení.
- Problémy s výstupním zesilovačem DDS napájejícím můstek.
- Softwarové nedostatky – např. nemožnost uložit do paměti data, pouze grafy.

Výhody AA-200:

- Použití vektorového voltmetru – hardwarové rozlišení znamená fáze.

- Použití DDS – možnost rozmítání.
- Možnost měření na 5 pásmech současně.
- Dobré mechanické provedení přístroje a intuitivní ovládání.

Antenna Analyst AA-330

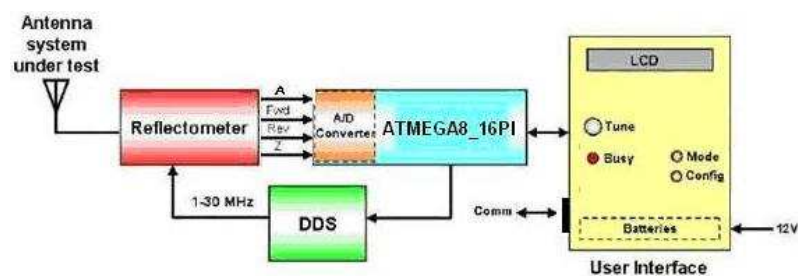
Jedná se o anténní analyzátor z dílny ruského radioamatéra, který je nabízen firmou *Quad.ru* [9]. Jde o mikroprocesorem řízený měřicí přístroj bez grafického zobrazení, vybavený rozhraním RS-232 pro připojení osobního počítače. Přístroj umožňuje práci v rozsahu krátkých vln (1 – 30 MHz) a disponuje možností přepínatelné charakteristické impedance napáječe z 50 na 75 Ω . Cena přístroje se pohybuje okolo 5 000 Kč. Specifikace přístroje:

- měření reálné i imaginární složky impedance do 500 Ω ,
- možnost připojení k počítači a grafický výstup na něm,
- vyhledání minimální hodnoty PSV v zadaném rozsahu rozmítání,
- nastavitelný krok rozmítání 1, 10, 100 a 250 kHz,
- měření délky kabelu, indukčnosti a kapacity.



Obr. 14: Anténní analyzátor AA-330

Celkové schéma zapojení tohoto přístroje se nepodařilo sehnat, k dispozici je pouze schéma blokové.



Obr. 15: Blokové schéma AA-330

Z blokového schématu na obr. 15 je patrný princip měření impedance tímto přístrojem. Reflektometrem je měřen činitel odrazu a z něj je následně vypočtena impedance připojená na vstupní svorky. V bloku „Reflectometer“ se skrývají mimo jiné i diodové detektory osazené germaniovými hrotovými diodami a zesilovače měřených napětí. Přesnost a citlivost není

nejlepší, což vyplývá z vlastností použitých součástek. V oblasti nízkých hodnot imaginární složky impedance přístroj ukazuje „0“ až do hodnoty $j10 \Omega$.

Nevýhody AA-330:

- Absence grafického výstupu.
- Nutnost napájení z externího zdroje.
- Nekvalitní rotační enkodér sloužící k nastavení kmitočtu a ovládání přístroje.
- Malá citlivost měřicího systému.
- Starší typ počítačového rozhraní (RS-232).

Výhody AA-330:

- Možnost rozmítání i bez připojení k PC.
- Automatické nalezení minima PSV a rezonance antény (imaginární složka = 0).
- Snadné ovládání přístroje.
- Nízké pořizovací náklady.

TZ-900

TZ-900 je jeden z nejkvalitnějších anténních analyzátorů, které jsou běžně k dostání. Vyrábí jej firma *Timewave Technology Inc.* [10]. Přístroj je vestavěn do kompaktní hliníkové krabičky a je vybaven kvalitním grafickým TFT LCD displejem. Pracuje ve frekvenčním rozsahu 1 – 55 MHz. Samozřejmostí je možnost propojení s osobním počítačem. Výrobce dodává ovládací software pro všechny operační systémy. Výrobce dále dodává knihovnu API funkcí v jazyce C, která umožňuje snadnou implementaci měřicího přístroje do vlastního projektu uživatele. Cena přístroje se pohybuje okolo 40 000 Kč. Specifikace přístroje:

- udávaná přesnost měření impedance lepší než 8 % při použití 50Ω napáječe,
- kmitočtové rozlišení 1 nebo 100 Hz v manuálním módu,
- maximální hodnota PSV je 100,
- maximální hodnoty Z, R a X jsou $2 000 \Omega$,
- rozlišení přístroje je udáváno pro PSV 0,01 pro Z $0,1 \Omega$ a pro fázi $0,01^\circ$.



Obr. 16: Anténní analyzátor TZ-900

Celkové ani blokové schéma zapojení přístroje se nepodařilo získat, stejně tak není k dispozici ani servisní manuál. Podle parametrů lze soudit, že v přístroji nejsou použity diodové detektory ani žádné kompromisní zapojení měřicích obvodů. Z rozlišení fáze $0,01^\circ$

a absolutní hodnoty impedance $0,1 \Omega$ lze usuzovat, že je v přístroji použit obvod AD8302 nebo podobný, doplněný kvalitními AD převodníky. Dále je jasné, že si dal výrobce velmi záležet na kompenzaci a potlačení všech parazitních vlivů, které mohou v podobném zařízení ovlivnit parametry měřicí aparatury.

Nevýhody TZ-900:

- velmi vysoké pořizovací náklady,
- omezený frekvenční rozsah,
- absence servisní dokumentace.
-

Výhody TZ-900:

- velká přesnost a vysoké rozlišení měřených veličin,
- kompaktní rozměry a kovové pouzdro,
- kvalitní grafický displej,
- široké možnosti interpretace výsledků měření včetně Smithova diagramu.

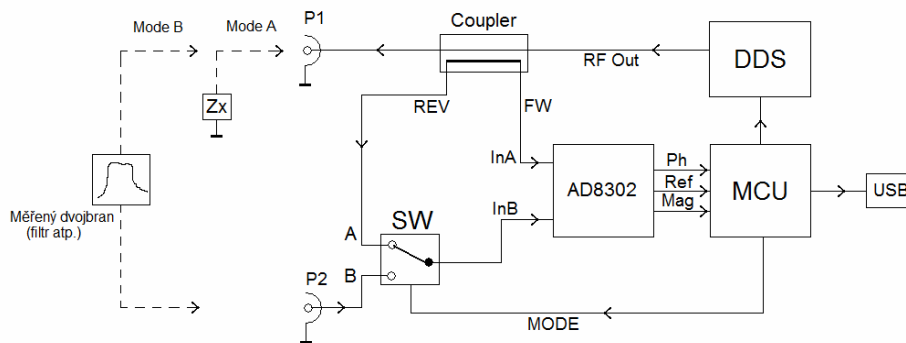
mini VNA

Jedná se o vektorový anténní analyzátor firmy *Mini Radio Solutions* [11], který je určen pro připojení k osobnímu počítači. V základní verzi neobsahuje ani řídicí mikroprocesor a veškeré ovládání zajišťuje počítač přes port LPT. Ve své vyšší verzi je osazen mikroprocesorem a lepším obvodem číslicové syntézy DDS a umožňuje připojení prostřednictvím USB. Následující popis patří mikroprocesorem řízené verzi analyzátoru mini VNA. Cena tohoto přístroje je přibližně 4 500 – 8 000 Kč dle typu. Specifikace přístroje:

- frekvenční rozsah 100 kHz až 180 MHz,
- možnost měření dvojbranů (nastavování filtrů atd.),
- funkce „Rychlý scan“ 500 vzorků za 0,6 sec,
- automatické nalezení minima PSV,
- vysoký dynamický rozsah > 50 dB,
- k dispozici je software pro PDA.



Obr. 17: Anténní analyzátor mini VNA



Obr. 18: Blokové schéma mini VNA

Na internetových stránkách výrobce je k dispozici pouze schéma zapojení starší verze analyzátoru mini VNA. Blokové schéma novější verze na obr. 18 se však liší především přítomností řídicího mikroprocesoru. Jak je ze schématu patrné, jedná se o přístroj na principu měření činitele odrazu reflektometrem. Napětí přímé a odražené vlny je snímáno a zpracováno obvodem vektorového voltmetru AD8302 [14]. Velkou výhodou tohoto zapojení je použití hotového směrového vazebního členu PDC101BD od firmy Minicircuits [12], který má definované a především surčitou přesností zaručené parametry v rozsahu frekvencí od 0,5 – 500 MHz. Tímto způsobem se výrobci podařilo eliminovat nepříjemnou vlastnost reflektometrů v podobě jejich omezeného frekvenčního rozsahu.

Pokud budeme měřit v režimu měření dvojbranu, dojde k přepnutí přepínače SW a na vstup IN_B vektorového voltmetru bude přiveden výstupní signál z měřeného dvojbranu. Vstup IN_A měří, stejně jako v režimu měření impedance, napětí přímé vlny.

Nevýhody mini VNA:

- Nutnost použití PC nebo PDA k provedení jakéhokoliv měření.
- Malá úroveň výstupního napětí DDS (starší verze).

Výhody mini VNA:

- malé rozměry a hmotnost,
- možnost použití vlastního softwaru,
- možnost použití ve spojení s kapesním počítačem PDA,
- poměrně nízká cena,

5. Koncepce vlastního anténního analyzátoru

V této kapitole bych rád naznačil směr, kterým se bude ubírat návrh a realizace hardware i software prototypu anténního analyzátoru. Z předešlého textu lze stanovit požadavky na přístroj, zvolit vhodnou koncepci zapojení a přístroj realizovat.

5.1. Definice požadovaných vlastností přístroje

- Možnost měření a zobrazení průběhů Z , R a X ,
- měření PSV,
- automatické nalezení rezonančního kmitočtu antény,
- měření kapacit a indukčností,
- měření délky napáječe,
- kmitočtový rozsah alespoň 100 kHz až 150 MHz,
- možnost použití jako samostatného VF generátoru,
- dostatečné rozlišení a přesnost měření,
- možnost zobrazení několika průběhů v jednom grafu, paměti,
- grafický výstup s vysokým rozlišením a možnost propojení s počítačem přes port USB,
- napájení z externího zdroje nebo akumulátorů – integrovaný nabíječ,
- kompaktní rozměry a nízká hmotnost,
- použití dostupných součástek – snadná reprodukovatelnost konstrukce.

Výše uvedené požadavky na anténní analyzátor budou z větší části splněny pomocí software. Vhodný mikroprocesor je proto velmi důležitou součástí konstrukce. Způsob měření impedance, kmitočtový rozsah, přesnost měření a nabíjení akumulátorů bude naopak vyřešeno vhodným návrhem hardware.

Možnosti splnění a především míra dodržení stanovených požadavků je samozřejmě věcí kompromisu. Především se jedná o parametry ovlivňující konstrukci přístroje fyzicky. Parametry závislé na obvodovém provedení jednotlivých dílčích bloků přístroje musí být voleny obezřetně a s ohledem na zachování dobrého poměru ceny a užité hodnoty zařízení.

5.2. Celková koncepce přístroje

Nejdůležitější požadavek, který musí anténní analyzátor splnit, je hardwarové rozlišení znaménka fázového posuvu. Dalším neméně důležitým parametrem, který silně závisí na návrhu hardware je rozsah měřených impedancí. Je nezbytné, aby přístroj dokázal měřit v absolutní hodnotě od 0Ω nebo téměř od 0Ω alespoň do nízkých jednotek $k\Omega$.

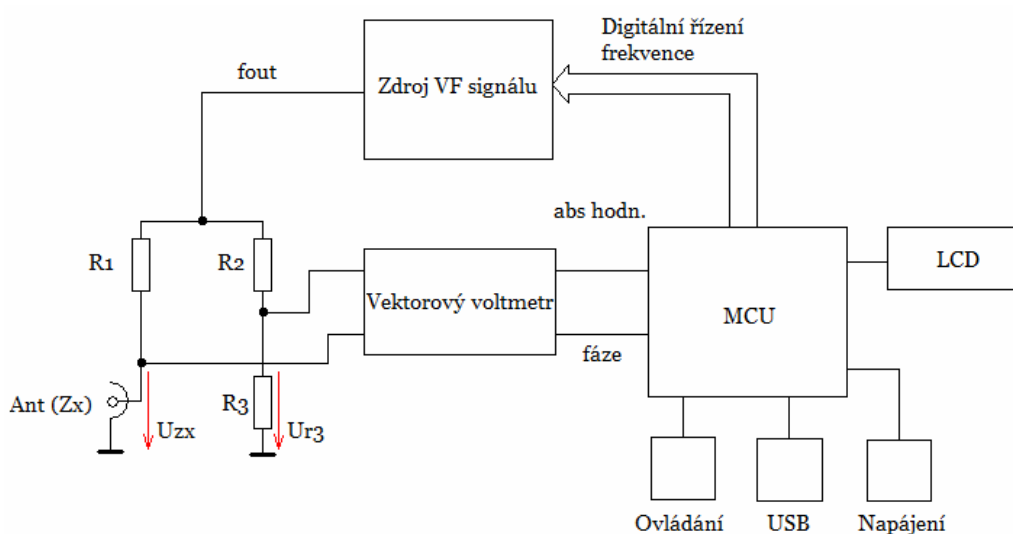
Hardwarové rozlišení znaménka fázového posuvu nezajistí při zachování rozumné složitosti konstrukce žádné zapojení obsahující pasivní diodové detektory a vlastně ani zapojení obsahující přesné logaritmické detektory. Pochopitelně i v tomto případě lze znaménko fázového posuvu, respektive jednotlivé složky složkového tvaru impedance, matematicky určit. Nicméně myslím si, že není úplně vhodné provádět v každém kroku měření náročné a dlouho

trvající matematické operace. Jedinou další možností, je použití integrovaného vektorového voltmetru.

Další věcí je volba vhodné měřicí metody. Existují dvě možnosti. První možností je použití reflektometru a měření komplexního činitele odrazu, na jehož základě budou dopočítávány všechny potřebné parametry včetně samotné impedance. Ohromnou výhodou této metody je možnost rozšíření analyzátoru o měření přenosových charakteristik dvojbranů. Nevýhodou však zůstává samotný reflektometr. Frekvenční závislost, menší rozsah pracovních kmitočtů a výrazně vyšší pořizovací náklady v případě použití komerčně vyráběné součástky mě přivádí k druhé měřicí metodě. Jedná se o měřicí metodu na principu odporového můstku, tato metoda je stručně popsána v kapitole 2.

Velká výhoda můstkové metody spočívá v její jednoduchosti. Za předpokladu použití kvalitních součástek a dobrého návrhu desky plošných spojů, můžeme v uvažovaném pásmu kmitočtů dosáhnout velmi nízké frekvenční závislosti. Nevýhodou můstkové metody je možnost měření impedančních parametrů pouze jednobranů. Vzhledem k tomu, že předmětem návrhu je anténní analyzátor a antény jsou z pohledu náhradního obvodu jednobrany, není tato nevýhoda limitující.

Kombinací integrovaného vektorového voltmetru a můstkové měřicí metody získáme koncepčně poměrně jednoduchý přístroj. Jeho blokové schéma je uvedeno na následujícím obrázku.



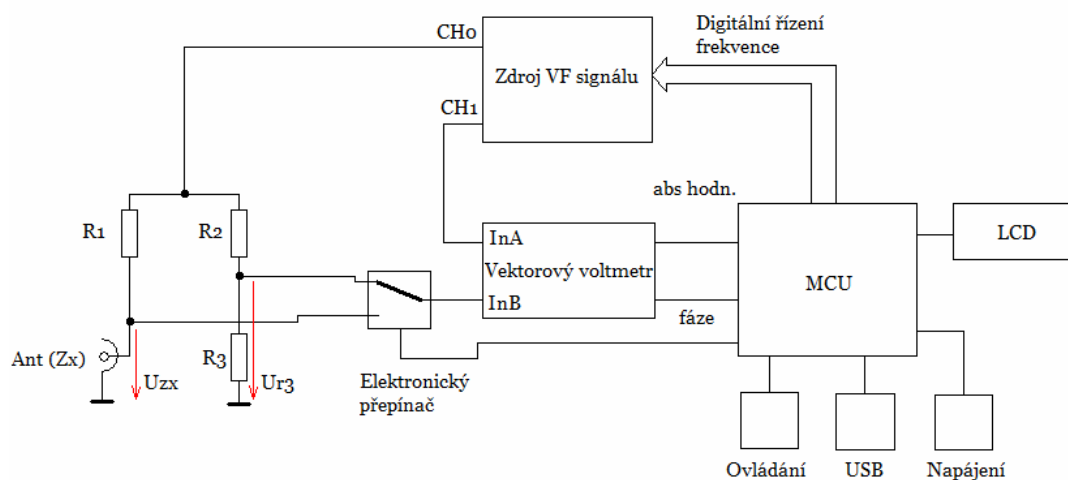
Obr. 19: Ideové blokové schéma navrhovaného anténního analyzátoru

5.3. Určení fázového posuvu měřené komplexní impedance

Vzhledem k tomu, že ve funkci vektorového voltmetru bude použit obvod AD8302 [14], který bude detailněji popsán v následující kapitole, je nutné přizpůsobit požadavky na ostatní funkční bloky přístroje právě jemu. Jedná se především o problém určení znaménka fázového posuvu měřeného napětí. Fázová převodní charakteristika obvodu je uvedena na obr. 27 a je z ní na první pohled patrná, nutnost spolehlivého určení ve které její části se právě nacházíme, tedy doslova určení znaménka fáze. Toho lze dosáhnout například diferenciálním měře-

ním pomocí dvou zdrojů signálu o stejném kmitočtu a možností zavedení přesně známého vzájemného fázového posuvu mezi nimi. Měření musí v podstatě proběhnout dvakrát. První měření bude při nulovém fázovém posuvu zdrojů signálu a z následujícího měření při definované fázové diferencii určíme, ve kterém ze dvou intervalů fázových posuvů se měřené napětí nachází. Blokové schéma analyzátoru schopného tohoto měření se nachází na obr. 20.

Jediný problém je, že tato fázová diference musí být dostatečně malá, aby bylo zajištěno vyhovující rozlišení okolo vrcholu převodní charakteristiky – bod nulového fázového posuvu. Zároveň však musí být fázová diference dostatečně velká, aby byla eliminována nepřesnost AD převodníku mikroprocesoru a případné rušivé vlivy. Její volba bude zjevně výsledkem určitého kompromisu.



Obr. 20: Blokové schéma anténního analyzátoru s hardwarovým určením znaménka fázového posuvu

Z blokového schématu na obr. 20 je patrné, že každé jednotlivé měření bude probíhat celkově ve 4 krocích. Během každého měření bude odečtena hodnota fázového posuvu mezi oběma kanály zdroje signálu. Tento posuv bude i přes přesnou synchronizaci existovat a bude způsoben především vlastnostmi přenosových cest mezi zdrojem signálu a vektorovým voltmetrem (rozdílná doba průchodu signálů jednotlivými větvemi měřicího systému). Detailní popis procesu měření bude rozebrán v následujícím textu.

Nově vzniklý problém s dvojitým synchronizovaným zdrojem sinusového signálu napájejícím měřicí můstek může být řešen dvojím způsobem. Buď lze použít 2 nezávislé generátory a zajistit vhodným způsobem jejich synchronizaci a nebo lze použít jeden zdroj se dvěma kanály, které jsou z principu synchronní.

První řešení je výhodné v tom, že lze použít dostupnější součástkovou základnu a zlepši se tak reprodukovatelnost celé konstrukce, ale návrh obvodu bude problematictější, bude nutné použít zhruba dvojnásobné množství součástek, vzrostou rozměry zařízení, zvýší se složitost oživení přístroje a samozřejmě i celková spotřeba energie.

Daleko výhodnější bude použití jediného integrovaného obvodu, obsahujícího dva nezávislé generátory se zajištěnou vnitřní synchronizací. Nejen, že se celkově zjednoduší a zpře-

hlední konstrukce, ale bude snazší i softwarové ovládání celého zdroje signálu a tím pádem klesnou nároky na použitý mikroprocesor.

Mikroprocesor, grafický displej LCD, ovládací prvky a celkové mechanické provedení jsou také důležité parametry, určující komfort obsluhy a celkovou užitnou hodnotu přístroje. Volbě těchto součástí, jejich správnému zapojení a oprávněnosti použití musí být věnována náležitá pozornost.

6. Návrh hardware prototypu anténního analyzátoru

Po stránce hardware lze návrh anténního analyzátoru rozdělit na několik dílčích částí:

- zdroj VF signálu,
- obvody zajišťující měření impedance,
- obvody vyhodnocení a řízení měření, LCD, ovládání, komunikace s PC,
- napájecí obvody a nabíjení.

6.1. Zdroje VF signálu

Velice důležitým blokem jakéhokoliv anténního analyzátoru je zdroj vysokofrekvenčního harmonického signálu. Na jeho vlastnostech a možnostech značně závisí výsledné parametry konstruovaného přístroje.

Mezi nejdůležitější parametry zdroje signálu patří:

- stabilita a přesnost generovaného kmitočtu,
- možnost softwarového řízení výstupního kmitočtu signálu,
- široký frekvenční rozsah,
- spektrální čistota signálu,
- stabilní a především dostatečná úroveň signálu v celém frekvenčním rozsahu.

Možné zdroje VF signálu:

- oscilátor řízený a stabilizovaný smyčkou PLL,
- generátor na principu přímé číslicové syntézy DDS.

První z uvedených možností je v podstatě klasický analogový oscilátor, jehož kmitočet je řízen a stabilizován smyčkou fázového závěsu PLL. Tento typ oscilátoru může být digitálně řízen, poskytuje dostatečnou časovou a teplotní stabilitu kmitočtu, nízkou úroveň fázového šumu a vysokou spektrální čistotu. Vzhledem k tomu, že jeho základem je analogový LC oscilátor (obvykle v třibodovém zapojení) laděný varikapem, narážíme na nejdůležitější negativní vlastnost této koncepce. Tou je nedostatečný kmitočtový rozsah, který je dán především vlastnostmi samotného rezonančního obvodu oscilátoru. Při dosažení určitých hraničních poměrů L/C přestává oscilátor kmitat. Kmitočtový rozsah podobného oscilátoru leží maximálně v malých desítkách MHz s tím, že nemůžeme předpokládat jeho počátek na velmi nízkých kmitočtech (řádově jednotky až desítky kHz). Neobejdeme se proto bez rozdělení frekvenčního pásma do rozsahů, které budeme postupně přepínat. Pokud k tomu navíc přidáme požadavek na druhý synchronizovaný kanál, enormním způsobem naroste obvodová složitost a pochopitelně i proudová spotřeba a rozměry celého takového systému.

Další možností je použití obvodu přímé číslicové syntézy – DDS. Výstupní sinusový signál je generován plně digitálně s vysokou přesností, stabilitou a velice širokým pásmem přeladění. Spektrální čistota signálu a fázový šum jsou poněkud horší než při použití klasického VCO a PLL. Tato nečnost závisí na rozlišení D/A převodníku v obvodu DDS a na kvalitě re-

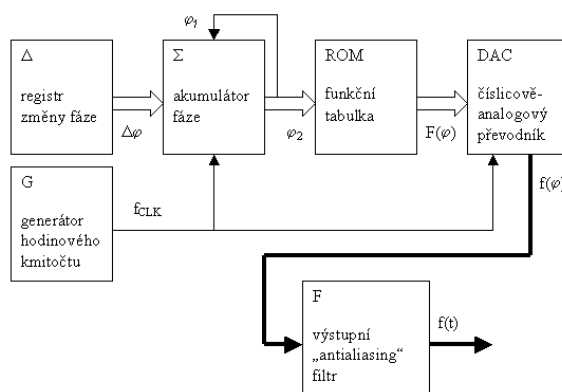
konstrukčních filtrů. Úroveň fázového šumu je možno dále snížit použitím DDS s přesnějším DA převodníkem nebo jejím vřazením do smyčky fázového závěsu.

Výhodou použití DDS je mimo jiné i nižší obvodová složitost a snazší synchronizace několika jednonálových obvodů nebo použití obvodu vícekanálového. Vzhledem k těmto uvedeným výhodám DDS oproti VCO s PLL použijí tento typ zdroje VF signálu i ve svém přístroji.

Princip přímé číslicové syntézy – DDS

Časový průběh sinusového signálu lze vyjádřit jako $f(t) = \sin(\varphi(t))$. Rozvineme člen $\varphi(t)$ (okamžitou fázi signálu) jako součet $j(t) = \omega(t)t + \varphi_0(t)$. Pro konstantní kmitočet $f(t)$ musí platit, že fáze $\varphi(t)$ lineárně roste, tedy že $\omega(t)$ je v čase konstantní nebo že fáze $\varphi_0(t)$ se lineárně zvětšuje. Jelikož $\omega(t)$ se zde neuplatňuje, zaměříme se na změnu fáze φ_0 . Lineárního zvětšování lze dosáhnout například pravidelným přičítáním stejného čísla $\Delta\varphi$ s kmitočtem f_{CLK} . Uvažujeme-li číslicový systém se stabilním hodinovým kmitočtem, můžeme označit po sobě jdoucí hodnoty fáze čísla $N - 1, N, N + 1$ a tak dále, takže hodnotu fáze φ_{N+1} lze vypočítat jako $\varphi_{N+1} = \varphi_N + \Delta\varphi_0$. Vyjádříme-li v číslicovém systému fázi n-bitovým číslem, pak může nabývat 2^n hodnot a její změna se děje rychlostí $\Delta\varphi_0 = f_{CLK} \times \Delta\varphi / 2^n$. Tento výraz je ekvivalentní ω a pro dané $\Delta\varphi$ je konstantní. Dále je patrné, že nejmenší rozlišitelný kmitočet je daný hodinovým kmitočtem a bitovou šířkou fáze s jejímž zvětšováním roste exponenciálně. Obvod, provádějící přímou číslicovou syntézu, se skládá z registru změny fáze (Δ), akumulátoru fáze (Σ), funkční tabulky ROM, DAC, antialiasingového filtru F a generátoru hodinového kmitočtu G.

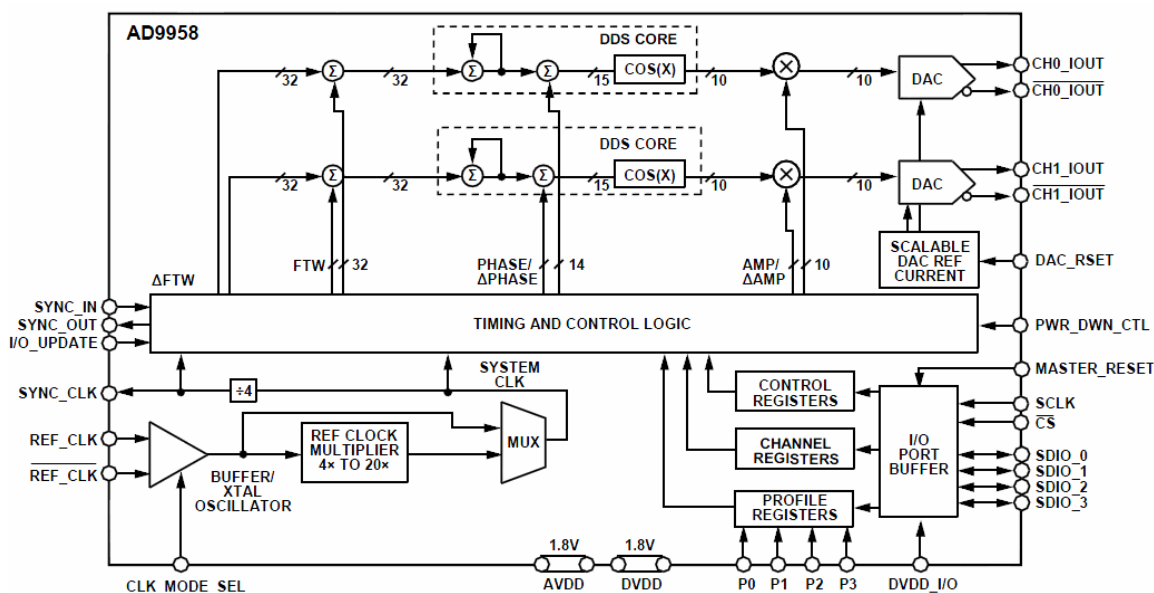
Princip obvodu přímé číslicové syntézy je patrný z blokového schématu na obr. 21. Registr změny fáze Δ drží nastavenou hodnotu $\Delta\varphi$. Akumulátor fáze Σ při každém hodinovém pulzu f_{CLK} přičte $\Delta\varphi$ k hodnotě fáze φ_1 a její novou hodnotu si podrží až do příchodu dalšího hodinového pulzu. Aby nemusela být ROM tabulka příliš velká, přivádí se do ní jen asi 12 až 14 horních bitů fáze (φ_2). V ROM tabulce jsou uloženy ve dvojkovém formátu hodnoty funkce sinus (nebo jiné, umožňuje-li obvod přepnutí tabulky nebo nahrání nového obsahu do RAM paměti) a její výstup je synchronně s hodinovým signálem přiveden do D/A převodníku, ve kterém již vzniká analogový sinusový signál. Z principu činnosti D/A převodníku i skokových změn fáze však tento signál obsahuje i své harmonické složky, které se objevují nad polovinou hodinové frekvence a které zkreslují výstupní signál. Proto je za D/A převodníkem ještě zařazen strmý filtr typu DP, který nežádoucí kmitočtové složky potlačí.



Obr. 21: Princip přímé číslicové syntézy [13]

6.2. Návrh generátoru VF signálu anténního analyzátoru

Jak bylo již uvedeno v předchozí kapitole, rozhodl jsem se pro generátor na principu přímé číslicové syntézy signálu DDS. Všechny potřebné funkční bloky, mimo obvodů napájení a rekonstrukčních filtrů, jsou zpravidla obsaženy v jednom integrovaném obvodu. Tyto obvody vyrábí několik firem jako například *Intersil*, *Texas Instruments* nebo *Analog Devices*. Volba padla na jeden z produktů firmy *Analog Devices* [5]. Jedná se konkrétně o typ AD9958 [15] – jeden z nejmodernějších a nejsložitějších obvodů svého druhu.



Obr. 22: Vnitřní blokové schéma obvodu AD9958 [15]

Na obrázku uvedené blokové schéma obvodu nám dává poměrně jasnou představu o vlastnostech obvodu a nastiňuje některé jeho parametry a možnosti. Na první pohled je patrné, že se jedná o dvoukanálový obvod DDS se dvěma nezávislými jádry a dvěma 10bitovými D/A převodníky s proudovým výstupem. Díky tomu lze obvodem generovat dva

synchronizované signály o různém kmitočtu, amplitudě a definovaném vzájemném fázovém posuvu. Tato vlastnost umožňuje použití obvodu zároveň jako modulátoru až 16stavových modulací ASK, FSK, PSK. Modulace jsou ovládány za pomoci profilových registrů P0 – P3. Mimo to lze v obvodu aktivovat lineární rozmitání kmitočtu, fáze a amplitudy generovaných signálů. Ovládání obvodu – nastavení registrů, je obsluhováno pomocí sériové sběrnice kompatibilní se standardem SPI. V tomto případě je však možno zvolit režim komunikace vyhovující dané aplikaci. Základní režim je v podstatě klasická SPI komunikace. V dalších režimech je možné odesílat programovaná data po 2, 3 nebo 4 bitech najednou. Tímto způsobem je možno dosáhnout maximálního datového toku 800 Mbit/s.

Obvod dále obsahuje samostatný generátor hodinového signálu – krystalový oscilátor s možností aktivace interní PLL násobičky 4krát nebo 20krát. Maximální kmitočet připojeného krystalu je tedy 25 MHz. Použijeme-li interní krystalový oscilátor a PLL násobičku, dojde ke zhoršení některých parametrů generovaného signálu. Především je to nárůst fázového šumu. Samozřejmostí je možnost připojení externího zdroje hodinového signálu o kmitočtu až 500 MHz. Obvod AD9958 vyžaduje 2 samostatná napájecí napětí 3,3 V pro napájení digitálního sériového rozhraní a 1,8 V pro digitální a analogovou část obvodu.

Výstupní kmitočet generovaného signálu je dán hodnotou 32bitového registru *FTW* – *Frequency Tuning Word* na základě vztahu:

$$f_{OUT} = \frac{FTW \cdot f_s}{2^{32}} \quad (6)$$

Kde, f_{out} je výstupní kmitočet v Hz, f_s reprezentuje systémové hodiny obvodu a 2^{32} je kapacita fázového akumulátoru.

Podobným způsobem je definován i fázový posuv mezi jednotlivými kanály, který je dán hodnotou 14bitového registru *CPOW* – *Channel Phase Offset Word* na základě vztahu:

$$\Phi = \left(\frac{CPOW}{2^{14}} \right) \cdot 360 \quad (7)$$

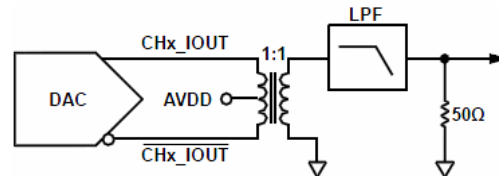
Kde, Φ je definovaný fázový posuv signálu ve stupních.

Velice důležitým prvkem obvodu DDS AD9958 je dvojice rychlých 10bitových D/A převodníků s proudovým výstupem. Maximální hodnota tohoto proudu je velmi důležitá z hlediska nastavení optimálního dynamického rozsahu SFDR. Maximální hodnota výstupního proudu převodníků je 15 mA a neměla by být překročena. Optimální hodnota je 10 mA a je určena rezistorem R_{set} pomocí vztahu:

$$R_{SET} = \frac{18.91}{I_{OUT}(\max)} \quad (8)$$

Kde R_{SET} je externí rezistor nastavení výstupního proudu v k Ω a I_{OUT} je výstupní proud v mA.

Výstupní obvody D/A převodníků musejí být vhodným způsobem zakončeny a připojeny k následujícím obvodům, což jsou v tomto případě rekonstrukční filtry typu dolní propust. Výrobce doporučuje použití proudového balunu 1 : 1. Použití tohoto balunu ovšem způsobí omezení rozsahu generovaných kmitočtů. Jedná se o galvanické oddělení a to znamená, že již nelze generovat kmitočty od 0 Hz. Nejnižší možný generovaný kmitočet je pak dán vlastnostmi použitého balunu (materiál jádra, provedení – počet závitů). Hodnota nejnižšího přenášeného kmitočtu f_{\min} bude někde mezi 10 – 50 kHz.

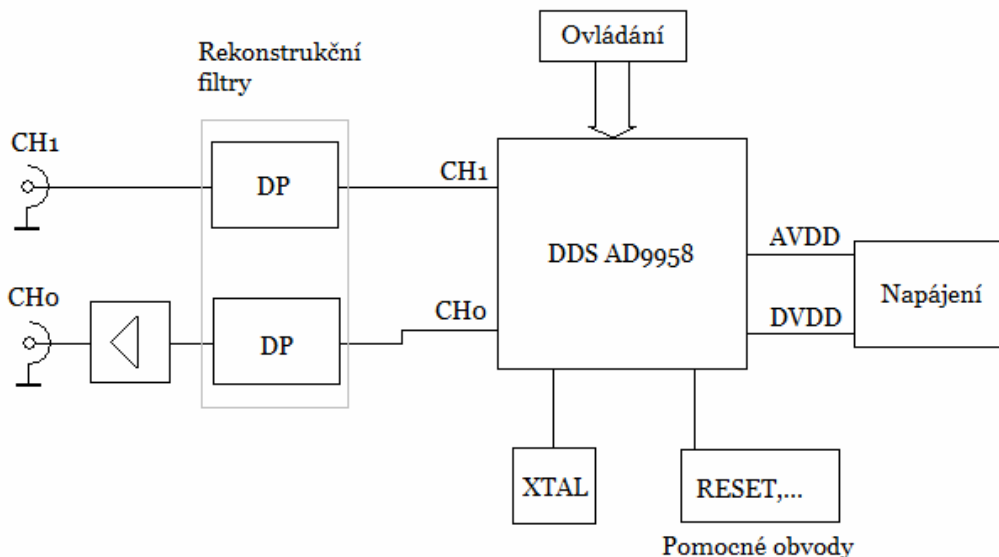


Obr. 23: Doporučené zapojení výstupních obvodů AD9958

Shrnutí nejpodstatnějších vlastností obvodu DDS AD9958

- Dva samostatné kanály se vzájemnou izolací >72 dB,
- maximální generovaný kmitočet $f_{OUT} = 250$ MHz,
- dvě samostatná napájecí napětí DVDD = 3,3 V a AVDD = 1,8 V,
- maximální celkový proudový odběr je $I = 185$ mA ($I_{AVDD} = 105$ mA, $I_{DVDD} = 80$ mA),
- odběr proudu v režimu Power Down okolo 2,5 mA,
- rozlišení každého DA převodníku je 10 bitů,
- maximální hodnota taktovacího kmitočtu je 500 MHz,
- minimální hodnota kroku ladění lepší než 0,12 Hz,
- dynamický rozsah SFDR > 60 dBc,
- sériová komunikace s ovládacím MCU ($f_{CLKmax} = 200$ MHz),
- pouzdro LFCSP 56.

Obvod DDS AD9958 [15] byl tedy zvolen jako vhodný zdroj měřicího VF signálu pro navrhovaný anténní analyzátor. Ideové blokové schéma takového zdroje je uvedeno na obr. 24. Mimo samotného obvodu DDS jsou zde oba rekonstrukční filtry, výstupní zesilovač měřicího kanálu, napájecí obvody a pomocné obvody.



Obr. 24: Blokové schéma dvoukanalového zdroje signálu pro konstruovaný anténní analyzátor

Jednotlivé funkční bloky je třeba vhodně navrhnout. Zejména napájecí obvody, oba identické rekonstrukční filtry, obvod zajišťující RESET, externí obvod filtrace smyčky fázového závěsu pro funkci interní násobičky hodinového signálu a nakonec obvod nastavující pracovní rozsah obou D/A převodníků. Z blokového schématu na obr. 20 je zřejmé, že jeden z kanálů je referenční a není proto třeba jeho signál zesilovat. Naopak druhý kanál, který napájí měřící můstek bude výkonově zatěžován poněkud více a proto musí být jeho signál dodatečně zesílen na vhodnou úroveň.

Napájecí obvody DDS

Obvod AD9958 potřebuje ke své správné funkci dvě nezávislá stejnosměrná napájecí napětí. Pro analogovou část včetně DA převodníků se jedná o zdroj napětí AVDD = 1,8 V s tolerancí 5 % a pro digitální část jde o zdroj DVDD = 3,3 V s tolerancí 5 %. V obou částech můžeme počítat s odběrem okolo 80 – 100 mA. Maximálního proudového odběru nebude dosaženo, protože nebudou využívány některé vnitřní periferie obvodu, které například zajišťují generování modulací nebo lineární rozmítání.

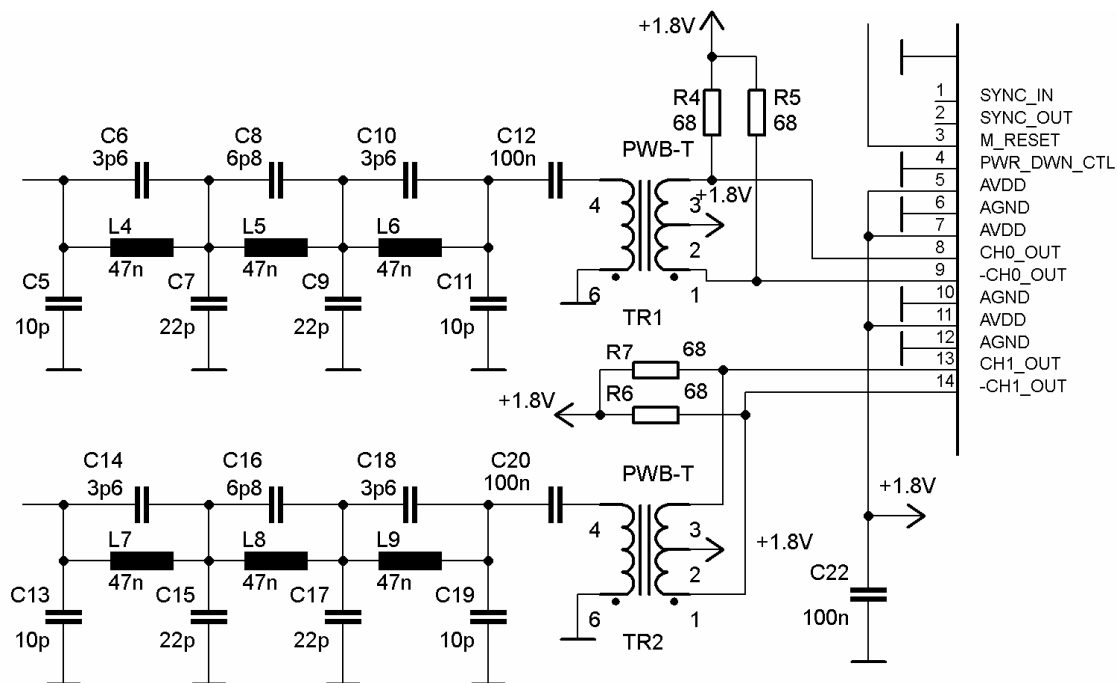
Je nutné, aby obě napětí byla pečlivě stabilizovaná, vyhlazená a s minimálním superponovaným šumem. Z tohoto požadavku jasně vyplývá, že nevyhoví prosté parametrické stabilizátory se Zenerovou diodou ani levné integrované stabilizátory typu 78xx nebo LM317 a to zejména z důvodu šumových poměrů a samozřejmě i vlastní spotřeby.

V úvahu připadají kvalitní lineární nízkošumové a úsporné stabilizátory LDO, jako jsou například LM1117 [21], LP2951, LP2950 [17] a případně obvody řady LFX [18]. Tyto obvody jsou kvalitní, poměrně snadno dostupné a ke své správné funkci vyžadují jen minimum vnějších součástí. Postupně bylo prakticky otestováno několik typů a vybrány nejvhodnější z nich. Navrhované napájecí obvody jsou společné i pro vektorový voltmetr AD8302 a jejich detailní popis a návrh bude probrán v následujícím textu.

Návrh a provedení výstupních obvodů obvodu AD9958

Na výstupu každého obvodu DDS je nutno osadit vhodný rekonstrukční (antialiasingový) filtr. Jedná se zpravidla o strmé filtry typu dolní propust s lomovým kmitočtem odpovídajícím polovině taktovacího kmitočtu jádra, častěji však jejich lomový kmitočet odpovídá maximální hodnotě generovaného signálu na výstupu obvodu. V tomto případě jsou použity dva identické filtry. Jedná se o eliptické dolní propusti sedmého řádu s lomovým kmitočtem 200 MHz a vstupní i výstupní impedancí 50 Ω .

Rekonstrukční dolní propusti jsou k proudovým výstupům DDS připojeny v doporučeném katalogovém zapojení z obr. 23 přes proudové baluny 1 : 1 s vyvedeným středem umožňujícím napájení výstupních obvodů D/A převodníků. Jedná se o baluny typu PWB-1-BL americké firmy *Coilcraft* [22]. Výrobce udává šířku pásma přenášených kmitočtů pro pokles o 3 dB v rozsahu 130 kHz – 425 MHz. Dolní mezní kmitočet není zcela optimální. V další fázi budou tyto baluny nahrazeny jiným typem s výhodnějšími vlastnostmi. U tohoto typu DDS je možno za určitých předpokladů balun zcela vypustit a napájet DA převodníky přes odporové děliče 1 : 1. Z důvodu testování jsem v prototypu umožnil jejich dodatečné osazení. Jedná se o rezistory R4 – R7 ve schématu na obr. 25.

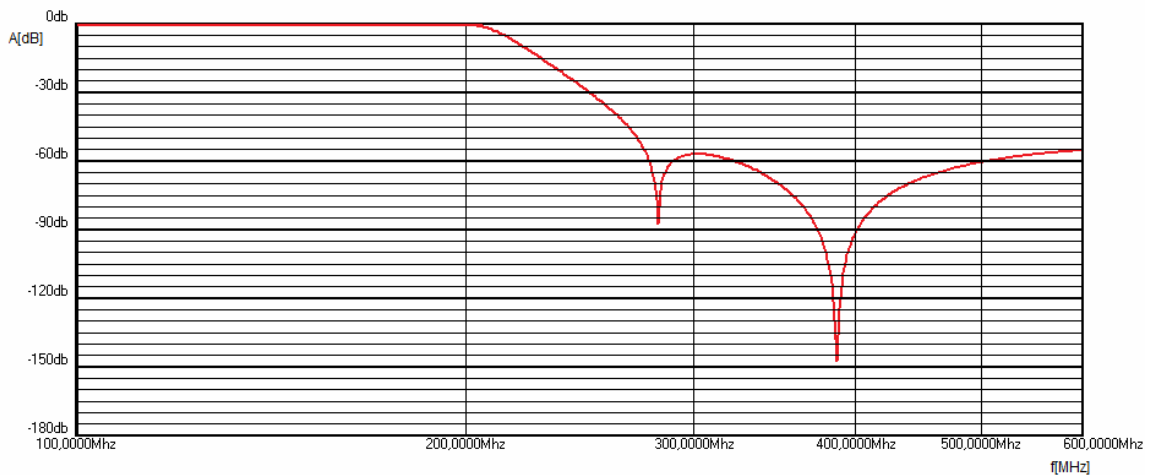


Obr. 25: Schéma zapojení rekonstrukčních filtrů a jejich připojení k obvodu DDS

Oba filtry byly navrženy v programu *AADE Filter Design* [23]. Vzhledem k tomu, že se jedná o eliptické dolní propusti, byla zvolena *Cauerova aproximace*. Lomový kmitočet pro pokles o 3 dB je nastaven na hodnotu 215 MHz a to proto, aby při maximálním generovaném kmitočtu 200 MHz, nebyl signál příliš tlumen.

Všechny použité kondenzátory jsou v provedení SMD o velikosti 0603 z materiálu NPO, který má nejmenší koeficient teplotní závislosti. Indukčnosti lze realizovat jako samonosné, jednovrstvé vzduchové cívky. Pro hodnotu jejich indukčnosti $L = 47$ nH, vychází $N = 5,5$ závi-

tů na průměru 2 mm, lakovaným drátem o průměru 0,30 mm se závity těsně vedle sebe. Jako vhodnější řešení se však jeví použití přesných miniaturních indukčností od firmy *Coilcraft* [22]. Výrobce udává odchylku od jmenovité hodnoty maximálně 1 %. Takové hodnoty při ruční výrobě pravděpodobně nedosáhneme. Hodnoty všech součástek byly zaokrouhleny k nejbližším hodnotám vyráběných řad. Průběh na obr. 26 je pro filtr s takto zaokrouhlenými hodnotami.



Obr. 26: Výsledek simulace navrhovaných propustí – frekvenční závislost přenosu

Návrh ostatních obvodů zajišťujících správnou funkci DDS

Jedním z dalších důležitých obvodů je obvod RESET. Zde je použit jednoduchý derivační člunek s časovou konstantou $RC = 1,2$ ms, jejíž velikost s velkou rezervou stačí ke spolehlivému resetu obvodu.

Následuje obvod určující maximální proud D/A převodníků. Jedná se v podstatě o volbu jejich pracovních rozsahů. Doporučená hodnota tohoto proudu je 10 mA, tehdy je zaručen nejvyšší dynamický rozsah SFDR (*Spurious Free Dynamic Range*). Proud je nastaven jediným rezistorem R_{SET} , pro jehož hodnotu platí vztah (8). Pro optimální hodnotu proudu $I_{OUT} = 10$ mA, vychází po zaokrouhlení hodnota $R_{SET} = 2$ k Ω .

Posledním obvodem, který je třeba navrhnout, je filtr smyčky integrované PLL násobičky hodinového signálu. Zde jsou použity hodnoty součástek doporučené výrobcem v katalogovém listu obvodu [15].

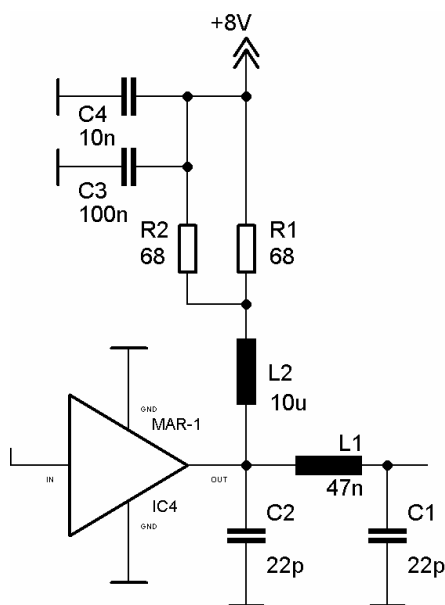
Návrh obvodu výstupního zesilovače jednoho kanálu DDS

Jak bylo již zmíněno, jeden kanál DDS (CH1), který napájí měřící můstek bude více zatěžován než kanál referenční (CHO), a proto je potřeba jeho signál dostatečně zesílit. Požadavky na obvod jsou především:

- zesílení v celém rozsahu aspoň 20 dB,
- dodávaný výkon okolo 12 dBm v celém rozsahu,
- dostupnost obvodu.

Vhodných kandidátů na pozici výstupního zesilovače je hned několik. Jedná se především o MMIC zesilovače firmy *Minicircuits* [12]. Vhodným obvodem se zdá být obvod MAR-8 [20], který svými parametry bude v prototypu analyzátoru plně vyhovovat:

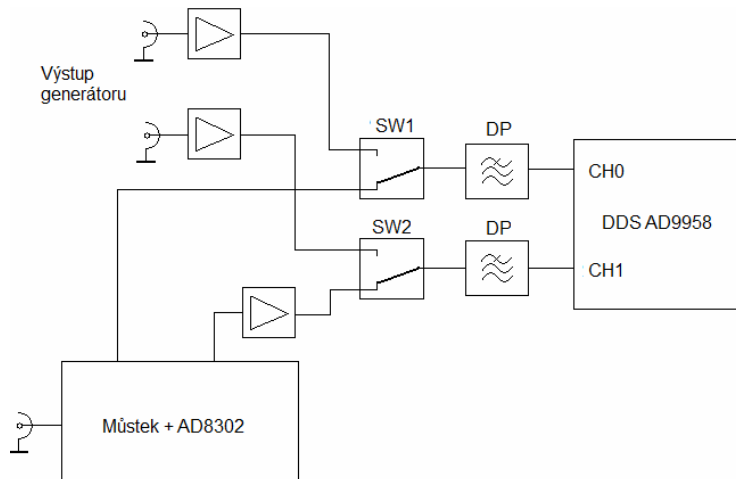
- rozsah pracovních frekvencí 0 – 1 GHz,
- zaručené zesílení obvodu je > 19 dB a dodávaný výkon maximálně 12,5 dBm na 50 Ω,
- šumové číslo NF = 3,3 dB,
- vstupní i výstupní impedance 50 Ω,
- výhodná cena a dobrá dostupnost.



Obr. 27: Schéma zapojení výstupního zesilovače jednoho kanálu DDS

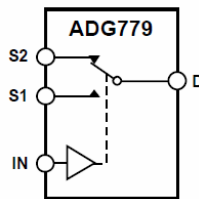
Obvod na obr. 27 pracuje v základním, katalogovém zapojení. Kondenzátory C1, C2 a indukčnost L1, tvoří výstupní dolní propust s lomovým kmitočtem 200 MHz. Indukčnost L2 slouží společně s blokovacími kondenzátory C3 a C4 k omezení pronikání VF napětí do napájecích obvodů. Zároveň také brání rozkmitání zesilovače. Rezistory R1 a R2 nastavují pracovní bod zesilovače na 6 V a 60 mA.

Rozšíření možností generátoru VF signálu a v podstatě celého přístroje, spočívá v možnosti použití přístroje jako samostatného dvoukanalového VF generátoru s možností nastavení frekvence i fázového posuvu pro každý kanál zvlášť. Celé řešení spočívá v doplnění DDS o dva rychlé analogové přepínače s digitálním řízením, které umožní vyvést VF signál přímo na výstupní svorky. V případě potřeby mohou být pro oba dva kanály doplněny o výstupní zesilovače případně i o řízené atenuátory. Principiální blokové schéma takto upravených měřících obvodů zobrazuje obr. 28 .



Obr. 28: Blokové schéma upravených výstupních obvodů DDS

Nejvhodnějším typem analogových přepínačů se v tomto zapojení jeví přepínače Analog Devices ADG779 [19]. Jedná se o miniaturní nízkopříkonový integrovaný obvod, který ke své činnosti potřebuje jen naprosté minimum vnějších součástek.



Obr. 29: Vnitřní blokové schéma obvodu ADG779 [19]

Nejdůležitější parametry obvodu ADG779

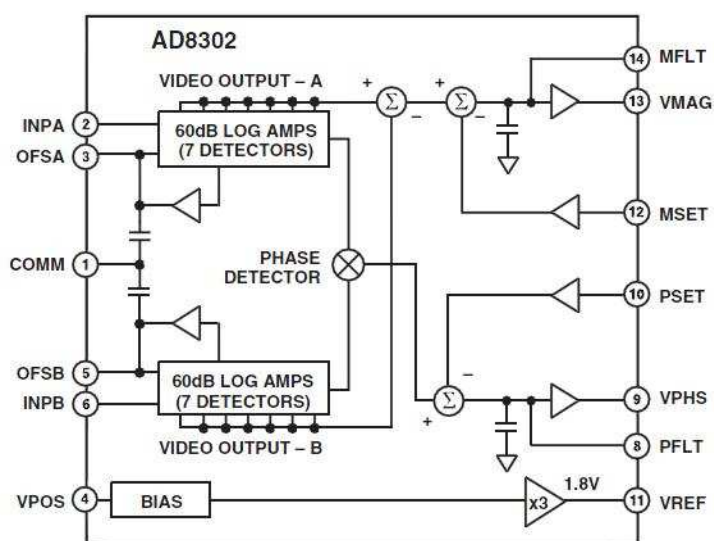
- Napájecí napětí 1,8 – 5,5 V,
- proudový odběr < 1 μ A,
- šířka pásma přenášených kmitočtů > 200 MHz,
- odpor v sepnutém stavu 2,5 Ω ,
- čas potřebný k sepnutí < 20 ns,
- čas potřebný k rozepnutí < 6 ns,
- pouzdro SC70.

6.3. Návrh měřicích obvodů

Jak již bylo uvedeno, rozhodl jsem se pro použití můstkové metody měření neznámé impedance a to za pomoci integrovaného vektorového voltmetru *Analog Devices AD8302* [14].

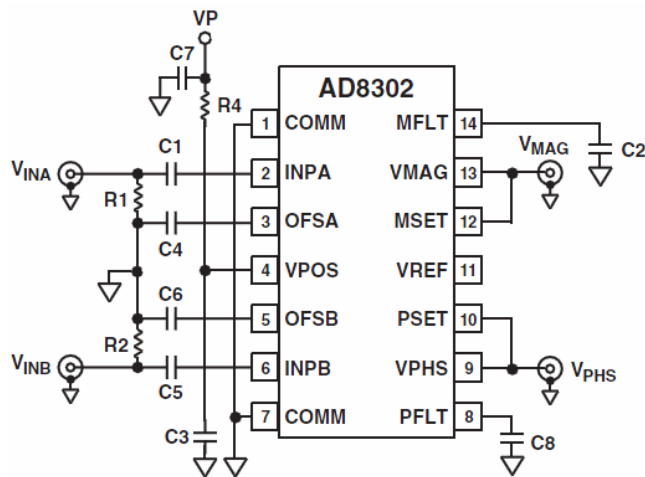
Obvod AD8302 a jeho parametry

Jedná se o monolitický analogový obvod, obsahující dvojici přesných logaritmických zesilovačů, každý o zisku 60 dB. Obvod dále obsahuje fázový detektor a tři sumační obvody jednak pro určení přenosu mezi vstupy obvodu a dále pro nastavení offsetu fáze i přenosu. Výhodné je, že obvod obsahuje i vnitřní přesnou napěťovou referenci pro A/D převodník.



Obr. 30: Vnitřní blokové schéma obvodu AD8302 [14]

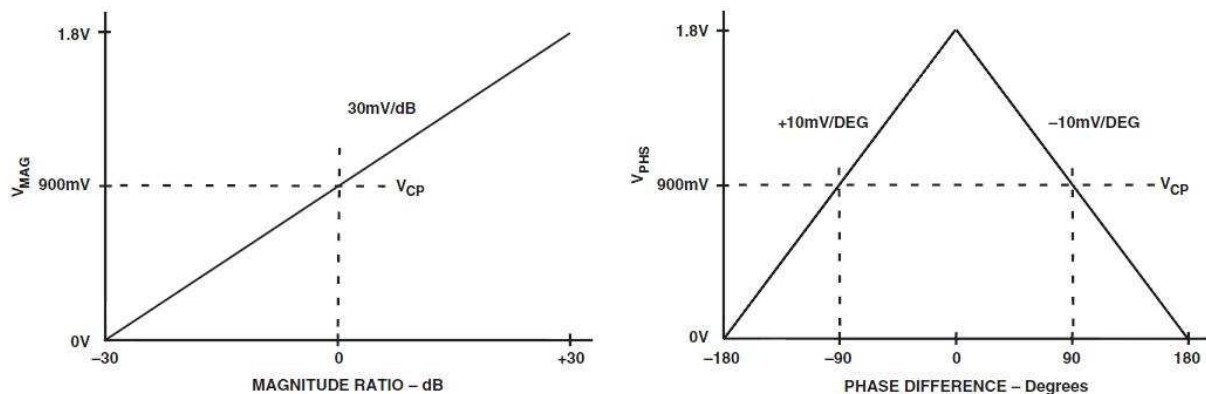
Mimo prostého měření komplexního přenosu, podle zapojení na obr. 31, je tento obvod vhodný například i pro přímou přesnou regulaci a nastavení zisku VF zesilovačů nebo třeba pro řízení přesného impedančního přizpůsobení obvodů. Vzhledem k tomu, že lze na každý z měřicích vstupů připojit VF napětí o jiném kmitočtu z rozsahu 0 – 2,7 GHz, lze tento obvod s úspěchem použít i pro měření konverzních ztrát nebo zisku směšovačů. Oba dva měřicí vstupy jsou nesymetrické s impedancí okolo 3 k Ω na nízkých kmitočtech a mohou být připojeny přímo na výstup směrové vazby reflektometru. Vzhledem k tomu, že fázový detektor funguje na principu násobičky a přesné fázové vyvážení je dosaženo až při plné limitaci vstupních signálů, je přesnost měření fázového posuvu prakticky nezávislá na úrovních přivedených signálů. Napětí obou výstupů se může pohybovat v rozmezí 0 – 1,8 V při maximálním proudu výstupem 8 mA.



Obr. 31: Základní zapojení obvodu AD8302 v měřicím módu

Nejdůležitější parametry obvodu AD8302 [14]:

- frekvenční rozsah 0 – 2,7 GHz,
- rozsah úrovní vstupních signálů -60 dBm – 0 dBm na 50 Ω,
- dynamický rozsah 60 dB,
- strmost fázové převodní charakteristiky 10 mV / °,
- strmost amplitudové převodní charakteristiky 30 mV / dB,
- typická nelinearita < 0,5 dB a < 1 °,
- maximální odběr proudu < 25 mA,
- vnitřní napěťová reference 1,8 V,
- napájecí napětí 2,7 – 5,5 V.



Obr. 32: Idealizované průběhy převodních charakteristik obvodu AD8302 [14]

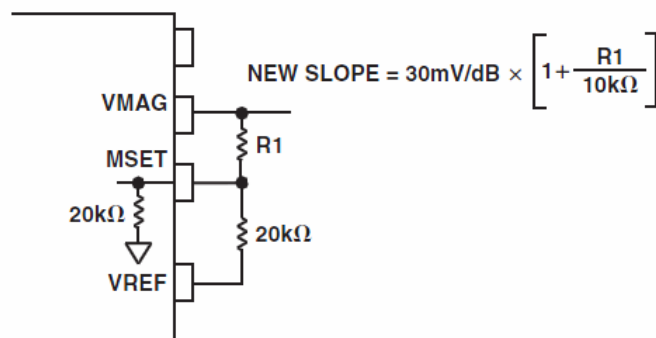
Jak již bylo řečeno, obvod měří poměr amplitud signálů přivedených na jeho vstupy označené INPA a INPB a jejich vzájemný fázový posuv. Jsou zde doslova realizovány funkce:

$$V_{MAG} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{INA}}{V_{INB}} \right) \quad (9)$$

Pro fázový výstup obvodu platí vztah:

$$V_{PHS} = V_{\phi} [\phi(V_{INA}) - \phi(V_{INB})] \quad (10)$$

Ve všech případech použití obvodu nemusí být výhodné používat strmost amplitudové převodní charakteristiky 30 mV/dB. Jedná se například o případy, kdy nepotřebujeme obsáhnout celý dynamický rozsah tohoto obvodu. Pokud bychom zvýšili strmost na 60 mV/dB, snížíme tím dynamický rozsah o polovinu, ale na druhou stranu získáme dvojnásobné rozlišení a tudíž i vyšší přesnost měření. Tuto úpravu lze provést pomocí vhodně zapojeného odporového děliče podle doporučeného zapojení na obr. 33. Podobným způsobem lze upravit i strmost fázové převodní charakteristiky.



Obr. 33: Zapojení pomocného obvodu pro změnu strmosti amplitudové převodní charakteristiky

Principiální blokové schéma navrhovaných měřicích obvodů odpovídá blokovému schématu na obr. 20. Jedna měřicí větev obvodu AD8302, konkrétně INPB, je zvolena jako referenční a je připojena přímo na výstup nezesíleného kanálu DDS. Větev označená INPA, je po zesílení připojena přes analogový prepínač ADG779 [19] k měřicímu můstku.

Zapojení a hodnoty rezistorů v samotném můstku byly zvoleny tak, aby jeho vyvážený stav odpovídal připojené impedanci 50 Ω. To znamená, že všechny 3 rezistory mají odpor roven 50 Ω. Toho bylo dosaženo paralelním spojením dvojic rezistorů o odporu 100 Ω. Dále následují ochranné obvody v podobě odporových děličů 1 : 10 a antiparalelně zapojených Schottkyho diod. Výhodou této koncepce zapojení a v podstatě celého principu měření je, že v celku nezáleží na absolutních hodnotách útlumů zařazených v jednotlivých větvích, ale záleží pouze na jejich vzájemném poměru, který se projeví na výstupu obvodu a výpočtem bude v každém bodě měření vyloučen.

6.4. Konkrétní provedení měřicích obvodů a VF generátoru

Generátor VF signálu s DDS napájející měřicí obvody a samotné měřicí obvody jsou realizovány v rámci jednoho samostatného funkčního bloku měřiče impedance. Obvody jsou umístěny na společné desce plošných spojů a mají společné napájení.

Napájecí obvody bloku měřiče impedance

Potřebná napájecí napětí a proudy jednotlivých obvodů jsou:

- napájení analogové části DDS napětím 1,8 V při odběru proudu max. 105 mA,
- napájení digitální části DDS napětím 1,8 V při odběru proudu max. 75 mA,
- napájení SPI modulu DDS napětím 3,3 V při odběru proudu max. 30 mA,
- napájení vektorového voltmetru napětím 3,3 V při odběru proudu max. 25 mA,
- napájení tří přepínačů ADG779 napětím 3,3 V při odběru proudu max. 3 μ A,
- napájení MMIC zesilovače napětím 8 V při odběru proudu 60 mA.

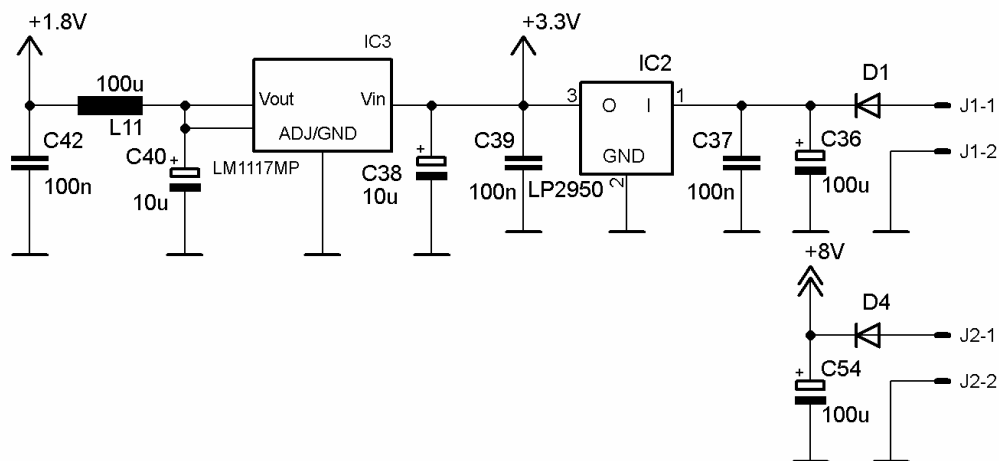
Z tohoto přehledu jasně plynou požadavky na společný napájecí zdroj bloku měřiče impedance. Maximální proudový odběr 3,3 V větve bude cca 60 mA (nesmíme zapomenout na spotřebu samotného napájecího zdroje). Proudový odběr 1,8 V větve se vyšplhá na cca 185 mA a napájení zesilovače bude odebírat proud okolo 60 mA při 8 V.

Nyní je nutné se rozhodnout, zda bude výhodné přivádět každé napájecí napětí k modulu měřiče impedance zvlášť a nebo zdali nebude výhodnější potřebná napětí vytvořit bezprostředně uvnitř modulu. Vzhledem k nutnosti potlačení rušení a omezení pronikání VF signálů do dalších částí anténního analyzátoru, bude vhodnější právě druhá varianta.

Do samostatného modulu měřiče impedance budou přivedena dvě oddělená napájecí napětí. Jedno z nich bude sloužit čistě jen pro napájení monolitického výstupního zesilovače kanálu CH1 obvodu DDS. Druhé napájecí napětí poslouží k vytvoření napětí 3,3 V a 1,8 V pro napájení samotného obvodu DDS, vektorového voltmetru a analogových přepínačů. Koncepte dvou oddělených napájecích napětí byla zvolena zejména z důvodu přijatelného výkonového zatížení použitých stabilizátorů napětí a v neposlední řadě také kvůli nižšímu pronikání VF signálu z výstupu zesilovače do dalších obvodů mimo modul měřiče impedance.

Výběr vhodných stabilizátorů napětí byl probrán v kapitole 5.2. Jako nejvhodnější se jeví použití některých nížkošumových úsporných stabilizátorů napětí. Tyto obvody dokáží mimo přesné stabilizace napětí i velmi dobře potlačit superponované rušení různého druhu.

Návrhem stabilizátorů napětí pochopitelně rozbor problému napájení nekončí. Dále je třeba účinně vysokofrekvenčně blokovat všechny napájecí vstupy jednotlivých aktivních součástek. K tomuto účelu slouží keramické kondenzátory o kapacitě 100 nF, připojené co nejbližše napájecím vstupům. Analogová část napájení DDS je oddělena od digitální pomocí jednoduché dolní propusti 3. řádu, což je standardní postup. Další možností by bylo použití oddělených stabilizátorů pro analogovou a digitální část obvodu.



Obr. 34: Schéma zapojení napájecích obvodů bloku měřiče impedance

Návrh napájecích obvodů vychází z doporučených katalogových zapojení výrobce. Hned za vstupními svorkami obou napájecích napětí jsou umístěny ochranné Schottkyho diody a filtrační kondenzátory. Vstupní napětí nepřekročí 9 V pro napájení zesilovače a 6 V pro napájení ostatních obvodů měřiče.

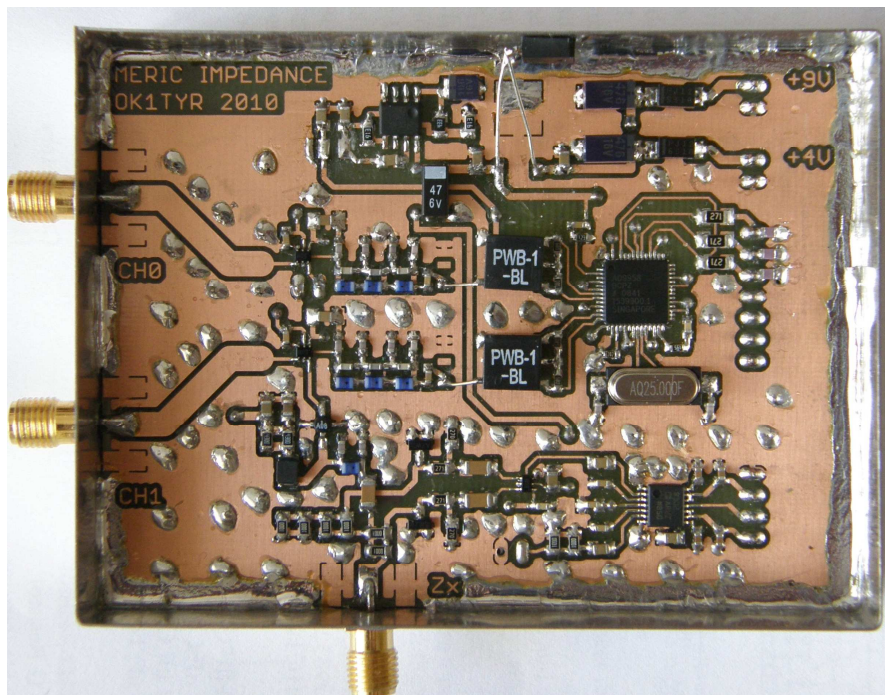
Konkrétní provedení napájecího zdroje je na obr. 34. Na místě prvního stabilizátoru napětí je použit integrovaný zpětnovazební stabilizátor napětí typu LP2950 [17] firmy *National semiconductors* v provedení 3,3 V a v pouzdru D-PAK. Tento obvod snese proudové zatížení až 0,5 A, což s velkou rezervou v dané aplikaci postačuje. Ve funkci stabilizátoru napětí 1,8 V větve je použit typ LM1117 [21] od stejného výrobce. Výrobce pro tento obvod udává maximální povolený proud 0,8 A. Verze použitá v konstruovaném zařízení je však v pouzdru SOT-223 a její maximální proudové zatížení je nižší.

Budeme-li uvažovat situaci použití maximálního uvedeného vstupního napětí o hodnotě 6 V a maximálního odebíraného proudu, můžeme počítat s následujícími výkonovými ztrátami:

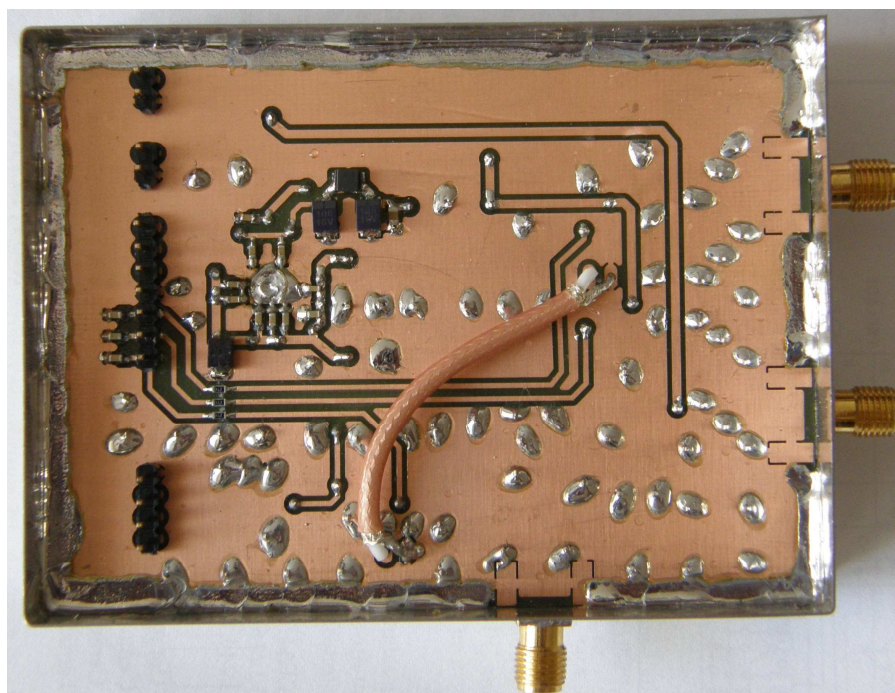
- na diodě D1 se jedná při úbytku $U_D = 0,5$ V a celkovém proudu $I_{MAX} = 245$ mA o výkonovou ztrátu $P_{TOT} = 123$ mW,
- na obvodu IC2 bude výkonová ztráta při drop-out napětí $U_{DROP} = 2,2$ V a maximálním proudu $I_{MAX} = 245$ mA rovna $P_{TOT} = 539$ mW,
- na obvodu IC3 bude výkonová ztráta při $U_{DROP} = 1,5$ V a proudu obvodem $I_{DD5} = 180$ mA rovna $P_{TOT} = 270$ mW,
- na diodě D2 se jedná při úbytku $U_D = 0,5$ V a proudu $I_{MAX} = 60$ mA o výkonovou ztrátu $P_{TOT} = 30$ mW.

Celková výkonová ztráta na obvodech napájení bude součtem všech dílčích výkonových ztrát. Bude se jednat o $P_{CELK} = 962$ mW. Tento ztrátový výkon se pochopitelně přemění v teplo se všemi následky. Cestou je snížení napájecího napětí modulu na 5 V. V takovém případě se odhad P_{CELK} sníží o ztrátu na stabilizátoru IC2 a bude tedy $P_{CELK} = 717$ mW. Zde se nedá hovořit o zanedbatelné úspoře. Napájení této větve bude proto 5 V.

Realizace prototypu měřiče impedance



Obr. 35: Fotografie hotového prvního prototypu modulu měřiče impedance – strana součástek



Obr. 36: Fotografie hotového prvního prototypu modulu měřiče impedance – strana spojů

Kompletní schéma zapojení navržených obvodů je obsaženo v *příloze A*. Prototyp měřiče impedance, je realizován na oboustranné desce s plošnými spoji o rozměrech 68 × 92 mm, jejíž výkresy jsou uvedeny v *přílohách B* a seznam použitých součástek je v *příloze E*.

Na desce jsou osazeny kompletně všechny obvody včetně napájecích zdrojů a všech konektorů SMA. Dva z nich slouží pro vyvedení VF signálu ze syntezátoru DDS a třetí je určen pro připojení měřené antény (neznámé impedance) k určené větvi měřicího můstku. Deska plošných spojů je zaletována do prefabrikované stínící krabičky z pocínovaného plechu opatřené víčky. Celý modul tak může být za pomoci svého systémového konektoru jednoduše osazen do desky plošných spojů řídicí části a odpadá tak nutnost použití jakýchkoliv propojovacích kablíků.

Realizace modulu zachycená na obr. 35 a obr. 36 je prvním prototypem měřicích obvodů umístěných na společné desce s DDS. Od poslední verze se liší především jiným provedením napájecích obvodů, které bylo shledáno nevhodným a nahrazeno jiným, lepším řešením uvedeným dále v této kapitole.

6.5. Návrh řídicích a vyhodnocovacích obvodů

Návrh vyhodnocovacích a řídicích obvodů je stejně zásadní, jako návrh měřicích obvodů. Nevhodnou volbou některých součástí nebo jejich nevhodným použitím můžeme značně omezit možnosti použití, komfort obsluhy a celkovou ergonomii celého konstruovaného přístroje.

Požadavky na řídicí a vyhodnocovací obvody

- Vhodně zvolený způsob ovládání přístroje,
- rozumně rozmístěné ovládací prvky,
- dostatečně velký grafický displej LCD,
- odpovídající řídicí mikroprocesor a přilehlé obvody,
- dostatečně velká paměť pro uložení naměřených průběhů,
- moderní rozhraní pro připojení PC,
- dostatečně dimenzované a výkonné napájecí obvody,
- přijatelné rozměry ovládací jednotky potažmo celého analyzátoru.

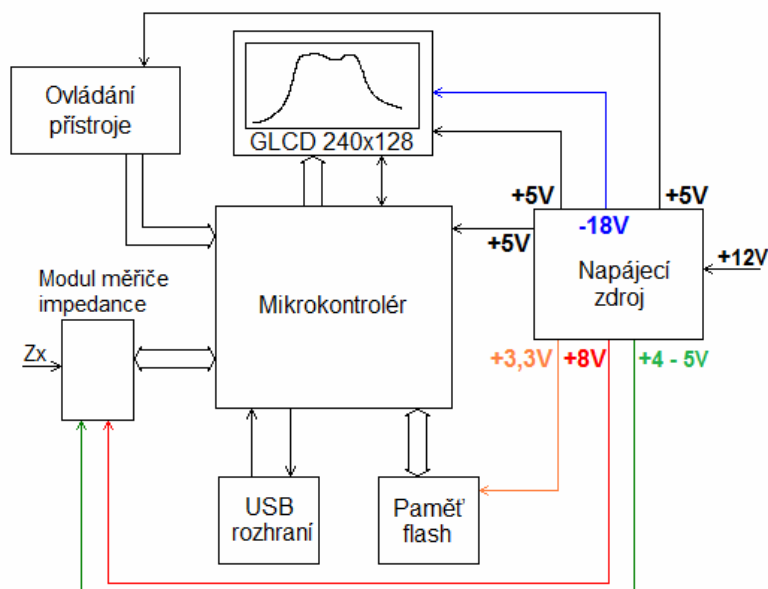
Vzhledem k charakteru přístroje se jeví jako vhodné způsoby ovládání použití maticové klávesnice nebo kombinace několika tlačítek a rotačního inkrementálního čidla. Každý z uvedených způsobů má své výhody a nevýhody.

Jako výhody ovládání pomocí maticové klávesnice můžeme jednoznačně uvést rychlost a vyšší mechanickou odolnost tlačítek oproti inkrementálnímu čidlu. Větší množství tlačítek, které poskytuje právě maticová klávesnice navíc zvyšuje komfort obsluhy i tím, že můžeme přiřadit každému tlačítku konkrétní funkci v závislosti na režimu, ve kterém se nacházíme a tím se oprostít od dlouhých a složitých menu. Nevýhodou zůstávají vyšší rozměry celého ovládání a především obsazení většího množství vstupně výstupních pinů mikroprocesoru.

Výhodou ovládní řešeného pomocí několika tlačítek a inkrementálního rotačního čidla jsou především rozměry a menší množství použitých součástek – nižší složitost. Tento přístup přináší pochopitelně i nevýhody. Jedná se především o nízkou životnost inkrementálního čidla, což platí pouze v případě použití mechanické verze. Mimo ní existují inkrementální čidla na optickém či magnetickém principu, jejichž životnost je o několik řádů vyšší a navíc dosahují vyššího rozlišení (vyšší množství pulsů na otáčku).

V rámci této konstrukce jsem se rozhodl pro druhou variantu ovládacích prvků. Bude použito celkem šest tlačítek a mechanické inkrementální čidlo, které je cenově dostupné a v rámci testování prototypu plně postačí.

Ideové blokové schéma řídicí jednotky anténního analyzátoru se nachází na obr. 37. Toto schéma koncepčně odpovídá výše uvedeným požadavkům. Postupně bude probrán návrh a konstrukce všech dílích částí.



Obr. 37: Ideové blokové schéma ovládací a zobrazovací jednotky anténního analyzátoru

Řídicí mikrokontrolér

Nejdůležitější součástí této části anténního analyzátoru je bezpochyby mikrokontrolér. Provádí a vyhodnocuje celý proces měření, stará se o zobrazení a korektní interpretaci naměřených výsledků, řeší správu dat v připojené externí paměti, ovládá komunikaci s osobním počítačem PC a samozřejmě zajišťuje interakci s uživatelem pomocí ovládacích prvků a LCD.

V současné době lze sehnat poměrně velké množství cenově dostupných mikrokontrolérů různých parametrů od nepřeberného množství výrobců. Výběr vhodného mikrokontroléru je v podstatě volbou přijatelného kompromisu mezi cenou obvodu, jeho spotřebou, množstvím vstupně výstupních bran, velikostí paměti a dalšími parametry (např. množství zabudovaných periférií). Většina uvažovaných mikrokontrolérů je postavena na bázi architektury RISC s tím, že se jedná o 8bitové, 16bitové nebo 32bitové procesory.

Vzhledem k nutnosti připojení velkého množství periférií, zejména grafického displeje, množství tlačítek a několika dalších součástek, nelze uvažovat o použití mikrokontroléru s méně než 32 vstupně-výstupními porty. Další věcí je samozřejmě velikost interní paměti flash, která se může pohybovat od 1 kB do několika stovek kB. Tento parametr je limitující vzhledem k rozsahu a složitosti obslužného programu.

Co se týče volby konkrétního typu, připadají v úvahu výrobky firem *Microchip* [24], *Atmel* [16] nebo například *Freescale* [25]. Výčet nejdůležitějších parametrů několika vhodných obvodů uvedených výrobci:

Microchip PIC18F8722 [26]

- 8bitová RISC architektura – výpočetní výkon až 10 MIPS,
- 128 kB flash, 4 kB SRAM, 1 kB EEPROM,
- 54 vstupně-výstupních pinů,
- 10bitový integrovaný A/D převodník – 12 kanálů,
- 2 × SPI a 2 × USART,
- několik druhů úsporného režimu,
- rozsah napájecího napětí 2 – 5,5 V při maximálním odběru proudu 300 mA,
- pouzdro TQFP80.

Atmel ATmega128A [27]

- 8bitová RISC architektura AVR – výpočetní výkon až 16 MIPS,
- 128 kB flash, 4 kB SRAM, 4 kB EEPROM,
- 53 vstupně-výstupních pinů,
- 10bitový integrovaný A/D převodník – 8 kanálů,
- 1 × SPI a 2 × USART, 1 × TWI,
- 6 druhů úsporného režimu,
- rozsah napájecího napětí 2,7 – 5,5 V při maximálním odběru proudu 400 mA,
- pouzdro TQFP64.

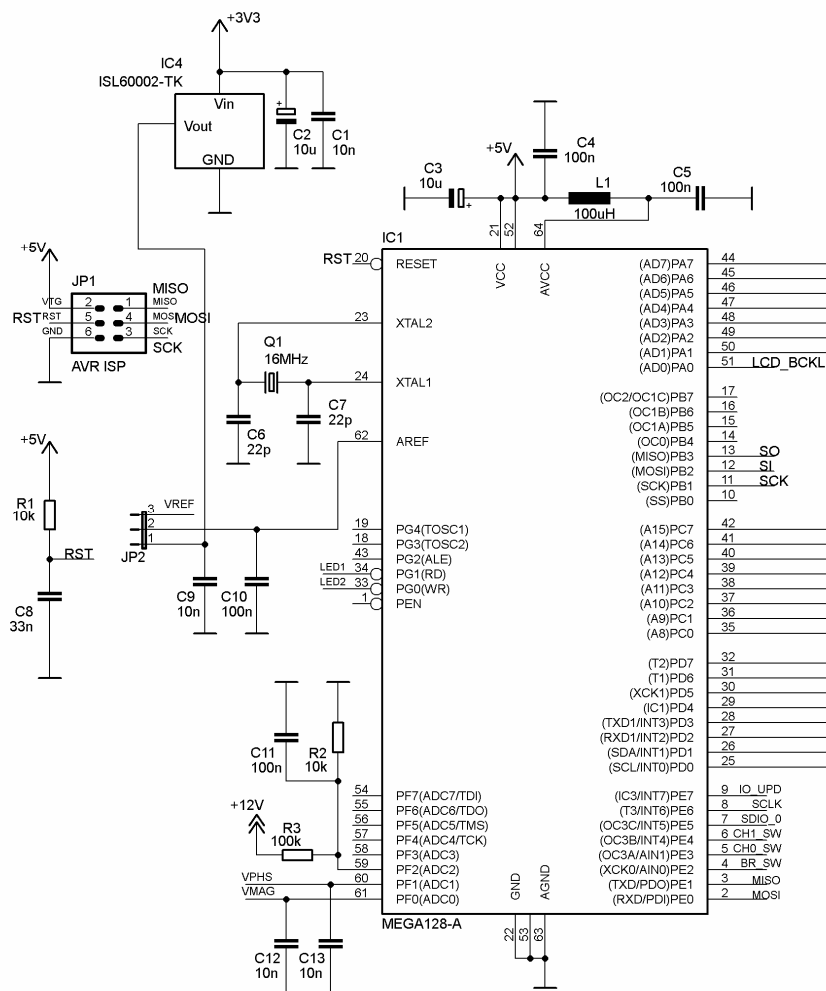
Freescale MC9S12DT256 [28]

- 16bitové jádro HCS12 – taktovací kmitočet 25 MHz,
- 256 kB flash, 12 kB SRAM, 4 kB EEPROM,
- 84 vstupně výstupních pinů,
- 2 × 8kanálový 10bitový A/D převodník,
- 3 × SPI a 2 × SCI, 3 × CAN, 1 × I2C
- několik druhů úsporného režimu
- rozsah napájecího napětí 4,5 – 5,5 V při maximálním odběru proudu 60 mA,
- pouzdro LQFP112.

Z tohoto výčtu je patrné, že se jedná o přibližně rovnocenné obvody, co se týče velikosti paměti a množství periférií. Z hlediska výpočetního výkonu bude jednoznačně nejvýkonnější 16bitový mikrokontrolér *Freescale*. Pokud budeme obvody posuzovat z hlediska dostupnosti a ceny, vyjde nám jako nejvhodnější kandidát obvod ATmega128A. Jedním z požadavků na

navrhovaný anténní analyzátor je reprodukovatelnost konstrukce, proto padla konečná volba právě na tento typ mikrokontroléru.

Obvod potřebuje ke své správné funkci několik externích součástí a obvodů. Jedná se o externí krystal, oddělení napájení A/D převodníku, zdroj referenčního napětí, obvod zajišťující RESET a vhodně zapojené blokové kondenzátory.



Obr. 38: Schéma zapojení řídicího mikrokontroléru ATmega128A

Zapojení mikrokontroléru zcela odpovídá doporučení výrobce v katalogem listu obvodu [27]. Obvod je napájen stabilizovaným napětím 5 V. Napájení analogové části integrovaného A/D převodníku je odděleno pomocí dolní propusti 3. řádu tvořené kondenzátory C4, C5 a indukčností L1. Zdroje referenčního napětí mohou být dva a k jejich výběru slouží propojka JP2. Jeden z nich je integrován v modulu měřiče impedance a je součástí obvodu vektorového voltmetru AD8302 [14]. Druhý zdroj referenčního napětí je tvořen precizní napěťovou referencí *Intersil ISL60002* [29] o jmenovitém napětí 1,800 V. Tento obvod se vyznačuje velmi vysokou přesností a stabilitou (nejistota výstupního napětí je okolo 1 mV a teplotní stabilita se pohybuje okolo 20 ppm/°C). Obvod ISL60002 vyžaduje ke své funkci napájecí napětí

v rozmezí 2,7 – 5,5 V a naprosté minimum externích součástek v podobě blokovacích kondenzátorů C1 a C2.

Taktování jádra mikroprocesoru může být realizováno buď pomocí kalibrovaného interního RC oscilátoru nebo pomocí interního krystalového oscilátoru s připojeným externím krystalem s maximálním kmitočtem 16 MHz a nebo pomocí externího zdroje hodinového kmitočtu (můžeme tak využít zdroj hodin jiného obvodu a ušetřit tak několik součástek). V tomto zapojení je zvolena varianta s externím krystalem o kmitočtu 16 MHz.

Obvod zajišťující RESET mikrokontroléru je tvořen kondenzátorem C6 a rezistorem R1. Minimální doba, po kterou musí být na příslušném pinu mikrokontroléru přítomna logická 0, je podle údajů výrobce 30 ns. Časová konstanta obvodu resetu je zvolena s dostatečnou rezervou a je rovna $\tau = 330$ ns.

Velice důležitou součástí obvodu mikrokontroléru je konektor JP1. Jedná se o rozhraní ISP (*In System Programming*) sloužící k zápisu obsahu paměti FLASH, EEPROM a k nastavení propojek (*FUSES*).

Všechny vstupy mikrokontroléru, kam přichází buď napájecí nebo měřené napětí, jsou VF blokovány keramickými kondenzátory. Je tomu tak i v případě vstupů A/D převodníku. Třetí kanál A/D převodníku slouží pro měření velikosti napájecího napětí a je opatřen odporovým děličem 1 : 10 tvořeným rezistory R2 a R3.

Displej LCD

Další součástí zobrazovací a vyhodnocovací jednotky je displej LCD. V současné době je na trhu nepřehledné množství inteligentních LCD různých výrobců, využívajících několik typů standardních řadičů. Uvažovat o použití pouze znakového displeje nepřipadá vůbec v úvahu. Tato varianta by zcela nepochybně degradovala možnosti celého přístroje a snížila jeho užitnou hodnotu. Zaměřím se proto jen na displeje grafické.

První rozhodnutí, které je třeba učinit, se týká volby barevného nebo monochromatického displeje. V rámci vyvíjeného zařízení s přihlédnutím k jeho reprodukovatelnosti nevidím pádný důvod pro použití barevného displeje. Co se monochromatických displejů týče, je výběr věcí kompromisu mezi cenou, rozlišením, druhem podsvícení a typem použitého řadiče, zajišťujícího obsluhu samotného panelu LCD. Rozlišení těchto grafických displejů začíná na hodnotě 128 × 64 bodů.

Řadič Samsung KS0108 [30]

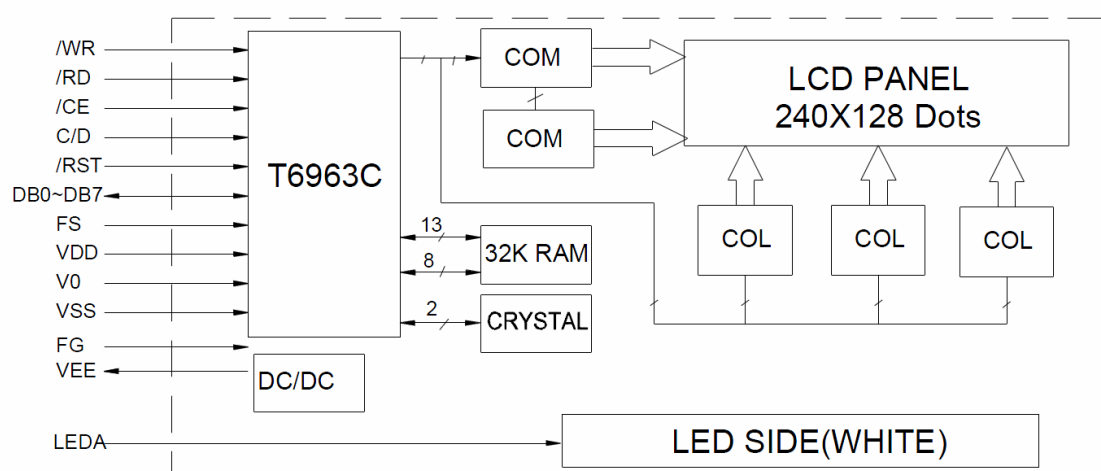
- Základní a nejjednodušší typ řadiče grafických LCD,
- 8bitový datový vstup – 64kanálový výstup pro řízení panelu LCD,
- 512 B paměti RAM,
- řízení pomocí kontroléru MPU osazeného na desce LCD,
- displeje s těmito obvody poskytují naprosté minimum vlastní inteligence (stránkování paměti, textový/grafický režim) – vše nutno řešit softwarově.

Řadič Toshiba TS6963C [31]

- Pokročilý typ řadiče grafický LCD,

- 8bitový, paralelní datový vstup/výstup,
- možnost volby mezi textovým a grafickým režimem práce,
- volitelný formát displeje v textovém režimu (počet řádků a sloupců),
- integrovaná znaková sada v paměti ROM,
- až 64 kB externí paměti RAM s možností softwarové definice jednotlivých oblastí,
- operace prováděné z externího CPU nenarušují plynulost zobrazení.

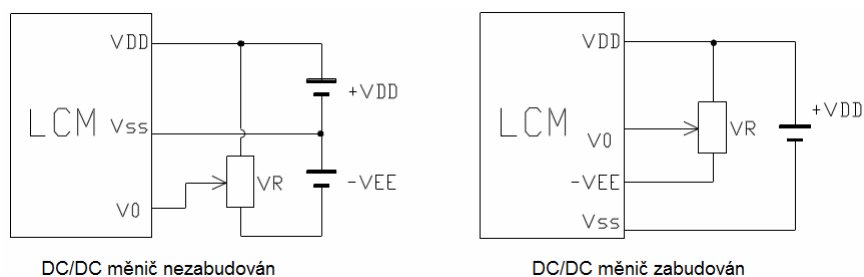
I přes značný cenový rozdíl, jsem se nakonec rozhodl pro použití inteligentního grafického displeje osazeného řadičem TS6963C. Jedná se konkrétně o typ GDM240128A [32], s rozměry 144 × 105 × 16 mm, který disponuje rozlišením 240 × 128 bodů. Jedná se o transreflexní pozitivní monochromatický displej LCD s podsvícením bílými diodami LED. Blokové schéma tohoto displeje se nachází na obr. 39.



Obr. 39: Blokové schéma LCD GDM240128A [32]

Číslo pinu	Symbol	Funkce
1	Vss	Signálová zem GND
2	Vdd	Napájení logiky +5 V
3	Vo	Operační napětí pro LCD
4	C/D	Instrukce / data
5	/RD	Povolení čtení
6	/WR	Povolení zápisu
7 - 14	DB0 - DB7	Datová sběrnice
15	/CE	Chip enable
16	/RST	Reset
17	Vee	Výstup záporného napětí
18	MD2	Volba 32 nebo 40 řádků
19	FS	Volba fontu 6x8 nebo 8x8
20	LEDA	Napájení podsvícení

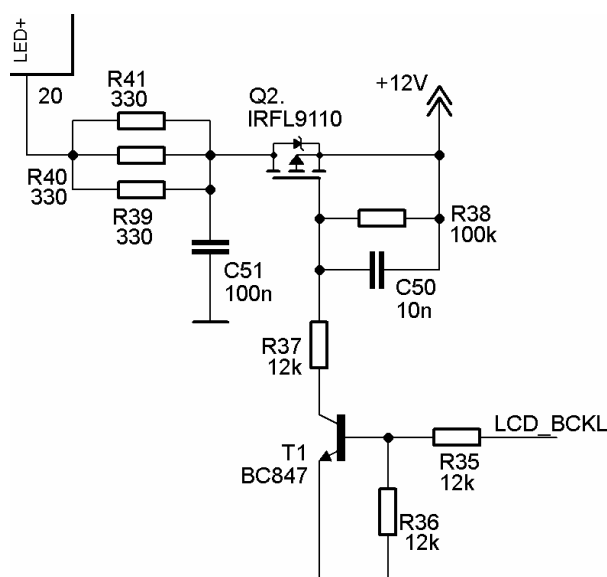
Tab. 2: Popis funkce jednotlivých vývodů LCD GDM240128A [32]



Obr. 40: Doporučené zapojení napájení a ovládání kontrastu LCD GDM240128A [32]

Modul displeje je připojen k řídicímu mikroprocesoru a k napájení přesně dle doporučení výrobce. Mnou použitý typ nemá osazen DC/DC měnič vytvářející záporné napětí pro LCD matici. Tento měnič je proto osazen na desce řídicí části analyzátoru.

Podsívění displeje je ovládáno přímo z mikroprocesoru prostřednictvím tranzistorového spínače osazeného tranzistorem MOSFET s kanálem P. Schéma zapojení tohoto spínače převzaté z [8] a mírně upravené je zobrazeno na obr. 41.

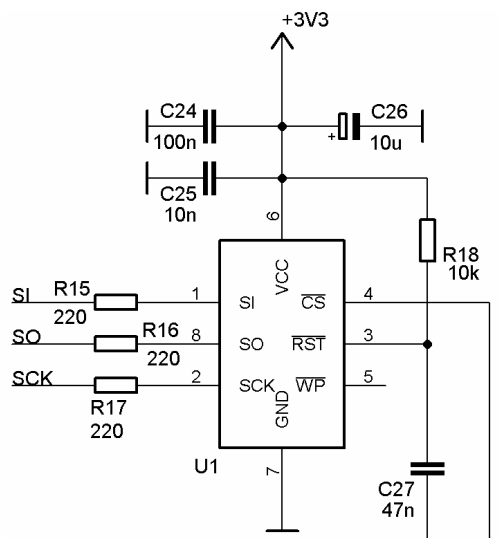


Obr. 41: Schéma zapojení spínače podsívění LCD

Datová paměť FLASH

Naměřené průběhy v podobě hodnot měřené veličiny v každém bodě je potřeba ukládat pro potřeby dalšího zpracování, sledování nebo porovnání s novějšími hodnotami. Použitý mikrokontrolér sice disponuje 4 kB paměti EEPROM, nicméně tato velikost je pro uvažovanou aplikaci příliš malá. Nabízí se možnost instalovat konektor na některou ze standardních paměťových karet, určenou například pro fotoaparáty nebo mobilní telefony. Je to sice elegantní a poměrně výhodné řešení, ale řídicí mikrokontrolér by musel řešit vše, co souvisí s používáním souborového systému FAT, což mi připadá v dané aplikaci nepřiměřené. Rozhodl jsem se pro jiné řešení. Jedná se o použití sériové paměti FLASH firmy *Atmel* [16]. Konkrétně jde o typ 45DB081 [33]. Její nejdůležitější parametry můžeme shrnout:

- kapacita paměti 8 Mbit s 256/264 B na stránku,
- rozhraní SPI s taktovací frekvencí až 66 MHz,
- napájecí napětí 3,3 V a maximální proudový odběr 7 mA,
- všechny datové vstupy a výstupy 5 V tolerantní,
- pouzdro SO 8.



Obr. 42: Základní zapojení paměti FLASH

Paměť FLASH zapojená podle obr. 42, potřebuje ke své správné funkci pouze několik blokovacích kondenzátorů a resetovací obvod. Ten je zapojen jako derivační článek R18 a C27 s časovou konstantou 470 ns, což s rezervou postačuje ke spolehlivému resetu obvodu. Rezistory R15 – R17 jsou zapojeny pouze z preventivních důvodů a nemusejí být osazeny, protože datové vstupy/výstupy jsou 5 V tolerantní.

Napájení paměti je řešeno pomocí přesného stabilizátoru napětí LF33 [18]. Tento stabilizátor zároveň zajišťuje napájení napěťové reference A/D převodníku mikroprocesoru.

Ovládání anténního analyzátoru

Ovládání přístroje je řešeno kombinací tlačítek a inkrementálního rotačního čidla. Je použito celkem 6 tlačítek a 1 inkrementální rotační čidlo s 24 impulsy na otáčku a s integrovanými zdvihacími rezistory. Čidlo je zapojeno na vstupy externího přerušení INTO (PDO) a INT1 (PD1), díky čemuž je značně usnadněno programové ovládání této periferie. Jsou doplněny kondenzátory kvůli odstranění překmitů při přepínání.

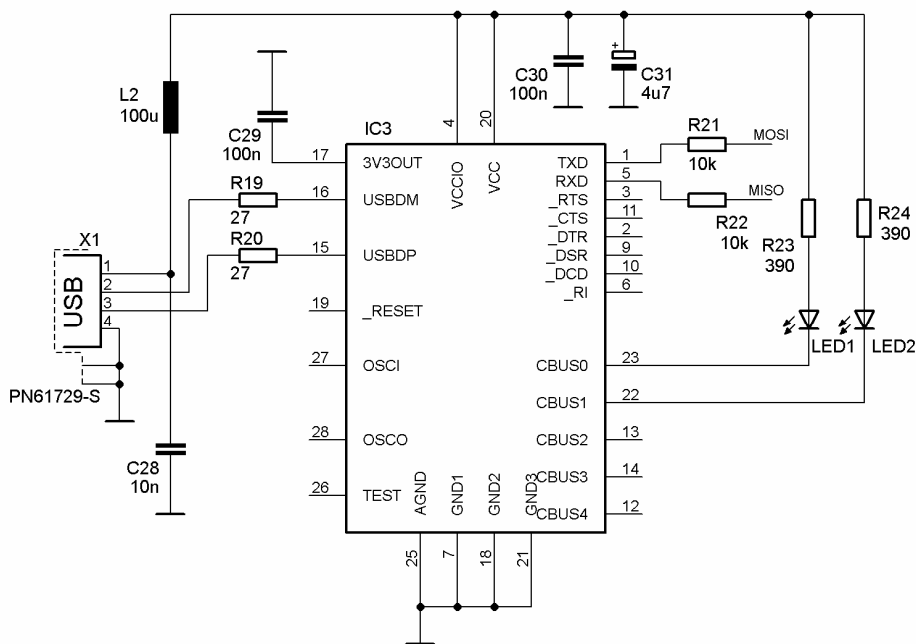
Jednotlivá tlačítka jsou připojena na port D, stejně jako rotační čidlo. Konkrétně se jedná o piny PD2 - PD7. Stejně jako u inkrementálního čidla, i zde jsou použity filtrační kondenzátory zajišťující aspoň částečné potlačení překmitů při spínání mechanických kontaktů.

Rozhraní pro připojení počítače PC

Aby mohl být anténní analyzátor řádně využit a naměřené výsledky mohly být použity v nezměněné formě i dále (například zpracovány v některém matematickém software), musí být vytvořeno vhodné rozhraní pro připojení osobního počítače.

Rozhraní pro připojení počítače může být použita opět celá řada. Může se jednat například o paralelní port LPT, sériový port COM, modernější sériové komunikační rozhraní USB nebo lze za pomoci speciálního hardwaru použít rozhraní GPIB. Samozřejmě připadá v úvahu i využití počítačové sítě typu Ethernet.

Výše uvedené způsoby jsou sice realizovatelné a jistě by si své opodstatnění našly, ale rozhodně nejsou všechny snadno implementovatelné a jednoduše ovladatelné 8bitovým mikrokontrolérem. Jak jsem uvedl již v úvodu kapitoly, použitý mikrokontrolér obsahuje dvojici sériových asynchronních komunikačních linek USART, které plně podporují standart RS 232. Přímou se tedy nabízí hned dvě možnosti vytvoření komunikačního rozhraní. První možností je připojení převodníku úrovně RS 232 a použít přímo toto rozhraní. Další možnost spočívá v instalaci obvodu převodníku *USART – USB FT232RL* [34], který v počítači vystupuje jako virtuální port COM. Obě dvě možnosti jsou obvodově podobně náročné, ale vzhledem k faktu, že sériový komunikační port typu COM je z osobních počítačů rychle vytlačován právě rozhraním USB, připadá v úvahu pouze použití USB. Schéma zapojení tohoto rozhraní je zachyceno na obr. 43. Obvod je zapojen v základním katalogovém zapojení [34] dle doporučení výrobce.



Obr. 43: Schéma zapojení komunikačního rozhraní USB

Jak je patrné ze schématu zapojení na obr. 43, převodník FT232 je napájen přímo z USB a je tudíž při odpojení počítače vypnutý a neodebírání žádný proud. Rezistory R21 a R22 jsou použity pro omezení proudu během nahrávání programu do paměti mikroprocesoru. Sériové rozhraní USART totiž sdílí vývody mikroprocesoru s rozhraním sériového programátoru ISP a malý vnitřní odpor převodníku může způsobit kolaps programovacího procesu.

Napájecí zdroj anténního analyzátoru

Napájecí zdroj celého přístroje je velice důležitý obvod. Jeho úkolem je vytvořit všechna potřebná napájecí napětí s dostatečným výkonem a přijatelnou účinností. Při domácím použití bude přístroj napájen ze síťového zdroje 12 V a při použití v terénu se o jeho napájení postará olověný gelový akumulátor vhodné kapacity, proto je třeba věnovat návrhu zdroje zvýšenou pozornost. Je nutné získat tato napájecí napětí:

- 11 – 12 V a 100 mA pro napájení podsvícení LCD displeje,
- 8 – 9 V a 70 mA pro napájení MMIC zesilovače v modulu měřiče impedance,
- 4,5 – 5 V při 250 mA pro napájení zbytku modulu měřiče impedance,
- 5 V při 60 mA pro napájení veškeré 5 V logiky včetně LCD a mikroprocesoru,
- 3,3 V při 10 mA pro napájení paměti FLASH a napěťové reference A/D převodníku,
- -18 V při 10 mA pro napájení LCD displeje.

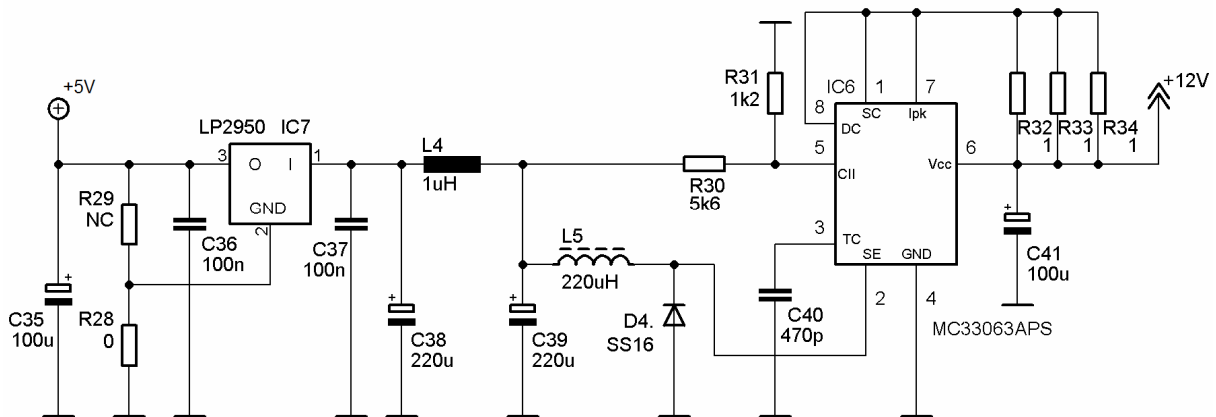
Napájecí napětí z akumulátoru se po průchodu spínačem dostává na dvojici paralelně zapojených ochranných Schottkyho diod a filtrační kondenzátor. Dále je rozvedeno do jednotlivých větví napájecího zdroje.

Podsvícení displeje nepotřebuje stabilizované napětí, zde postačí pouze jeho filtrace. Ovládání tohoto napětí je řešeno softwarově prostřednictvím spínače, jehož schéma zapojení je na obr. 41.

Napájecí napětí pro MMIC zesilovač modulu měřiče impedance je získáno přímo stabilizací vyfiltrovaného napětí 12 V. Je použit obyčejný třísivkový stabilizátor 78M05 v provedení D-PAK s maximálním proudem 0,5 A.

Jiná situace je v případě napájení modulu měřiče impedance, kde je požadováno napětí o hodnotě 4,5 – 5 V při maximálním proudovém odběru 250 mA. Pokud bych zvolil nejjednodušší možné řešení, což by bylo opět použití třísivkového 5 V stabilizátoru, byla by na něm, při 12 V napájení, výkonová ztráta $P_{TOT} = 1,75 \text{ W}$. Taková hodnota ztrátového výkonu by se projevila zvýšeným tepelným namáháním nejen samotného stabilizátoru, ale především součástí v jeho okolí, zejména však elektroniky displeje LCD, který je umístěn cca 1,5 cm nad obvody napájecího zdroje.

Východiskem z této situace je použití spínaného měniče napětí typu *Step-down converter*, který má díky vyšší účinnosti mnohem menší výkonové ztráty a tudíž produkuje mnohem méně tepla. Toto je však vykoupeno vyšší obvodovou složitostí a možností vzniku rušivých signálů, které by mohly narušovat korektní funkci některých částí přístroje. Potlačení zvlnění výstupního signálu případně i superponovaného rušení je možné pomocí vhodného zapojení následujících obvodů, jako je LC filtr následovaný precizním stabilizátorem LDO. Základním stavebním kamenem navrhovaného spínaného měniče je obvod MC33063A firmy *ON Semiconductor* [35] v jednom z doporučených zapojení udávaných výrobcem. Celkové schéma tohoto napájecího zdroje se nalézá na obr. 44.

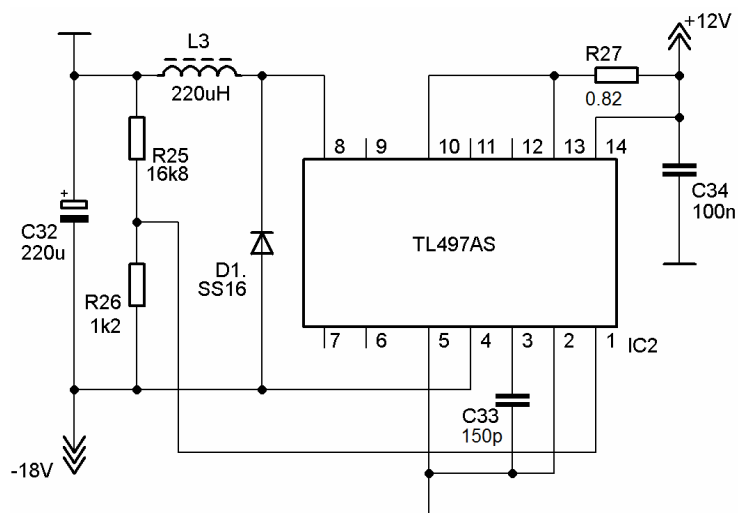


Obr. 44: Schéma zapojení napájecího zdroje pro napájení modulu měřiče impedance

Vzhledem k tomu, že se obvod MC33063A [35] nachází v doporučeném katalogovém zapojení jako snižující měnič s výstupním napětím 5 V, které je nedostatečné pro činnost lineárního zpětnovazebního stabilizátoru typu LP2950 [17] v pouzdru D-PAK s maximálním proudem 0,5 A, který následuje za výstupním filtrem měniče, bylo třeba mírně upravit hodnotu rezistoru R30 z výrobcem udávaných 3,6 k Ω na 5,6 k Ω . Tímto krokem bylo zvýšeno výstupní napětí přibližně o 1 V, přestože se mělo zvýšit o necelé 2 V. Tuto nepřesnost přisuzuji chybě při osazování rezistoru R31, kdy byl osazen rezistor o nepatrně nižší hodnotě. Tento drobný nedostatek však příliš nevedí, neboť je použit tzv. *Low drop-out* stabilizátor a ten ke své správné činnosti potřebuje jen nepatrně vyšší napětí než je na výstupu, což znamená, že $U_{\text{DROP}} = 1 \text{ V}$ bohatě stačí. Účinnost tohoto zapojení spínaného měniče je udávána výrobcem okolo 80 %, ale celková účinnost celého zdroje bude nižší z důvodu výkonové ztráty na lineárním stabilizátoru napětí. Nepoužité rezistory R28 a R29 jsou určeny pro případnou manipulaci s velikostí výstupního napětí, za předpokladu použití vhodného stabilizátoru s nižším jmenovitým napětím.

Grafický displej LCD, který je v dané konstrukci použit, nemá osazen interní invertující zvyšující měnič pro napájení obvodů LCD panelu. Tento měnič byl proto navržen zvlášť a je osazen na desce plošných spojů řídicí části v rámci napájecího zdroje.

Jádrem tohoto měniče je obvod TL497A firmy *Texas Instruments* [36], který je obvykle výrobci těchto a podobných LCD displejů používán ve stejné aplikaci. Obvod pracuje v katalogovém zapojení jako invertující zvyšující měnič. Schéma zapojení zdroje na obr. 45 plně odpovídá doporučenému zapojení výrobcem. Návrh zdroje proběhl podle postupu popsáném výrobcem v katalogovém listu [36] v následujících krocích.



Obr. 45: Schéma zapojení zdroje záporného napětí pro grafický displej LCD

Návrh zdroje záporného napětí

$V_{IN} = 12 \text{ V}$, $V_{OUT} = -18 \text{ V}$ a $I_{OUT} = 120 \text{ mA}$

$$I_{PK} = 2 \cdot I_{OUT} \cdot \left[1 + \frac{|V_{OUT}|}{V_{IN}} \right]; [\text{A}; \text{mA}, \text{V}, \text{V}] \quad (11)$$

$$I_{PK} = 2 \cdot 0,12 \cdot \left[1 + \frac{|18|}{12} \right] = 0,615 \text{ A}$$

Cívku L_3 volím a následně z rovnice (12) určím čas t_{ON} .

$$L_3 = 220 \mu\text{H}$$

$$t_{ON} = \frac{L_3 \cdot I_{PK}}{V_{IN}}; [\text{ns}; \mu\text{H}, \text{A}, \text{V}] \quad (12)$$

$$t_{ON} = \frac{220 \cdot 0,615}{12} = 12 \mu\text{s}$$

$$C_T = 12 \cdot t_{ON}; [\text{pF}; \text{ns}] \quad (13)$$

$$C_T = 12 \cdot 12 = 144 \text{ pF}$$

$R_{26} = 1,2 \text{ k}\Omega$, dopočítám hodnotu R_{25} pomocí (14).

$$R_{25} = \left(|U_{OUT}| - 1,2 \right); [\text{k}\Omega; \text{V}] \quad (14)$$

$$R_{25} = (18 - 1,2) = 16,8 \text{ k}\Omega$$

$$R_{27} = \frac{0,5}{I_{PK}}; [\Omega; \text{A}] \quad (15)$$

$$R_{27} = \frac{0,5}{0,615} = 0,813 \Omega$$

Hodnota kapacity filtračního kondenzátoru je zvolena s dostatečnou rezervou 0,22 mF.

Poslední částí napájecího zdroje anténního analyzátoru je zdroj 5 V napájející veškeré logické obvody včetně mikrokontroléru a LCD. Vzhledem k požadovanému maximálnímu proudu 60 mA, je tento zdroj vyřešen za pomoci úsporného stabilizátoru LDO typu LP2950 [17]. Stabilizátor pracuje přímo s napájecím napětím 12 V. Z výstupu tohoto obvodu je odvozeno i pomocné napájecí napětí 3,3 V pro napájení referenčního zdroje A/D převodníku a paměti FLASH. Jeho vytváření je zajištěno pomocí stabilizátoru typu LF33 [18] v základním zapojení.

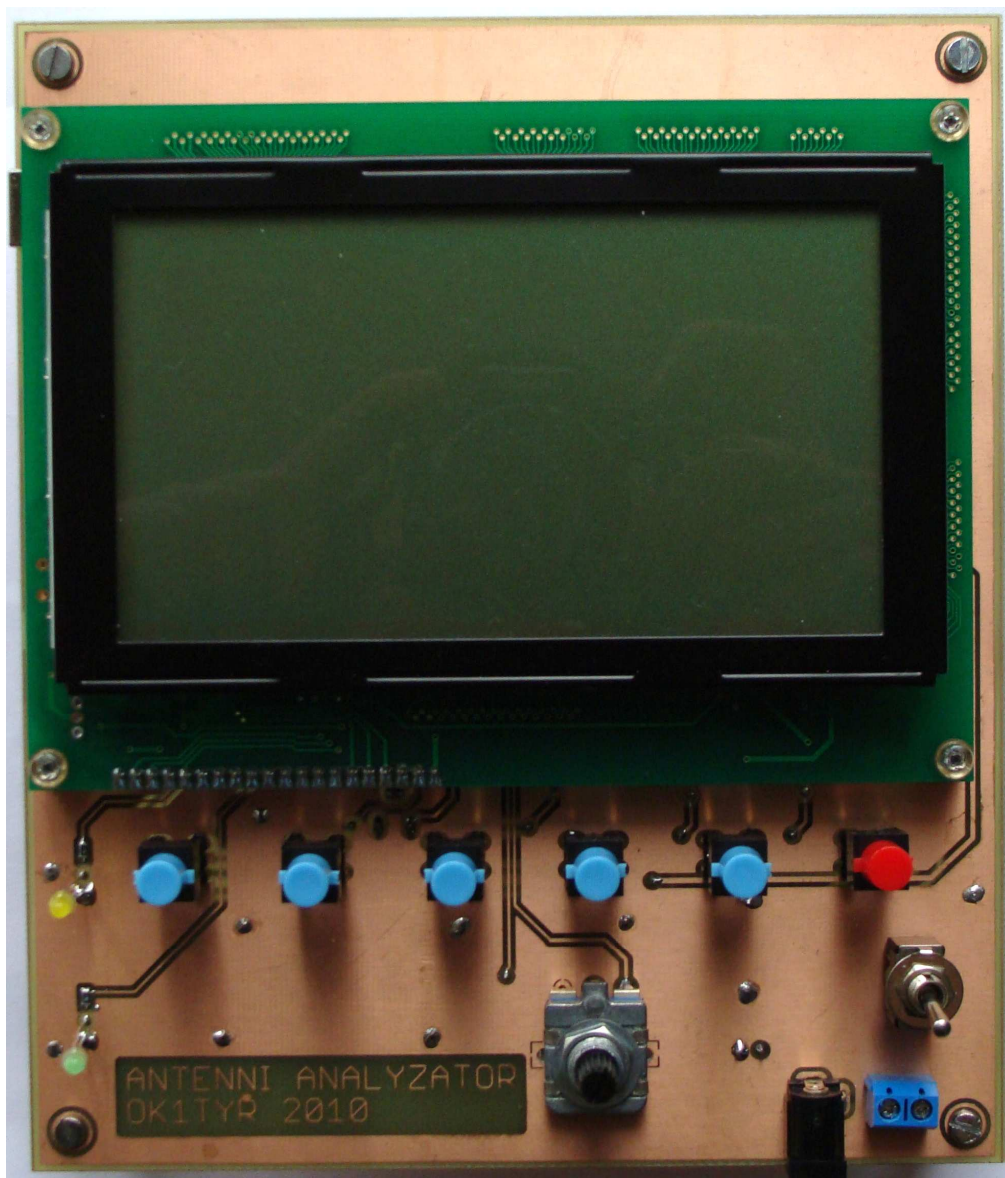
Odhad celkové energetické bilance konstruovaného přístroje

- Napájení podsvícení LCD displeje – proudový odběr 60 mA, ztráta na rezistorech R39 – R40 je $U_{ZTR} = 6,6 \text{ V}$ a $P_{TOT} = 0,396 \text{ W}$,
- napájení MMIC zesilovače v modulu měřiče impedance – proudový odběr 60 mA, ztráta na stabilizátoru napětí při $U_{DROP} = 4 \text{ V}$ je $P_{TOT} = 0,24 \text{ W}$,
- napájení modulu měřiče impedance – proudový odběr 250 mA, ztráta na stabilizátoru napětí při $U_{DROP} = 1 \text{ V}$ je $P_{TOT} = 0,25 \text{ W}$ plus cca 0,2 W ztráty v měničích při odhadu jeho účinnosti 80 %,
- napájení veškeré 5 V logiky včetně LCD a mikroprocesoru – proudový odběr 60 mA, ztráta na stabilizátoru napětí při $U_{DROP} = 7 \text{ V}$ je $P_{TOT} = 0,42 \text{ W}$,
- napájení paměti FLASH a napěťové reference A/D převodníku – proudový odběr 10 mA, ztráta na stabilizátoru napětí při $U_{DROP} = 1,7 \text{ V}$ je $P_{TOT} = 0,017 \text{ W}$,
- celkové ztráty na řídicí desce tak budou přibližně $P_{ZTR} = 1,23 \text{ W}$.
- Konečné celkové výkonové ztráty v celém anténním analyzátoru (součet výkonových ztrát modulu měřiče impedance a výkonových ztrát na řídicí desce) pak nepřesáhnou hodnotu $P_{ZTR} = 0,926 + 1,23 = 2,156 \text{ W}$.

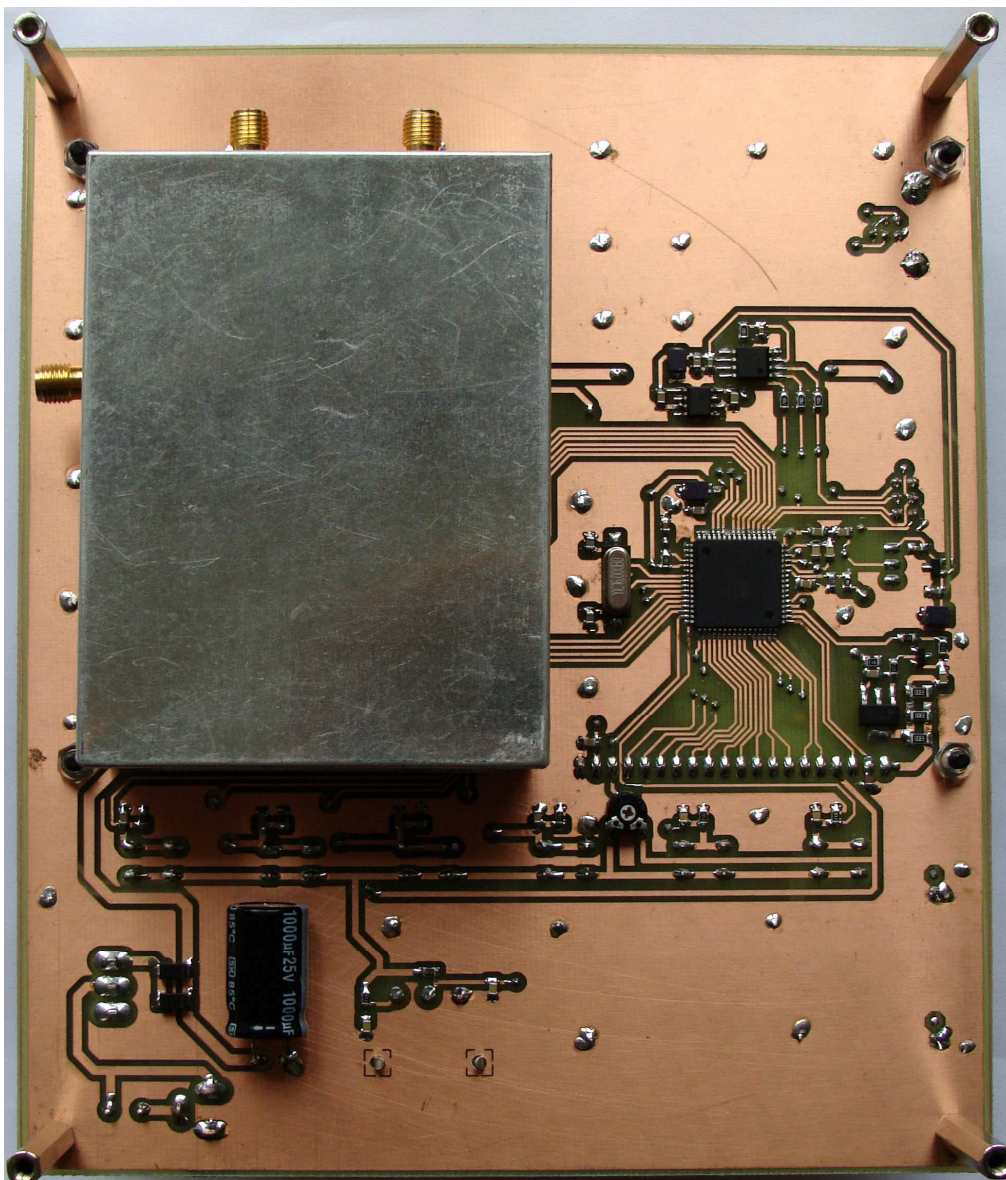
Realizace prototypu řídicí a vyhodnocovací desky anténního analyzátoru

Kompletní schéma zapojení navržených obvodů je obsaženo v příloze F. Prototyp řídicí a vyhodnocovací jednotky je realizován na oboustranné desce s plošnými spoji o rozměrech 154 × 180 mm, jejíž výkresy jsou uvedeny v přílohách G až L. Na desce jsou osazeny kompletně všechny obvody včetně napájecích zdrojů, displeje LCD a ovládacích prvků. Modul měřiče impedance je osazen pomocí svého systémového konektoru ze strany plošných spojů.

Realizace řídicí a vyhodnocovací jednotky je zachycena na obr. 46 a obr. 47. Jedná se o první prototyp jednotky.



Obr. 46: Fotografie hotové ovládací a řídicí jednotky anténního analyzátoru – strana součástek



Obr. 47: Fotografie hotové ovládací a řídicí jednotky anténního analyzátoru (strana spojů) včetně připojeného modulu měřiče impedance

7. Návrh software anténního analyzátoru

7.1. Koncepce software analyzátoru

Ovládací software anténního analyzátoru je vyvíjen v *jazyce C*, konkrétně ve vývojovém prostředí firmy Atmel [16] – AVR Studio. Celý program je rozčleněn do několika dílčích bloků – knihoven, obsahujících specifické funkce, které jsou pak volány v průběhu hlavního programu.

Vyvíjený software musí zajišťovat obsluhu přístroje pomocí všech ovládacích tlačítek, inkrementálního čidla, provádět samotné měření a vhodně interpretovat naměřené hodnoty. To znamená nejen zobrazení na grafickém displeji LCD, ale i práci s pamětí FLASH a komunikaci s osobním počítačem prostřednictvím rozhraní USB.

Koncepce uživatelského rozhraní je zvolena formou kontextových menu, což je vhodné už z důvodu umístění ovládacích tlačítek, jak je patrné z fotografie na obr. 46. Každé tlačítko má v daný okamžik přiřazenu svou konkrétní funkci a její popis je zobrazen v dolním řádku displeje. Vývoj software anténního analyzátoru není ani zdaleka uzavřen a bude se dále vyvíjet a zdokonalovat i uživatelské rozhraní jako takové. V současnou chvíli je implementována pouze zcela základní verze uživatelského rozhraní, která je plně dostačující v rámci vývoje měřicích algoritmů, ovladačů jednotlivých komponent a základních funkcí.

Nejdůležitější z hlediska základních funkcí přístroje je nastavení mezí frekvenčního pásma, ve kterém bude probíhat zadané měření, počet bodů měření nebo frekvenční krok a způsob interpretace výsledků. Vzhledem k tomu, že vyvíjené zařízení je měřicí přístroj, je třeba v první řadě věnovat pozornost samotným měřicím algoritmům a až následně vývoji příjemného uživatelského rozhraní.

7.2. Popis konkrétní navržené verze ovládacího software

Možnosti a schopnosti obslužného programu anténního analyzátoru jsou a ještě budou předmětem postupného vývoje. Vzhledem k hardwarové náročnosti přístroje, množství periférií, očekávaných vlastností a postupně odhalovaných potíží, probíhá tento vývoj poměrně pomalým tempem.

Ovládací software je v současnou chvíli schopen provádět tyto úkony:

- inicializace ovladačů zařízení – nastavení základních parametrů použitých periférií a definovaných počátečních hodnot registrů,
- zobrazení základní obrazovky s nabídkou a údajem o napětí napájecího zdroje,
- identifikace stisknutého tlačítka v první úrovni menu a na jeho základě provést příslušné operace,
- aktivace režimu nastavení počtu měření (kmitočtového kroku) a následné použití této hodnoty,

- aktivace režimu nastavení mezních kmitočtů pomocí inkrementálního rotačního čidla a tyto kmitočty nastavit,
- spuštění procesu měření a změření sady hodnot odpovídající kmitočtové závislosti připojené impedance,
- částečná interpretace naměřených hodnot impedance.

Popis jednotlivých knihoven použitých v obslužném programu

Jedná se v podstatě o ovladače jednotlivých komponent měřicího systému, ovládání přístroje a některých periférií mikrokontroléru. Jako první jsou uvedeny a popsány ovladače měřicího systému zkonstruovaného v rámci bloku měřiče impedance. Následuje popis všech ostatních knihoven použitých v rámci konkrétní verze ovládacího software.

Knihovna **ad9958.h** – jedná se o jednu z nejdůležitějších knihoven ovladačů vůbec. Obsahuje funkce pro práci s obvodem přímé číslicové syntézy DDS typu AD9958 a zároveň pro ovládání analogových přepínačů ADG779 sloužících pro možné vyvedení samotného signálu DDS mimo blok měřiče impedance. Základní funkce pro výpočet a nastavení parametrů DDS (frekvenční ladicí slovo, fázový offset) jsou vytvořeny na základě popisu uveřejněného v [37], kde autor vyřešil problém rychlého výpočtu 32bitového ladicího slova v 8bitových mikrokontrolérech. Tato metoda je následně aplikována i při výpočtu slova fázového offsetu, které je 14bitové. Nyní následuje stručný popis jednotlivých funkcí.

*void **ad9958_write_reg**(unsigned char **addr**, unsigned long **data**)*

Jedná se o funkci zajišťující zápis dat do všech využívaných registrů obvodu DDS. Funkce generuje signály sériového komunikačního rozhraní a řeší správné časování komunikace. Vstupními parametry jsou adresa zapisovaného registru a samozřejmě zapisovaná data. Jednotlivé registry jsou rozděleny od 32bitových po 8bitové pomocí standardní funkce *switch()*. Jako první je pomocí této funkce určena šířka registru a je odeslán jeho první byte. Následuje bitový posuv o 8 bitů a odeslání dalšího byte dat. Funkce takto pokračuje, dokud není odeslán celý nastavovaný obsah. Pro samotné odeslání jednoho byte je využita funkce **ad9958_write**(unsigned char *c*). Tato funkce je využívána pouze pro interní potřebu knihovny a zajišťuje vygenerování komunikačních signálů *sclk*, *io_update* a *sdio*.

*void **ad9958_init**(void)*

Tato funkce slouží pro inicializaci a nastavení výchozích hodnot obvodu DDS AD9958. Využívá pouze funkci **ad9958_write_reg**(unsigned char **addr**, unsigned long **data**), pomocí níž nastavuje všechny potřebné registry.

Jako první je inicializován příslušný port mikroprocesoru v režimu výstupu. Následuje nastavení registru *CSR*. Je aktivován základní režim pro synchronní sériovou komunikaci pomocí 2 vodičů a zahájením s *MSB*. Dále jsou ve stejném registru aktivovány oba dva kanály DDS. Poté je v registru *FR1* aktivována interní *PLL* násobička, nastaven proud její nábojové pumpy a zvolen *high range* systém. V registru *CFR* je aktivován plný rozsah výstupů D/A převodníků a následně je v registru *ACR* je jejich výstup aktivován a je nastavena maximální amplituda. Registry *FR2*, *LSRR*, *RDW*, *FDW* jsou ponechány v jejich základním nastavení.

Většinou se týkají režimů (lineární rozmítání, modulace, synchronizace několika DDS atd.), které nebudou v rámci konstrukce anténního analyzátoru vůbec využity.

*void **ad9958_set_frequency**(unsigned char **chan**, unsigned long **freq**)*

Voláním této funkce je umožněno nastavení požadovaného kmitočtu konkrétního kanálu DDS. Výpočet samotného ladicího slova z nastavené frekvence, šířky fázového akumulátoru a taktovacího kmitočtu jádra DDS je prováděn způsobem popsáním v [37].

$$FTW = \frac{f_{OUT} \cdot 2^{32}}{f_s} = \left(f_{OUT} \cdot \frac{2^{64}}{f_s} \right) \gg 32 \quad (16)$$

Uvedený postup prezentovaný rovnicí (16), kde jedinou proměnnou je f_{OUT} , v podstatě umožňuje obejít operaci dělení dvou velkých čísel, což by v použitém 8bitovém mikrokontroléru byla velice náročná a dlouho trvající operace. Princip tohoto výpočtu spočívá v použití datového typu *union* a v něm realizovaném bitovém posuvu o 32 bitů namísto dělení 2^{32} .

Po výpočtu ladicího slova DDS následuje volba kanálu DDS, kterému má být daná frekvence nastavena. Vybraný kanál je následně aktivován v registru *CSR*. V následujícím kroku je volána funkce **ad9958_write_reg**(unsigned char **addr**, unsigned long **data**), jejíž vstupní parametry jsou cílový registr *CFTWO* a vypočtené ladicí slovo.

*void **ad9958_set_phase**(unsigned char **chan**, unsigned long **phase**)*

Tato funkce slouží pro nastavení požadovaného fázového posuvu mezi kanály DDS. Opět je třeba vypočítat slovo fázového offsetu a následně ho nastavit zvolenému kanálu DDS. Přestože se jedná pouze o 14bitové slovo, využil jsem i zde stejný postup jako v předchozím případě jen s tím rozdílem, že základem je 32bitový typ *union* a bitový posuv je jen o 16 bitů.

Vypočtený fázový offset je třeba přiřadit konkrétnímu kanálu, který je právě aktivován v registru *CSR*. Po jeho aktivaci jsou data fázového offsetu nahrána do registru *CPOWO* a offset je nastaven.

*void **on_off_ddsout**(unsigned char **on**)*

Jedná se o poslední funkci obsaženou v knihovně *ad9958.h*. Je to funkce ovládající analogové přepínače ADG779. V podstatě slouží pro připojení nebo odpojení výstupu DDS k měřicímu můstku nebo přímo k výstupním konektorům.

Knihovna **adc_con.h** obsahuje několik funkcí určených k získání dat z A/D převodníku mikroprocesoru, k jehož kanálům 0 a 1 jsou připojeny výstupy vektorového voltmetru z bloku měřiče impedance. Ke kanálu 2 je připojen dělič napětí, sloužící k měření velikosti napájecího napětí zdroje.

Prostřednictvím této knihovny je také ovládán třetí analogový přepínač v bloku měřiče impedance, sloužící k připínání jednotlivých větví měřicího můstku ke vstupu INPB vektorového voltmetru. Tato funkce byla zařazena do knihovny ovládání A/D převodníku, protože bezprostředně souvisí se samotným procesem měření.

void **adc_init**(*void*)

Slouží k základnímu nastavení parametrů A/D převodníku a přepínače větvi měřicího můstku. V registru ADMUX je nastaven kanál 0 jako aktivní a je zvolena externí napěťová reference. A/D převodník je následně povolen v registru ADCSRA a je nastavena předdělička na hodnotu 8.

unsigned int **adc_execute**(*unsigned char* **channel**, *unsigned char* **branch**)

Základní funkce pro získání jedné hodnoty napětí respektive obsahu registru ADCW, v němž je uložen výsledek A/D převodu. Vstupními parametry této funkce jsou kanál A/D převodníku (kanál 0 pro absolutní hodnotu a kanál 1 pro fázi) a konkrétní větev měřicího můstku. Funkce vrací pouze čistou hodnotu výstupního registru A/D převodníku. Tato hodnota je následně vhodně zpracována další částí programu.

Jako první je připojena konkrétní větev měřicího můstku ke vstupu vektorového voltmetru. V dalším kroku je zvolen kanál A/D převodníku a je provedeno jedno měření. Následně je deaktivován použitý kanál A/D převodníku a je vrácena naměřená hodnota. Tím funkce končí a je připravena k dalšímu volání.

unsigned int **adc_bat**(*void*)

Zatím poslední funkce obsažená v této knihovně slouží ke změření velikosti napájecího napětí zdroje. Jako první je aktivován příslušný kanál A/D převodníku a je spuštěno jedno měření. Napětí zdroje je následně vypočítáno a je zavedena korekce nepřesnosti odporového děliče 10 : 1, kterým je měřicí vstup osazen. Vrácením hodnoty napětí zdroje funkce končí.

Knihovna **gui.h** zatím obsahuje pouze dvě funkce pro práci s ovládacími prvky anténního analyzátoru. Tato knihovna se bude v další fázi dále rozvíjet.

void **print_number**(*long* **number**, *unsigned char* **pos_x**, *unsigned char* **pos_y**)

Jedná se o jednu z funkcí naprogramovaných v rámci této knihovny, která slouží pro výpis 32bitového čísla na určené souřadnice plochy LCD displeje v textovém režimu. Funkce byla napsána již dříve v reakci na omezení při použití standardní funkce *sprintf()* z knihovny *stdio.h*. Zadané číslo je nejprve postupně rozděleno po desítkách, následně poskládáno do textového řetězce a zobrazeno na LCD.

unsigned char **kbd_read**(*void*)

Funkce určená pro získání čísla stisknutého ovládacího tlačítka. Návratová hodnota funkce je získána pomocí standardních konstrukcí *if – else – if*.

Knihovna **T6963c.h** je převzatá z webu AVRfreaks [38] a je jen drobně pozměněna a upravena pro toto konkrétní použití. Nebudu proto do hloubky rozebírat jednotlivé obsažené funkce. Jedná se o knihovnu určenou k obsluze grafického displeje o rozlišení 240 × 128 bodů s inteligentním řadičem Toshiba T6963c [31]. Jsou zde implementovány funkce pro základní práci v textovém a grafickém režimu (vykreslení bodu, přímkou, obdélníku a kružnice). Knihovnu však bude třeba ještě rozšířit o další funkce. Bude to zejména možnost psaní

textu uživatelskými fonty v grafickém režimu. Tyto funkce budou nezbytné pro práci s grafickými průběhy naměřených hodnot.

Poslední použitou uživatelskou knihovnou je **lookup.h**. Jedná se pouze o dvě tabulky hodnot uložených v paměti programu. Obsah této knihovny je následující:

- 32bitová proměnná typu pole v paměti programu *uint_least32_t ratio[1024]*,
- a 16bitová proměnná typu pole v paměti programu *int16_t phase[1024]*.

Využití a práce s touto knihovnou bude detailně rozebrána v následujícím textu. Jedná se o velice důležitou součást měřicího algoritmu.

Popis algoritmu změření jedné hodnoty komplexní impedance

Změření jedné hodnoty neznámé komplexní impedance na známém kmitočtu – jednoho bodu frekvenční charakteristiky probíhá v několika fázích. Výsledná hodnota je vypočtena z několika postupně naměřených dílčích hodnot.

Zavoláním funkce **mereni**(*unsigned long fre, unsigned int pha*) z bloku hlavního programu, je zahájeno měření. Proběhne základní inicializace jednotky měřiče impedance (inicializace DDS a vektorového voltmetru). V dalším kroku je nahrána požadovaná frekvence do DDS, zvolen fázový posuv mezi kanály 0° a oba kanály jsou připojeny k měřicímu můstku. Přepínač je v poloze měření rozdílu mezi referenčním vstupem voltmetru a levou větví můstku složenou ze známých rezistorů o odporu 50 Ω. V tuto chvíli jsou postupně získány hodnoty fázového posuvu a poměru amplitud mezi referenčním vstupem vektorového voltmetru a právě měřenou větví můstku. V následujícím kroku je přepínač přepnut do druhé polohy, kdy je porovnávána hodnota mezi referenčním vstupem a pravou větví můstku se zapojenou neznámou impedancí (v našem případě anténou). Získáme další dvojici hodnot fázového posuvu a poměru amplitud.

Co se týče absolutní hodnoty měřené impedance, musíme vycházet z převodní charakteristiky obvodu AD8302 [14] na obr. 32. Pomocí A/D převodníku jsme v tuto chvíli obdrželi napěťovou reprezentaci decibelového vyjádření poměrů napětí U_{R2}/U_{REF} a U_{ZX}/U_{REF} . A nyní potřebujeme na základě hodnot A/D převodníku zjistit oba dva poměry a určit z nich poměr U_{R2}/U_{ZX} .

Abychom mohli tento poměr určit, musíme převést naměřené údaje na napětí v milivoltech. Poté z převodní charakteristiky určit decibelovou hodnotu daného poměru a následně převést tuto hodnotu na prostý poměr. Na základě podílů dvou takto získaných poměrů určíme poměr U_{R2}/U_{ZX} . V tuto chvíli by bylo v podstatě vyhráno, jenže vyvstává drobný problém v podobě převodu decibelových hodnot na prosté poměry. Vzhledem k tomu, že používáme 8bitový mikroprocesor, je operace odlogaritmování velice výpočetně náročná. V tomto 8bitovém procesoru trvá přes 5000 strojových cyklů což je příliš vysoká hodnota.

Zde se dostává ke slovu právě knihovna **lookup.h**, která obsahuje výše uvedené proměnné v paměti programu. Využil jsem nižší rozlišení A/D převodníku jako výhodu tím, že jsem pomocí externího programu přímo vypočítal hodnotu všech možných amplitudových poměrů a tuto tabulku následně uložil do jednorozměrného pole v paměti programu procesoru. Index tohoto pole přímo odpovídá hodnotě registru A/D převodníku *ADCW*. Což zname-

ná, že pouze vyzvednu hodnotu amplitudového poměru na základě indexu pole, jež je daný přímo naměřenou hodnotou.

V tuto chvíli mohu přímo určit poměr U_{R2}/U_{ZX} :

$$\frac{U_{R2}}{U_{ZX}} = \frac{\frac{U_{R2}}{U_{REF}}}{\frac{U_{ZX}}{U_{REF}}} \quad (17)$$

Protože platí:

$$\frac{U_{R2}}{U_{ZX}} = \frac{U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{U \cdot \frac{Z_X}{R_3 + Z_X}} = \frac{R_2 \cdot R_3 + R_2 \cdot Z_X}{R_1 \cdot Z_X + R_2 \cdot Z_X} = \frac{R_2 \cdot (R_3 + Z_X)}{Z_X \cdot (R_1 + R_2)} \quad (18)$$

Lze již vyjádřit absolutní hodnotu měřené impedance jako:

$$|Z_X| = \frac{R_2 \cdot R_3}{\frac{U_{R2}}{U_{ZX}} \cdot R_1 + R_2 \cdot \left(\frac{U_{R2}}{U_{ZX}} - 1 \right)} \quad (19)$$

Po dosazení konkrétních hodnot odporů rezistorů dostáváme:

$$|Z_X| = \frac{2500}{100 \cdot \frac{U_{R2}}{U_{ZX}} - 50} \quad (20)$$

V tuto chvíli máme určenou velikost absolutní hodnoty neznámé impedance a zbývá určit její argument včetně znaménka. Při pohledu na obr. 32, konkrétně na fázovou převodní charakteristiku obvodu AD8302, je jasné, že pro určení znaménka argumentu budou potřeba ještě nejméně dvě další měření. První hodnotu argumentu získáme převodem dvou získaných hodnot registru *ADCW* přímo na hodnoty argumentu opět pomocí *look up* funkce, tedy prostým vyzvednutím této hodnoty z pole v paměti programu. Obě hodnoty je třeba od sebe odečíst. Tím máme k dispozici jednu dílčí hodnotu velikosti fáze, ale ještě nemůžeme říci nic o jejím znaménku.

Proto je nutné nastavit mezi kanály DDS nějaký malý fázový posuv, jehož hodnota je výsledkem určitého kompromisu mezi rozlišením znaménka okolo vrcholu fázové převodní charakteristiky a mezi, kdy jsme již schopni jednoznačně určit samotné znaménko fázového posuvu v ostatních místech charakteristiky. Hodnota této fázové difference byla nakonec zvolena 5°. Stejným způsobem jako v předchozím případě určíme novou hodnotu fázového posuvu (argumentu). Nyní mezi sebou porovnáme obě dvojice dílčích hodnot registru *ADCW*.

Kvůli přesnosti a jednoznačnosti neporovnáváme výsledný fázový posuv. Pokud jsou nové hodnoty vyšší než předchozí, znamená to, že se nacházíme v levé části převodní charakteristiky a výsledný fázový posuv je záporný. Pokud jsou nové hodnoty registru ADCW nižší než předchozí, znamená to, že se nacházíme v pravé části charakteristiky a fázový posuv je kladný.

Tímto způsobem je změřen každý jednotlivý bod frekvenční charakteristiky. Z naměřených hodnot komplexních impedancí v exponenciálním tvaru již lze vypočítat všechny ostatní parametry. Může se jednat například o hodnoty PSV vztahované k nějaké definované impedanci, přepočítání impedance do složkového tvaru, výpočet činitele odrazu (opět vztahovaného k zadané impedanci), výpočet náhradního obvodu změřené impedance atd.

7.3. Komunikační rozhraní a ovládací software v PC

Jedním z úkolů řešených během tohoto projektu bylo i vytvoření komunikačního rozhraní pro připojení osobního počítače PC a jednoduchého ovládacího software pro PC. Komunikační rozhraní bylo navrženo a je realizováno v rámci desky ovládací a řídicí části anténního analyzátoru. Jeho popis je uveden v předchozí kapitole.

Samotný obslužný software pro počítač PC však ještě nebyl z důvodů časové tísně vytvořen. Tento software je potřebný pro plné využití možností přístroje a je tedy předmětem budoucího vývoje.

7.4. Testovací měření a diskuse dosažených parametrů

Jak jsem již uvedl v kapitole 7.2., byla vytvořena základní verze obslužného software pro řídicí mikroprocesor, která umožňuje základní měření a slouží především k ladění, nastavení a ověření parametrů přístroje.

Rozsah měřených impedancí

V rámci řešení tohoto projektu byly zjištěny následující hodnoty možných velikostí impedancí, které je přístroj schopen měřit. Tento rozsah je dán hodnotami použitých rezistorů v můstku a dynamickým rozsahem vektorového voltmetru a A/D převodníku.

- Rozsah hodnot modulu měřené impedance je přibližně $1,6 \Omega - 1,6 \text{ k}\Omega$.
- Rozsah hodnot argumentu měřené impedance je $-180 - 180^\circ$.

Přesnost měření

Je potřeba si uvědomit, že přesnost měření silně závisí na linearitě převodních charakteristik, která není v jejich mezních bodech úplně nejlepší. V posledním prototypu modulu měřiče impedance jsou použity speciální přesné bezindukční rezistory s tolerancí 0,1 %. Je jasné, že další součástka, která bude mít rozhodující vliv na přesnost, je A/D převodník mikroprocesoru. Ano, toto tvrzení platí v obecném případě, kdy se jedná pouze o měření neznámých impedancí v laboratorních podmínkách. V tomto případě se však jedná o anténní analyzátor a ten je už ze své podstaty určen k měření antén přímo v terénu, které jsou i po dobu měření vystaveny dopadajícímu elektromagnetickému záření různého původu a parametrů.

Velikost, kmitočet a trvání tohoto záření jsou zcela nepredikovatelné veličiny a tudíž s nimi lze jen těžko nějak kalkulovat a zahrnout je do výpočtů. Intenzita tohoto záření může mít různou velikost v závislosti na kmitočtu, směrovosti antény, denní a roční době, případně slunečním cyklu. Jediná možnost, jak se tímto fenoménem vyrovnat, je použití průměrování měření, což dokáže do jisté míry eliminovat tyto vlivy. Tím pádem stoupne i doba trvání jednotlivých měření.

Z předchozích úvah jasně vyplývá, proč je 10bitový A/D převodník obsažený v mikrokontroléru z hlediska měření na reálných anténách dostačující. Při referenčním napětí $U_{REF} = 1,8$ V vychází hodnota $LSB = 1,758$ mV. Této hodnoty budou signály dopadající na anténu zcela jistě dosahovat a často ji i překračovat. Například 12bitový A/D převodník by měl při stejné hodnotě referenčního napětí $LSB = 0,439$ mV, do intervalu nejistoty by spadaly všechny údaje plus mínus $3 - 4$ LSB a tabulka *look up* funkce by měla $4 \times$ více hodnot.

V celkovém výsledku bude mít na přesnost měření vliv celá řada parametrů. Pro shrnutí se bude jednat o přesnost, kvalitu a rozlišení A/D převodníku, přesnost a spolehlivost referenčního zdroje A/D převodníku, přesnost a stálost parametrů rezistorů odporového můstku, dále to bude linearita převodních charakteristik vektorového voltmetru a nakonec nesmíme zapomenout na vliv prostředí měření (veškeré rušení dopadající na měřenou impedanci – anténu).

Co se týče kalibrace přístroje, je z vlastního principu měřících obvodů jasné, že ji není třeba provádět. Vzhledem k tomu, že měření probíhá diferenciálně, budou hodnoty parazitních parametrů měřícího obvodu v každém měření na daném kmitočtu stejné a vzájemně se vruší.

Výsledky testovacího měření

V důsledku neočekávaných událostí, konkrétně vážnému poškození měřící aparatury, bylo uskutečněno jen zcela základní měření k ověření funkčnosti měřiče impedance a měřícího algoritmu obsaženého v mikroprocesoru řídicí a vyhodnocovací jednotky. Parametry tohoto měření byly:

- napájecí napětí 12 V, referenční napětí A/D převodníku $U_{REF} = 1,79$ V,
- kmitočet, na němž měření proběhlo $f_M = 2$ MHz, fázová diference 5° ,
- měřené impedance – zkrat, naprázdno a rezistor o jmenovité hodnotě 87Ω z řady E96.

Naměřené hodnoty:

- zkrat pomocí drátového můstku (ne VF zkrat) $|Z| = 3,2 \Omega$ a $\arg = -2,7^\circ$,
- naprázdno – otevřený konektor SMA $|Z| = 1677 \Omega$ a $\arg = 3,9^\circ$,
- rezistor o jmenovité hodnotě 87Ω $|Z| = 103,4 \Omega$ a $\arg = -4,7^\circ$.

Z naměřených hodnot je patrné, že modul měřiče impedance funguje a měřící algoritmus pracuje také správně. Zbývá tedy oba prvky doladit, aby se daly považovat za spolehlivý základ pro další vývoj přístroje jako takového.

8. Závěr

Během práce na tomto projektu byla po prostudování vlastností a parametrů komerčně vyráběných přístrojů vypracována koncepce vlastního zařízení. A následně bylo zařízení realizováno, oživeno a částečně otestováno.

Realizované zařízení

Byl navržen a zkonstruován modul měřiče komplexní impedance. Bylo realizováno několik prototypů měřiče (celkem 3), z nichž jeho poslední verze je plně funkční a poskytuje nejlepší výsledky. Popisu konstrukce této části přístroje se nachází v kapitolách 6.2 a 6.3.

Dále byla navržena a zkonstruována deska ovládací a řídicí části anténního analyzátoru s tím, že existuje jeden funkční prototyp. Návrhu a konstrukci této části se detailně věnuje kapitola 6.5. Tyto dva celky dohromady tvoří prototyp anténního analyzátoru. Všechny zkonstruované části přístroje jsou z obvodového hlediska plně funkční.

Jediný problém, který nastal během vývoje software přístroje spočívá ve zničení jednotky měřiče impedance, ke kterému došlo v důsledku porušení izolace pájecí stanice a síťové napětí se pak dostalo na vývody DDS.

Užitná hodnota celého přístroje byla v určitých ohledech značně rozšířena. Jedná se především o možnost použití přístroje jako prostého dvoukanalového generátoru 0,1 – 200 MHz s možností nastavení kmitočtu a fázového offsetu pro každý kanál zvlášť.

Shrnutí základních parametrů přístroje:

- kmitočtový rozsah 0,1 – 200 MHz,
- rozsah měřených impedancí $|Z| = 1,6 - 1600 \Omega$ a argument $= -180 - 180^\circ$,
- rozsah napájecího napětí je 10,5 – 14 V,
- proudový odběr celého přístroje při napájecím napětí 12 V a s aktivním podsvícením displeje je 0,513 A.

Navržený ovládací software

Byl navržen základní ovládací a měřicí software anténního analyzátoru. V tuto chvíli je jeho vývoj zdržen v důsledku zničení modulu měřiče impedance a bude pokračovat s dokončením nového modulu.

Existující verze software je schopna měřit neznámou impedanci v exponenciálním tvaru na zadaných kmitočtech s tím, že ještě není schopna zobrazovat naměřené průběhy. Modul měřiče impedance přestal fungovat krátce potom, co se podařilo zprovoznit právě ono základní měření. Uživatelské ovládací rozhraní v současnou chvíli existuje také pouze v základní verzi a bude postupně vylepšeno.

Z naměřených hodnot během testovacího měření je patrné, že realizovaný měřicí algoritmus funguje správně a s určitými odchylkami je schopen vyhodnotit měřené hodnoty. Přesto však bude ještě dále upravován a vylepšen.

Budoucí vývoj zařízení

V současnou chvíli není vývoj tohoto anténního analyzátoru v žádném případě ukončen. Následující úkony budou v nejbližší době vyřešeny:

- odstranění problému nefungujícího měřiče impedance – realizace nové jednotky,
- zprovoznění zbytku ovládacího software – především pak měření frekvenčních charakteristik,
- zprovoznění obsluhy datové paměti FLASH a následného ukládání naměřených průběhů,
- doplnění přístroje o obvod hodin reálného času, aby mohla být každá uložená charakteristika doplněna o čas a datum měření,
- realizace definitivní verze ovládací a řídicí jednotky a její instalace do vhodné přístrojové skříňky.

9. Seznam použité literatury

- [1] OK5KIM, Osobní stránky výrobce antén pro radioamatéry [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.ok5kim.com>
- [2] NOVÁČEK, Z. Elektromagnetické vlny, antény a vedení. Elektronický text FEKT VUT Brno. Dostupné na www: http://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Elmag_vlny_anteny_a_vedeni_S.pdf
- [3] DK7ZB, Osobní stránky konstruktéra antén [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.qsl.net/dk7zb/6m/details.htm>
- [4] OK2FJ, Osobní stránky radioamatéra [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.radio-foto.net/radio/reflektometry.php>
- [5] Analog Devices, Oficiální stránky firmy Analog Devices [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.analog.com>
- [6] SVAČINA, J. Speciální elektronické součástky a jejich aplikace. Elektronický text FEKT VUT Brno. Dostupné na www: https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Specialni_soucastky_S1.pdf
- [7] MFJ Enterprises, Inc., Oficiální stránky firmy MFJ Enterprises, Inc. [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.mfjenterprises.com>
- [8] Rig Expert Ukraine Ltd., Oficiální stránky firmy Rig Expert Ukraine Ltd. [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.rigexpert.com/>
- [9] Quad.ru, Oficiální stránky firmy Quad.ru [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.quad.ru>
- [10] Timewave Technology, Inc., Oficiální stránky firmy Timewave Technology, Inc. [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.timewave.com/>
- [11] Mini Radio Solutions, Oficiální stránky firmy Mini Radio Solutions [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.miniradiosolutions.com/>
- [12] Mini-Circuits, Oficiální stránky firmy Mini-Circuits [online]. 2009 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.minicircuits.com/>
- [13] Dresler, Tomáš. Přímá číslicová syntéza kmitočtu (DDS - Direct Digital Synthesis), odborný článek [online]. 2001 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART146-Prima-cislicova-synteza-kmitoctu-DDS---Direct-Digital-Synthesis.html>
- [14] AD8302, Data sheet [online]. Analog Devices, 2002 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8302.pdf

- [15] AD9958, Data sheet [online]. Analog Devices, 2008 – [cit. 15 prosince 2009]. Dostupné na WWW: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9958.pdf
- [16] Atmel, Oficiální stránky firmy Atmel [online]. 2007 – [cit. 5. května 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.atmel.com>
- [17] LP2950, LP2951, Data sheet [online]. National Semiconductor, 2004 – [cit. 15 prosince 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.national.com/ds/LP/LP2950.pdf>
- [18] LF33, Data sheet [online]. STMicroelectronics, 2004 – [cit. 15 prosince 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/2574/lf33c.pdf>
- [19] ADG779, Data sheet [online]. Analog Devices, 2005 – [cit. 15 prosince 2009]. Dostupné na WWW: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADG779.pdf
- [20] MAR-8, Data sheet [online]. Mini-Circuits, 2001 – [cit. 15 prosince 2009]. Dostupné na WWW: <http://www.minicircuits.com/>
- [21] LM1117, Data sheet [online]. National Semiconductors, 2002 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.national.com/profile/snip.cgi/openDS=LM1117>
- [22] Coilcraft, Oficiální stránky firmy Coilcraft [online]. 2010 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.coilcraft.com/>
- [23] AADE Filter Design, Oficiální stránky firmy AADE [online]. 2010 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.aade.com/filter.htm>
- [24] Microchip, Oficiální stránky firmy Microchip [online], 2010 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.microchip.com/>
- [25] Freescale, Oficiální stránky firmy Freescale [online], 2010 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.freescale.com/>
- [26] PIC18F8722, Data sheet [online]. Microchip, 2008 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39646c.pdf>
- [27] ATmega128A, Data sheet [online]. Atmel, 2009 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc8151.pdf
- [28] MC9S12DT256, Data sheet [online]. Freescale, 2006 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/prod_brief/MC9S12DT256FS.pdf?srch=1
- [29] ISL60002, Data sheet [online]. Intersil, 2009 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.intersil.com/data/fn/fn8082.pdf>
- [30] KSO108, Data sheet [online]. Samsung, 1999 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.datasheetsite.com/datasheet/KSO108>

- [31] T6963C, Data sheet [online]. Toshiba, 1998 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.toshiba.com/taec/components/Datasheet/T6963CDS.pdf>
- [32] GDM240128A, Data sheet [online]. World-tech LCD LTD , 2005 – [cit. 15 prosince 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.datasheetarchive.com/GDM240128A-datasheet.html>
- [33] AT45DB081, Data sheet [online]. Atmel, 2007 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.atmel.com/atmel/acrobat/doc2225.pdf>
- [34] FT232RL, Data sheet [online]. FTDI chip, 2007 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: http://www.ftdichip.com/Documents/DataSheets/DS_FT232R_V205.pdf
- [35] MC33063A, Data sheet [online]. ON Semiconductor, 2001 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://www.onsemi.com/pub/Collateral/MC34063A-D.PDF>
- [36] TL497A, Data sheet [online]. Texas Instruments, 2001 – [cit. 15 května 2010]. Dostupné na WWW: <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl497a.pdf>
- [37] POVALAČ, A. Přímá číslicová syntéza s obvodem AD9951. In Proceedings of the 15th Conference Student EEICT. FEKT VUT v Brně: 2009. s. 44-46. ISBN: 978-80-214-3868- 2.

10. Seznam zkratek

ADC	Analog to Digital Converter
DAC	Digital to Analog Converter
LDO	Low Drop-out
VF	Vysokofrekvenční
DDS	Direct Digital Synthesis
ISP	In-System Programming
VCO	Voltage Controlled Oscillator
PLL	Phase Locked Loop
MCU	Micro Controller Unit
KV	Krátké Vlny
VKV	Velmi Krátké Vlny
PSV	Poměr Stojatých Vln
SWR	Standing Waves Ratio
FTW	Frequency Tuning Word
USB	Universal Serial Bus
VNA	Vector Network Analyser

11. Seznam příloh

Příloha A: Celkové schéma zapojení modulu měřiče impedance

Příloha B: Deska plošných spojů měřiče impedance

Příloha C: Schéma zapojení prototypu ovládacích a řídicí jednotky

Příloha D: Deska plošných spojů prototypu ovládací a řídicí jednotky

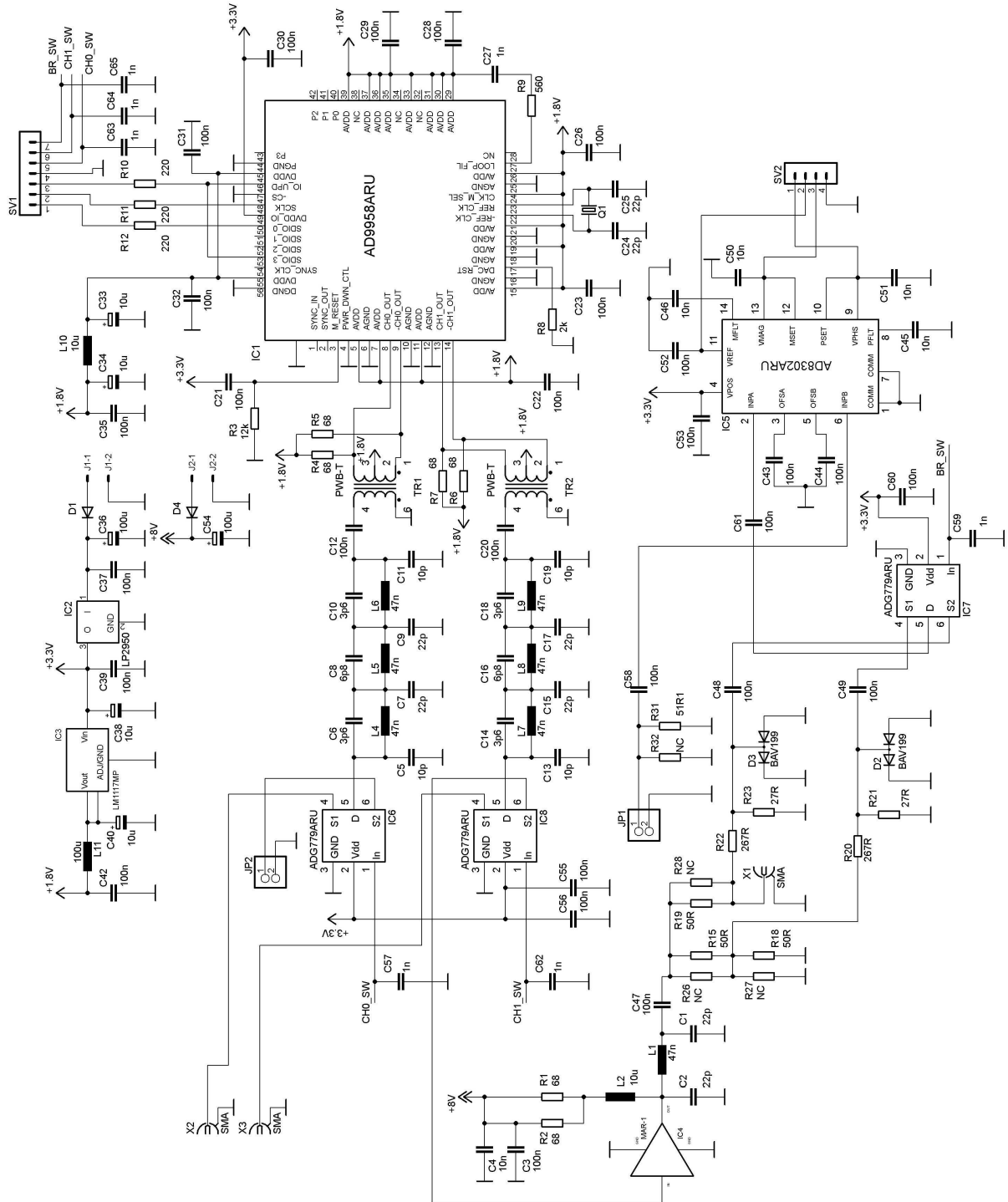
Příloha E: Seznam součástí modulu měřiče impedance

Příloha F: Seznam součástí ovládací a řídicí jednotky

Přílohy

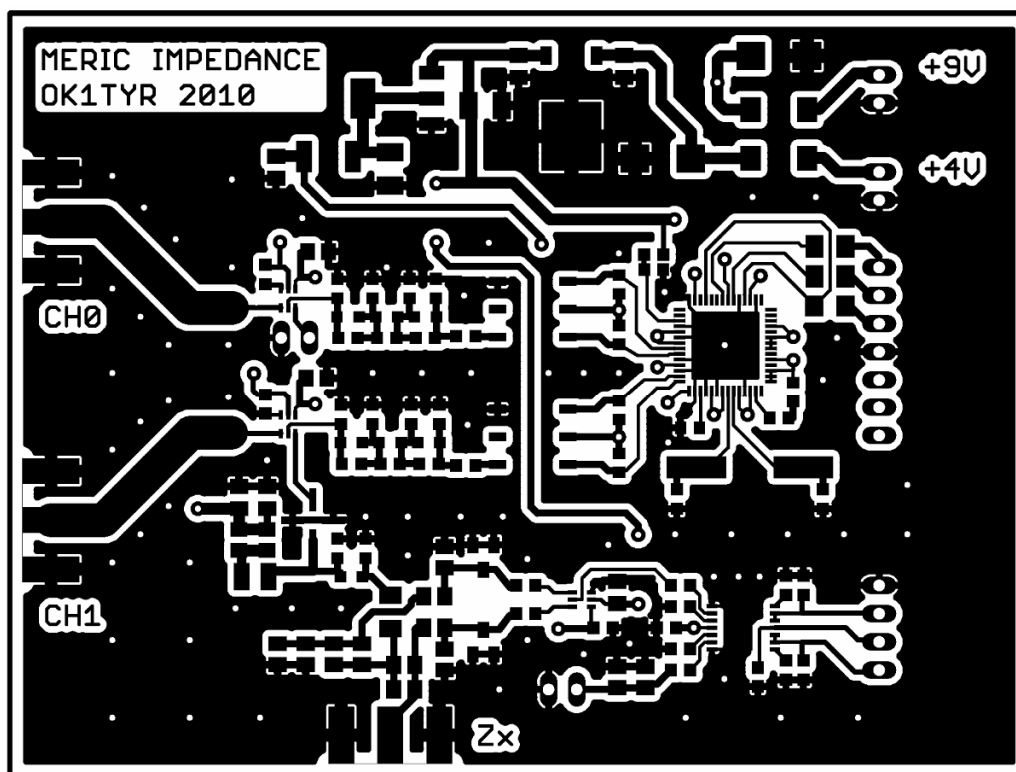
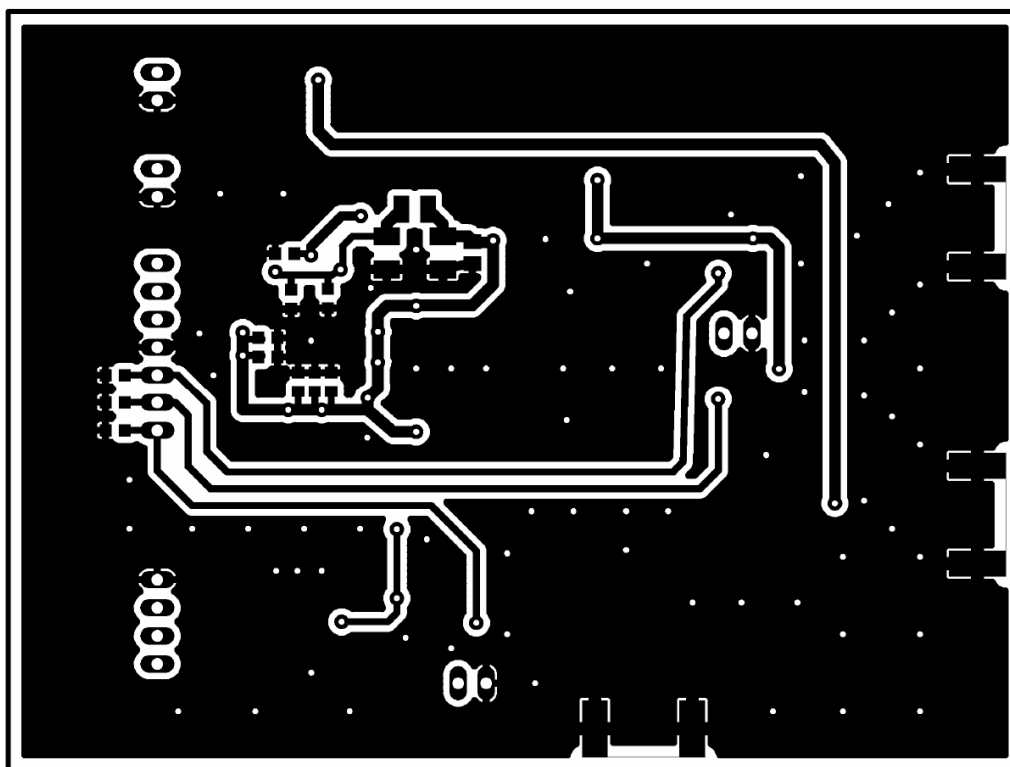
Příloha A:

Celkové schéma zapojení modulu měřiče impedance

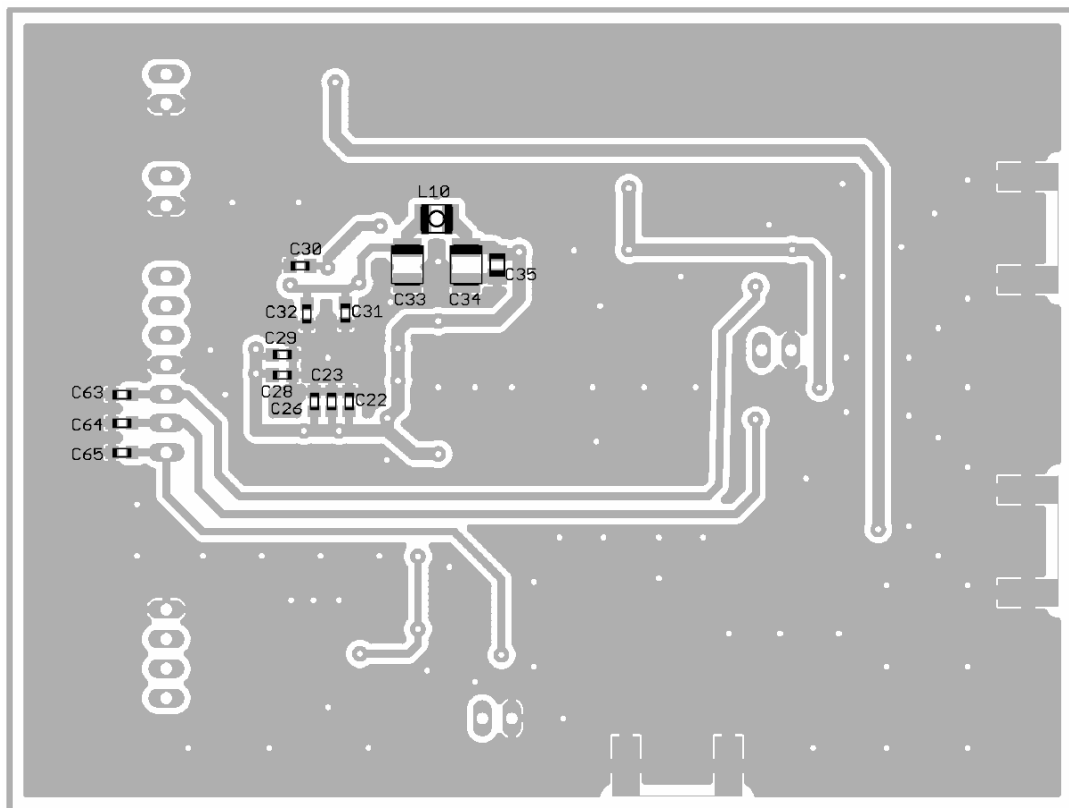
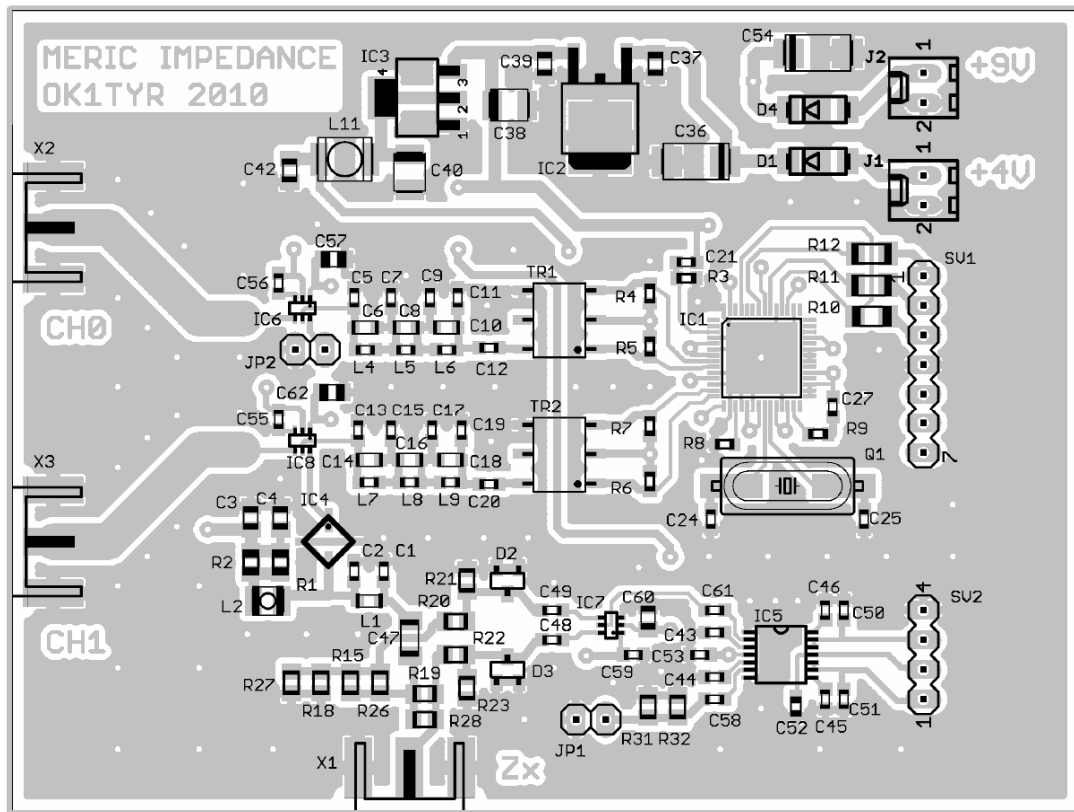


Příloha B:

Deska s plošnými spoji modulu měřiče impedance (92 x 68 mm – BOTTOM, TOP)

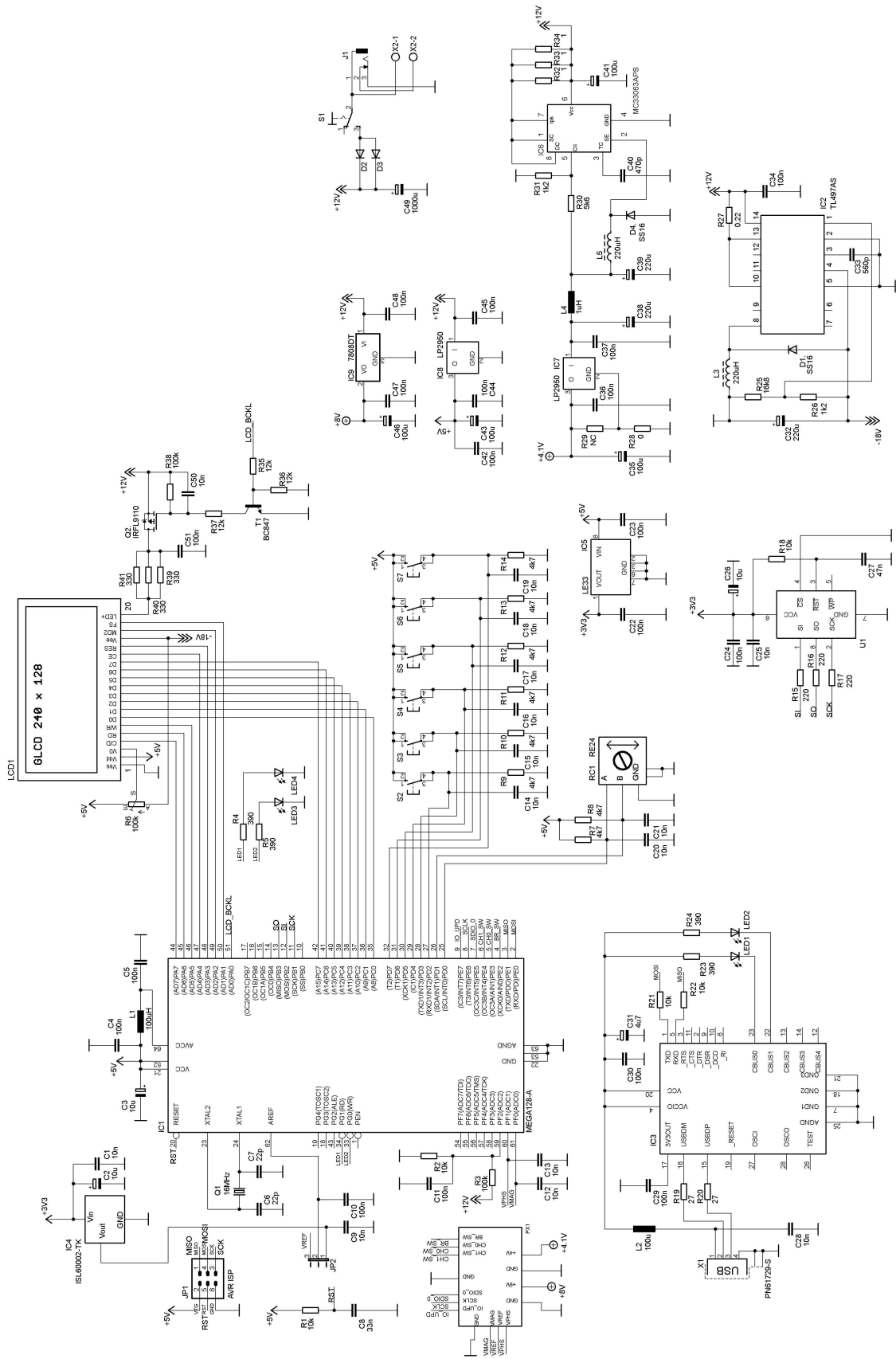


Osazovací plán desky plošných modulu měřiče impedance (TOP, BOTTOM)



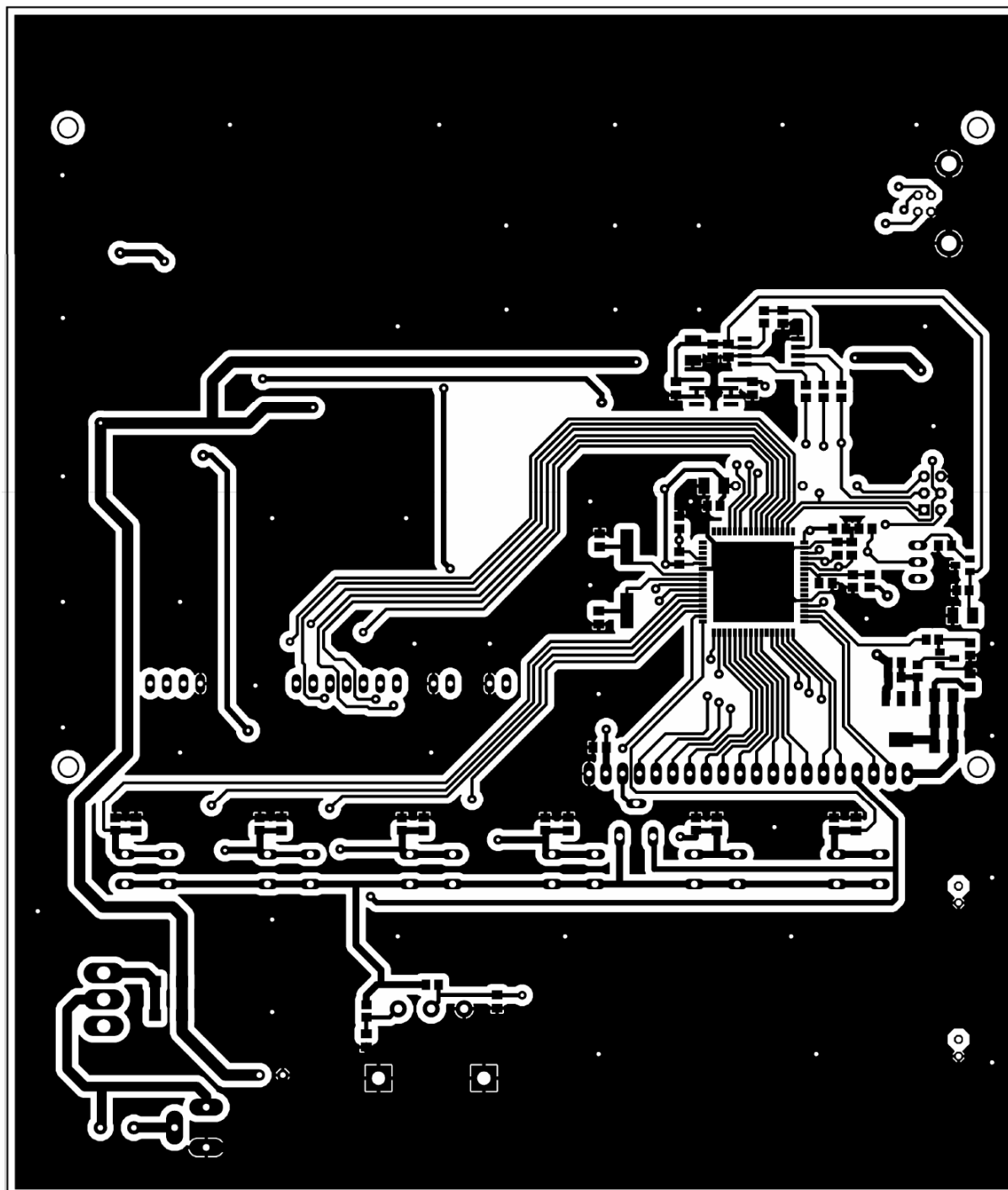
Příloha C:

Celkové schéma zapojení ovládací a řídicí jednotky

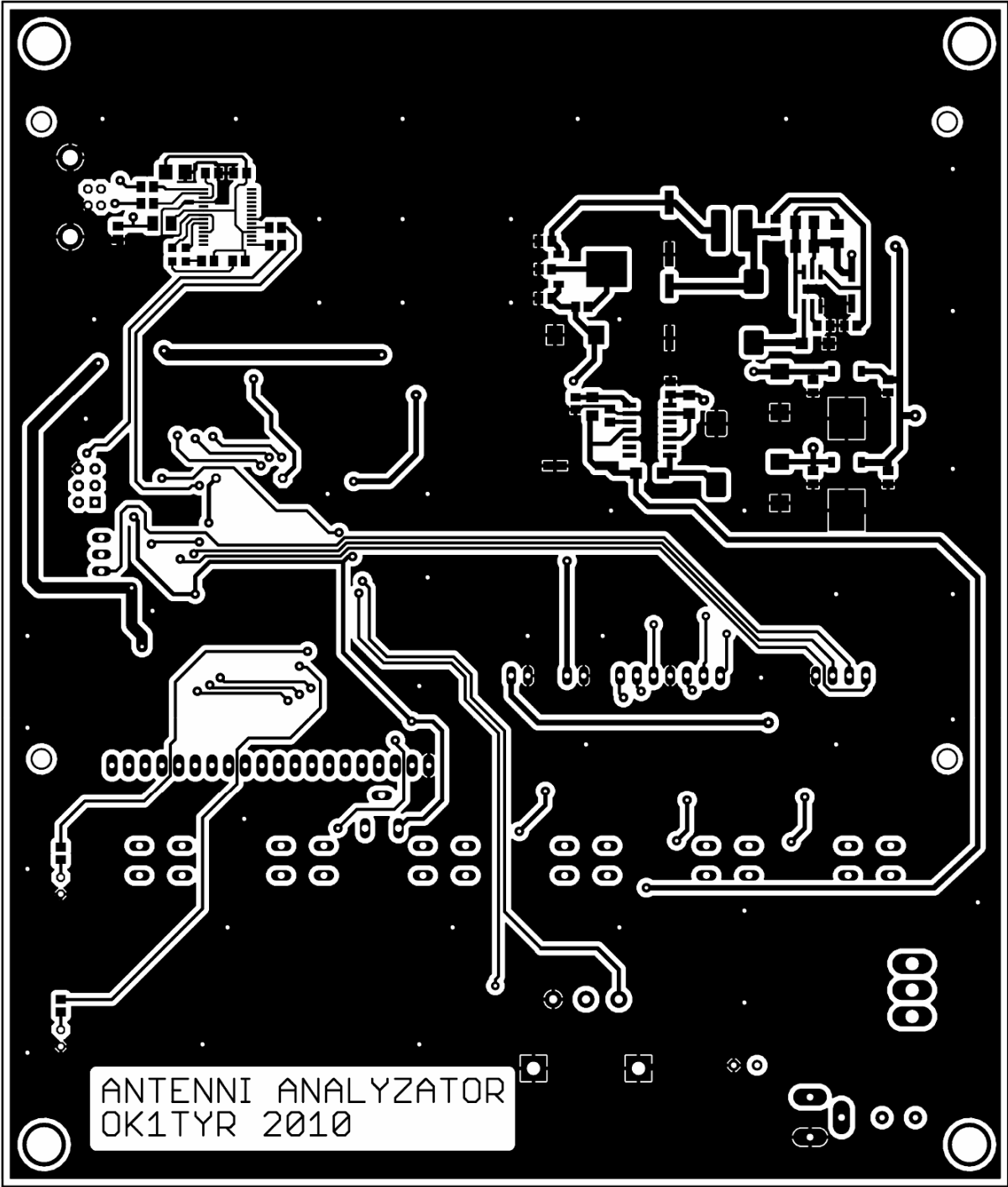


Příloha D:

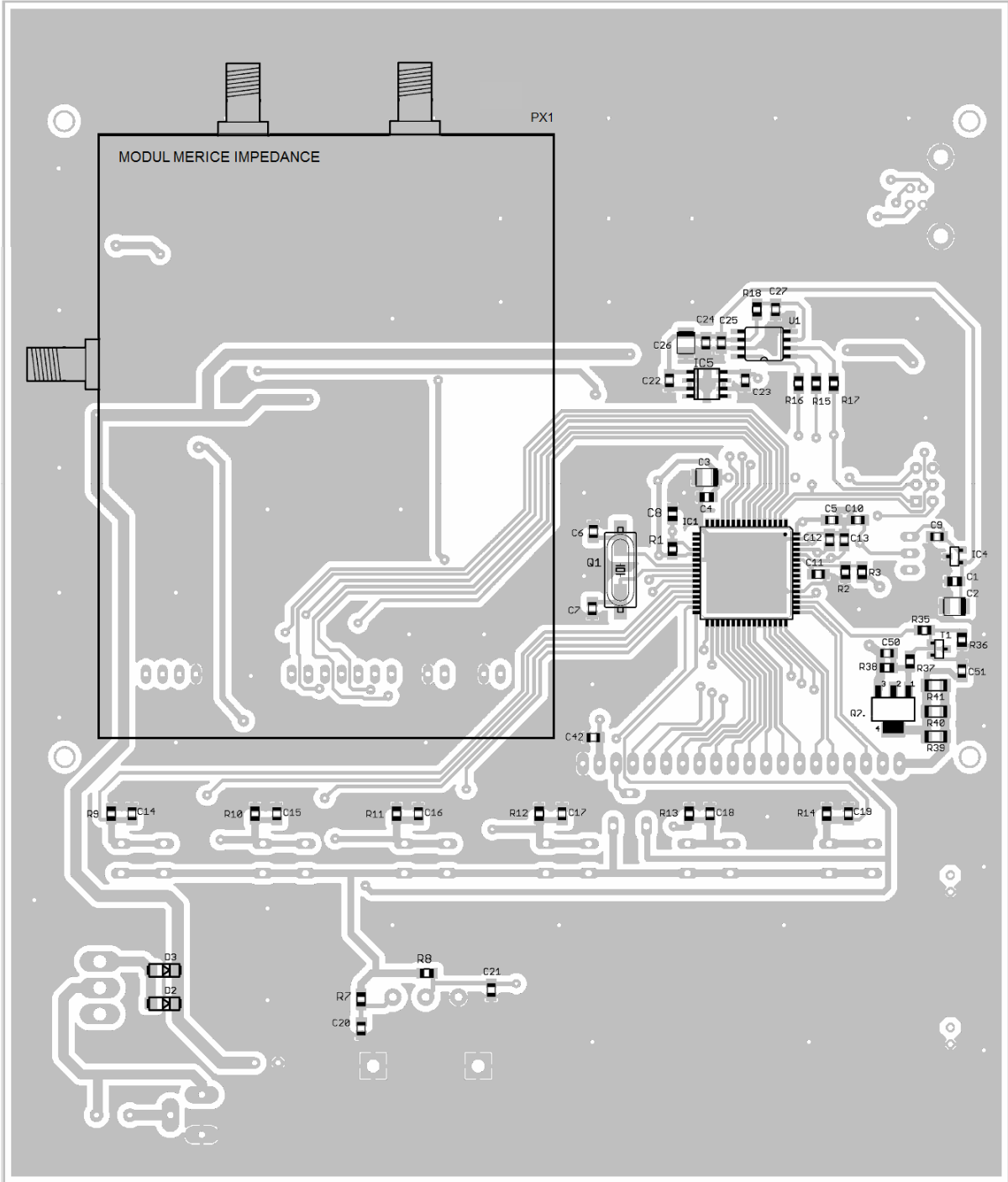
Deska s plošnými spoji ovládací a řídicí jednotky (181 x 153 mm – BOTTOM)



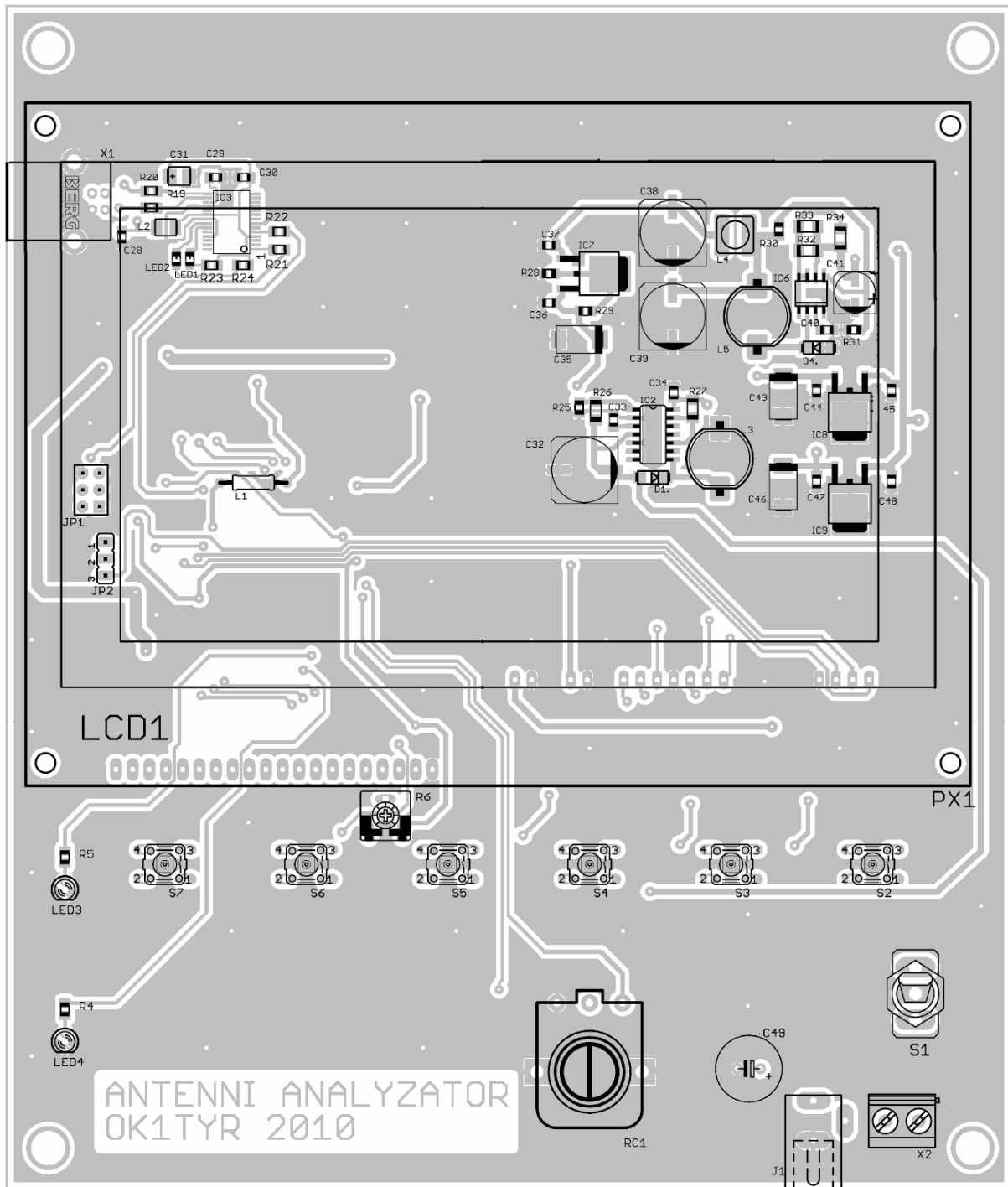
Deska s plošnými spoji ovládací a řídicí jednotky (181 x 153 mm – TOP)



Osazovací plán desky s plošnými spoji ovládací a řídicí jednotky (BOTTOM)



Osazovací plán desky s plošnými spoji ovládací a řídicí jednotky (BOTTOM)



Příloha E:

Seznam součástek měřiče impedance

C1, C2, C7, C9, C15, C17, C24, C25	22p	C ker.	SMD 0603
C3, C35, C37, C39, C42, C60	100n	C ker.	SMD 0805
C4	10n	C ker.	SMD 0805
C5, C11, C13, C19	10p	C ker.	SMD 0603
C6, C10, C14, C18	3p6	C ker.	SMD 0603
C8, C16	6p8	C ker.	SMD 0603
C12, C20, C21, C22, C23, C26, C28, C29, C30, C31, C32, C43, C44, C48, C49, C52, C53, C55, C56, C58, C61	100n	C ker.	SMD 0603
C27, C59, C63, C64, C65	1n	C ker	SMD 0603
C45, C46, C50, C51	10n	C ker	SMD 0603
C47	100n	C ker	SMD 1206
C57, C62	1n	C ker	SMD 0805
C33, C34, C38, C40	10u	C el.	SMD B
C36, C54	100u	C el	SMD C
D1, D4	SS16	Diode	DO214A
D2, D3	BAV199	Diode	SOT23
IC1	AD9958ARU	DDS	LFCSP56
IC2	LP2950	Stab.	DPACK
IC3	LM1117MP	Stab.	SOT223
IC4	MAR-8	MMIC	MMIC1
IC5	AD8302ARU	Det.	TSSOP14
IC6, IC7, IC8	ADG779ARU	Switch	SOT363
J1, J2	Konektor		6410-02
JP1, JP2	PINHD		1X02
L1, L4, L5, L6, L7, L8, L9	47n	Coilcraft	SMD 2012
L2, L10	10u	Choke	SMD 2825
L11	100u	Choke	SMD 5038

Q1	25 MHz	Crystal	HC49UP
R1	68	R	SMD 0805
R3	12k	R	SMD 0603
R4, R5, R6, R7	68	R	SMD 0603
R8	2k	R	SMD 0603
R9	560	R	SMD 0603
R10, R11, R12	220	R	SMD 1206
R15, R18, R19	50	R	SMD 0805
R20, R22	267	R	SMD 0805
R21, R23	27	R	SMD 0805
R26, R27, R28, R32	NC	R	SMD 0805
R31	51	R	SMD 0805
SV1	Kon.		MA07-1
SV2	Kon.		MA04-1
TR1, TR2	1:1	Balun	TWBS
X1, X2, X3		Con.	SMA

Příloha F:

Seznam součástek ovládací a řídicí jednotky

C1, C9, C12, C13, C14, C15, C16, C17, C18, C19, C20, C21, C25, C28, C50	10n	C ker.	SMD 0805
C4, C5, C10, C11, C22, C23, C24, C29, C30, C34, C36, C37, C42, C44, C45, C48, C47, C51	100n	C ker.	SMD 0805
C6, C7	22p	C ker.	SMD 0805
C8	33n	C ker.	SMD 0805
C33	560p	C ker.	SMD 0805
C27	47n	C ker.	SMD 0805
C40	470p	C ker.	SMD 0805
C2, C3, C26	10u	C el.	SMD B
C31	4u7	C el.	SMD B
C32, C38, C39	220u	C el.	SMD 10x10
C35, C43, C46	100u	C el.	SMD D
C41	100u	C el.	SMD 6,3x7,7
C49	1000u	C el.	CP3.5
D1, D2, D3, D4	SS16	Diode	DO214A
IC1	MEGA128-A	MCU	TQFP64
IC2	TL497AS	Conv.	SOIC14
IC3	FT232RL	USB	SSOP28
IC4	ISL60002-TK	Stab.	SOT23
IC5	LE33	Stab.	SOI8
IC6	MC33063APS	Conv.	SOIC8
IC7, IC8	LP2950	Stab.	DPACK
IC9	7808DT	Stab.	TO252
IC10	AT45DB041BD	Flash	So8
J1	DC Jack		con-jack
JP1	Prog.		AVR-ISP-6
JP2	Jumper		jumper 3
L1	100uH	Choke	0207/10
L2	100uH	Choke	SMD 3225M

L3, L5	220uH	Choke	SC75F
L4	1uH	Choke	WE-TPC
LCD1	128x240		GDM240128A
LED1, LED2	LED		SMD 0805
LED3, LED4	LED		LED 3MM
Q1	16MHz	Crystal	HC49UP
R1, R2, R18, R21, R22	10k	R	SMD 0805
R3, R6, R38	100k	R	SMD 0805
R4, R5, R23, R24	390	R	SMD 0805
R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14	4k7	R	SMD 0805
R15, R16, R17	220	R	SMD 0805
R19, R20	27	R	SMD 0805
R25	16k8	R	SMD 0805
R26, R31	1k2	R	SMD 1206
R27	0.22	R	SMD 1206
R28	0	R	SMD 0805
R29	NC	R	SMD 0805
R30	5k6	R	SMD 0805
R32, R33, R34	1	R	SMD 1206
R35, R36, R37	12k	R	SMD 0805
R39, R40, R41	330	R	SMD 1206
RC1	RE24	inkrem.	RE24
S1	320-916	kon. nap.	320-916
S2, S3, S4, S5, S6, S7	10-XX		switch-omron
T1	BC847	T	SOT23
T2	IRFL9110	T	SOT223
X1	PN61729-S	USB	PN61729-S
X2			MKDSN1,5/2-5,08