

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra mikroelektroniky

Spektrální analyzátor na směšovacím principu

květen 2015

Diplomant: Bc. Miloslav Pavlík

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Janíček, Ph.D.

Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci „Spektrální analyzátor na směšovacím principu“ zpracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu uvedenou na konci práce. Dále prohlašuji, že nemám námitky proti zapůjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Praze dne 6.5.1015

.....

Miloslav Pavlík

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. PAVLÍK Miloslav**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Spektrální analyzátor na směšovacím principu**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Proveďte analýzu trhu v oblasti obvodových řešení spektrálních analyzátorů (SA).
- 2) Navrhněte obvodové zapojení SA s využitím směšovacího principu s minimálními parametry: frekvenční rozsah od 1 kHz do 65 MHz, vstupní napětíový rozsah od 0 dB do 50 dB, frekvenční rozlišení 1 kHz. Realizované zařízení by mělo umožnit zobrazení údajů na displeji.
- 3) Zapojení realizujte a proveďte kontrolní měření a ověření parametrů.
- 4) Proveďte ekonomickou analýzu navrženého řešení.

Seznam odborné literatury:

- [1] Spektrální analyzátor, Stanislav Ďaďo, 1988, vydavatelství ČVUT
- [2] Analogové a číslicové přístroje II: Spektrální analyzátor : Doplnkové skriptum pro studenty fakulty elektrotechnické, Stanislav Ďaďo, 1988, vydavatelství ČVUT
- [3] Signály a soustavy, Doc. Ing. František Vejražka, Csc 1992, vydavatelství ČVUT
- [4] Signály a soustavy, Doc. Ing. Zdeněk Hrdina, Csc, Prof. Ing. František Vejražka, Csc, 1996 vydavatelství ČVUT
- [5] Building a simple spectrum analyzer with dsPIC30F4013, Lian Xiangyu, Jiang Chunpuang, 2011, bachelor's thesis
- [6] Techniques for Low-Cost Spectrum Analysis on Quadrature Demodulation Architectures, Brendon Fredlund, 2010

Vedoucí: **Ing. Vladimír Janiček, Ph.D.**

Platnost zadání: 31. 8. 2016



prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 3. 2. 2015

Poděkování

Rád bych touto cestou poděkoval mému vedoucímu práce Ing. Vladimíru Janíčkovi, Ph.D. za jeho odbornou pomoc při vypracování této diplomové práce.

Anotace:

Práce se zabývá problematikou spektrálních analyzátorů signálů. Obsahuje porovnání jednotlivých řešení spektrálních analyzátorů signálů a jejich principy. Následně je zde vybrán a popsán spektrální analyzátor na směřovací principu. Dále práce obsahuje veškeré výpočty popisující spektrální analyzátor na směšovací principu, technickou dokumentaci, konstrukční plány a naměřené výsledky.

Klíčová slova:

Analyzátor, směšování, zesilovač, preselektor, oscilátor, mezifrekvenční filtr, detektor, mikrokontrolér

Summary:

This project deals with problem of spectrum analyzers. It includes a comparison of solutions of spectrum analyzers and their principle. Then there is the chosen and described spectral analyzer with superheterodyne principle. The work includes all calculations describing the spectrum analyzer technical documentation design plans and the measured results.

Index terms:

Analyzer, mixing, amplifier, preselector, oscillator, intermediate frequency, detector, microcontroller

Obsah:

1. Úvod.....	10
2. Typy spektrálních analyzátorů.....	11
2.1 Analyzátor s pevnými filtry	11
2.2 Analyzátor s přeladitelným filtrem	12
2.3 Analyzátor se superheterodynním principem.....	12
2.4 Číslicové spektrální analyzátory	13
3. Výběr vhodných vlastností analyzátoru.....	15
4. Porovnání s komerčními typy analyzátorů	16
5. Zapojení analyzátoru.....	17
6. Vstupní dělič a zesilovač	18
7. Preselektor	22
7.1 Návrh filtrů.....	23
7.2 Zapojení preselektoru.....	29
8. Místní oscilátor	31
8.1 Požadavky na místní oscilátor.....	31
8.2 Obvod přímé digitální syntézy	33
9. Směšovač	41
10. Mezifrekvenční filtr	42
10.1 Návrh příčkového filtru.....	43
10.2 Zapojení mezifrekvenčního filtru.....	46
11. VF detektor	47
12. Komunikační modul	48
13. MCU	50
14. Zdroj symetrického napájení 5 V.....	54
15. Zdroj napájení 2x 5 V	57

16. Návrh blokačních kondenzátorů	59
17. Návod pro použití analyzátoru	61
18. Měření se spektrálním analyzátorem	63
19. Konstrukce desek plošných spojů	66
20. Ekonomická analýza	68
21. Závěr	69
22. Použitá literatura	70
23. Přílohy	73

Seznam použitých zkratek a symbolů

AD	analogově digitální
ADC	Analog to Digital Converter - Analogově digitální převodník
C (F)	kondenzátor
CON	Connector - konektor
DA	digitálně analogový
DAC	Digital to Analog Converter - digitálně analogový převodník
DC	Direct current - stejnosměrný proud
DDS	Direct Digital Synthesis - přímá digitální syntéza
DP	dolní propust
DPS	deska plošných spojů
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory - elektricky programovatelná a mazatelná paměť typu ROM
ESR	ekvivalentní sériový odpor
f (Hz)	kmitočet
FB	Ferrite Bead - feritová perla
f _{CLK} (Hz)	hodinový kmitočet
FFT	Fast Fourier Transform - rychlá Fourierova transformace
GND	Ground - zem
HP	horní propust
HW	Hardware
IC	Integrated Circuit - integrovaný obvod
IO	integrovaný obvod
K	relé
k _B	konstanta pro výpočet filtrů
k _C	konstanta pro výpočet cívek
k _L	konstanta pro výpočet kondenzátorů
LCD	Liquid Crystal Display - displej s tekutými krystaly
LSB	Least Significant Bit - nejméně významný bit
MCU	Microcontroller unit - mikrokontrolér
Mf	mezifrekvenční
MIPS	Million Instruction Per Second - milion instrukcí za sekundu
MSB	Most significant bit - nejvíce významný bit

NDP	normovaná dolní propust
PC	Personal Computer - osobní počítač
PP	pásmová propust
ppm	Parts Per Million- části na milion
PZ	pásmová zadrž
R (Ω)	elektrický odpor
ROM	Read Only Memory - paměť pouze pro čtení
RS232	sériová linka
RXD	Received exchange Data - příjem dat
t (s)	čas
T	tranzistor
TRIM	trimr
TXD	Transmit exchange Data - odeslání dat
U (V)	napětí
UART	Universal Asynchronous Receiver/Transmitter - univerzální asynchronní přijímač/vysílač
US	usměrňovač
VCO	Voltage Controlled Oscillator - napětím řízený oscilátor
$\Delta\varphi$	změna fáze
$\Delta\omega$	změna úhlového kmitočtu
φ	fáze
ω_0	geometrický průměr úhlového kmitočtu
ω_c	mezní úhlový kmitočet
ω_{c1}	dolní mezní úhlový kmitočet
ω_{c2}	horní mezní úhlový kmitočet
+VCC	kladné napájecí napětí
-VCC	záporné napájecí napětí

1. Úvod

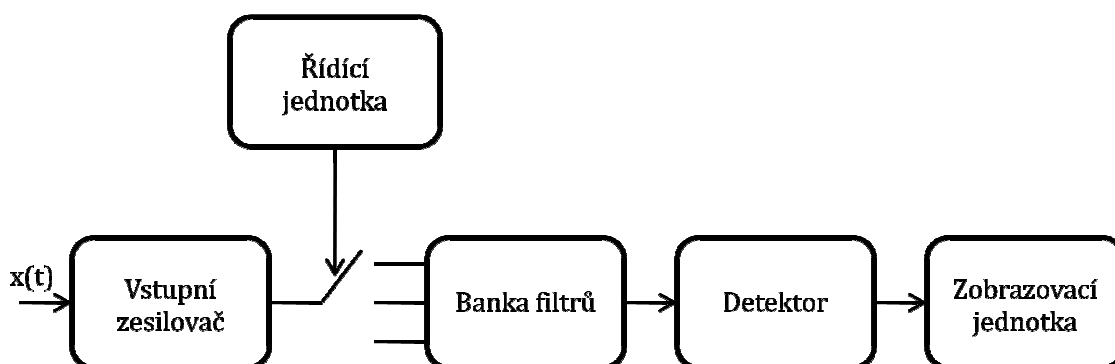
Toto téma jsem si vybral, protože spektrální analyzátory dostupné na trhu jsou drahé, nebo jsou součástí jiného zařízení. Cílem mé práce je vytvořit takový spektrální analyzátor, který by měl dostatečné parametry pro použití amatéry a mohl být sestaven v amatérských podmínkách s minimálními nároky na vybavení a náklady.

2. Typy spektrálních analyzátorů

Spektrální analyzátoři používají různé principy detekce jednotlivých spektrálních složek signálu. Celkem jsou k dispozici 3 principy, na kterých může spektrální analyzátor pracovat. První princip je filtrační, druhý superheterodynní princip a třetí využívá rychlé Fourierovy transformace. Vybrané typy budou popsány v následujících kapitolách.

2.1 Analyzátor s pevnými filtry

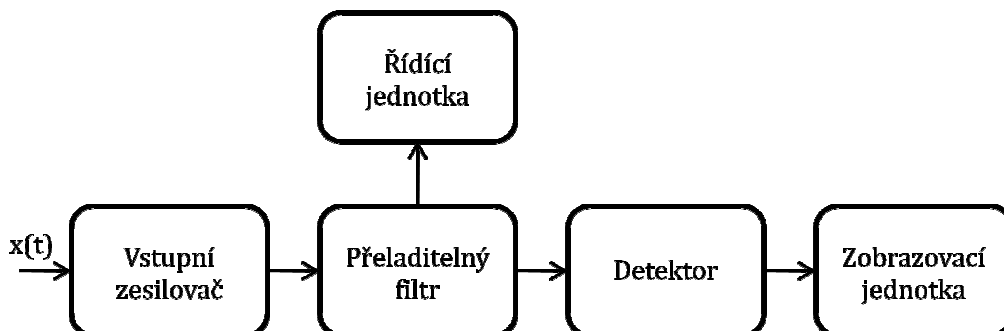
Hlavní částí tohoto typu spektrálního analyzátoru je banka pevných filtrů. Filtry jsou typu pásmová propust a jsou nastaveny v logaritmické nebo lineární stupnici. Výstup každého filtru může být přiveden na samostatný demodulátor a zesilovač nebo výstupy filtrů mohou být postupně přiváděny na demodulátor a zesilovač pomocí multiplexeru. Frekvenční rozlišení u tohoto typu nelze změnit. Rovněž nelze změnit zobrazení jednotlivých frekvencí, protože filtry jsou nastaveny pevně. Hodnota napětí na výstupu každého filtru je následně zpracována zařízením a zobrazena na obrazovce. Tento typ se hlavně využívá v audiotechnice. Výhodou tohoto zařízení je jednoduchost. Nevýhodou tvoří velké množství filtrů pro velké frekvenční rozlišení. Problém představují i samotné filtry, protože zabírají velký objem v zařízení. Také cena filtrů pro vyšší frekvence (od jednotek MHz) není příznivá, protože musí být sestaveny ze součástek s vysokou jakostí. Pokud mají být filtry úzkopásmové, musí být vyšších řádů, což opět způsobuje další nárůst ceny. Blokové schéma je na obr. 2.1.



Obr. 2.1 Analyzátor s pevnými filtry

2.2 Analyzátor s přeladitelným filtrem

Jde o princip podobný předchozímu, ale s tím rozdílem, že je zde přítomen pouze jeden přeladitelný filtr. Bokové schéma je na obr. 2.2. Řídící jednotka v tomto zařízení postupně přeladuje filtr pomocí sériově-paralelní kombinace obvodových prvků, například kondenzátoru.



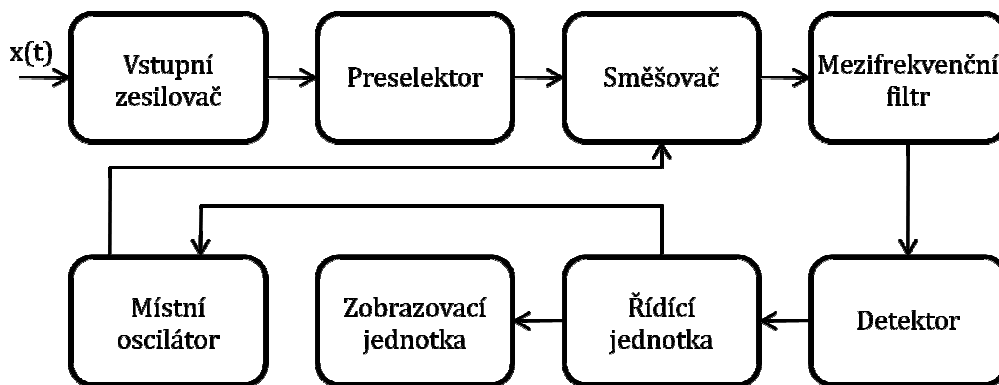
Obr. 2.2 Analyzátor s přeladitelným filtrem

Toto zařízení již umožňuje uživateli zvolit frekvenční rozlišení a skenování různých částí spektra v omezeném rozsahu. Největší nevýhodou tohoto zařízení je jeho objemnost a velká cena. Cena se opět odvíjí od nákladnosti součástek pro filtr a také od složité řídicí jednotky. Tento princip lze využít pro analýzu signálů o kmitočtu několika desítek MHz.

2.3 Analyzátor se superheterodynním principem

Tento analyzátor využívá směšování dvou signálů tak, aby vznikl nový kmitočet na nižším, nebo vyšším kmitočtu, než je vstupní kmitočet. Při směšování dvou signálů vznikají dva nové kmitočty a to rozdílový a součtový kmitočet. Jak název napovídá, rozdílový kmitočet je rozdíl mezi frekvencemi směšovaných signálů a součtový signál je naopak součtem frekvencí směšovaných signálů. Směšování se provádí ve směšovači, jehož základním prvkem je analogová násobička, nebo jiný nelineární prvek. Cílem je získat na výstupu tzv. mezifrekvenční kmitočet, který je stálý. Protože mezifrekvenční kmitočet je stálý, dobře se zesiluje a filtruje. Princip je vysvětlen pomocí obr. 2.3. Po zesílení signálu pomocí vstupního zesilovače musíme spektrálně omezit vstupní signál, aby nedocházelo k zachycení zrcadlových kmitočtů. K tomuto účelu slouží preselektor. Zrcadlový kmitočet je vzdálen od zjišťovaného kmitočtu o dvojnásobek mezifrekvenčního kmitočtu. Preselektor je zařízení, které obsahuje banku filtrů. Následně je tento signál přiveden do směšovače. Do směšovače je přiveden

sinusový signál z místního oscilátoru a analyzovaný signál. Protože chceme pouze jednu ze dvou vzniklých složek, je za směšovačem mezifrekvenční filtr navržený právě na daný kmitočet. Mezifrekvenční filtr je typu pásmová propust s úzkou šířkou propustného pásma. Úloha zbylých bloků je již jasná. Je patrné, že díky pevně dané mezifrekvenci není zapotřebí velkého množství kvalitních filtrů. Došlo tedy k redukcii počtu filtrů.



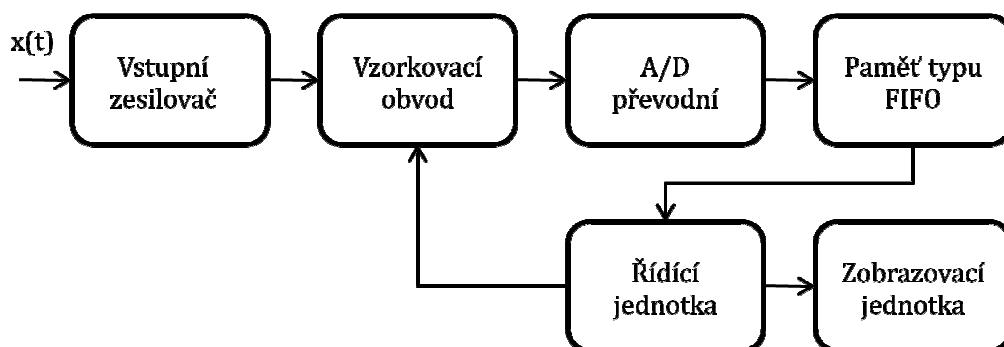
Obr. 2.3 Analyzátor se superheterodyním principem

Tento typ analyzátorů je poměrně levný a lze jej použít pro frekvence od jednotek kHz až do desítek GHz. Jedinou nevýhodou tohoto zařízení je přítomnost místního oscilátoru, který může být zdrojem rušení.

2.4 Číslicové spektrální analyzátoary

Princip spočívá v diskretizaci analogového signálu v čase i amplitudě. Diskretizace v čase se provádí pomocí vzorkovacího obvodu a diskretizace v amplitudě pomocí analogově číslicového převodníku. Vzorky jsou poté uloženy do paměti a zpracovány pomocí diskretní rychlé Fourierovy transformace ve výkonném procesoru. Blokové schéma je na obr. 2.4. Kvalita zobrazeného spektra tedy závisí na kvalitě vzorkovacího obvodu, vzorkovací frekvenci a rozlišení AD převodníku. Kvalitou vzorkovacího obvodu je myšlena skutečnost, zda vzorkovací obvod je schopen přesně navzorkovat napětí signálu a toto napětí udržet po dobu převodu napětí v analogově číslicovém převodníku. Tyto analyzátoary obsahují rychlé analogově-číslcové převodníky, rychlé paměti a procesory. Převodníky jsou 8-mi bitové až 10-ti bitové paralelní převodníky.

Procesor musí být schopen provést velké množství operací za sekundu, aby výpočet spektra a jeho zobrazení netrvalo příliš dlouho.



Obr. 2.4 Číslicový spektrální analyzátor

Tento princip se používá pro frekvenční rozsah od jednotek Hz do jednotek GHz. Má dobré frekvenční rozlišení, možnost nastavení výpočtových funkcí, zobrazení fázového spektra a také umožňuje připojení k PC pomocí sběrnice. Jejich jedinou nevýhodou je relativně velká pořizovací cena.

3. Výběr vhodných vlastností analyzátoru

Z předchozího textu již známe jednotlivé výhody i nevýhody různých typů analyzátorů. Vhodné by bylo spojení výhodných vlastností superheterodynního analyzátoru a číslicového analyzátoru. Superheterodynní analyzátor je levný a může pracovat v širokém rozsahu frekvencí, ale má náročnou analogovou část. Číslicový analyzátor poskytuje konektivitu k PC, ale obsahuje drahý procesor a složitý program.

Rozhodl jsem se použít analyzátor se superheterodynním principem a zapojení doplnit o mikrokontrolér od firmy Atmel, který bude řídit celé zařízení a poskytovat konektivitu k PC přes vhodné rozhraní. Zařízení bude ovládáno pomocí PC. Samotný průběh spektra bude zobrazen v PC za použití vhodného programu. Pokusím se vybrat a použít takový program, který je buď zdarma, nebo jej má téměř každý v PC. Důvodem takového výběru programu je snížení pořizovací ceny. Toto zařízení bude také výrazně levnější, než prodávané typy a bude si jej moci vyrobit téměř každý sám doma s minimálními nároky na vybavení. Vybrané parametry analyzátoru jsou v tabulce 3.1.

Tab. 3.1 Parametry analyzátoru

Frekvenční rozsah	1 kHz až 65 MHz
Frekvenční rozlišení	1 kHz
Napěťový rozsah	1 mV až 10 V
Zobrazovací zařízení	monitor PC
Komunikace s PC	ano
Cena	do 5 000 Kč

Parametry v tabulce 3.1 byly vybrány podle požadavků, které může mít radioamatér pracující v běžných domácích podmínkách. Frekvenční rozsah by měl postačovat, protože jediná VF zařízení, která lze bez větších problémů sestavit doma, jsou různé oscilátory do několika desítek MHz a vysílač nebo přijímač na frekvenci 27 MHz. Frekvenční rozlišení postačí 1 kHz, aby analyzátor mohl být použit pro sledování zkreslení při konstrukci Hi-Fi zařízení a jiných zařízení, kde je zapotřebí dosáhnout malého zkreslení signálu. Horní část napěťového rozsahu byla zvolena s ohledem na to, že většina zařízení vyrobená radioamatéry je napájena 9 V bateriemi. Nejmenší rozsah byl zvolen tak, aby bylo možné detekovat i relativně slabé signály. Protože dnes se ani radioamatér při navrhování složitějších zařízení (schémata, DPS, atd.) neobejde bez PC, zařízení bude poskytovat připojení k PC.

4. Porovnání s komerčními typy analyzátorů

Protože na trhu je celá řada analyzátorů, je vhodné srovnat jejich parametry se zadanými parametry. Porovnání je prezentováno tabulkami Tab. 4.1 a Tab. 4.2.

Tab. 4.1 Porovnání parametrů

Zařízení	Projekt	HP 3588A	HP 3580A
Frekvenční rozsah	1 kHz - 65 MHz	10 Hz - 150 MHz	5 Hz - 50 kHz
Frekvenční rozlišení	1 kHz	1,14 Hz	1 Hz
Napět'ový rozsah	50 dB	40 dB	100 dB
Zobrazovací zařízení	monitor PC	CRT obrazovka	CRT obrazovka
Komunikace s PC	Ano	HPIB	ne
Cena	5 000 Kč	84 000 Kč	35 000 Kč

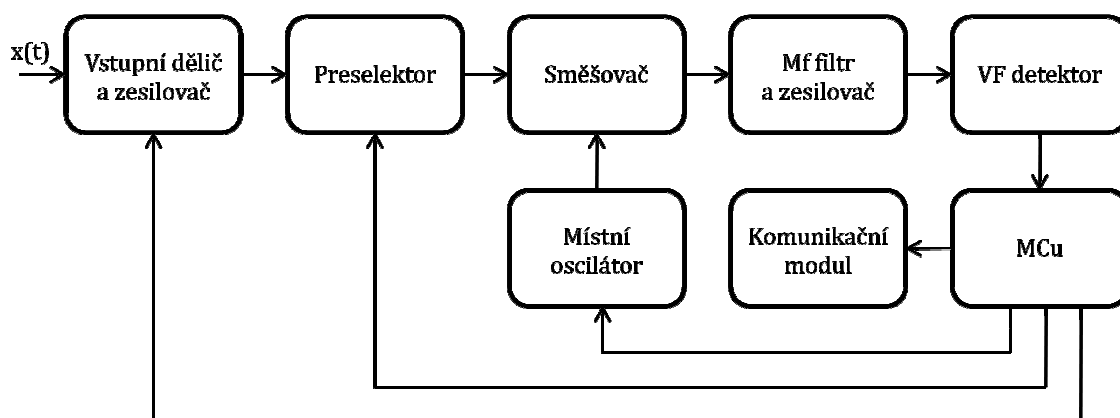
Tab. 4.2 Porovnání parametrů

Zařízení	DSO5102B	DSA815/TG
Frekvenční rozsah	0 Hz - 100 MHz	9 kHz - 1,5 GHz
Frekvenční rozlišení	97,6 kHz	100 Hz
Napět'ový rozsah	10 dB	200 dB
Zobrazovací zařízení	LCD 800x400 b	LCD 800x400 b
Komunikace s PC	USB	USB, LAN
Cena	11 600 Kč	44 400 Kč

HP 3588A a HP 3580A jsou dnes již zastaralé spektrální analyzátoary, které lze zakoupit v bazarech. Následující dva analyzátoary jsou současné typy, které lze zakoupit v obchodech, přičemž Hantek DSO5102B je digitální osciloskop s vestavěnou FFT. Ze srovnání parametrů a cen vyplývají výhody i nevýhody mého projektu. Moje zařízení bude určeno především pro amatérské použití, takže parametry postačují pro běžného amatérského konstruktéra i radioamatéry.

5. Zapojení analyzátoru

Pro popis zařízení použiji blokové schéma na obr. 5.1. Hlavní inovací celého zařízení je modernizace částí známého směšovacího principu použitím moderních komponentů a použitím mikrokontroléru ATmega16 od firmy Atmel, který bude řídit celé zapojení. Tento mikrokontrolér bude kromě řízení celého zařízení zajišťovat komunikaci s PC. ATmega16 má velké množství zabudovaných periférií, včetně třech komunikačních periférií a AD převodníku. Použitím tohoto mikrokontroléru nemusíme používat externí periférie a převodníky, takže dojde k úspoře nákladů, plochy DPS i návrhového času. Další inovací je fakt, že toto zařízení bude možné sestrojít doma, takže při sestavování se čtenář poučí jako samotné teorii, tak o praktických problémech.

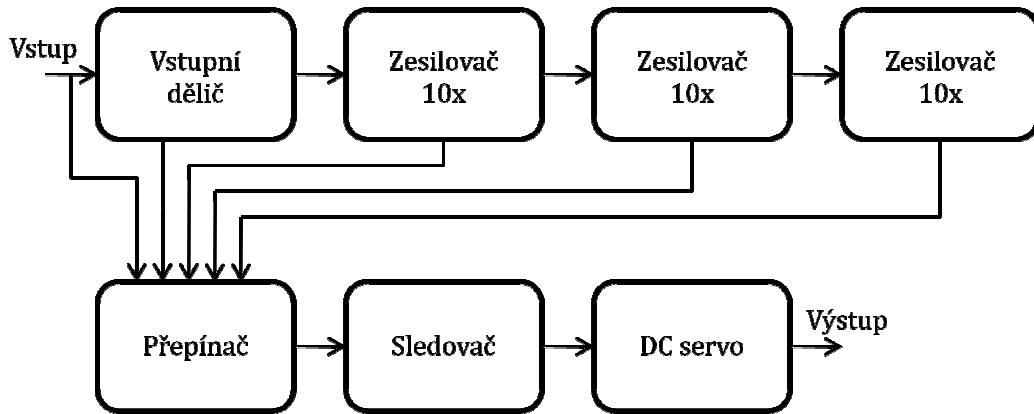


Obr. 5.1 Blokové schéma

Signál nejprve prochází skrz vstupní dělič a předzesilovač, kde dojde k úpravě amplitudy vstupního signálu. upravený signál prochází skrz preselektor, kde dojde k omezení spektra signálu. Takto upravený signál vstupuje do směšovače, kde se vytvoří mezifrekvenční kmitočet, který je následně zpracován v bloku s mezifrekvenčním filtrem a zesilovačem. Amplituda mezifrekvenčního filtru je zjištěna pomocí VF detektoru a převedena na číslo pomocí AD převodníku v MCU. MCU řídí celé zařízení včetně nastavování frekvence místního oscilátoru. MCU také řídí veškerou komunikaci s PC. V následujících kapitolách se budu věnovat popisu jednotlivých bloků tak, jak signál postupuje celým zařízením směrem od vstupu až po zobrazení dat na monitoru PC.

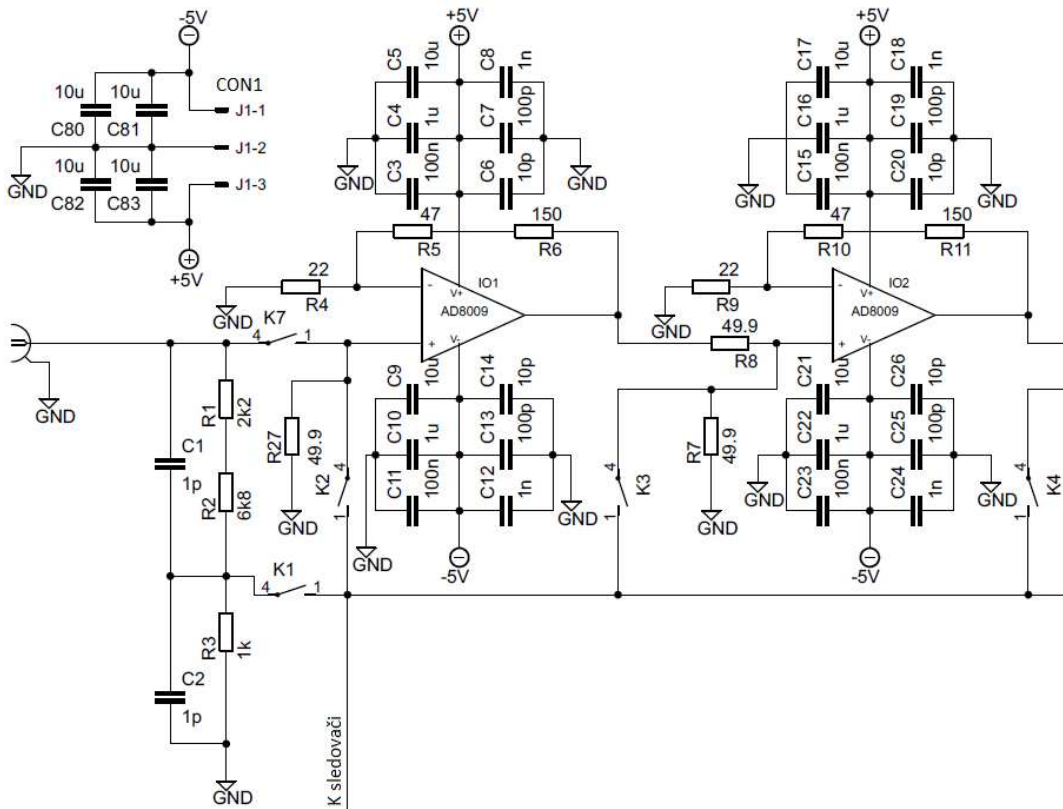
6. Vstupní dělič a zesilovač

Analyzátor musí být schopen pracovat v širokém rozsahu amplitud vstupního signálu, a proto musí obsahovat obvod, který zeslabí, zesílí nebo přímo přivede vstupní signál na presektor. K tomuto účelu slouží obvod, jehož blokové schéma je na obr. 6.1.



Obr. 6.1 Blokové schéma vstupního děliče a zesilovače

Na následujícím schématu na obr. 6.2 vysvětlím funkci vstupního děliče a zesilovače 10x a 100x. Uvedu zde jen část schématu se zesilovači, protože celé schéma je příliš velké.



Obr. 6.2 Vstupní dělič a zesilovač část 1.

Odporů R1, R2 a R3 tvoří vstupní dělič s dělicím poměrem 1:10 a jeho výstup je přiveden na kontakt relé K1. Signál ze vstupního konektoru je také přiveden přes kontakt relé K7 přímo na zesilovač tvořený IO1. Tento zesilovač poskytuje zesílení 10x. IO1 je zapojen jako neinvertující zesilovač, jehož zpětnou vazbu tvoří odporů R4, R5 a R6. Protože operační zesilovače AD8009 jsou typu CF (Current Feedback), musí být odporů zpětné vazby navrženy tak, aby měly hodnotu v oblasti stovek Ω , jinak operační zesilovač bude pomalý a vzroste zkreslení. Doporučená hodnota součtu zpětnovazebních odporů by se měla pohybovat podle katalogového listu [1] od 220 Ω do 640 Ω pro maximální rychlost přeběhu a minimální zkreslení. Výpočet odporů zpětné vazby uvádí vztah (6.1).

$$Au = 1 + \frac{R_F}{R_G} \quad (6.1)$$

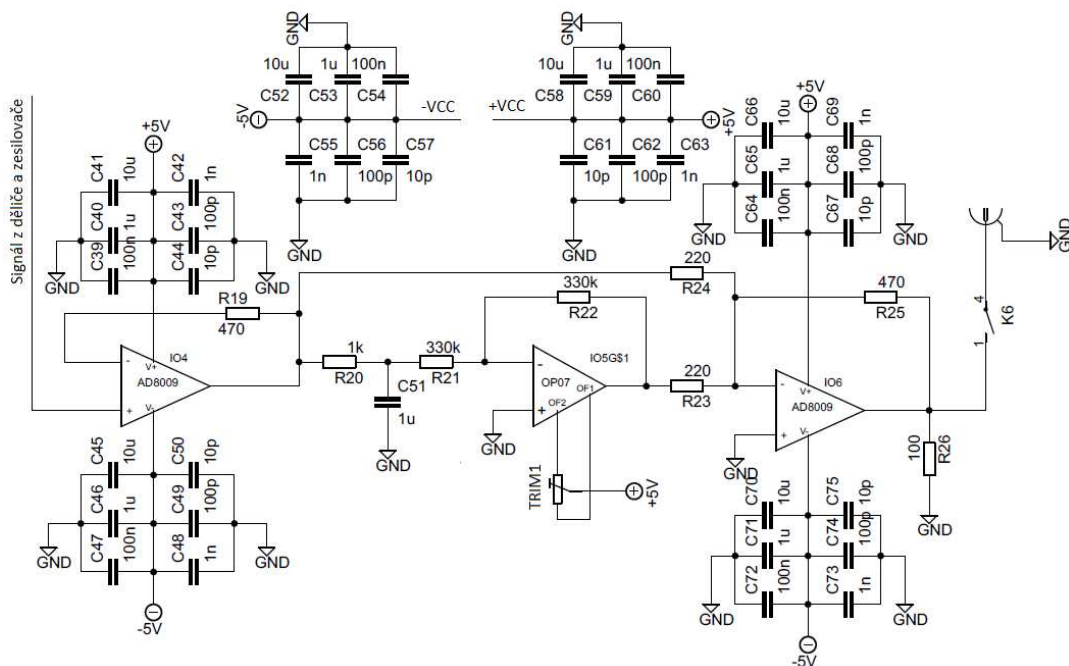
Odpor R_F o hodnotě 197 Ω je složen pomocí sériové kombinace odporů R5 47 Ω a R6 150 Ω . Odpor R_G je tvořen odporem R4 22 Ω . Na výstupu OZ1 je zapojen odpor R6 o hodnotě 49,9 Ω , který se vstupní kapacitou 2,5 pF neinvertujícího vstupu IO2 tvoří filtr typu DP pro odstranění případných zákmitů na výstupu IO2 a zvýšení stability IO2. R7 slouží společně s R6 jako zátěž, aby nedocházelo k rozkmitání IO2. Kondenzátory C3 až C24 jsou blokační kondenzátory napájení. Kondenzátory C80 až C83 jsou místní blokovací kondenzátory umístěné u napájecího konektoru se zámkem CON1. Návrh blokačních kondenzátorů je popsán v kapitole 18. Další operační zesilovače jsou zapojeny shodně jako IO1. Popsané schéma zajišťuje přivedení vstupního signálu v daném poměru na vstup napěťového sledovače, a to v poměru 1:10, 1:1, 10:1, 100:1 a 1000:1.

Nyní na následujícím obr. 6.3 vysvětlím funkci napěťového sledovače a DC serva. Signál je přiveden na napěťový sledovač tvořený IO4. Ten plní funkci proudového zesílení. Výstup sledovače je přiveden na LP filtr tvořený R20 a C51. Mezní kmitočet LP filtru snadno vypočítáme pomocí vztahu (6.2), který je 159,2 Hz.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (6.2)$$

Tento filtr je součástí DC serva, které má za úkol odstranit stejnosměrnou složku ze signálu. Stejnosměrná složka by způsobila zkreslení signálu při směřování, a proto je nutné ji odstranit. Tento problém je podrobněji vysvětlen v kapitole 8.2.

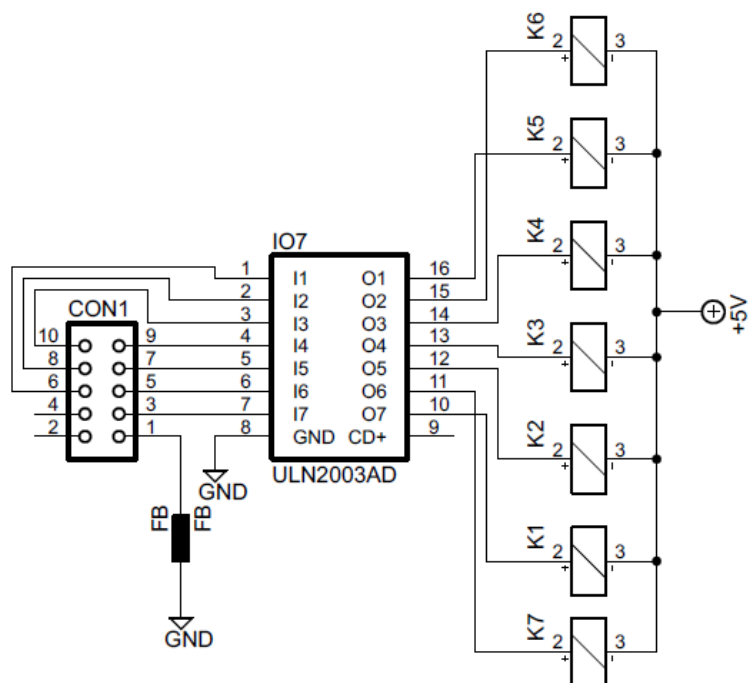
Výstup LP filtru je přiveden na vstup invertujícího zesilovače tvořený IO5 se zesílením 1. IO5 je přesný operační zesilovač s kompenzací offsetu. Trimr TRIM1 slouží ke kompenzaci offsetu IO5. Výstup tohoto zesilovače je přiveden na analogovou sčítačku tvořenou odpory R23, R24 a R25 a operačním zesilovačem IO6. IO6 je zapojen jako invertující zesilovač se zesílením 2. Proud tekoucí odpory R23 a R24 je velikostí shodný s proudem tekoucím odporem R25. Proud tekoucí odporem R25 má opačný směr, než součet proudů tekoucí odpory R24 a R23, a tím je na výstupu IO napětí odpovídající součtu napětí na odporech R23 a R24. Analogová sčítačka zesiluje 2x, protože při odstranění DC složky bude amplituda signálu o polovinu menší oproti signálu na vstupu posunutému o polovinu hodnoty napětí špička-špička. V případě, že vstupní signál nebude obsahovat stejnosměrnou složku, dojde k zesílení signálu 2x. Toto zesílení lze potlačit snížením stupně zesilovače pomocí přepínače viz obr. 6.1. Výstup IO6 je přiveden na kontakt relé K6, které přepíná výstup celého zařízení k bance filtrů.



Obr. 6.3 Vstupní dělič a zesilovač část 2.

Poslední částí vstupního děliče a zesilovače je přepínač. Tento obvod je rozprostřen po celém vstupním zesilovači a předzesilovači. Jeho hlavní součástí jsou veškerá relé v zapojení a obvod na obr. 6.4. Toto zapojení je tvořeno obvodem ULN2003A [2], jehož vstupy jsou připojeny ke konektoru CON1. Na CON1 jsou přiváděny řídicí signály z mikrokontroléru popsaného v kapitole 13. ULN2003A je bipolární tranzistorové pole, které obsahuje upínací diody. Díky integrovaným upínacím

diodám tento obvod šetří jak místo na DPS, tak náklady na výrobu. Feritová perla FB slouží k propojení země se zemí DPS, kde je umístěn mikrokontrolér. Feritová perla zabráňuje průniku VF rušení do desky s mikrokontrolérem.



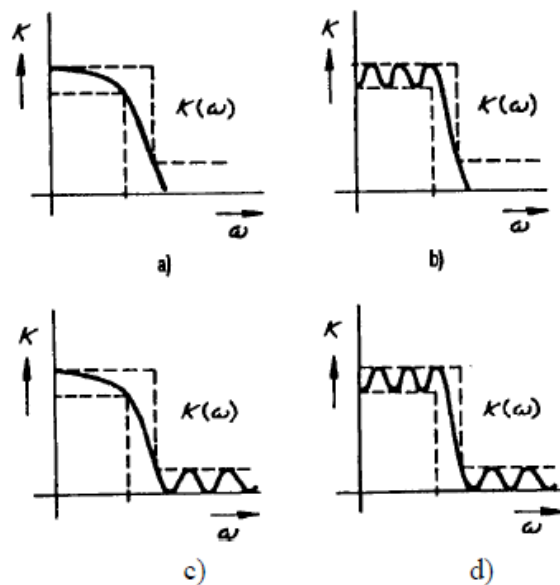
Obr 6.4 Část přepínače

Celé zapojení vstupního děliče a zesilovače upravuje amplitudu vstupního signálu, odstraňuje z něj stejnosměrnou složku a poskytuje dostatečné proudové zesílení vstupního signálu pro další zpracování. Celé schéma tohoto zapojení nalezneme v příloze [A] a plán DPS v příloze [B].

7. Preselektor

Aby nedocházelo k zachycení zrcadlových kmitočtů, musí být před směšovačem zařazena banka filtrů, která tento jev potlačí. Zrcadlové kmitočty jsou takové, které jsou o dvojnásobek mezifrekvence vyšší i nižší, než zpracovávaný kmitočet. Tato problematika je podrobně popsána v kapitole 10. V této bance filtrů jsou přítomny 2 filtry, protože jsem zvolil mezifrekvenční kmitočet 40 MHz. Nejnižší zpracovatelná frekvence analyzátoru je 1 kHz, tudíž zrcadlový kmitočet je na frekvenci 80,001 MHz. Zvolil jsem tedy 2 filtry. První je typu DP, který propouští kmitočty do 50 MHz a má maximální útlum od kmitočtu 80 MHz výše. Při nastavení analyzátoru na 50 MHz bude zrcadlový kmitočet na frekvenci 130 MHz a při nastavení analyzátoru na 100 MHz budou další zrcadlové kmitočty na frekvencích 20 MHz a 180 MHz. Takže druhý filtr musí být typu PP, který propouští kmitočty od 50 MHz do 100 MHz. Tento filtr musí mít maximální útlum pro kmitočty od 0 MHz do 20 MHz a pro kmitočty od 130 MHz výše. Důvod zvolení horní frekvence je popsán v kapitole 8.2. Nyní je třeba vybrat vhodnou aproximaci filtru. Tvary modulových charakteristik různých aproximací filtrů jsou na obr. 7.1.

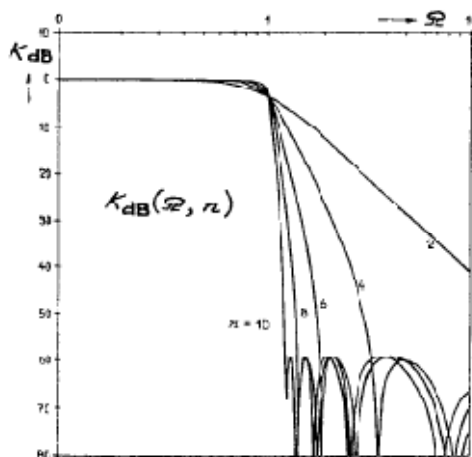
Potřebujeme plochý tvar modulové charakteristiky v propustném pásmu, aby nedošlo k zkreslení výsledků měření, strmý přechod do nepropustného pásma a maximální útlum v nepropustném pásmu.



Obr. 7.1 Modulové charakteristiky filtrů s různými aproximacemi [3]

a) Butterworthův filtr, b) Čebyševův filtr, c) inverzní Čebyševův filtr, d) Cauerův filtr

Tyto požadavky vylučují použití Čebyševovy a Caurerovy aproximace. Zůstává tedy Butterworthova a inverzní Čebyševova aproximace. Strmější přechod do nepropustného pásma má inverzní Čebyševova aproximace, ale jak ukazuje detail modulové charakteristiky na obr. 7.2, tato aproximace má nepříjemné zvlnění v nepropustném pásmu. Toto zvlnění může opět zkreslit výsledky měření díky malému potlačení kmitočtů v nepropustném pásmu. Vlivem zvlnění modulové charakteristiky v nepropustném pásmu může dojít k zachycení zrcadlových kmitočtů.



Obr. 7.2 Modulové charakteristiky filtrů s Čebyševovou aproximací různého řádu [3]

Zbývá tedy Butterworthova aproximace. Má sice méně strmý přechod z propustného do nepropustného pásma, ale tento nedostatek lze nahradit použitím vyššího řádu filtru.

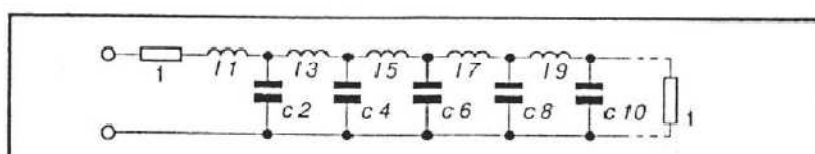
7.1 Návrh filtrů

Nyní se budu zabývat návrhem dolní propusti a pásmové propusti s Butterworthovou aproximací. Při návrhu RLC filtrů se používá kmitočtové a impedanční normování. Při tomto postupu získáme normované hodnoty součástek. Následně z katalogů normovaných dolních propustí (NDP) vybereme vhodnou aproximaci a řád filtru. Následně přejdeme odnormováním z NDP na požadovaný typ filtru (DP, HP, PP, PZ). Používání normování na NDP je výhodné, protože se zjednoduší návrh filtru.

Nyní začneme s návrhem DP. Potřebujeme DP takovou, aby měla co nejmenší útlum v propustném pásmu od 0 MHz do 50 MHz. Poznamenejme, že pokud budeme počítat s mezním kmitočtem 50 MHz, bude na této frekvenci útlum 3 dB proti maximu. Musíme tedy zvolit vyšší mezní kmitočet tak, abychom dosáhli konstantního útlumu do 50 MHz, a abychom zároveň měli co nejvyšší útlum pro kmitočty

od 80 MHz, jak bylo zmíněno v kap. 7. Po několika pokusech bylo zjištěno, že je vhodné zvolit mezní frekvenci 57 MHz. Nyní musíme zvolit zatěžovací impedanci filtru. Zvolil jsem 100 Ω kvůli operačním zesilovačům, u nichž se doporučuje použít 100 Ω jako vstupní i výstupní impedanci. Z tabulky 7.1 vybereme vhodnou aproximaci, řád a strukturu NDP. Vybral jsem filtr s Butterworthovu aproximací 10. řádu se strukturou pí. Nyní známe koeficienty jednotlivých prvků NDP. Vypočítáme koeficienty pro odnormování NDP na DP podle rovnic (7.1) [6].

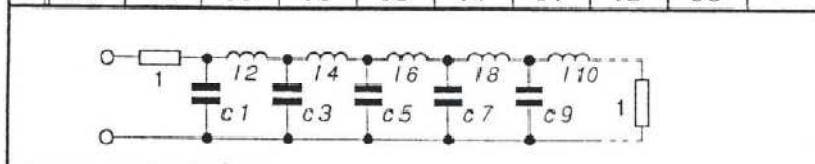
Tab. 7.1 Katalog s koeficienty NDP [5]



Besselova aproximace ($K_{zvl} = 3 \text{ dB}$)										
n	l1	c2	l3	c4	l5	c6	l7	c8	l9	c10
2	0,5746	2,1444								
3	0,3369	0,9690	2,1999							
4	0,2330	0,6714	1,0798	2,2362						
5	0,2743	0,9203	2,5639	0,6954	0,3932					
6	0,1864	0,5794	1,0966	2,5196	0,6023	0,4138				
7	0,1841	0,4766	0,7337	0,7824	2,5815	0,8424	0,2401			
8	0,1257	0,3722	0,5898	0,7400	0,9588	2,5869	0,6805	0,2952		
9	0,1581	0,4593	0,6389	0,7496	2,5911	0,9449	0,6759	0,4112	0,1436	
10	0,0885	0,2609	0,4180	0,5508	0,6655	0,7642	0,9094	2,5841	0,6814	0,2477
	c1	l2	c3	l4	c5	l6	c7	l8	c9	l10

Butterworthova aproximace ($K_{zvl} = 3 \text{ dB}$)										
n	l1	c2	l3	c4	l5	c6	l7	c8	l9	c10
2	1,4142	1,4142								
3	1,0000	2,0000	1,0000							
4	0,7654	1,8478	1,8478	0,7654						
5	0,6180	1,6180	2,0000	1,6180	0,6180					
6	0,5176	1,4142	1,9319	1,9319	1,4142	0,5176				
7	0,4450	1,2470	1,8019	2,0000	1,8019	1,2470	0,4450			
8	0,3902	1,1111	1,6629	1,9616	1,9616	1,6629	1,1111	0,3902		
9	0,3473	1,0000	1,5321	1,8794	2,0000	1,8794	1,5321	1,0000	0,3473	
10	0,3129	0,9080	1,4142	1,7820	1,9754	1,9754	1,7820	1,4142	0,9080	0,3129
	c1	l2	c3	l4	c5	l6	c7	l8	c9	l10

Čebyševova aproximace $K_{zvl} = 0,1 \text{ dB}$										
n	l1	c2	l3	c4	l5	c6	l7	c8	l9	c10
3	1,0316	1,1474	1,0316							
5	1,1468	1,3712	1,9750	1,3712	1,1468					
7	1,1812	1,4228	2,0967	1,5734	2,0967	1,4228	1,1812			
9	1,1957	1,4426	2,1346	1,6167	2,2054	1,6167	2,1346	1,4426	1,4426	
	c1	l2	c3	l4	c5	l6	c7	l8	c9	l10



$$k_L = \frac{R_0}{\omega_c}, \quad k_C = \frac{1}{\omega_c R_0} \quad (7.1)$$

Po dosazení $R_0=100 \Omega$ a $\omega_c = 2\pi \cdot 57 \cdot 10^6$ do vztahu (7.1) vychází koeficient $k_L = 2,7922 \cdot 10^{-7}$ a koeficient $k_C = 2,7922 \cdot 10^{-11}$. Dosazením koeficientů do rovnic (7.2) [7] získáme skutečné hodnoty jednotlivých prvků.

$$L = lk_L, C = ck_c \quad (7.2)$$

Vypočítané hodnoty prvků jsou zaznamenány v tabulce 7.2.

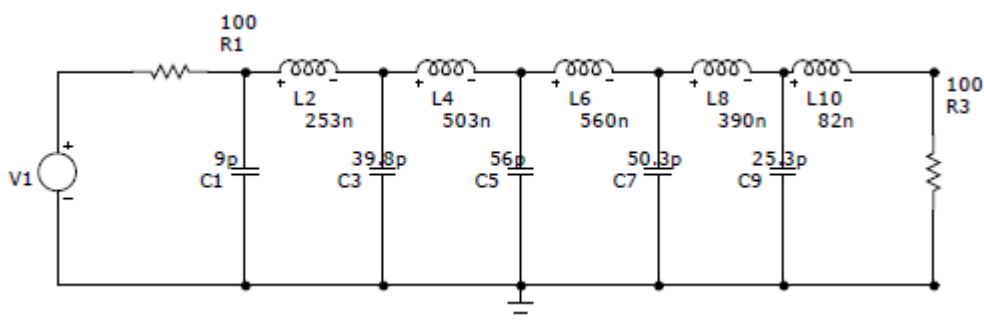
Tab. 7.2 Vypočítané hodnoty prvků pro filtr s Butterworthovou aproximací

C1 (pF)	L2 (nH)	C3 (pF)	L4 (nH)	C5 (pF)
8,74	253,5	39,79	497,6	55,16
L6 (nH)	C7 (pF)	L8 (nH)	C9 (pF)	L10 (nH)
551,6	49,76	394,9	25,35	87,4

Nyní pomocí kombinace vyráběných součástek sestavíme filtr a simulujeme v programu Microcap, abychom ověřili správnost návrhu. Připomenu, že záleží na zvolené struktuře filtru, takže se musíme při zapojení filtru řídit obrázkem na spodní straně tab. 7.1. Do simulace je třeba zadat i sériový parazitní odpor cívek, které hodláme použít, pro co nejpřesnější simulaci. Tabulka 7.3 uvádí hodnoty součástek, které lze sestavit pomocí komerčně vyráběných komponent. Schéma zapojení filtru z komerčně vyráběných součástek je na obr. 7.3 a na obr. 7.4 je zobrazena modulová charakteristika simulovaného filtru při buzení amplitudou 1 V.

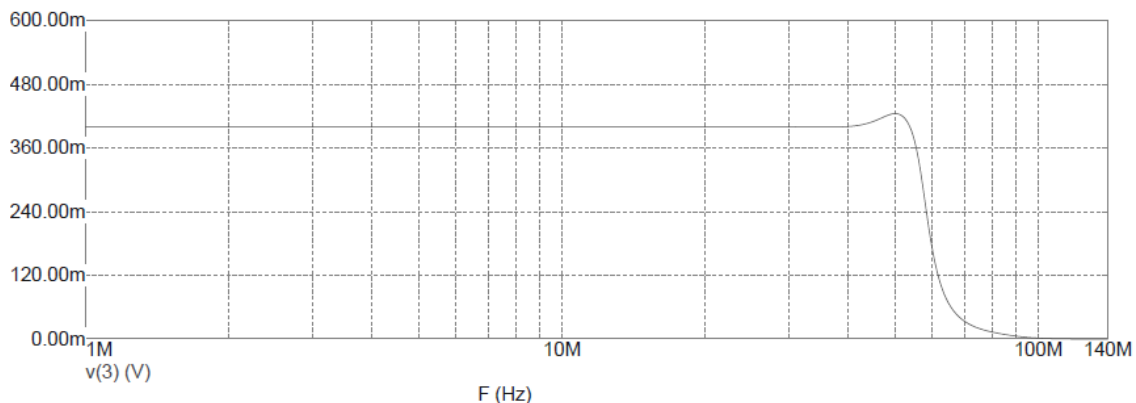
Tab. 7.3 Hodnoty součástek

C1 (pF)	L2 (nH)	C3 (pF)	L4 (nH)	C5 (pF)
9	253	39,8	503	56
L6 (nH)	C7 (pF)	L8 (nH)	C9 (pF)	L10 (nH)
560	50,3	390	25,3	82



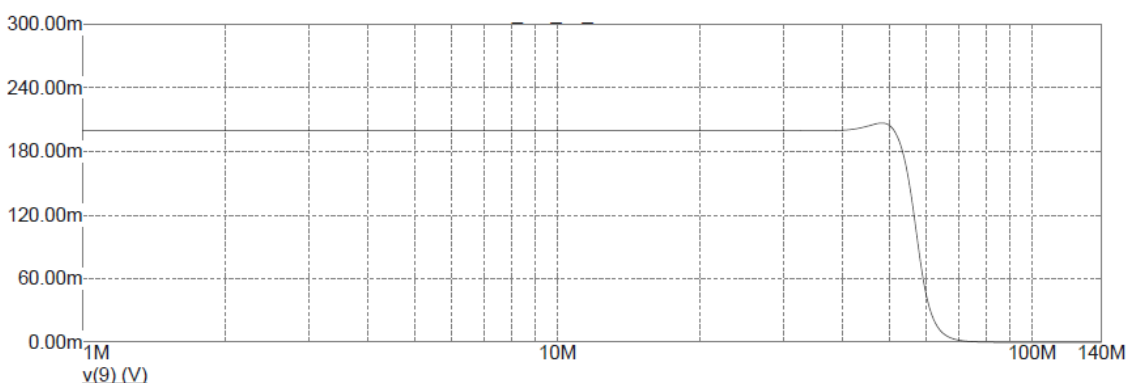
Obr 7.3 Schéma zapojení filtru

Jak je vidět na obr. 7.4, filtr má konstantní útlum v propustném pásmu od 0 MHz do 40 MHz.



Obr. 7.4 Modulová charakteristika filtru 10. řádu s Butterworthovou aproximací

Nepatrné zvlnění je na konci propustného pásma od 40 MHz do 52 MHz, které činí 4,72%. Toto zvlnění je přípustné. Dále si všimněme, že filtr má téměř dostatečné tlumení na frekvenci 80 MHz, kde amplituda signálu dosahuje 12,7 mV při buzení filtru 1 V. Tento jev lze odstranit buď přidáním dalšího řádu filtru, nebo kaskádním řazením filtrů. Protože se mi nepodařilo najít tabulku s koeficienty pro filtry s Butterworthovou aproximací více jak desátého řádu, použil jsem kaskádní zapojení filtrů. Modulová charakteristika této kaskády je na obr. 7.5. Všimněme si, že vzrostl útlum v propustném pásmu a šířka propustného pásma se zúžila na 0 MHz až 50 MHz. Amplituda na frekvenci 80 MHz klesla na 205 μ V, což je postačující.



Obr. 7.5 Modulová charakteristika kaskádně řazených filtrů

Nyní navrhne PP omezující spektrum v rozsahu 50 MHz až 100 MHz se zatěžovacími odpory 100 Ω obdobným způsobem jako DP, ale musíme normovat kmitočet PP na NDP pomocí vztahu (7.3) [8]. Jedná se o vztah pro centrální kmitočet geometricky souměrného filtru.


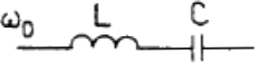
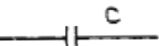
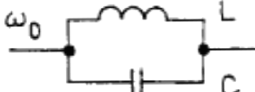
$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}} \quad (7.3)$$

Kde ω_{c1} jsem zvolil 44 MHz a ω_{c2} 106 MHz. Nyní opět použijeme vztahy (7.1), ale za ω_c dosadíme ω_0 . Dále musíme vypočítat koeficient k_B podle vztahu (7.4) [9], kde $\Delta\omega = \omega_{c2} - \omega_{c1}$.

$$k_B = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (7.4)$$

Zvolil jsem filtr s Butterworthovou aproximací 7. řádu se strukturou pí. Koeficienty pro NDP získáme z tab. 7.1. Nyní musíme odnormovat NDP na PP. Toho dosáhneme záměnou prvků podle tabulky. 7.4 a použitím příložených vztahů.

Tab 7.4 Náhrada prvků pro převod NDP na PP [10]

NDP	→	PP:
		 $L = 1 k_L k_B$; $C = \frac{k_c}{k_B 1}$
		 $L = \frac{k_L}{c k_B}$; $C = k_c k_B c$

Tab. 7.5 uvádí vypočítané hodnoty prvků a tabulka 7.6 uvádí hodnoty součástek, které lze sestavit pomocí komerčně vyráběných součástek.

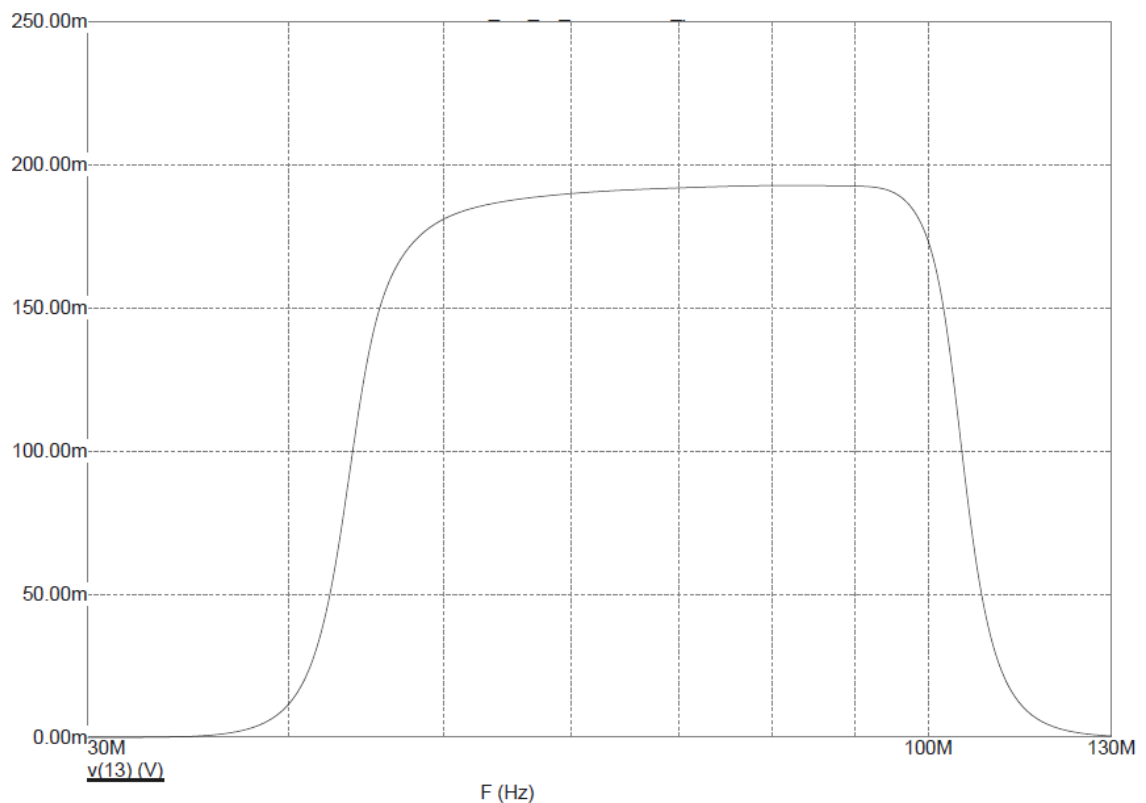
Tab. 7.5 Vypočtené hodnoty prvků

L1 (nH)	L2 (nH)	L3 (nH)	L4 (nH)	L5 (nH)	L6 (nH)	L7 (nH)
475,5	320,1	117,4	513,4	117,4	320,1	475,5
C1 (pF)	C2 (pF)	C3 (pF)	C4 (pF)	C5 (pF)	C6 (pF)	C7 (pF)
11,4	17	46,3	10,6	46,3	17	11,4

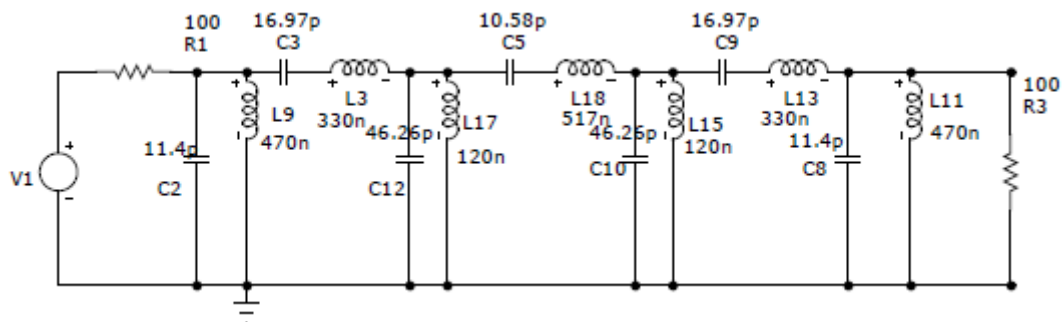
Opět jsem simuloval kaskádní zapojení dvou filtrů s vypočítanými hodnotami se zadáním parazitních sériových odporů při buzení amplitudou 1 V. Modulová charakteristika daného filtru je na obr. 7.6. Schéma samostatného filtru je na obr 7.7.

Tab. 7.6 Hodnoty součástek

L1 (nH)	L2 (nH)	L3 (nH)	L4 (nH)	L5 (nH)	L6 (nH)	L7 (nH)
476	320	117	511	117	320	476
C1 (pF)	C2 (pF)	C3 (pF)	C4 (pF)	C5 (pF)	C6 (pF)	C7 (pF)
11,5	17	46,2	10,5	46,2	17	11,5



Obr. 7.6 Modulová charakteristika PP s Butterworthovou aproximací

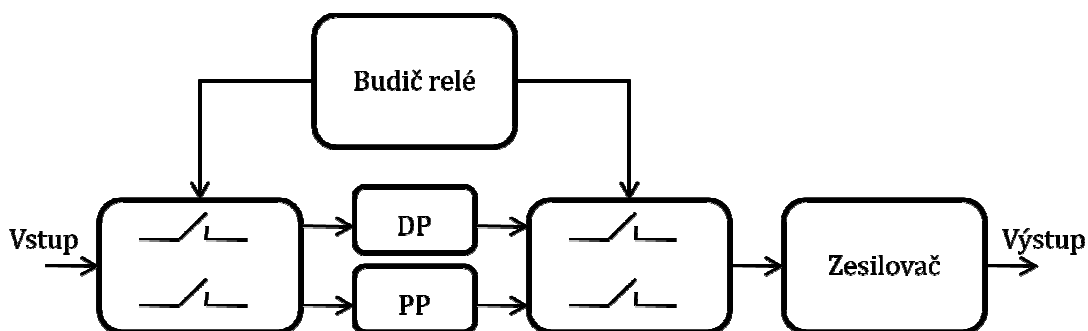


Obr. 7.7 Schéma zapojení PP s Butterworthovou aproximací

Z obr. 7.5 je patrný sklon modulové charakteristiky, který se mi nepodařilo zmírnit. Při frekvenci 50 MHz je amplituda nižší o 6% oproti maximu modulové charakteristiky, což je přípustné.

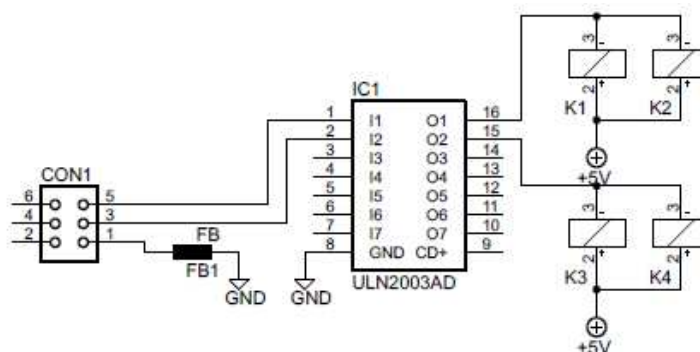
7.2 Zapojení preselektoru

Nejprve porovnejme modulové charakteristiky námi vypočítaných filtrů v kapitole 7.1. Všimněme si, že DP i PP mají stejný útlum signálů v propustném pásmu. Oba filtry utlumí signál 5x. To znamená, že pro zesílení signálu můžeme použít stejný zesilovač, který bude zesilovat signál za filtry 5x a jen budeme přepínat mezi jednotlivými filtry. Takové zapojení šetří místem na DPS i náklady na výrobu zařízení. Jako zesilovač jsem použil operační zesilovač AD8009, který poskytuje při správném zapojení zesílení 10 až do frekvence 320 MHz. Pro přepínání mezi filtry jsem použil malá signálová relé S1A050000 s 5 V DC cívkou, která mají jeden spínaný kontakt [10]. Blokové schéma celého zapojení banky filtrů je na obr. 7.8.



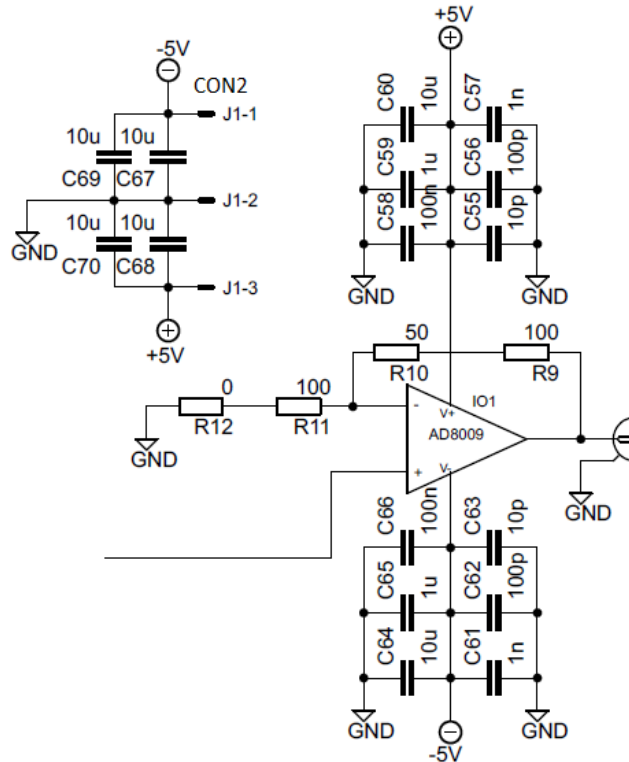
Obr. 7.8 Blokové schéma zapojení banky filtrů

Jako budič relé jsem použil opět obvod ULN2003A. Schéma zapojení ULN2003A je na obr 7.9. Vstupy budiče jsou připojeny ke konektoru CON1. Tento konektor je opět připojen k mikrokontroléru.



Obr. 7.9 Zapojení budiče relé

Na výstupy budiče jsou připojeny cívky relé, která přepínají daný typ filtru ke vstupu zařízení a k zesilovači. Součástka FB je feritová perla, která propojuje zem tohoto zapojení se zemí DPS, kde je umístěn mikrokontrolér. Schéma zesilovače je na obr. 7.10.



Obr. 7.10 Schéma zesilovače

Operační zesilovač je zapojen jako neinvertující zesilovač se zesílením 2,5. Na neinvertující vstup jsou přiváděny jednotlivé filtry. Kondenzátory C58 až C66 jsou blokovací kondenzátory umístěné co nejbližší k IO1. Kondenzátory C69 až C70 jsou místní blokovací kondenzátory umístěné u napájecího konektoru se zámkem CON2. Celé schéma tohoto zapojení nalezneme v příloze [C] a plán DPS v příloze [D].

8. Místní oscilátor

Protože se jedná o analyzátor se směšovacím principem, je zapotřebí zdroj sinusového signálu, který musí generovat signál o mezifrekvenci vyšší, než je nejvyšší zpracovávaný kmitočet. Tento fakt plyne z předpokladu, že při multiplikativním směšování vzniknou 2 složky, a to součtová a rozdílová. Tento analyzátor pracuje s rozdílovou složkou. Je celá řada oscilátorů, které jsou schopné kmitat na frekvenci 100 MHz a vyšší, ale ne všechny jsou vhodné pro tuto aplikaci. Požadavky na oscilátor jsou v následující kapitole.

8.1 Požadavky na místní oscilátor

Kmitočtová stabilita:

Oscilátor nesmí měnit svůj kmitočet v závislosti na teplotě, napájení a čase. Pokud se bude kmitočet oscilátoru výrazně měnit, budeme při směšování dostávat náhodné složky s náhodným rozložením. To by znamenalo, že naměřené hodnoty budou zcela k ničemu. Pokud by se kmitočet měnil jen přijatelně málo, ale zato rychle (řádově stovky ns), pak může dojít k chybné detekci úrovně signálu, protože VF detektor nezaznamená tak rychlou změnu amplitudy mezifrekvenčního kmitočtu. Také doba náběhu mf filtru je relativně dlouhá (jednotky ms), což by vedlo k další chybě detekce amplitudy, pokud se bude rychle měnit kmitočet oscilátoru.

Amplitudová stabilita:

Oscilátor by neměl měnit amplitudu signálu v závislosti na čase, teplotě, napájecím napětí a nastavené frekvenci. Pokud by docházelo k náhodným změnám amplitudy vlivem prvních třech zmíněných parametrů, pak nebudeme schopni určit přesnou amplitudu dané spektrální složky signálu. Lze očekávat, že s rostoucí frekvencí oscilátoru bude mírně klesat amplituda výstupního signálu. Tento jev je způsoben parazitními prvky součástek, které jsou frekvenčně závislé. Je-li změna amplitudy závislá na frekvenci, lze tento jev kompenzovat buď přepínáním zesilovačů, nebo softwarovou kompenzací v mikrokontroléru.

Frekvenční rozlišení:

Oscilátor musí umožňovat nastavení přesné frekvence, a to s takovou minimální přesností, jaká je šířka pásma mezifrekvenčního filtru. Jestliže nebudeme schopni nastavit frekvenci oscilátoru s požadovanou přesností, pak mohou nastat dva jevy. Buď nezachytíme danou spektrální složku, nebo zachytíme jinou spektrální složku, která je přítomna ve spektru.

Reprodukovatelnost nastavení frekvence:

Oscilátor musí umožnit opětovné nastavení stejné frekvence s danou přesností. Tohoto parametru se využívá při opětovném skenování spektra. Pokud se opakovaně nastavená frekvence bude lišit, pak dojde k tomu samému jevu jako v případě nedostatečného frekvenčního rozlišení.

Snadná změna frekvence:

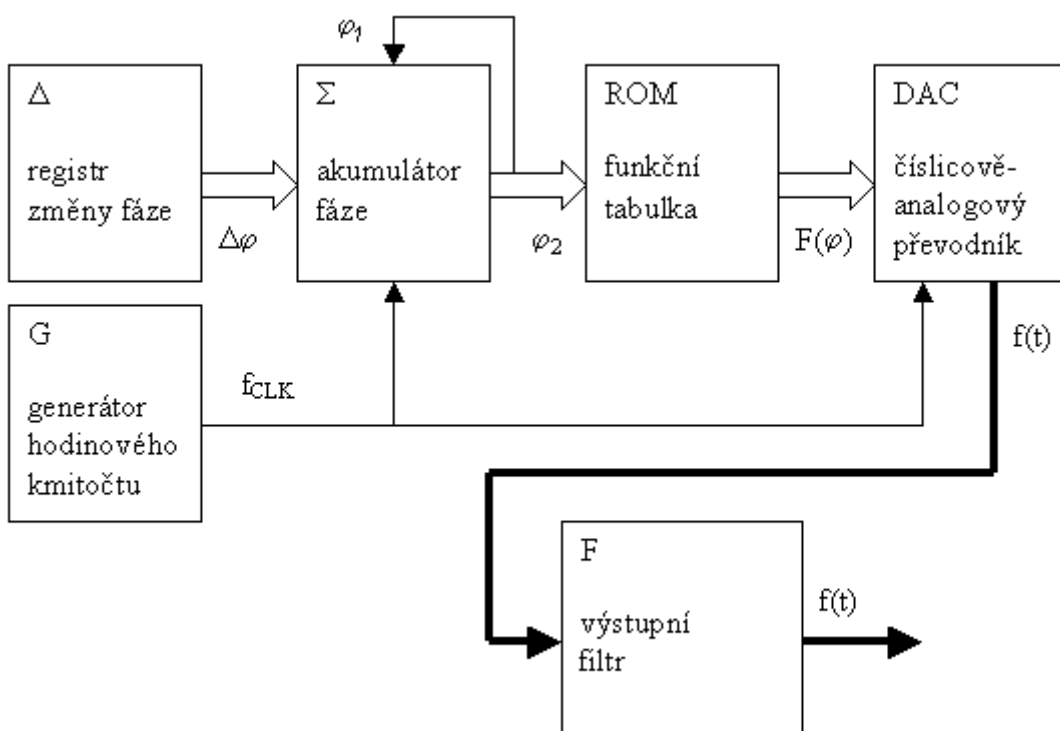
Některé oscilátory (např. oscilátor s Wienovým článkem) vyžadují pro změnu frekvence změnu hodnoty některé ze součástí, například kapacity kondenzátoru. Takový oscilátor se příliš nehodí k těmto účelům, jelikož změna obvodových veličin je buď obtížná, nebo nemožná. Nabízí se tedy použití napětím řízených oscilátorů. Změna jejich frekvence se provádí změnou řídicího napětí. Tyto oscilátory jsou vhodné pro tuto aplikaci. Další zvláštní skupinou jsou obvody přímé digitální syntézy. Jedná se o číslicové obvody, které mají vynikající stabilitu všech parametrů, a jejichž funkci lze nastavit pomocí datového slova. Tyto obvody umožňují pomocí datového slova nastavit frekvenci a fázi. Některé dokonce umožňují nastavit frekvenční rozlišení a tvar výstupního signálu.

Pro mou aplikaci jsem se rozhodl mezi VCO a obvodem DDS. Používám mikrokontrolér, který nemá zabudovaný DA převodník, takže bych musel v případě použití VCO přidat do obvodu externí DA převodník. Protože VCO obvody mají řídicí napětí v oblasti od 0 V do 5 V, musel by být DA převodník přesný a s velkým rozlišením pro získání potřebného frekvenčního rozlišení. Pro stabilitu převodu datového slova na napětí musí mít DA převodník stabilní zdroj referenčního napětí. Toto napětí by musela poskytovat přesná napěťová reference. AD převodník s dostatečným rozlišením i přesná reference napětí jsou drahé (v oblasti tisíců Kč), a proto jsem se rozhodl použít pro místní oscilátor obvod DDS. Jeho frekvenci lze

snadno měnit pomocí datového slova. Jedinou nevýhodou je, že na výstupu musí být použit DP filtr.

8.2 Obvod přímé digitální syntézy

Jedná se o obvody, které vytváří daný tvar signálu o dané frekvenci pomocí digitálních obvodů a DA převodníků. Jeho blokové schéma je na obr. 8.1.



Obr. 8.1 Blokové schéma obvodu DDS [12]

Vstupní datové slovo je převedeno na přírůstek fáze a je zapsáno do registru změny fáze. Při každém hodinovém cyklu je do akumulátoru fáze přičtena hodnota z registru změny fáze. V ROM paměti jsou uloženy hodnoty funkce sinus v binárním kódu pro různou dvojkovou reprezentaci fáze. V ROM paměti mohou být uloženy i jiné průběhy funkcí, jako je například trojúhelník nebo obdélník. Při každém cyklu hodinového signálu je na výstupu ROM paměti hodnota funkce reprezentovaná dvojkovým kódem. Tato hodnota je přivedena na DA převodník, který převede datové slovo na dané napětí. V praxi lze nastavit takovou výstupní frekvenci, která je poloviční

oproti frekvenci hodinového signálu. Tato skutečnost je dána vzorkovacím teorémem, kdy vzorkovací frekvence musí být alespoň dvakrát větší, než nastavená frekvence. Jedinou nevýhodou tohoto obvodu je, že na výstup se musí použít DP filtr, který odfiltruje hodinovou frekvenci a vyšší harmonické kmitočty vzniklé DA převodem.

Pro mou aplikaci jsem si vybral odvod přímé digitální syntézy od firmy Analog Devices AD9851. Tento obvod má integrovanou násobičku hodinové frekvence 6x, kterou lze pomocí datového slova zapnout, nebo vypnout. Tím lze nastavit pro nižší frekvence šestinásobně větší rozlišení. Obvod lze nastavit pomocí 40-ti bitového slova. Význam jednotlivých bitů uvádí tab. 8.1.

Tab. 8.1 Význam jednotlivých bitů datového slova [13]

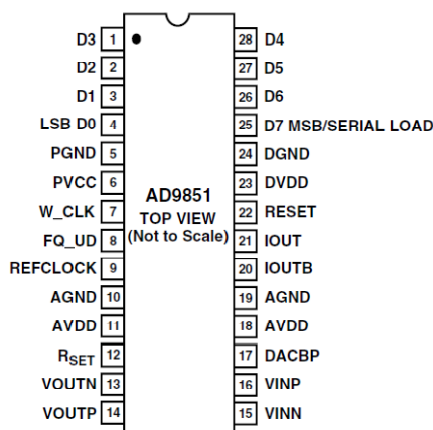
Číslo bitu	Význam
0 (LSB) ÷ 31	nastavení frekvence
32	zap./vyp. 6x f_{CLK}
33	zap./vyp. ser. kom.
34	zap./vyp. úsp. rež.
35 ÷ 39 (MSB)	nastavení fáze

Jak je patrné z tab. 8.1, 4 horní bity slouží k nastavení fáze výstupního signálu, 34. bit k nastavení úsporného režimu, 33. bit k nastavení sériové komunikace, 32. bit k zapnutí nebo vypnutí násobičky hodinového kmitočtu. Spodních 32 bitů slouží k nastavení výstupní frekvence. Maximální hodinová frekvence obvodu je 180 MHz. S použitím vztahu (8.1) zjistíme, že frekvenční rozlišení při f_{CLK} 180 MHz je 41 mHz, což je více než postačující.

$$R_f = \frac{f_{CLK}}{2^{nbit}} \quad (8.1)$$

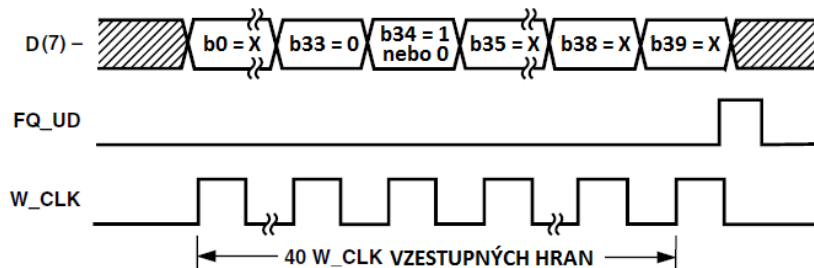
Maximální výstupní frekvence při f_{CLK} 180 MHz je 90 MHz. Tento obvod umožňuje nahrání řídicího slova buď pomocí pěti paralelních 8-mi bitových slov, nebo pomocí jediného 40-ti bitového sériového slova. Pro mou aplikaci bude výhodnější použít sériovou komunikaci, protože ušetřím porty mikrokontroléru. Tento způsob nahrání řídicího slova povede k prodloužení obslužného času pro obvod DDS. Protože používám mikrokontrolér ATmega s hodinovou frekvencí 8 MHz, bude nahrání 40-ti bitového slova trvat přibližně 15 μ s, což je dostatečně krátká doba, aby nedošlo k velkému zpoždění při funkci přístroje. Tuto dobu jsem stanovil pomocí počtu cyklů

potřebných na vyčtení informace z pole obsahujícího binární kód a počtu cyklů potřebných ke změně hodnoty daného portu. Procesory Atmel potřebují 1 hodinový cyklus na každou 8-mi bitovou operaci. Pro odeslání jednoho bitu je zapotřebí inkrementace proměnné, která určuje, z které pozice pole se bude vyčítat hodnota přiřazená danému pinu mikrokontroléru. Zároveň bude následovat skok na začátek cyklu. Každá z těchto operací zabere 1 hodinový cyklus. Protože tyto 3 operace se budou opakovat 40x a jeden hodinový cyklus trvá 125 ns, výsledná doba trvání odeslání 40-ti bitového slova je 15 μ s. Při použití sériové komunikace musí být vstupy D0 a D1 obvodu AD9851 přivedeny na log. 1 a vstup D2 na log. 0. Vstup D7 je používán jako sériový vstup. Konfiguraci pinů obvodu AD9851 ukazuje obrázek 8.2. Význam všech pinů je uveden v katalogovém listu [14]. Ostatní datové vstupy se nepoužívají a nezáleží na jejich stavu, a proto je vhodné je přivést na log. 0.



Obr. 8.2 Konfigurace pinů AD9851 [15]

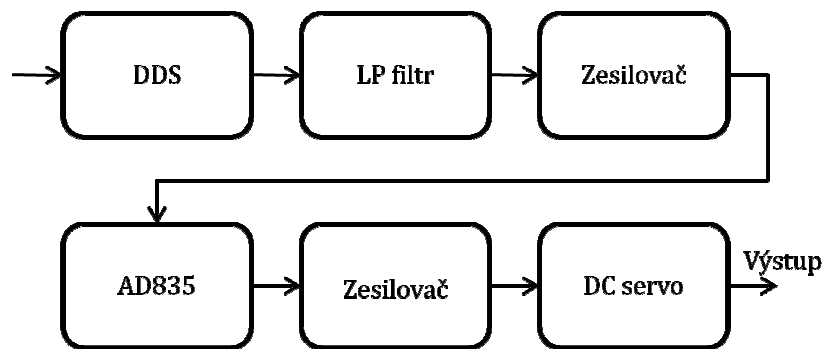
Programovací diagram je na obr. 8.3. Pin RESET musí být po celou dobu programování a fungování v log. 0.



Obr. 8.3 Programovací diagram [16]

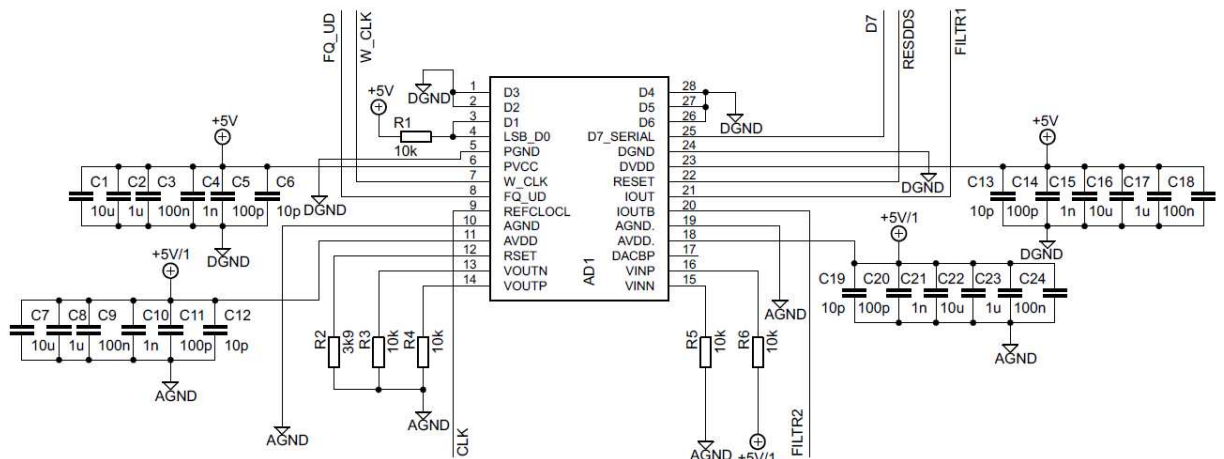
Výstup AD9851 je proudový s možností použití diferenciálního zapojení. Tudíž výstupní napětí závisí na zatěžovacím odporu na výstupu AD9851 a proudu tekoucím do tohoto odporu. Výstupní proud se nastavuje velikostí odporu na pinu 12. Zvolil jsem

maximální proud 20 mA, takže na pinu 12 je připojen odpor 3,9 k Ω proti analogové zemi. Na výstupu použiji filtr s impedancí 100 Ω , takže napětí na výstupu AD9851 bude 2 V. Tento obvod vyžaduje napájení 2x 5 V. Jednu větev využívá pro napájení digitální části obvodu a druhou větev pro napájení analogové části obvodu. Tento způsob napájení je užitečný pro udržení spektrální čistoty výstupního signálu. Pokud přesuneme zdroj hodinového kmitočtu a veškerá digitální zařízení do digitální části a v analogové ponecháme pouze analogovou část AD9851 a filtr, bude výstupní signál za DP filtrem spektrálně čistý. Pro lepší vysvětlení celého zapojení místního oscilátoru použiji blokové schéma na obr. 8.4. Dále popíši jednotlivé bloky.



Obr. 8.4 Blokové schéma místního oscilátoru

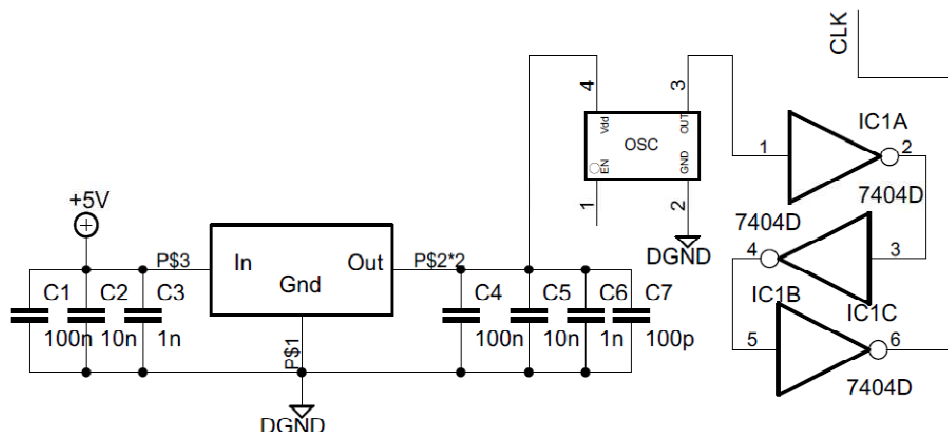
Schéma zapojení obvodu DDS je na obr 8.5. Jak je vidět, nejedná se o nijak složité zapojení.



Obr. 8.5 Schéma zapojení obvodu DDS

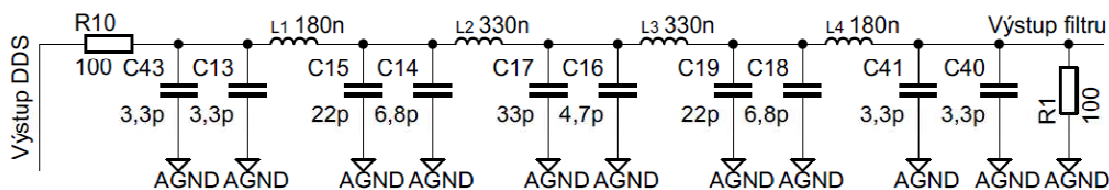
Generátor hodinového kmitočtu je na obr. 8.6. Protože se mi nepodařilo obstarat krystalový oscilátor 30 MHz s napájením 5 V, byl jsem nucen použít 30 MHz krystalový oscilátor pro napájení 3,3 V. Proto je ve schématu přítomen lineární stabilizátor 3,3 V. Ve funkci oscilátoru je použit obvod 74HCT04 [17], který slouží

jako převodník napěťových úrovní z 3,3 V na 5 V. Není to sice ideální zapojení, ale postačuje a je levné oproti rychlým komparátorům.



Obr. 8.6 Generátor hodinového kmitočtu

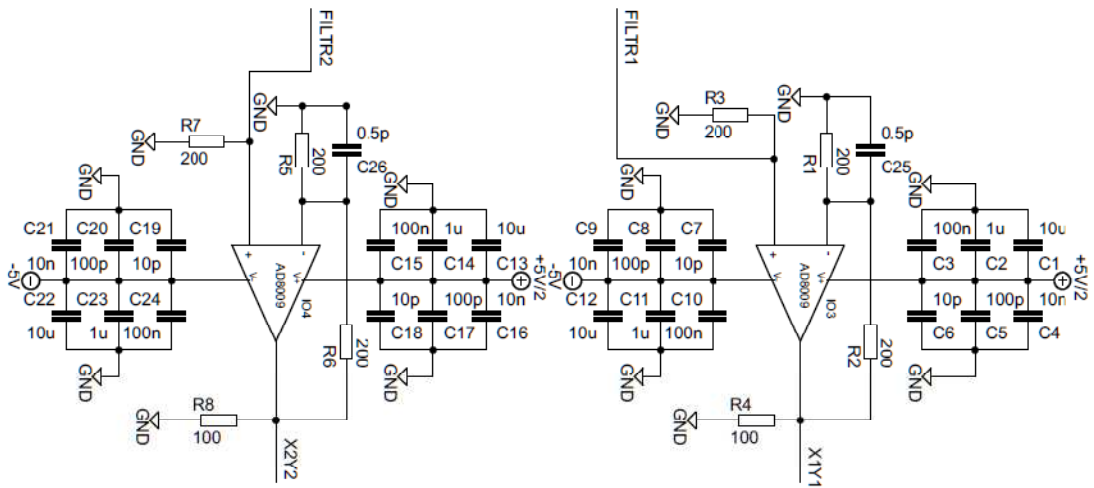
Na výstupy AD9851 jsou připojeny dvojnásobné DP filtry s Butterworthovou aproximací 9. řádu s mezní frekvencí 80 MHz. Tudíž výstup obvodu DDS je použitelný do frekvence 70 MHz. Tyto filtry byly navrženy obdobně jako filtry v kapitole 7.1. Jeden úsek těchto filtrů je na obr. 8.7.



Obr. 8.7 Část filtru za obvodem DDS

Při buzení filtrů 2 V je výstupní amplituda filtrů cca 400 mV. Protože potřebujeme amplitudu za filtry okolo 1 V, je třeba signál zesílit přibližně 2,5x. O zesílení se starají zesilovače s AD8009, které jsou na obr. 8.8. Protože záleží na přesném zesílení, k odporům R1 a R5 jsou paralelně připojeny kondenzátory C25 a C26 o hodnotě 0,5 pF. Vlivem vyšších frekvencí (nad 43 MHz) klesá zesílení zesilovačů vlivem skin efektu, který se projevuje na zmíněných odporech. Tyto odpory jsou velikosti 0603. Více se na nich projevuje skin efekt díky malému povrchu odporové vrstvy a většímu odporu na jednotku objemu této vrstvy.

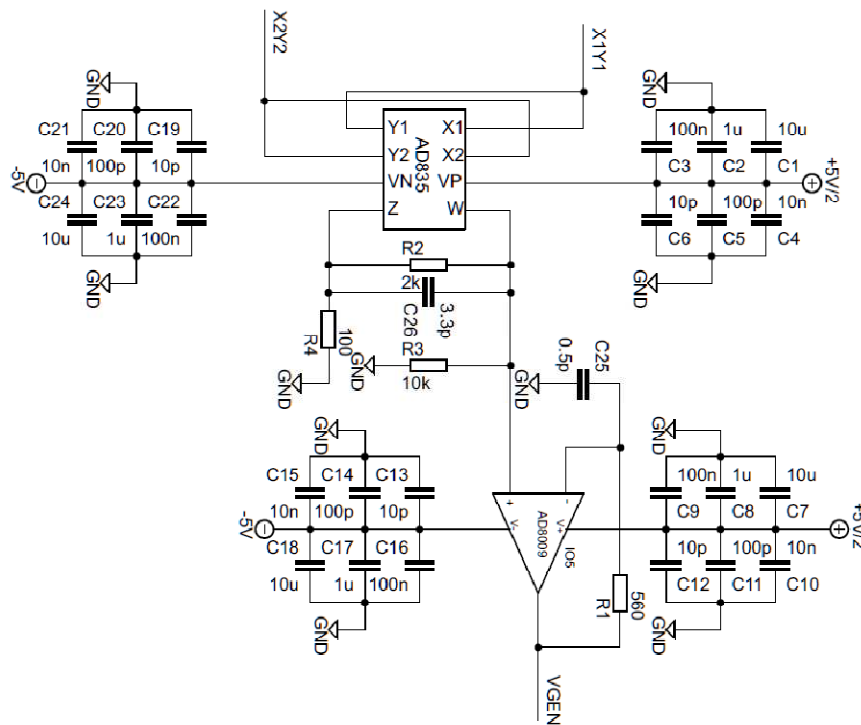
Tento jev částečně potlačují právě kondenzátory C25 a C26. Tyto kondenzátory byly určeny experimentálně. Výstupy filtrů X1Y1 a X2Y2 jsou přivedeny na vstupy analogové násobičky podle označení.



Obr. 8.8 Zesilovače s AD8009

Protože frekvence obvodu DDS není dostatečná, aby analyzátor mohl pracovat do 65 MHz, musíme frekvenci nějakým způsobem zvýšit. K tomuto účelu využívám obvod AD835 [18]. Jedná se o analogovou násobičku se sčítačkou, která je vybavena diferenciálními vstupy. Tento obvod využívám jako multiplikatívni směšovač. Pokud na vstupy analogové násobičky přivedeme shodný kmitočet, pak výsledkem jsou dva produkty. Na výstupu násobičky vzniknou nové frekvence, a to o součtu a rozdílu vstupních frekvencí. Rozdílový kmitočet má frekvenci 0 Hz a součtový je na dvojnásobku vstupní frekvence. V tomto případě využívám AD835 jako násobičku frekvence dvěma. Při maximální frekvenci 70 MHz na vstupech násobičky X1,Y1 a X2,Y2 bude na výstupu násobičky kmitočet 140 MHz.

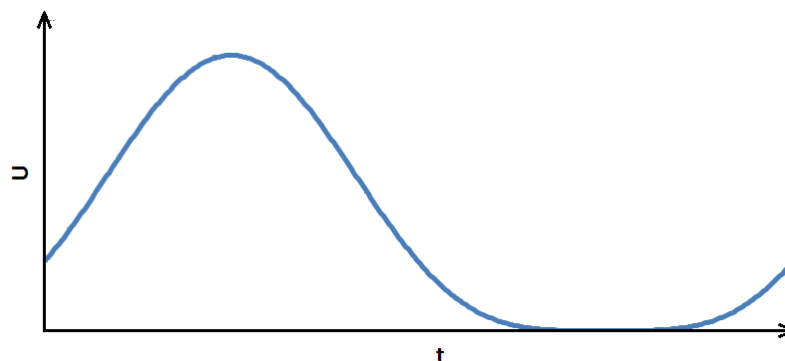
To znamená, že při použité mezifrekvenci 40 MHz, bude analyzátor schopen pracovat do 100 MHz, což je zlepšení o cca 54% oproti zadání. Zapojení AD835 je na obr. 8.9.



Obr. 8.9 Zapojení AD835 jako násobičky frekvence

Používám diferenciální zapojení vstupů násobičky, protože tímto způsobem dosáhneme odstranění stejnosměrné složky vstupního signálu. Pokud neodstraníme DC složku, výsledkem směšování bude pouze značně zkreslená sinusovka o frekvenci, jako je vstupní frekvence viz obr. 8.10.

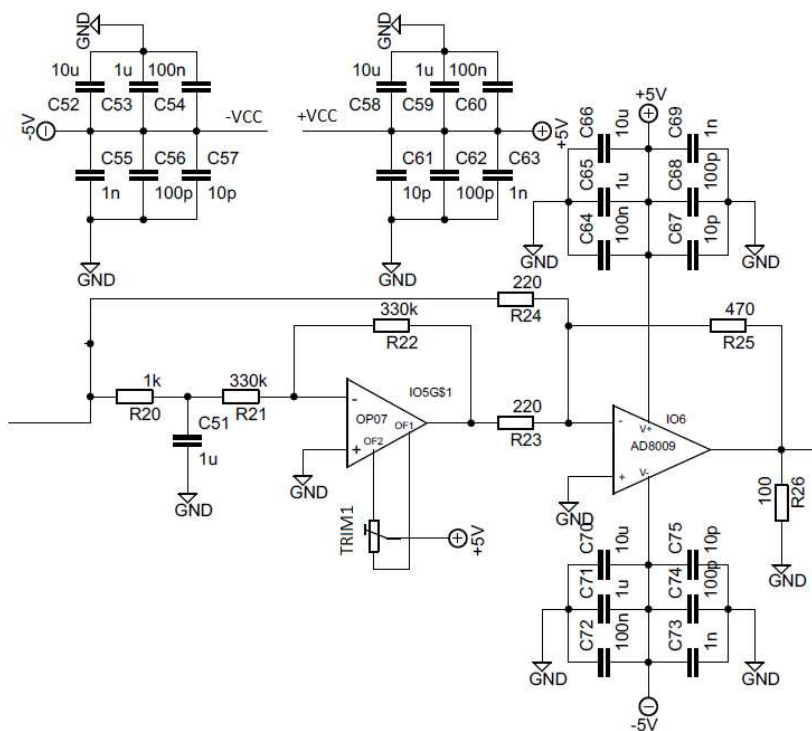
Směšování s DC složkou



Obr. 8.10 Příklad průběhu výstupního signálu násobičky

Výstup z analogové násobičky je částečně přiváděn do sčítačky, čímž se částečně kompenzuje pokles amplitudy na výstupu analogové násobičky. Operační zesilovač

AD8009 je zapojen jako frekvenčně závislý invertující zesilovač, kterým se opět kompenzuje pokles amplitudy na vyšších frekvencích a zároveň působí jako proudové posílení. Použitím AD835 jako násobičky kmitočtu 2x klesne frekvenční rozlišení na polovinu, což je cca 84 mHz. Nakonec je na výstupu DC servo, které odstraní DC složku, která se objeví na výstupu AD835. Jeho schéma je na obr 8.11. Funkci jsem již vysvětlil v kapitole 6.

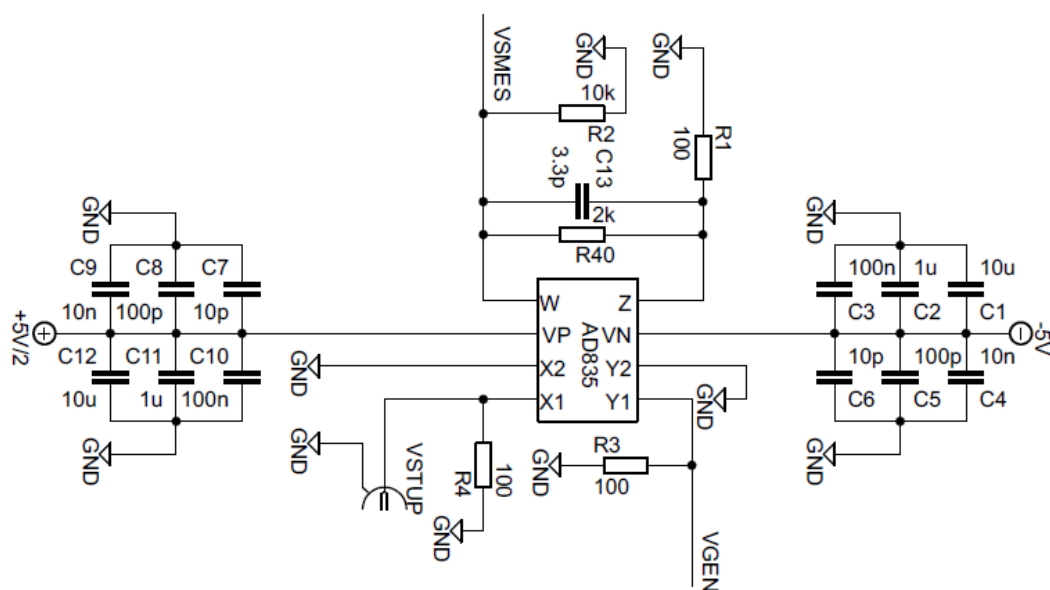


Obr. 8.11 Schéma DC serva

9. Směšovač

Směšovač je tvořen již zmíněným odvodem AD835. Zdálo se mi vhodné použít tento obvod, protože je lepší sestavit zařízení z více stejných součástek, protože při sériové výrobě je cena obvodů zakoupených ve velkém množství o desítky procent (např. o 50 %) menší, než při koupi menšího počtu. Nejprve jsem se zaměřil na to, zda tento obvod může zastupovat skutečný směšovač. Zjistil jsem, že každý směšovač využívá translineárního principu v obvodech, a že každá analogová násobička bez ohledu na svou architekturu by měla být schopná fungovat jako multiplikativní směšovač. Prvním důkazem byla konstrukce prvního místního oscilátoru, kde využívám obvod AD835 jako směšovač.

Při stavbě tohoto oscilátoru jsem ověřil, že AD835 může pracovat jako plnohodnotný směšovač. Obrázek 9.1 ukazuje schéma směšovače s AD835.



Obr. 9.1 Schéma směšovače

Jedná se o podobné zapojení jako v kapitole 8, ale s tím rozdílem, že napětí na vstupech je vztaženo proti zemi. Výstup směšovače VSMES je přiveden na mezifrekvenční filtr.

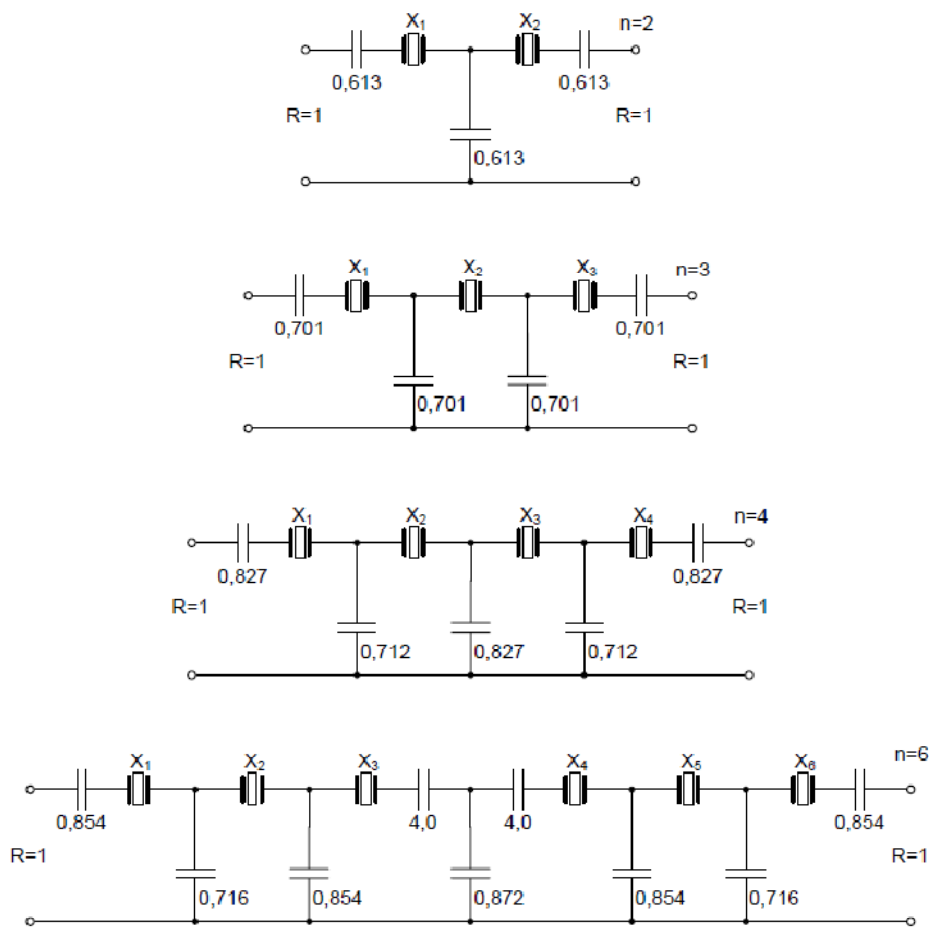
10. Mezifrekvenční filtr

Nejprve je třeba stanovit, jaký bude mezifrekvenční kmitočet. Jak je všeobecně známo už od dob použití prvních superheterodynních přijímačů, můžeme zachytit nejen požadovaný kmitočet, ale i zrcadlový kmitočet. Tento zrcadlový kmitočet je vzdálen o dvojnásobek mezifrekvence od nastaveného kmitočtu, který chceme přijímat. Připomenou, že zrcadlové kmitočty jsou vzdáleny od původního kmitočtu o plus dvojnásobek mezifrekvence i o mínus dvojnásobek mezifrekvence. Máme dvě možnosti, jak tomuto jevu zabránit. Buď použít mezifrekvenci vyšší, než je maximální zpracováváný kmitočet, nebo použít preselektor s bankou filtrů pro omezení spektra. Z kapitoly 7 je patrné, že jsem se rozhodl pro preselektor. Pro omezení počtu filtrů v preselektoru jsem se rozhodl použít mezifrekvenční kmitočet 40 MHz. Pokud bude minimální vstupní kmitočet 1 kHz, pak první zrcadlový kmitočet se bude nacházet na 80,001 MHz. Nyní jistě každý zjistí, že problém nastane při vstupní frekvenci 80 MHz a výše. Zde začnou vznikat zrcadlové kmitočty nejen na vyšších kmitočtech než je 100 MHz, ale i na kmitočtech, které jsou ve spodní části rozsahu analyzátoru. Například při vstupním kmitočtu 90 MHz se zrcadlový kmitočet nachází na 10 MHz i na 170 MHz. Rozhodl jsem se tedy vytvořit v preselektoru dva filtry, které rozdělí frekvenční pásmo na dvě části. První je DP filtr, který omezuje spektrum od 0 MHz do 50 MHz a druhý, který omezuje spektrum od 50 MHz do 100 MHz, jak bylo popsáno v kapitole 7.1. Nyní, když jsme určili mezifrekvenční kmitočet, podíváme se na vlastnosti samotného mezifrekvenčního filtru

Mezifrekvenční filtr musí mít šířku pásma 1 kHz, aby bylo splněno zadání, že analyzátor musí mít rozlišení 1 kHz. Nejprve mě napadlo vytvořit filtr z diskrétních součástek podobně jako pásmovou propust v kapitole 7.1. Hned při první simulaci jsem zjistil, že takto úzkopásmový filtr by měl příliš velký útlum v propustném pásmu, takže signál by byl utlumen pod hranici šumu. Lepším řešením je použít krystalový příčkový filtr. Jejich výhodou je velká strmota a úzkopásmovost. Jediný problém představuje výběr krystalů, jejichž frekvence se nesmí příliš lišit.

10.1 Návrh příčkového filtru

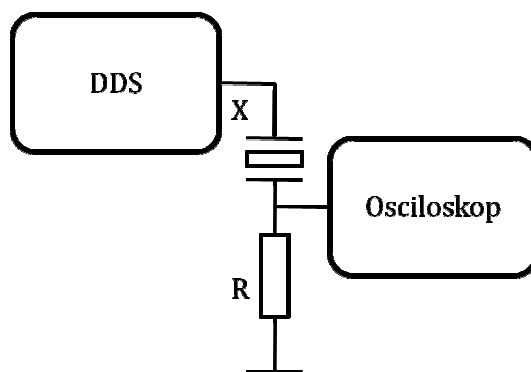
Tyto filtry využívají té vlastnosti, že se krystal chová jako paralelní rezonanční obvod s vysokou jakostí. Pomocí vhodného zapojení krystalů můžeme vytvořit velmi úzkopásmové propusti se strmým přechodem z propustného pásma do nepropustného. V příčkových krystalových filtrech jsou krystaly zapojeny sériově a jsou vzájemně vázány kondenzátory. Následující obrázek 10.1 zobrazuje zapojení příčkových filtrů s různým počtem krystalů.



Obr 10.1 Zapojení příčkových krystalových filtrů [19]

Pro mou konstrukci jsem si vybral filtr se třemi krystaly. Nyní je potřeba vybrat vhodné krystaly z dostatečného množství krystalů, protože rezonanční frekvence krystalů se od sebe nesmí lišit více jak o 50 Hz. Pokud se budou lišit více jak o 50 Hz, dojde k nerovnostem v propustném pásmu.

Pro jejich výběr jsem použil následující zapojení na obr. 10.2.



Obr. 10.2 Přípravek pro výběr krystalů

Pro změření rezonanční frekvence krystalů jsem použil obvod DDS jako zdroj signálu, protože u mého obvodu DDS jsem schopen měnit frekvenci s krokem 41 mHz. V případě nalezení rezonanční frekvence krystalu je napětí na odporu R maximální. Odpor R jsem zvolil 10 k Ω , protože výkon vstupující do krystalu nesmí přesáhnout 1 mW. S odporem 10 k Ω a vstupním napětím 2 V je vstupní výkon maximálně 40 μ W. Je pravda, že 30 MHz oscilátor použitý jako zdroj hodinového kmitočtu (kap. 8.2) má přesnost ± 30 ppm, takže nastavený rezonanční kmitočet nebude odpovídat skutečnému, ale to zde není překážkou, protože hledáme jen maximální hodnotu amplitudy při stejné frekvenci u několika krystalů. Celkem jsem měl k dispozici 16 krystalů o frekvenci 40 MHz, které jsem proměřoval. Tabulka 10.1 ukazuje naměřené rezonanční frekvence krystalů.

Tab. 10.1 Změřené rezonanční frekvence krystalů

Číslo krystalu	Frekvence (MHz)	Číslo krystalu	Frekvence (MHz)
1	39,9993362	9	39,9991971
2	39,9994202	10	39,9990311
3	39,9992676	11	39,9992947
4	39,9993515	12	39,9994431
5	39,9994123	13	39,9989771
6	39,9989471	14	39,9999159
7	39,9993057	15	39,9991102
8	39,9992218	16	39,9994725

Z těchto krystalů jsem vybral krystaly č. 1, 4 a 5, protože se od sebe nejméně liší ve frekvenci. Krystal č. 5 se liší od krystalu č. 1 o 76,1 Hz, čímž překračuje

doporučenou mez rozdílů frekvencí krystalů. Protože jsem neměl větší množství krystalů, ze kterého bych mohl vybírat, musel jsem se spokojit s tímto krystalem. Krystaly nemusíme vybírat, pokud jsme ochotni zakoupit již vybrané krystaly, ale jejich cena se pohybuje v řádu jednotek tisíců korun. Nyní již stačí zapojit krystaly podle schématu na obr. 10.1 a experimentálně stanovit vazební kapacity, dokud nedosáhneme požadované šířky pásma 1 kHz. Zatěžovací odpory filtru jsem zvolil 50 Ω . Vazební kapacity lze i vypočítat, ale nejprve je třeba sestavit přípravek se dvěma krystaly, ve kterém se také experimentálně sestavují vazební kapacity. Proto jsem raději přistoupil přímo k sestavení 3 krystalového filtru, kde měním jen o jednu hodnotu kondenzátoru navíc oproti přípravku se dvěma filtry. Experimentálně jsem určil hodnotu vazebních kondenzátorů na 110 pF, kdy bylo dosaženo šířky pásma 1 kHz.

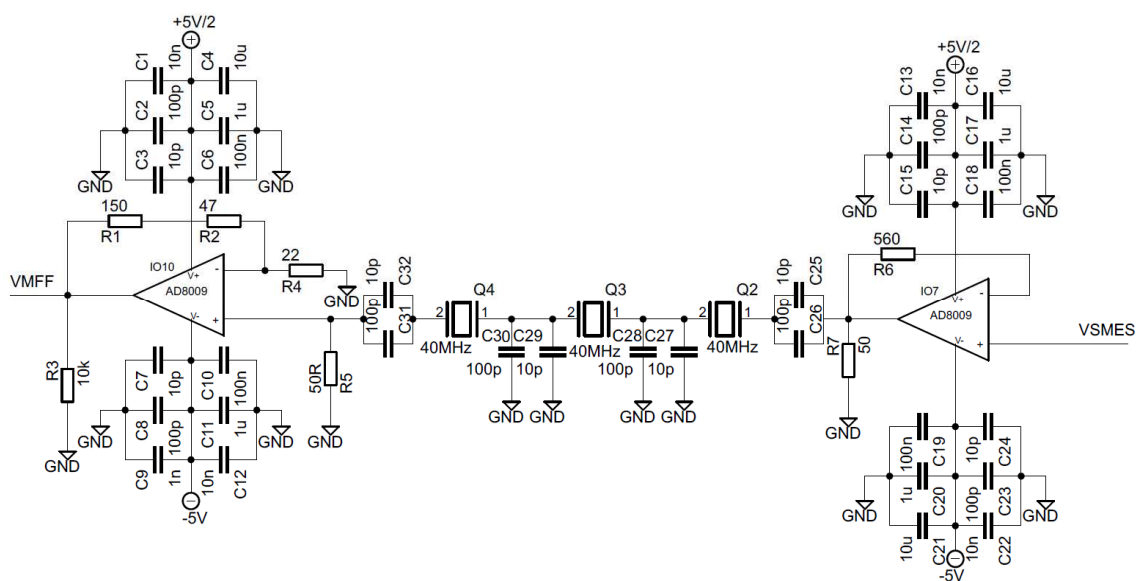
Naměřená data mezifrekvenčního filtru jsou v tabulce 10.2. Filtr byl buzen konstantní amplitudou 2 V. V tabulce je vidět, že charakteristika má nerovnoměrné rozložení modulové charakteristiky. Tento jev je způsoben krystalem číslo 5, protože se značně liší od ostatních vybraných krystalů. Měřením jsem stanovil, že filtr má útlum 20 dBu (útlum signálu 10x) v propustném pásmu.

Tab. 10.2 Měření modulové charakteristiky mezifrekvenčního filtru

Frekvence (Hz)	Amplituda na odporu R (mV)
39 997 800	55,7
39 998 000	60
39 998 200	71,6
39 998 400	93,3
39 998 600	122
39 998 800	150
39 999 000	183
39 999 200	210
39 999 400	155
39 999 600	75
39 999 800	75
40 000 000	50
40 000 200	48,3

10.2 Zapojení mezifrekvenčního filtru

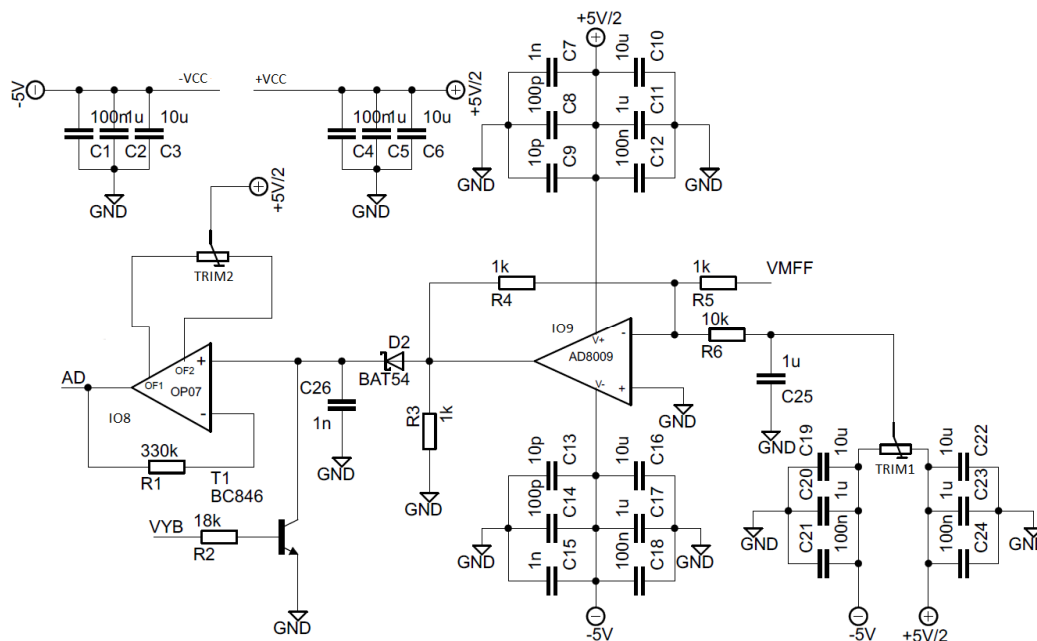
Schéma celého mezifrekvenčního filtru i se zesilovači je na obr 10.3. IO7 slouží jako proudové posílení signálu ze směšovače a IO10 je zapojen jako neinvertující zesilovač se zesílením 10, protože jak bylo řečeno v kapitole 10.1, signál který prochází krystalovým mezifrekvenčním filtrem je desetkrát utlumen. Krystaly Q4, Q3 a Q2 společně s kondenzátory C25 až C32 tvoří mezifrekvenční příčkový filtr. Signál z mezifrekvenčního filtru je přiveden na vodič VSMES. Výstup mezifrekvenčního filtru VMFF je přiveden na VF detektor.



Obr. 10.3 Zapojení mezifrekvenčního filtru

11.VF detektor

Nyní si popíšeme schéma VF detektoru, které je na obr 11.1. Signál z mezifrekvenčního filtru je přiveden na analogovou sčítačku tvořenou IO9 a odpory R4 až R6. TRIM1 slouží k nastavení pracovního bodu diody D2 a zároveň s C25 tvoří DP filtr pro odstranění případného rušení šířícího se napájením.



Obr. 11.1 Schéma VF detektoru

Stejnoseměrné napětí nastavené na trimru TRIM1 je sčítáno se signálem z mezifrekvenčního filtru, a to v poměru 1:10. Odpor R3 slouží pouze jako zatěžovací odpor, aby nedocházelo k zákmitům IO9. Signál na výstupu analogové sčítačky je usměrněn přes Schottkyho diodu D2, pomocí níž se nabíjí C26. IO8 je přesný operační zesilovač s kompenzací offsetu, který je zapojen jako napěťový sledovač, aby nedocházelo k vybíjení kondenzátoru C26 do AD převodníku, který je zabudován v ATmega16. Vstupní odpor AD převodníku ATmega16 je 100 k Ω , takže by mohlo docházet k vybíjení C26, a tím k chybnému určení amplitudy jednotlivých složek spektra. Trimr TRIM2 slouží ke kompenzaci offsetu IO8. Tranzistor T1 slouží k vybití C26 před zahájením měření další složky spektra. Výstup VF detektoru AD je přiveden na AD převodník ATmega16.

12. Komunikační modul

Pro zobrazování dat jsem nejprve chtěl použít grafický LCD displej, ale grafický displej s dostatečným rozlišením je drahý. Navíc k procesoru by musela být připojena paměť o velikosti nejméně 1 Mb, kde by se uchovávala naměřená data před samotným vykreslením. Pro zobrazení dat na LCD displej je zapotřebí nejprve zpracovat data z AD převodníku, uložit, a pak teprve vykreslit. Používám mikrokontrolér ATmega16, který má relativně malou výpočetní rychlost (maximálně 16 MIPS), a tudíž by obsluha celého zařízení (ovládání HW, zpracování dat, ukládání dat a vykreslování na LCD) trvala příliš dlouho. Proto je výhodné přesunout zpracování, ukládání a vykreslování dat mimo mikrokontrolér do PC. Mikrokontroléry od firmy Atmel hardwarově podporují celou řadu sběrnic. Přehled jednotlivých sběrnic včetně jejich parametrů je v tab. 12.1.

Tab. 12.1 Přehled sběrnic

Název	Počet vodičů	Rychlost komunikace
SPI	4+GND	4 Mb/s
UART	2+GND	1 Mb/s
I2C	2+GND	400 kb/s

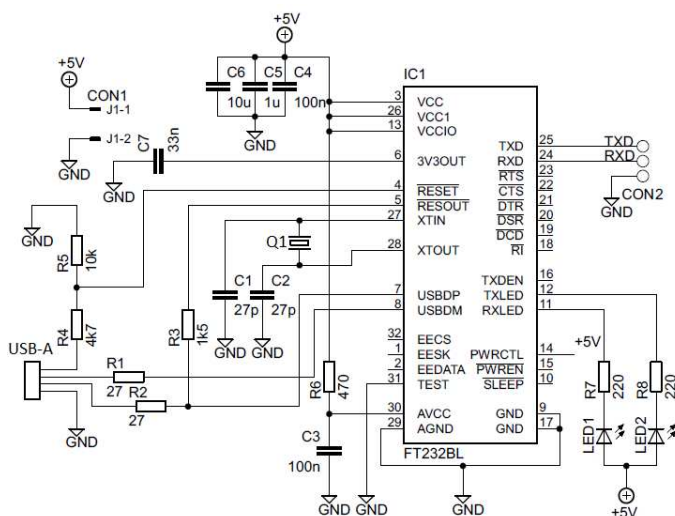
Zprvu se zdá, že tyto sběrnice nevyhovují pro přenos dat do PC, protože běžné PC nepodporuje ani jednu z těchto sběrnic. Nejvhodnější by byla sběrnice USB, ale ta bohužel není hardwarově podporována mikrokontrolérem ATmega16. Sice lze do mikrokontroléru nahrát program, který bude obsluhovat USB sběrnici, ale ten zabírá většinu programové paměti a rychlost komunikace by nebyla postačující. Je tu našťastí řešení v podobě nejrůznějších převodníků na různé typy sběrnic podporované PC. První a nejjednodušší převodník je MAX232 [20]. Používá se pro převod UART na RS232. UART a RS232 jsou si velice podobné. RS232 má sice 9 vodičů, ale pro přenos dat jsou používány 2 vodiče a to RxD a TxD. Stejně vodiče jsou přítomny i v UART a tyto sběrnice se liší pouze napěťovými úrovněmi, které zobrazuje tab. 12.2.

Tab. 12.2 Napěťové úrovně

Název	Log. 0	Log. 1
USART	0 V až 2,1 V	2,4 V až 5 V
RS232	+5 V až +15 V	-5 V až -15 V

Je tedy zřejmé, že MAX232 není nic jiného, než převodník úrovní s integrovaným napěťovým zdrojem. Dnešní PC mají na základní desce stále vývody pro sběrnici RS232, ale dnes se nezapojuje. Musíme tedy použít jinou sběrnici, která je přítomna v PC. Jak víme, nejčastěji používanou sběrnici v PC je USB. Proto jsem se rozhodl použít obvod FT232BL [21]. Jedná se o převodník UART na USB. K jeho zapojení je zapotřebí minimum součástek, a proto šetří místo na DPS. Komunikační rychlost 1 Mb/s bude postačovat vzhledem k množství posílaných dat. Na každý vzorek bude potřeba odeslat 32 bitů a při 100 tisících vzorcích bude celý přenos trvat 3,2 sekundy, pokud se mi podaří dosáhnout maximální rychlosti a pokud nepočítám zpoždění způsobené během programu v mikrokontroléru. Zapojení obvodu FT232BL je na obr 12.1. Jedná se o zjednodušené zapojení, které nepoužívá napájení z USB. Napájení je přivedeno na 2 pinový konektor se zámkem CON1. Zjednodušení spočívá ve vynechání EEPROM paměti, která se připojuje na piny EECS, EESK a EEDATA. V této paměti mohou být uložena data, pod jakým názvem se ohlásí zařízení po připojení k PC a data týkající se konfigurace připojeného zařízení. V tomto případě by mohl být v paměti uložen název zařízení, ale to je zbytečné. Mikrokontrolér je připojen pomocí konektoru CON2, který je tvořen precizní dutinkovou lištou.

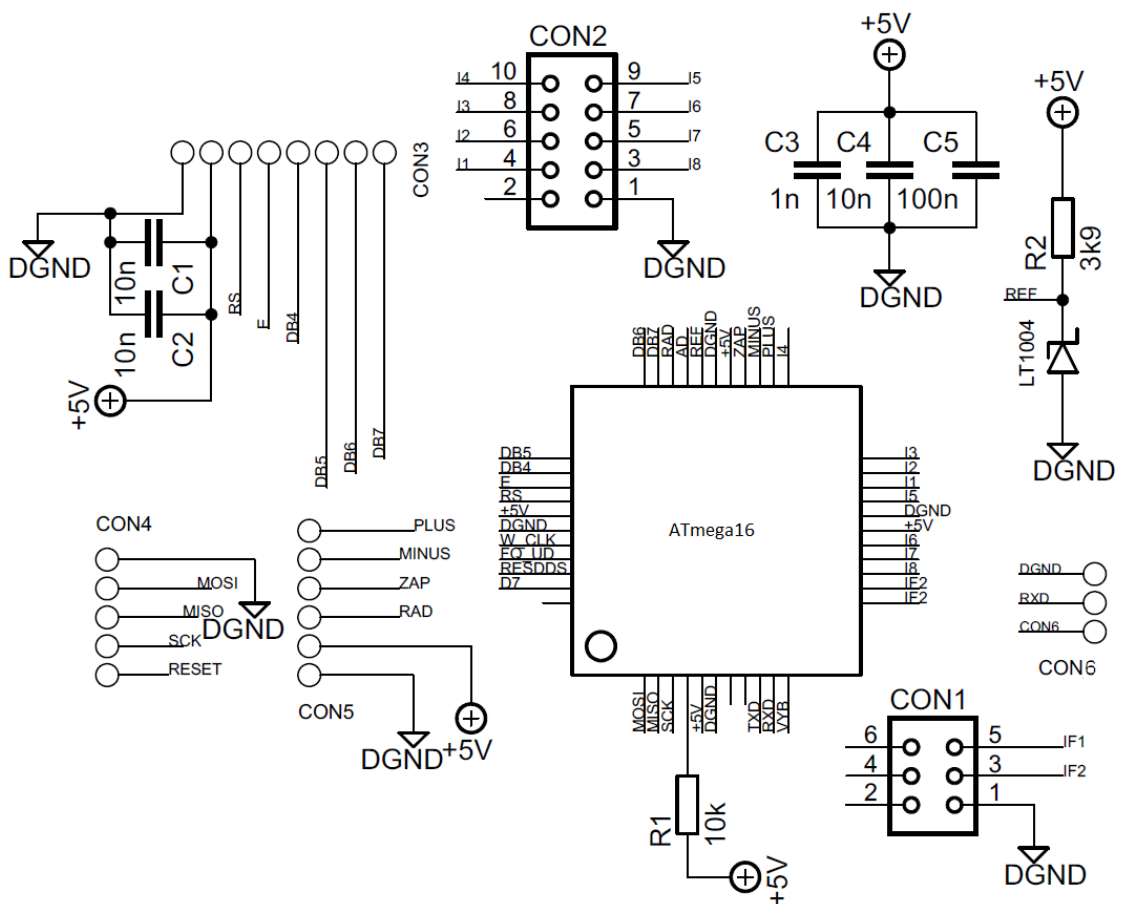
Mikrokontrolér je připojen tak, že pin TXD mikrokontroléru je připojen na pin RXD obvodu FT232BL a RXD pin mikrokontroléru je připojen na TXD pin obvodu FT232BL. Pro připojení k PC slouží USB-A konektor. LED1 je červené barvy a slouží k indikaci odesílání dat z mikrokontroléru do PC. LED2 je zelené barvy a slouží k indikaci odeslání dat z PC do mikrokontroléru. Plán DPS celého zapojení nalezneme v příloze [E].



Obr 12.1 Schéma zapojení FT232BL

13. MCU

Hlavní řídicí jednotkou je zde již zmíněný mikrokontrolér ATmega16 [22] od firmy Atmel. Schéma jeho zapojení je na obr.13.1. Nyní popíši význam konektorů. CON1 slouží k ovládání preselektoru z kapitoly 7, CON2 k ovládání vstupního děliče a zesilovače z kapitoly 6, CON3 k připojení LCD displeje 16x2 s řadičem, CON4 k připojení programátoru, CON5 k připojení klávesnice se čtyřmi tlačítky a CON6 k připojení komunikačního modulu z kapitoly 12. K mikrokontroléru je připojena napěťová reference LT1004 [23], která poskytuje referenční napětí $1,25\text{ V} \pm 4\%$. Mikrokontrolér využívá vnitřní RC oscilátor nastavený na 8 MHz. Kondenzátory C1 až C5 jsou kondenzátory blokující napájení. Pro ještě větší omezení nákladů na výrobu jsem se rozhodl nepoužívat LCD displej ani klávesnici se čtyřmi tlačítky. Jsou zbytečné, protože veškerá data se budou zobrazovat pomocí PC a ovládání analyzátoru bude také zajištěno pomocí PC.



Obr. 13.1 Zapojení mikrokontroléru

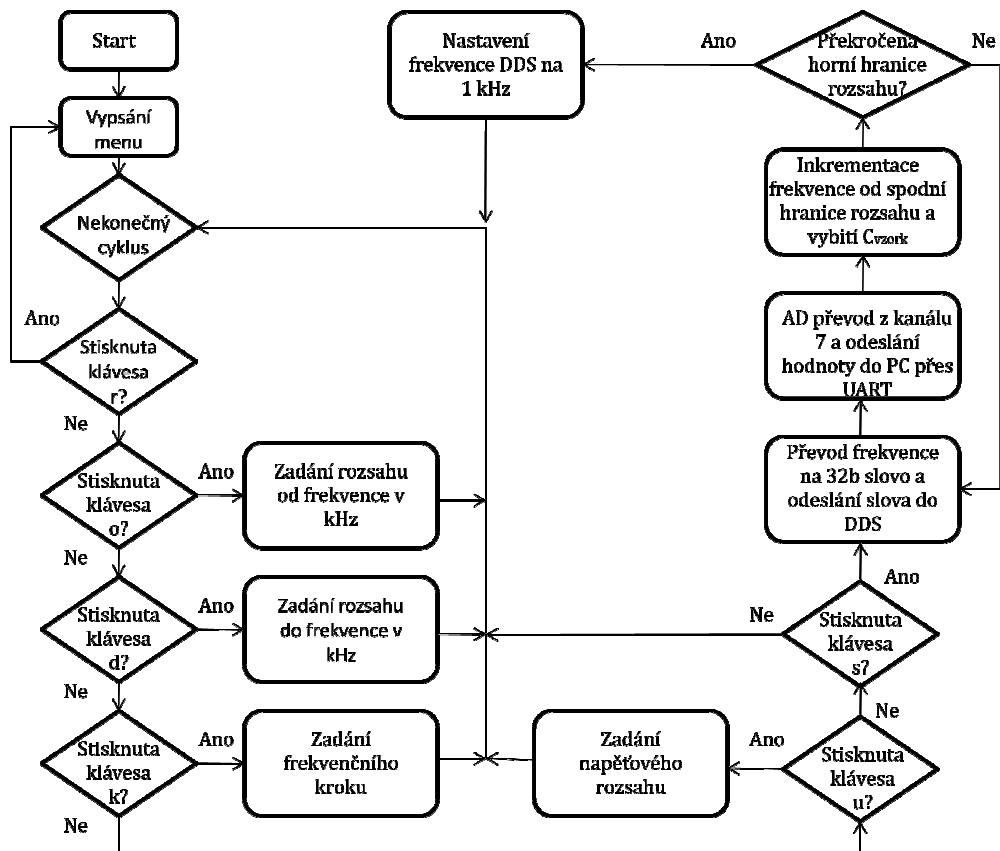
Algoritmus obsažený v mikrokontroléru popisuje vývojový diagram na obr. 13.3. Pro zobrazení dialogu a dat používám terminálový emulátor v programu Bascom. Po zapnutí zařízení a jeho připojení k PC pomocí USB se zobrazí dialog zobrazený na obr 13.2.

```
Spektrální analyzátor 1kHz - 100MHz
Frekvencní rozsah:
o-> od frekvence (kHz)
d-> do frekvence (kHz)
Frekvencní krok:
k-> krok (kHz)
Napetový rozsah:
0->10V - 1V
1->1V - 100mV
2->100mV - 10mV
3->10mV - 1mV
4->1mV - 100uV
Start->s
```

Obr. 13.2 Dialog

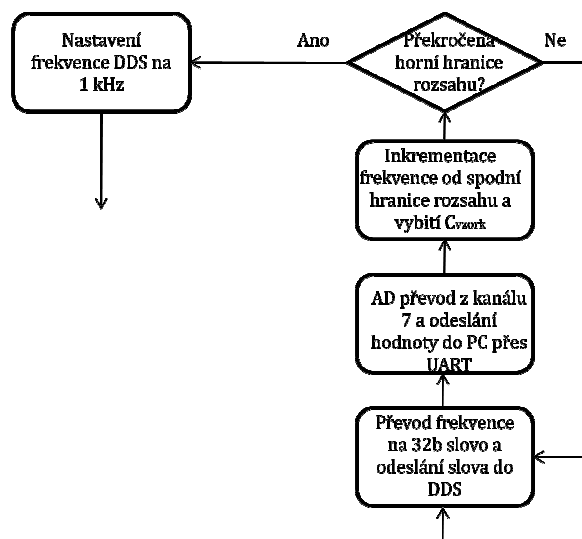
Veškeré rozsahy se pak zadávají pomocí klávesnice připojené k PC stisknutím klávesové zkratky označující daný parametr a zadáním číselné hodnoty. Parametry mohou být nastaveny v libovolném pořadí a mohou být kdykoli opraveny před stiskem klávesy „s“, která zahajuje měření. Stisknutím klávesy „s“ je zahájeno měření podle nastavených parametrů. Zahájení měření je uvozeno slovem „START“. Následuje sloupec čísel, který udává amplitudu jednotlivých složek spektra. Amplitudy jednotlivých složek jsou vyjádřeny pomocí hodnoty desetibitového čísla. AD převodník integrovaný v ATmega16 je 10-ti bitový, takže amplituda je reprezentována číslem 0 až 1023. Konec měření je uvozen slovem „STOP“. Protože terminálový emulátor umožňuje ukládání okna, nastavil jsem ukládání tohoto okna do souboru formátu txt. Tento soubor může být využit různými programy pro grafické zobrazení dat na monitoru PC. Abych dokázal, jak snadné je zobrazení těchto dat i pro laika, rozhodl jsem se použít jako zobrazovací program tabulkový editor Excel 2007 od firmy Microsoft. Tento tabulkový editor umožňuje vyčtení dat ze souboru txt. Pomocí jednoduchých funkcí jsem nejprve z kmitočtového rozsahu a frekvenčního kroku vygeneroval frekvenční osu a následně z naměřených amplitud zobrazil graf spektra signálu.

Jinou alternativou je použití například programu Matlab, který dokáže vyčítat přímo z portů počítače.



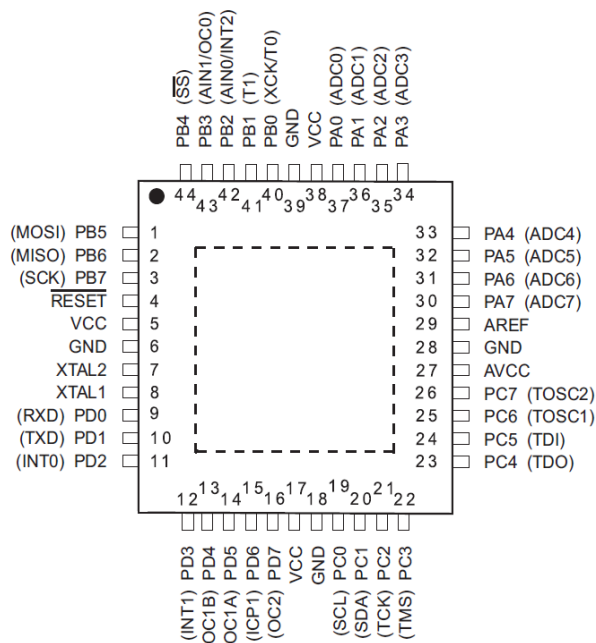
Obr 13.3 Vývojový diagram

Nyní vysvětlím část algoritmu, která je na obr. 13.4. Tato část algoritmu obsluhuje samotné měření.



Obr. 13.4 Algoritmus pro obsluhu měření

Nejprve je frekvence reprezentovaná v kHz převedena na 32 b slovo, které řídí frekvenci obvodu DDS. Toto slovo je následně součástí 40 b řídicího slova, které je odesláno do obvodu DDS. Celé řídicí slovo bylo popsáno v kapitole 8.2. Po nastavení frekvence obvodu DDS je převedena hodnota napětí na vstupu AD převodníku, konkrétně z kanálu číslo 7, který se nachází na pinu 30, viz obr. 13.5. Po dokončení AD převodu je hodnota napětí odeslána přes UART. Hodnota je odeslána v podobě řetězce, aby i jednoduché programy jako Excel neměli problém zpracovat data.

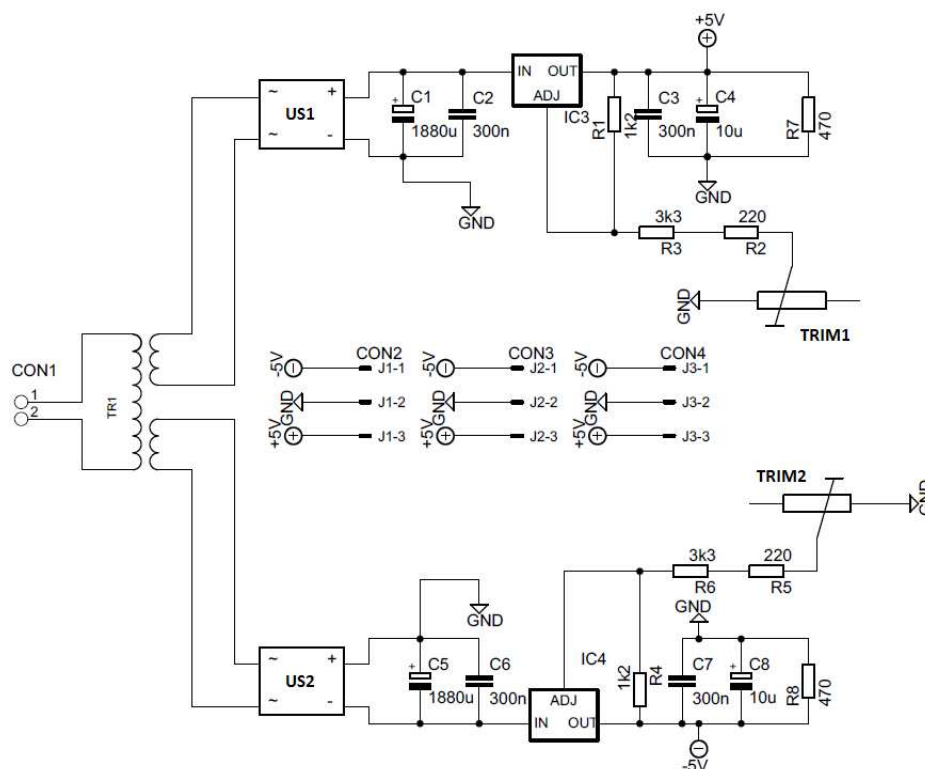


Obr. 13.5 Popis vývodů mikrokontroléru [24]

Po odeslání dat je frekvence reprezentovaná v kHz inkrementována o zadaný frekvenční krok. Následně je vybit vzorkovací kondenzátor před měřením amplitudy další složky spektra. Kondenzátor je zkratován, dokud není nastavena nová frekvence obvodu DDS. Nakonec je porovnána nastavená frekvence s horním rozsahem frekvence. Pokud je překročen horní rozsah frekvence, algoritmus měření končí a frekvence obvodu DDS je nastavena na 1 kHz. Nastavení této frekvence slouží pro případné ověření funkce mikrokontroléru i obvodu DDS. Po nastavení frekvence obvodu DDS je znovu zaveden nekonečný cyklus pro zadání rozsahů měření. Plán DPS celého zapojení od kapitoly 8 do kapitoly 13, kromě kapitoly 12, nalezneme v příloze [F].

14. Zdroj symetrického napájení 5 V

Tento zdroj musí zajistit napájení pro všechny obvody analyzátoru, kromě komunikačního modulu a mikrokontroléru. Všechny tyto komponenty dohromady mohou při své maximální spotřebě odebírat z tohoto zdroje až 800 mA z větve +5 V i z větve -5V. Kvůli rezervě jsem zvolil proud z obou větví 1 A. Schéma napájecího zdroje je na obr. 14.1.



Obr. 14.1 Schéma zdroje symetrického napájení 5 V

Transformátor TR1 [25] je připojen přes konektor CON1 k síťovému napětí 230 V. TR1 transformuje napětí 230 V na 2x 6 V. Výkon transformátoru je 16 VA. Výstupy transformátoru je přivedeny na usměrňovače US1 a US2. Usměrněné napětí je přivedeno na kondenzátory C1, C2, C5 a C6. Kondenzátory C1 a C5 jsou tvořeny čtveřicí kondenzátorů 470 µF na napětí 16 V. Tyto kondenzátory byly navrženy podle vztahu (14.1).

$$C = \frac{kI}{pU} [\mu F, -, mA, \%, V] \quad (14.1)$$

Pro stabilizaci napětí používám stabilizátory LM317T [26] a LM337T [27]. Používám je, protože mají lepší činitel stabilizace než obvody 7805 a 7905 a lze s jejich pomocí

nastavit výstupní napětí. Tyto stabilizátory potřebují minimální vstupní napětí o referenční napětí vyšší, než je stabilizované napětí. Jejich referenční napětí je maximálně 1,3 V. To znamená, že potřebujeme vstupní napětí minimálně 6,3 V, pokud na výstupu stabilizátoru má být napětí 5 V. Po usměrnění má stejnosměrné napětí hodnotu 8,49 V ($\sqrt{2} \cdot 6 \text{ V}$). Jednoduchou úpravou vztahu (14.1) zjistíme, jaké zvlnění napětí na vstupu stabilizátoru si můžeme dovolit, aby byla zaručena správná funkce stabilizátorů. Výpočet zvlnění se provede pomocí vztahu (14.2).

$$p = \frac{100}{U_{SS}} \cdot (U_{SS} - U_{MIN}) = \frac{100}{8,49} \cdot (8,49 - 6,3) = 25,8 \text{ [\%]} \quad (14.2)$$

Nyní vypočítáme hodnotu kondenzátorů C1 a C5 podle vztahu (14.1). Zvlnění zvolím pro jistotu 20 %, konstanta k je pro tento typ usměrňovače 300, proud 1000 mA a napětí je rovno 8,49 V. Po dosazení dostáváme hodnotu 1766,8 μF . Zvolíme nejbližší vyšší hodnotu kondenzátorů, kterou lze sestavit a tou je 1880 μF . Rozdělení kondenzátoru s takto velkou kapacitou na 4 menší s kapacitou 470 μF je lepší pro snížení ESR. Kondenzátory C2 a C6 jsou tvořeny trojicí kondenzátorů po 100 nF, které slouží k odfiltrování zákmitů o vyšších frekvencích (o frekvenci až několika desítek kHz). Nyní se zaměříme na rezistory R1 až R6 a trimry TRIM1 a TRIM2. Jejich hodnotu snadno vypočteme pomocí vztahu (14.3).

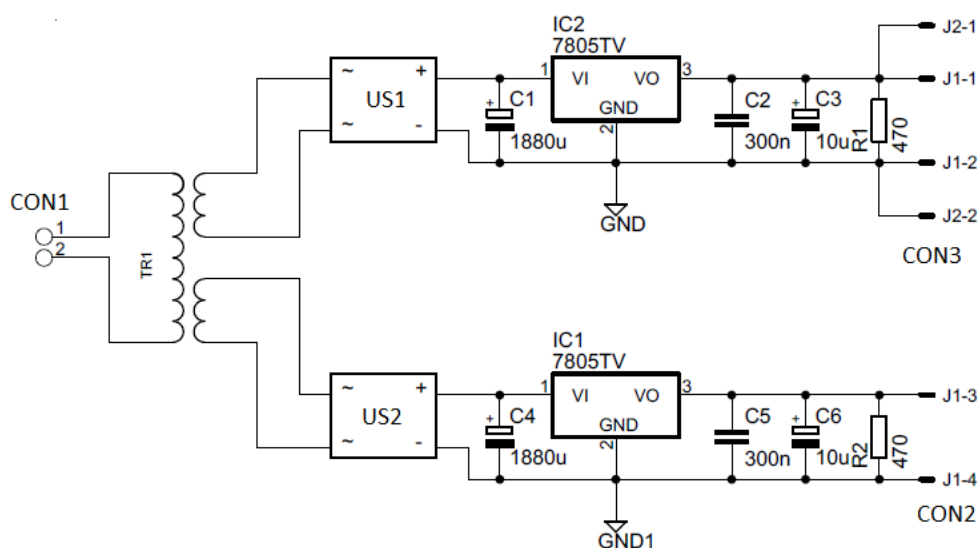
$$U_{VYST} = U_{REF} \left(1 + \frac{R2 + R3 + T1}{R1}\right) + I_{ADJ} (R2 + R3 + T1) \quad (14.3)$$

I_{ADJ} je referenční proud potřebný pro správnou funkci stabilizátorů, který činí 100 μA . Protože I_{ADJ} je malý a rovněž bude malý i součet odporů R2, R3 a TRIM1 (jednotky k Ω), můžeme ve vztahu (14.3) zanedbat část $I_{ADJ} (R2 + R3 + T1)$. Navrhne tedy celý odporový dělič tak, aby proud tekoucí tímto děličem byl asi 10x větší, než I_{ADJ} . Výstupní napětí je 5 V, tudíž celkový odpor děliče by měl být přibližně 5 k Ω , aby jím protékal proud 1 mA. Referenční napětí U_{REF} zvolíme nominální, které podle katalogu činí 1,25 V. Zvolíme-li odpor R1 1,2 k Ω , odpor trimtu TRIM1 500 Ω , pak odpory R2 a R3 musí v součtu dát hodnotu 3,3 k Ω . Vybereme z řady odpory tak, abychom dosáhli nejbližší vyšší hodnoty R3 3,3 k Ω a R2 220 Ω . Tyto hodnoty odporů umožňují nastavit výstupní napětí od 4,92 V do 5,23 V. Jak je vidět ze schématu na obr 14.1, odpory R1, R2 a R3 jsou shodné s odpory R4, R5 a R6. Rovněž jsou shodné hodnoty trimrů TRIM1

a TRIM2. Operační zesilovače v obvodech napájených tímto zdrojem vyžadují napájení od 4,5 V do 5,5 V, což tento zdroj splňuje. Kondenzátory na výstupu stabilizátorů jsou zvoleny podle katalogu, kde kondenzátory C3 a C7 jsou opět tvořeny trojicí kondenzátorů po 100 nF. Tyto stabilizátory potřebují zatížení výstupu minimálně 10 mA, a proto jsou na výstupu stabilizátorů odpory R7 a R8, jimiž teče proud 10,6 mA při napětí 5 V. Výstupy stabilizátorů jsou přivedeny na konektory se zámkem CON2 až CON4. Plán DPS celého zapojení nalezneme v příloze [G].

15. Zdroj napájení 2x 5 V

Tento zdroj zajišťuje napájení pro komunikační modul, mikrokontrolér a místní oscilátor. Pro zajištění lepší spektrální čistoty signálu, je lepší mít oddělené země pro napájení obvodu DDS, který je součástí místního oscilátoru. Jednu větev použijí pro napájení analogové části obvodu DDS a druhou pro napájení digitální části obvodu DDS a digitálních obvodů. Do kategorie digitálních obvodů patří komunikační modul, mikrokontrolér a část obvodu DDS. Schéma napájecího zdroje je na obr. 15.1.



Obr. 15.1 Schéma napájecího zdroje 2x 5 V

Transformátor TR1 [28] je připojen přes konektor CON1 k síťovému napětí 230 V. TR1 transformuje napětí 230 V na 2x 6 V. Výkon transformátoru je 4,5 VA. Výstupy transformátoru jsou přivedeny na usměrňovače US1 a US2. Usměrněné napětí je přivedeno na kondenzátory C1 a C4. Kondenzátory C1 a C4 jsou tvořeny čtveřicí kondenzátorů 470 μ F na napětí 16 V. Minimální vstupní napětí pro stabilizátory 7805 [29] je 7,5 V. Maximální proud tekoucí do obvodu 7805 je 250 mA. Pro rezervu zvolím maximální možný dodávaný proud transformátorem TR1 375 mA. Použitím vztahů (14.1) a (14.2) zjistíme, že postačující hodnota kondenzátorů C1 a C4 je 1124,4 μ F. Protože jsem zakoupil 18 kondenzátorů 470 μ F na 16 V, rozhodl jsem se zvýšit kapacitu kondenzátorů C1 a C4 na 1880 μ F. Kondenzátory na výstupu stabilizátorů jsou zvoleny podle katalogu. Všimněme si, že z důvodů napájení různých částí obvodů má zdroj oddělené země jednotlivých větví. Při zapnutí nezátíženého zdroje může dojít k překmitu napětí na výstupu stabilizátorů, což by mělo za následek zničení polovodičových součástek. Pokud zatížíme výstup vhodnými odpory, nebude

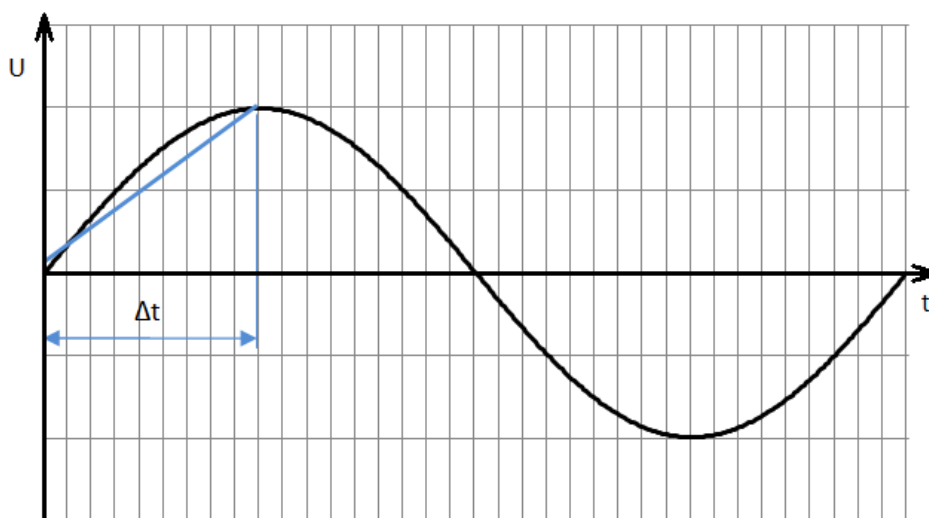
docházet k těmto překmitům, a proto jsou k výstupu stabilizátorů připojeny odpory R1 a R2. Odpory R1 a R2 teče proud 10,6 mA. DPS tohoto zapojení je v příloze. Obě napájecí větve jsou přivedeny na 4-pinový konektor se zámkem CON3. K větvi určené pro napájení digitální části obvodů je navíc připojen 2-pinový konektor se zámkem CON4. Plán DPS celého zapojení nalezneme v příloze [H].

16. Návrh blokačních kondenzátorů

Návrh blokačních kondenzátorů je velmi důležitý. Pokud nepoužijeme blokační kondenzátory, nebude zařízení fungovat správně a do napájení se bude šířit rušení, které ovlivní další obvody. Nyní si ukážeme postup návrhu blokovacích kondenzátorů pro zesilovač z kapitoly 6. Pro jejich výpočet použijeme vztah (16.1).

$$C_{\text{blok}} = \frac{\Delta t \cdot I}{\Delta U} \quad (16.1)$$

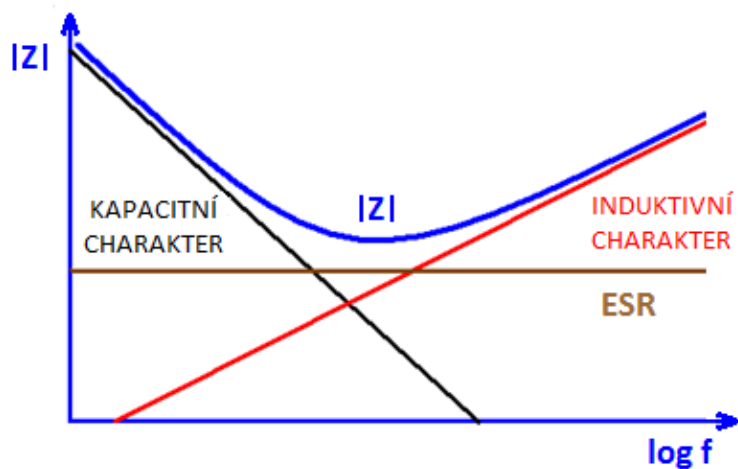
Pro určení kapacity blokačního kondenzátoru musíme znát proudovou spotřebu IO1, proud tekoucí zpětnou vazbou a proud tekoucí do zátěže, dobu trvání nejrychlejší i nejkratší náběžné hrany signálu a dovolenou změnu napájecího napětí. Nejnižší vstupní kmitočet, který již nezablokují skupinové blokační kondenzátory, je cca 20 kHz. Aproximací části sinusového signálu pomocí úsečky určíme dobu trvání náběžné hrany viz. obr. 18.1. Budeme tedy počítat s náběžnou hranou Δt 100 ns. Vlastní spotřeba AD8009 činí maximálně 18 mA, odpory zpětné vazby teče proud maximálně 18 mA a zatěžovacím odporem maximálně 20 mA.



Obr. 16.1 Aproximace sinového průběhu

Součtem dostáváme celkový proud I 56 mA. Dovolenu změnu napájecího napětí zvolím 1 % z nominální hodnoty napájení 5 V, což je ΔU 50 mV. Použití vztahu (16.1) jsme spočítali kapacitu blokačního kondenzátoru, která činí přibližně 11 μF . Nelze použít jeden elektrolytický kondenzátor o dané hodnotě, protože tyto kondenzátory mají rezonanční kmitočet okolo desítek kHz. Tato skutečnost

je zobrazena na obr. 16.2, kde je i vyznačen charakter impedance v závislosti na frekvenci.



Obr. 16.2 Impedance reálného kondenzátoru [30]

Je patrné, že do rezonanční frekvence má impedance kondenzátoru kapacitní charakter a nad ní již induktivní. V tom případě kondenzátor již nevyrovnává zvlnění napájení. Řešením je rozdělení kondenzátoru na několik kondenzátorů s menší kapacitou a vhodnými parametry, například použitím kombinace keramických a tantalových kondenzátorů. Nejkratší náběžná hrana při vstupním signálu 100 MHz sinus je 2,5 ns. Opětovným použitím vztahu (16.1) jsme vypočítali kapacitu kondenzátoru 2 nF, který musí mít rezonanční kmitočet nad 100 MHz. Proto je na každé napájecí větvi na obr. 6.2 v kapitole 6 přítomno 6 keramických kondenzátorů s hodnotou od 10 μF do 10 pF. Přičemž kondenzátory od 1 nF níže mají výrazně vyšší rezonanční kmitočet než 100 MHz.

17. Návod pro použití analyzátoru

Parametry zařízení jsou zobrazeny v tab. 17.1.

Tab. 17.1. parametry zařízení

Napájení	230 V / 50-60 Hz
Pojistka	F 63 mA 5 x 20 mm
Frekvenční rozsah	1 kHz až 100 MHz
Frekvenční rozlišení	1 kHz
Napěťový rozsah	100 μ V až 10 V
Vstupní impedance	10 k Ω při rozsahu 10 V - 1 V 50 Ω při rozsahu 1 V až 100 μ V
Připojení k PC	USB
Třída zařízení	I. bezpečnostní třída
Pojistka	5 x 20 mm (63 mA F)
Rozměry	98 x 250 x 300 mm
Váha	3,6 kg

Nyní následuje návod na obsluhu analyzátoru.

- 1) Analyzátor připojíme pomocí síťového kabelu do sítě 230 V.
- 2) Připojíme analyzátor k PC pomocí USB kabelu, který má na obou koncích vidlici USB-A.
- 3) Po připojení zařízení k PC zapneme program Bascom, nebo jiný vhodný program s terminálem, a zapneme napájení. Pokud nedojde k vypsání menu, stiskneme klávesu „r“. Po vypsání menu nastavíme potřebné parametry (frekvenční rozsah, napěťový rozsah a frekvenční krok). Po zadání parametrů připojíme vstupní signál na BNC konektor analyzátoru. Používejte pouze vodiče opatřené BNC konektory! Nepřekračujte amplitudu vstupního signálu pro daný napěťový rozsah, jinak dojde k zkreslení výsledků měření nebo poškození zařízení!
- 4) Stiskem klávesy „s“ zahájíte měření a v okně terminálu se začnou vypisovat data. Začátek dat je označen slovem „START“
- 5) Jakmile zařízení ukončí měření, dojde k vypsání slova „STOP“

- 6) Výsledná data zpracujeme ve vhodném programu. Čísla vypsaná v okně terminálu jsou amplitudy spektrálních složek reprezentované číslem 0 až 1023. Pro převod na napětí použijeme vztah (17.1).
- 7) Po ukončení měření můžeme přístroj vypnout, nebo zahájit nové měření opakováním kroků 3) až 7).

$$U_{složky} = \frac{1,25}{1023} \cdot \text{hodnota} \quad (17.1)$$

18. Měření se spektrálním analyzátozem

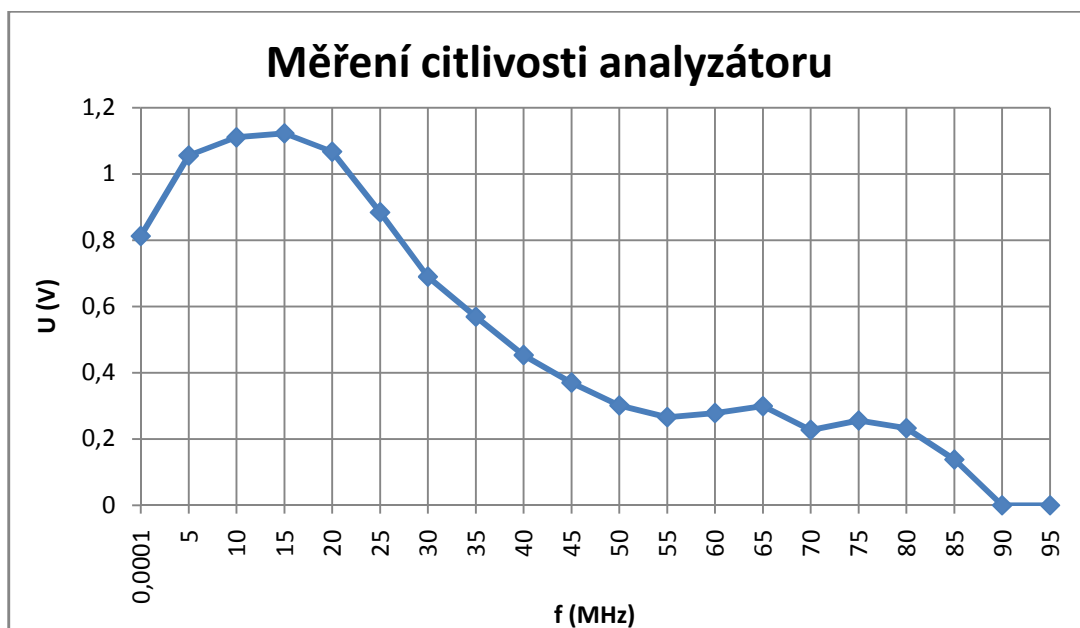
První měření se týkalo určení citlivosti analyzátoru na jednotlivých frekvencích. Do spektrálního analyzátoru jsem přivedl sinusový signál s konstantní amplitudou 500 mV. Frekvenci jsem měnil od 1 kHz do 95 MHz s krokem 5 MHz. Výsledky měření jsou v tabulce 18.1 a znázorněny pomocí grafu na obrázku 18.1.

Tab.18.1 Měření citlivosti analyzátoru

f (MHz)	U (V)	f (MHz)	U (V)
0,0001	0,8125	50	0,30102
5	1,055046	55	0,265957
10	1,110197	60	0,278269
15	1,122093	65	0,29902
20	1,066964	70	0,227273
25	0,883995	75	0,255682
30	0,689714	80	0,232713
35	0,56875	85	0,137868
40	0,453125	90	0
45	0,370066	95	0

Z grafu na obr 18.1 je patrné, že v rozsahu od 1 kHz do 37,5 MHz analyzátor udává větší hodnotu napětí, než je ve skutečnosti na vstupu. Zjistil jsem, že tento jev je způsoben větším zesílením zesilovačů zabudovaných v různých částech přístroje, viz kapitoly 6, 7 a 8.2. Od 37,5 MHz do 80 MHz má analyzátor téměř konstantní citlivost. Od frekvence nad 80 MHz se začne projevovat skin efekt na cívkách použitých ve filtrech preselektoru z kapitoly 7. Skin efekt znamená, že signál je veden při vyšších frekvencích povrchem vodiče, respektive objemem vodiče, který je blíže povrchu vodiče. Je tedy jasné, že s rostoucí frekvencí roste i odpor vodiče vlivem skin efektu. Cívky použité ve filtrech jsou navinuty na feritovém jádře a jsou velikosti 0805 i 0603. To znamená, že vodič, kterým jsou navinuty, má malý průměr, a tím i malý povrch.

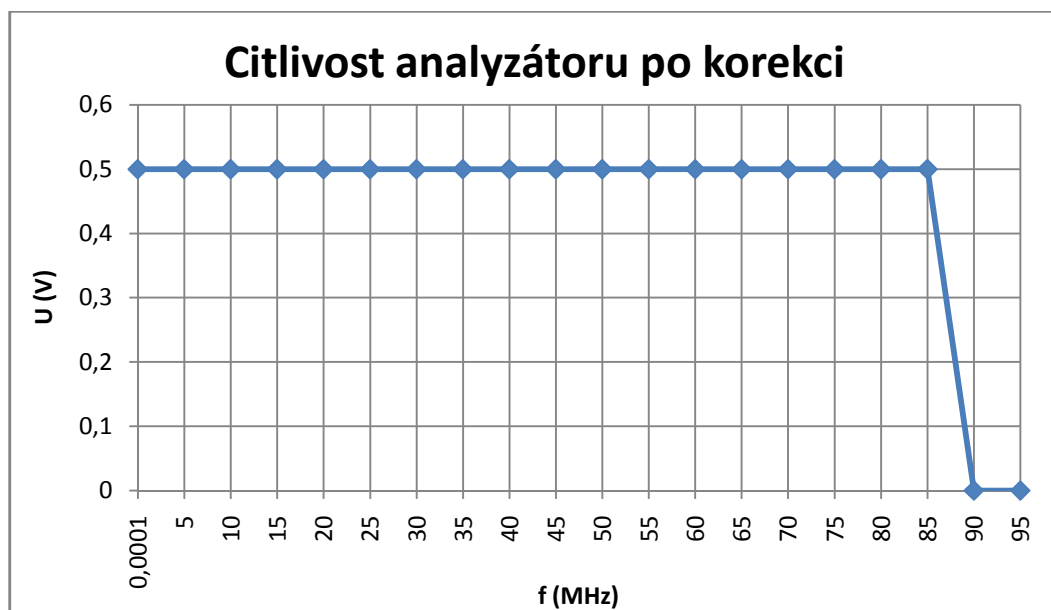
Při malém povrchu se výrazněji projevuje skin efekt. Tedy vlivem skin efektu roste útlum filtrů.



Obr. 18.1 Měření citlivosti analyzátoru

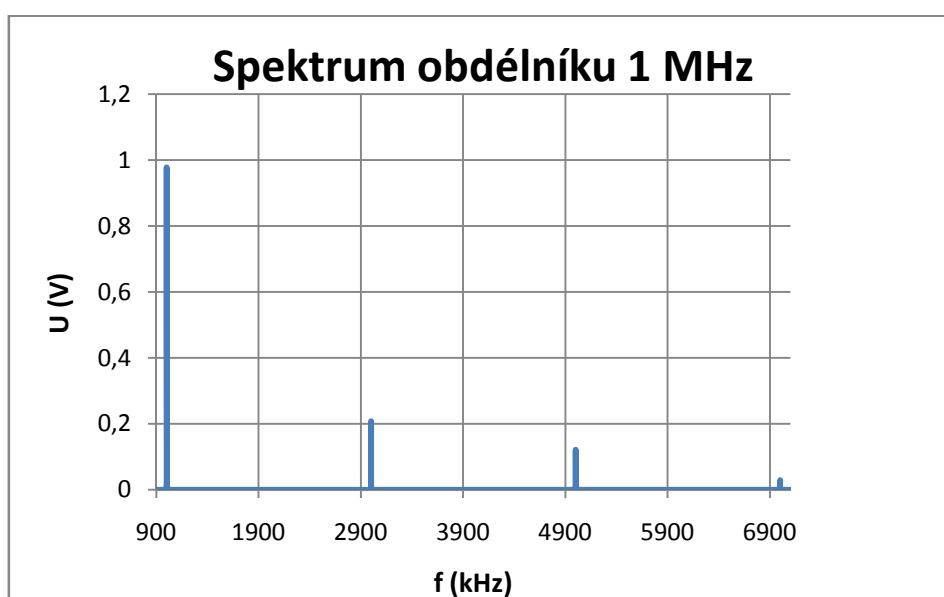
Rozdíly v citlivosti lze opravit pomocí softwarové úpravy naměřených hodnot tak, aby citlivost byla konstantní v pásmu 1 kHz až 85 MHz. Pokud provedeme tuto úpravu, dojde ke snížení rozlišení napětí. Úpravu dat může provádět mikrokontrolér v zařízení, nebo program, který zpracovává data. Vybral jsem si druhou možnost opravy dat a její výsledek je na obr. 18.2. Použil jsem jednoduchou metodu, kdy jsem nastavil dělení hodnoty napětí číslem 1,63 v rozsahu od 1 kHz do 5 MHz. Pro následující frekvenční úseky jsem použil stejnou metodu.

Není to nejlepší metoda, ale pro demonstraci je postačující. Při této korekci se 1,63x zhoršilo rozlišení amplitudy.



Obr. 18.2 Citlivost analyzátoru po korekci

V druhém měření jsem zjišťoval spektrum obdélníkového signálu o amplitudě 0,7 V a kmitočtu 1 MHz. Obdélník obsahuje základní harmonickou složku a liché harmonické složky, které se nachází (při kmitočtu obdélníku 1 MHz) na kmitočtech 3 MHz, 5 MHz, 7 MHz atd.. Jeho spektrum je zobrazeno na obr. 18.3. Na tomto obrázku jsou vidět jednotlivé spektrální složky signálu, čímž jsem ověřil funkčnost analyzátoru.

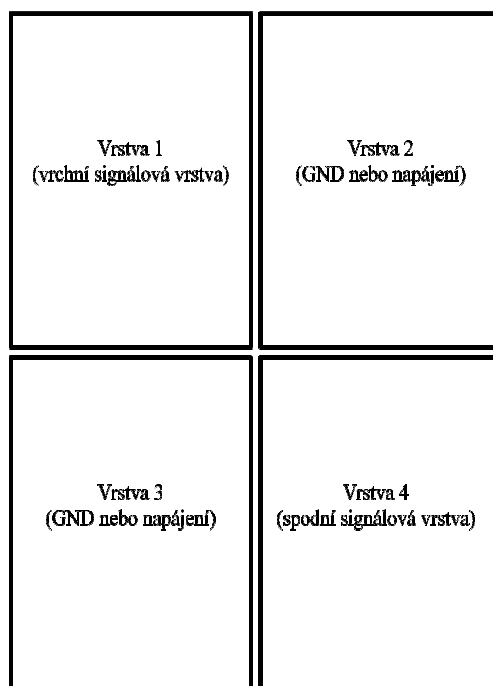


Obr 18.3 Spektrum signálu

19. Konstrukce desek plošných spojů

Celé zařízení má být vyrobitelné v domácích podmínkách, a proto jsem se rozhodl vyrobit desky plošných spojů doma. Většinu schémat nebylo možné zapojit na dvouvrstevném plošném spoji, a tak jsem přešel na čtyřvrstvé plošné spoje, které lze vyrobit i v amatérských podmínkách. Soupis použitého materiálu k výrobě DPS je obsažen v příloze [I]. Nyní popíšu postup výroby:

- 1) Navrhne 4 vrstvou desku plošných spojů ve vhodném programu (např. v Eagle).
- 2) Vytiskneme všechny vrstvy na jednu průhlednou fólii tak, aby tyto vrstvy byly vytištěny po dvojicích v následujícím pořadí: 1, 2 a 3, 4, jak zobrazuje následující obrázek 19.1.



Obr. 19.1 Rozložení vrstev na fólii

Je důležité tisknout všechny vrstvy na jednu fólii a v tomto rozložení, protože běžné domácí tiskárny nemají takovou reprodukovatelnost tisku, aby vytištěné vrstvy na samostatnou fólii měly shodné rozměry v postačující míře. Pokud nedodržíme pořadí vrstev podle obr 19.1 a zaměníme mezi sebou například vrstvy 2 a 4, pak nebude možné správně sesadit předlohy kvůli změnám v rozměrech motivů.

- 3) Oddělíme od sebe jednotlivé motivy a zkusíme je sesadit. Pokud jsou rozměry stejné, budou díry pro prokovy jednotlivých vrstev lícovat.
- 4) Nyní si připravíme dvě dvouvrstvé desky plošných spojů podle rozměrů motivů, protože budeme vyrábět dva dvouvrstvé plošné spoje. Jeden pro motivy vrstev 1 a 2, druhý pro motivy vrstev 3 a 4. Podle motivů vyvrtáme díry, podle kterých budeme sesazovat motivy. Na očištěné desky nalaminujeme suchý fotorezist a následně pomocí tyčinkového lepidla přilepíme motivy k deskám, a to tiskem směrem k DPS. Dáme pozor, aby motivy byly správně sesazeny.
- 5) Nyní osvítíme desky pomocí UV světla po vhodné dlouhou dobu. Mně se osvědčila doba osvitů 20 sekund, při použití dvou 9 W UV-A zářivek, rozmístěných na ploše 29,5 x 29,5 cm ze vzdálenosti cca 5 cm.
- 6) Vyvoláme desky v 1 % roztoku CaCO_3 v H_2O .
- 7) Vyleptáme desky v roztoku FeCl v H_2O .
- 8) Vyvrtáme díry.
- 9) Smyjeme fotorezist z desek pomocí 10 % roztoku NaOH v H_2O .
- 10) Jako prokovy použijeme měděné nýty od společnosti Bungard Elektronik GmbH & Co. Nýty osazujeme tak, aby zploštělé konce byly na těch stranách, kde budou k sobě přiléhat desky plošných spojů a na obou stranách zapájíme.
- 11) Strany, které budou k sobě přiléhat, potřeme vhodným epoxidovým lepidlem a k těmto stranám přilepíme papír. Po vytvrzení lepidla potřeme obě desky epoxidovým lepidlem, kde je přilepen papír a tyto desky přiložíme tak, aby byly slícované. Toho dosáhneme prostrčením špendlíků skrz díry. Špendlíky ponecháme na místě, dokud lepidlo nedosáhne manipulační pevnosti, a pak je odstraníme.
- 12) Vyvrtáme vnitřní otvory prokovů.
- 13) Do vnitřních otvorů prokovů vložíme vodič o vhodném průměru a zapájíme na obou stranách DPS. Tím propojíme jednotlivé vrstvy.
- 14) Součástky osadíme, až dojde k vytvrzení epoxidového lepidla, které jsme použili pro lepení. Vytvrzení lepidla trvá většinou 72 hodin.

20. Ekonomická analýza

Celé zapojení stálo 4.923,00 Kč včetně DPH, což je v toleranci ceny uvedené v kapitole 3 tab. 3.1. V tomto případě není započítán čas, který je zapotřebí k výrobě celého zařízení. Nyní k ceně zařízení připočtu hodnotu, která odpovídá množství času potřebného pro výrobu. Pro výrobu celého zařízení bylo zapotřebí 54 hodin práce. Průměrná hodinová mzda v České republice je 107 Kč. Tento údaj jsem získal ze stránek Českého statistického úřadu. To znamená, že cena práce provedené na zařízení je v hodnotě 5.992,00 Kč. V tomto případě hodnota zřízení přesahuje více jak dvakrát zadanou maximální hodnotu. Pokud bude zařízení vyráběno v rámci volného času, cena zařízení bude splňovat kritérium pro maximální cenu. Následující tabulka 20.1 ukazuje srovnání cen komerčně vyráběných analyzátorů s analyzátozem popsaným v této práci. Spektrální analyzátoři v tab. 20.1 byly již zmíněny v kap. 4.

Tab. 20.1 Srovnání cen analyzátorů

Přístroj	Cena (Kč)
Projekt	4.923,00
HP 3588A	84.000,00
HP 3580A	35.000,00
DSA815/TG	44.000,00

Z této tabulky je patrné, že můj analyzátor slouží jako náhrada za starší typy. Další výhodou mého analyzátoru je unikátnost, protože na trhu se dosud neobjevil podobný přístroj pro radioamatéry za srovnatelnou cenu. Soupis materiálu je v příloze [J]. Některé součástky nebylo možné zakoupit v menším množství, než například 100 kusů. Tudíž v příloze [J] je více součástek, než bylo použito při realizaci zařízení

21. Závěr

Zadání jsem splnil nad rámec požadovaných parametrů. Spektrální analyzátor je schopen pracovat ve frekvenčním rozsahu od 1 kHz do 85 MHz. Původní zadání počítalo s rozsahem od 1 kHz do 65 MHz. Analyzátor je schopen pracovat s napět'ovým rozsahem 100 dB (10 V až 100 μ V), přičemž zadání původní zadání mělo dosahovat napět'ového rozsahu 50 dB. V kapitole 18 byl zmíněn problém se skinefektem cívek použitých v preselektoru, který měl za následek omezení frekvenčního rozsahu do 85 MHz. Tento jev lze odstranit pomocí cívek se vzduchovým jádrem, které jsou vinuty vodičem s větším průměrem. S těmito cívkami jsem experimentoval, ale byl jsem nucen použít cívky v pouzdrech 0806 a 0603, kvůli omezení velikosti preselektoru. Tento problém lze vyřešit i tak, že použijeme směšování směrem k vyšším kmitočtům, jak bylo vysvětleno v kapitole 10. Dále by bylo vhodné kompenzovat veškeré odpory v zesilovačích pomocí paralelních kondenzátorů. Nerovnoměrnost charakteristiky citlivosti analyzátoru od 1 kHz do 37,5 MHz lze odstranit pomocí doplnění dalších zesilovačů, mezi nimiž se bude přepínat v závislosti na frekvenci. Pro zlepšení citlivosti lze použít detektor, který lze zakoupit jako integrovaný obvod. Příkladem takového obvodu je HMC1010LP4STR [31], který může pracovat ve frekvenčním rozsahu od 0 Hz do 3,9 GHz. O existenci takového detektoru jsem se dozvěděl, až když jsem dokončil konstrukci celého zařízení. Bylo by vhodné přesně změřit frekvenci 30 MHz oscilátoru z kapitoly 8.2, aby nastavená frekvence na místním oscilátoru byla co nejpřesnější. Protože se jedná o konstrukci, kterou lze realizovat v amatérských podmínkách, tento analyzátor může být použit jak pro radioamatéry, tak pro výuku na středních školách. Každý může experimentovat se zapojením jednotlivých součástí, a tím se může poučit o teorii i funkci spektrálních analyzátorů. Fotografie celého zařízení jsou v přílohách [K] až [N]. Veškerá dokumentace je uvedena na přiloženém CD.

22. Použitá literatura

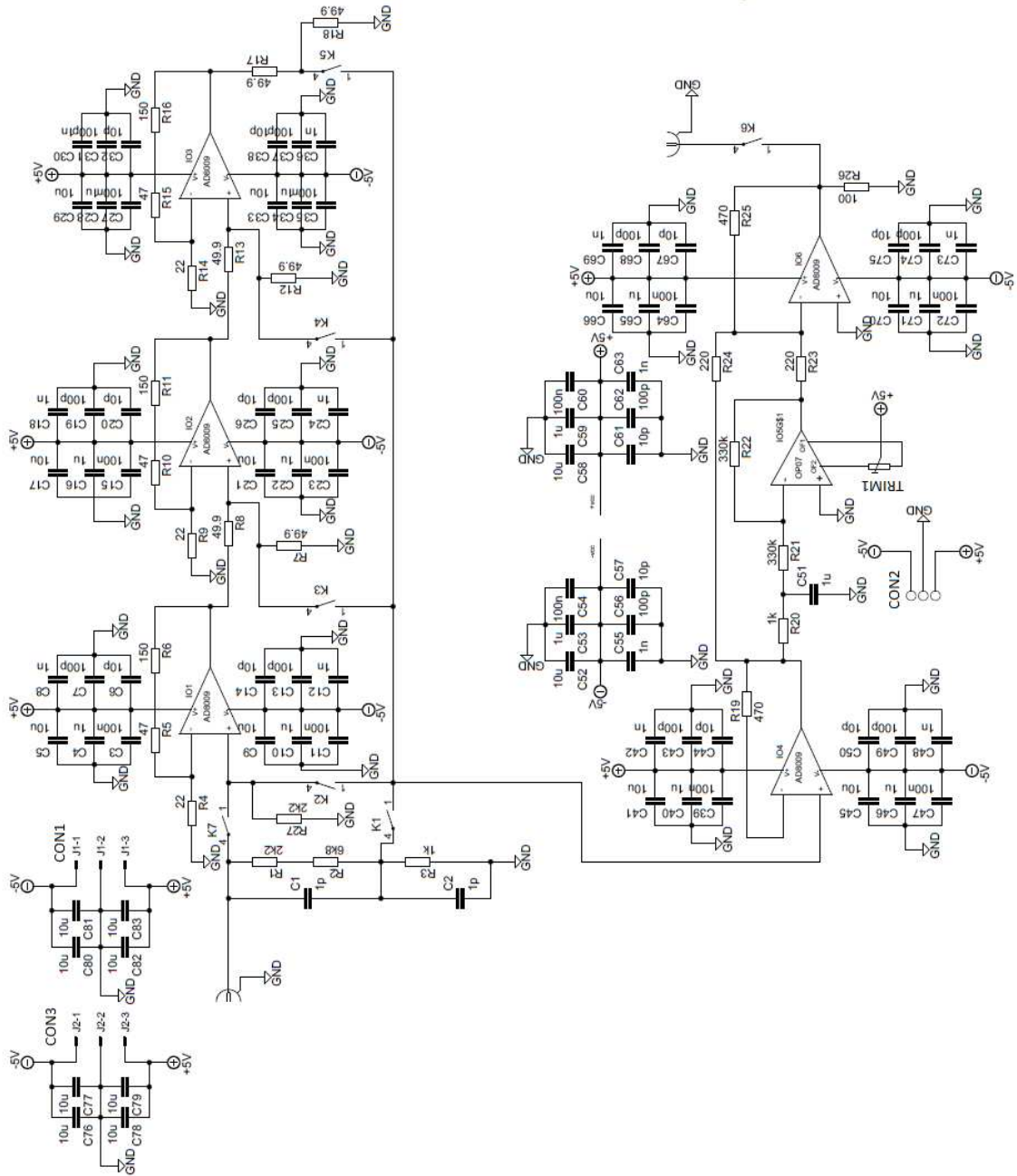
- [1] Katalogový list obvodu AD8009 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8009.pdf>
- [2] Katalogový list obvodu ULN2003A [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uln2003a.pdf>
- [3] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 34
- [4] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 39
- [5] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 47
- [6] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 33
- [7] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 33
- [8] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 32
- [9] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 33
- [10] DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír: Elektrické filtry [online]. [vid 26.4. 2015]
Dostupný z:
<http://www.unium.cz/>, str. 33

- [11] Katalogový list obvodu S1A050000 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.cosmo-ic.com/object/products/S1A050000.pdf>
- [12] Obrázek frekvenční syntéza [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
http://fl.hw.cz/docs/frekv_synteza/image001.gif
- [13] Katalogový list obvodu AD9851 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9851.pdf>,
str. 14
- [14] Katalogový list obvodu AD9851 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9851.pdf>,
str. 5
- [15] Katalogový list obvodu AD9851 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9851.pdf>,
str. 5
- [16] Katalogový list obvodu AD9851 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD9851.pdf>,
str. 14
- [17] Katalogový list obvodu 70HCT04 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/74HC_HCT04.pdf
- [18] Katalogový list obvodu AD835 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD835.pdf>
- [19] Almost All Digital Electronics. AADE Filter Design and Analysis [program]. Ver. 4.4. [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
http://www.aade.com/_lter32/download:htm
- [20] Katalogový list obvodu MAX232 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/max232.pdf>
- [21] Katalogový list obvodu FT232BL [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232BL_BQ.pdf
- [22] Katalogový list obvodu ATmega16 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.atmel.com/images/doc2466.pdf>

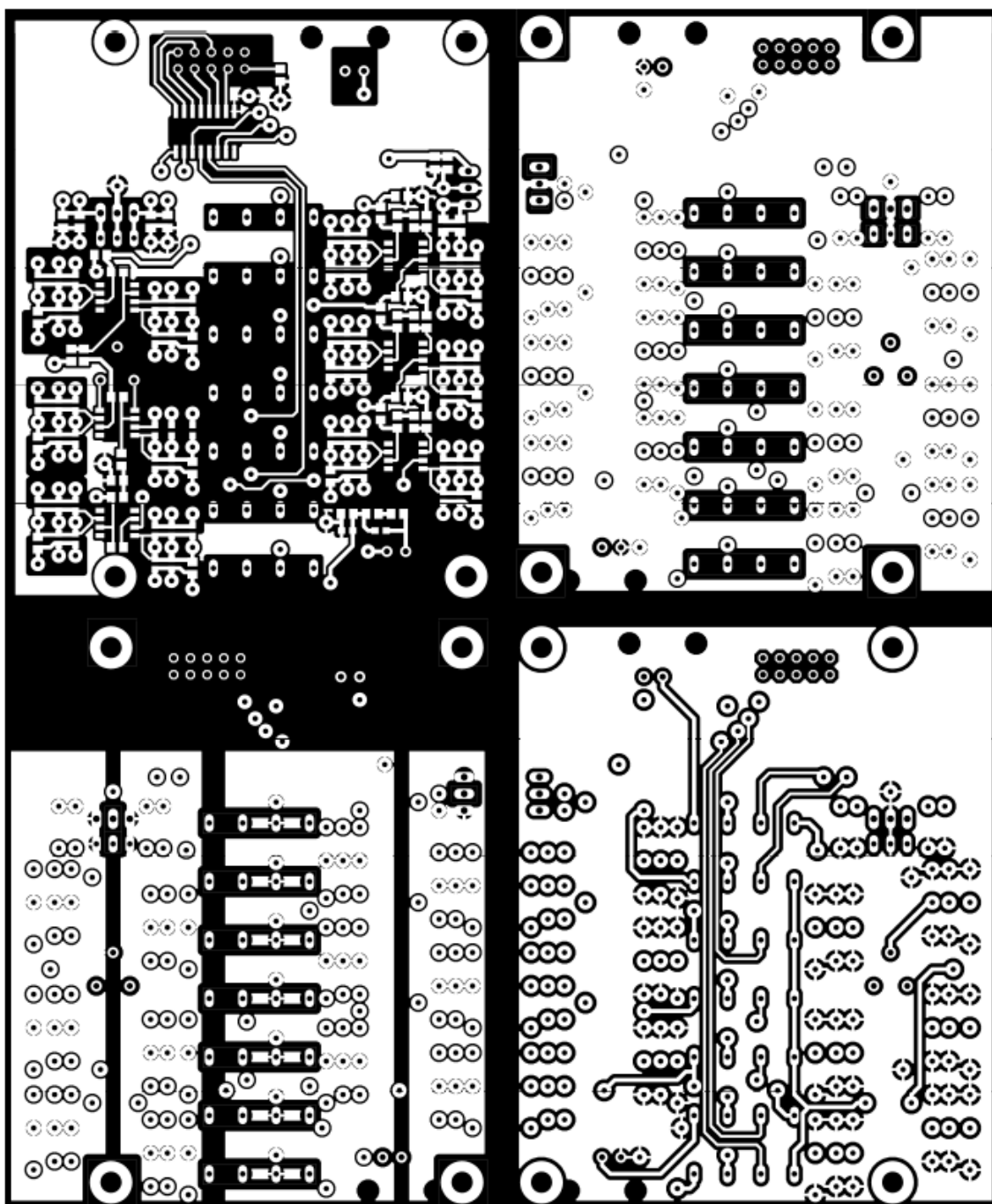
- [23] Katalogový list obvodu LT1004 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1004fb.pdf>
- [24] Katalogový list obvodu ATmega16 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.atmel.com/images/doc2466.pdf>, str. 2
- [25] Katalogový list transformátoru HAHN BV EI 541 1128 [online]. [vid. 26.4. 2015].
Dostupný z:
<http://www.hahn-trafo.com/english/daten/5411128.htm>
- [26] Katalogový list obvodu LM317T [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm117.pdf>
- [27] Katalogový list obvodu LM337T [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm137.pdf>
- [28] Katalogový list transformátoru HAHN BV EI 382 1186 [online]. [vid. 26.4. 2015].
Dostupný z:
<http://www.hahn-trafo.com/english/daten/3821186.htm>
- [29] Katalogový list obvodu 7805 [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7805c.pdf>
- [30] KREJČÍŘÍK, Alexandr: Přednášky předmětu Návrh napájecích zdrojů [online].
[vid 17.11. 2014]. Dostupný z:
<https://moodle.kme.fel.cvut.cz>
- [31] Katalogový list obvodu HMC1010LP4STR [online]. [vid. 26.4. 2015]. Dostupný z:
https://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc1010lp4.pdf

23. Přílohy

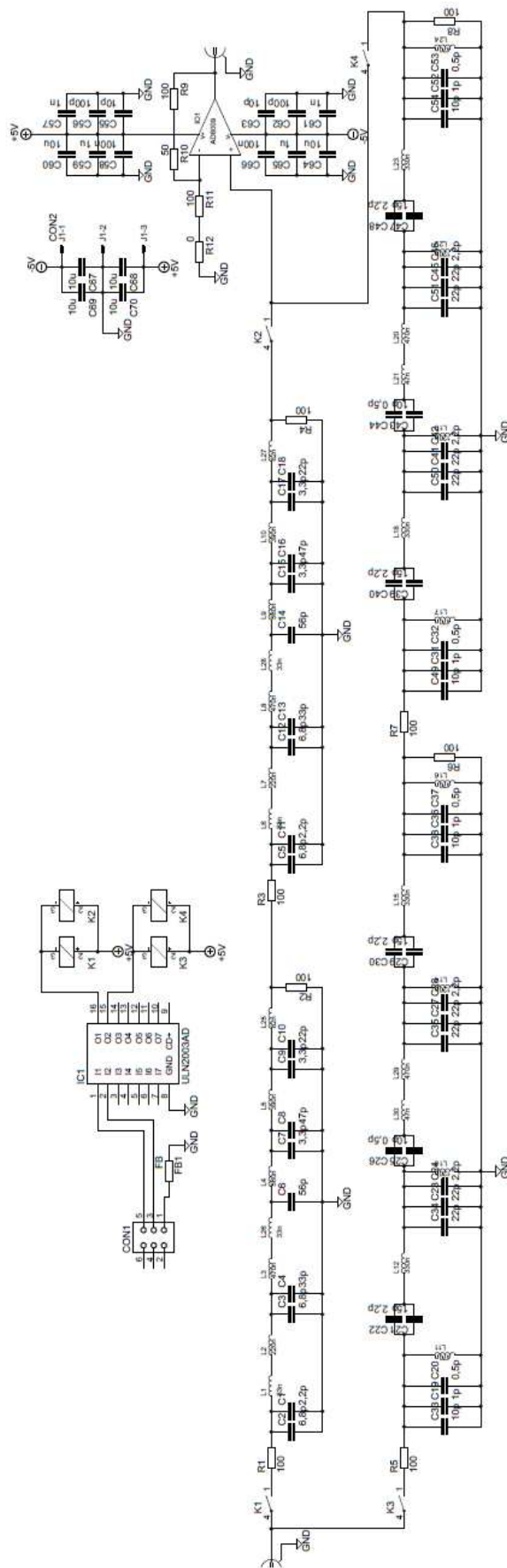
[A] Schéma vstupního děliče a zesilovače



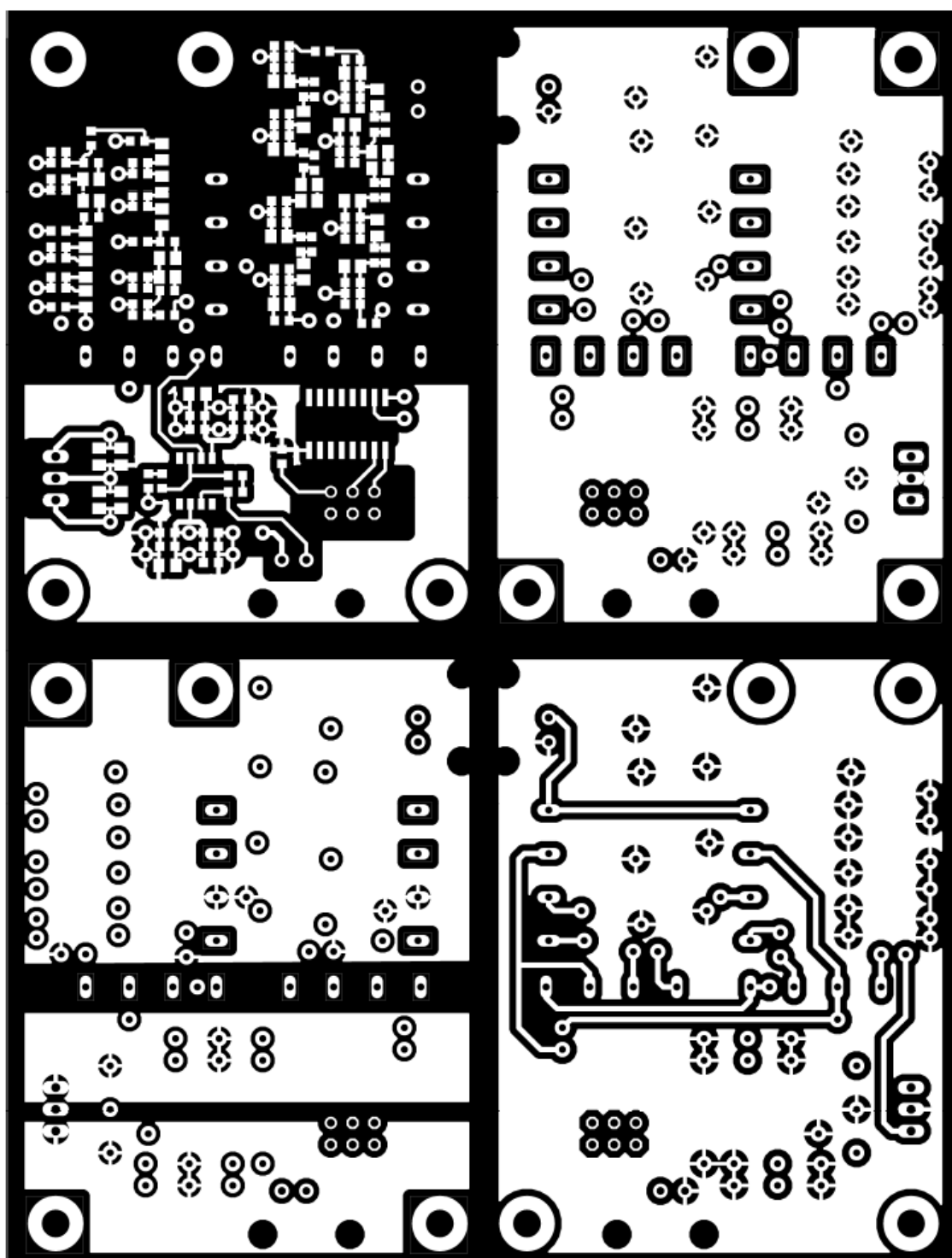
[B] Plán DPS vstupního děliče a zesilovače



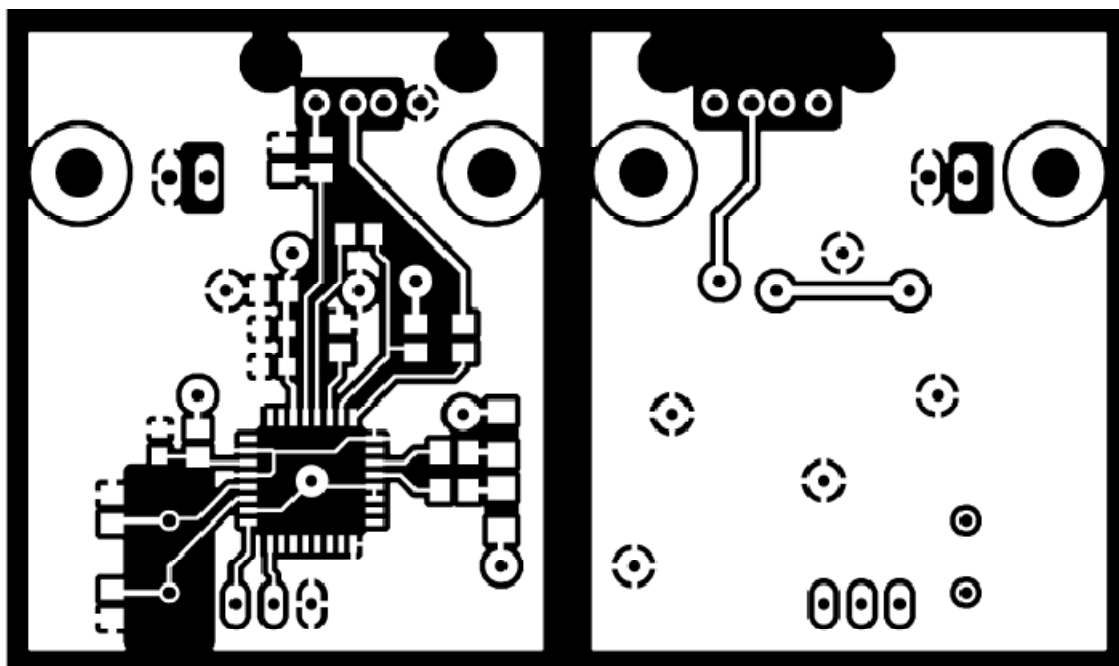
[C] Schéma preselektoru



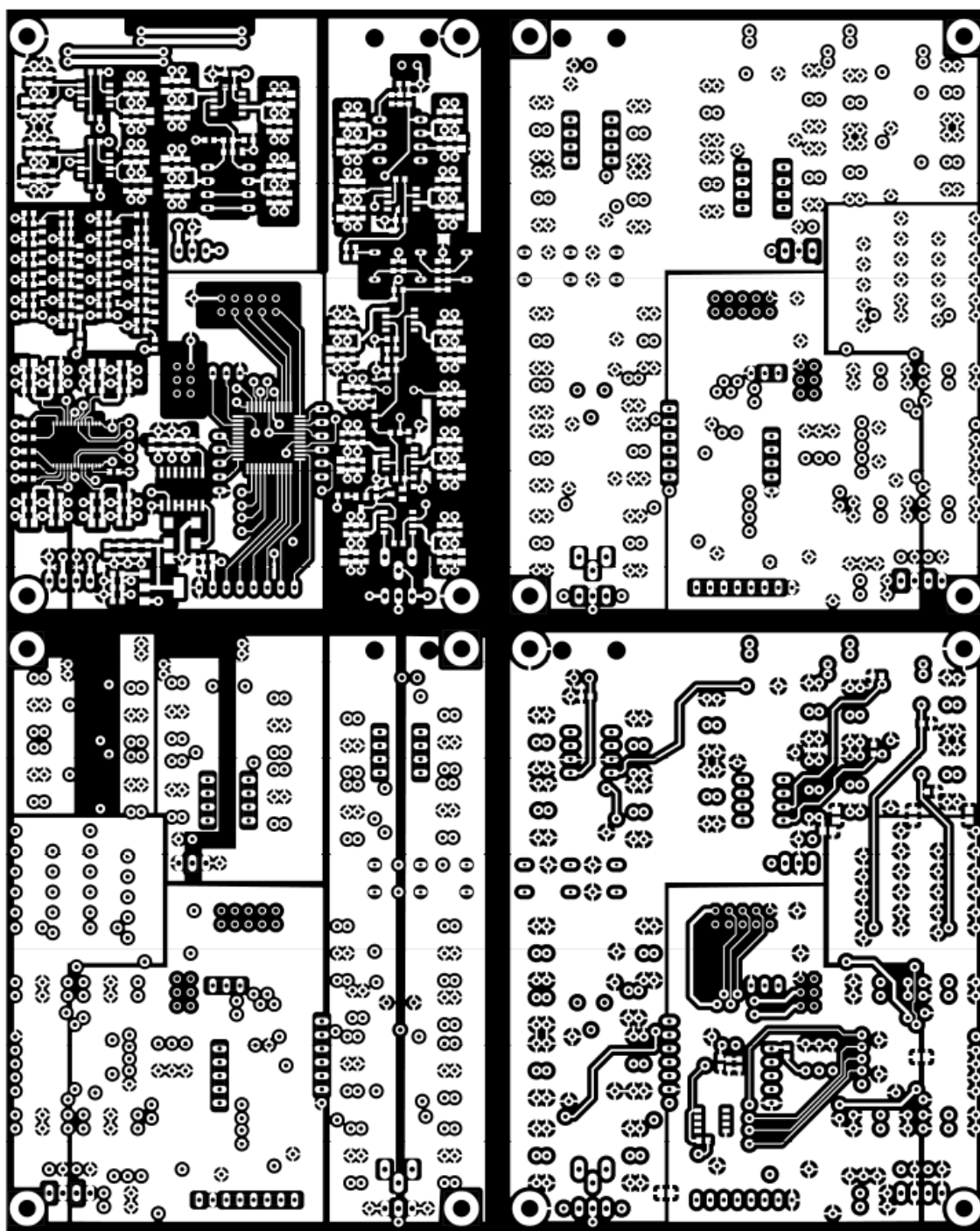
[D] Plán DPS preselektoru



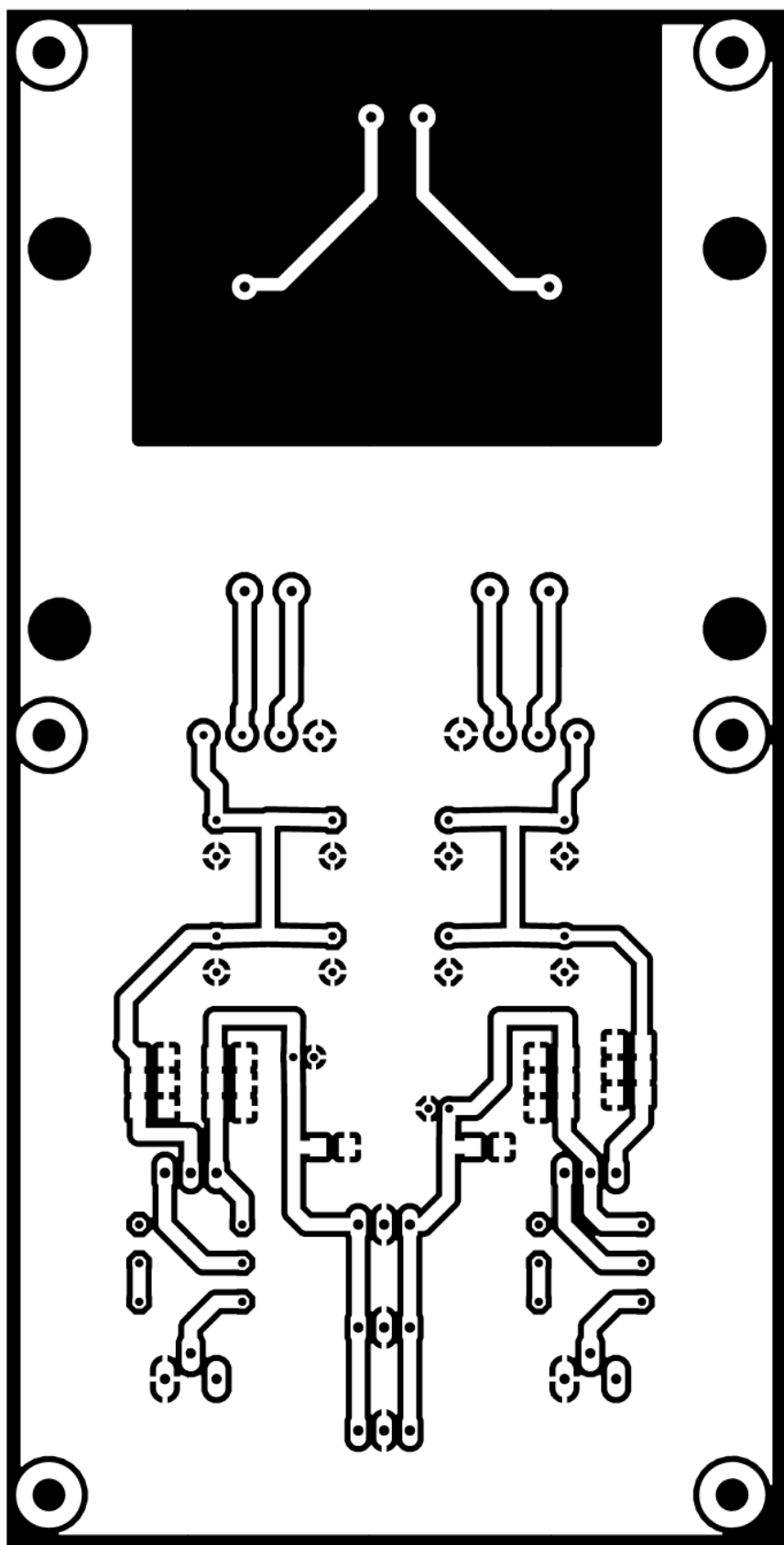
[E] Plán DPS komunikačného modulu



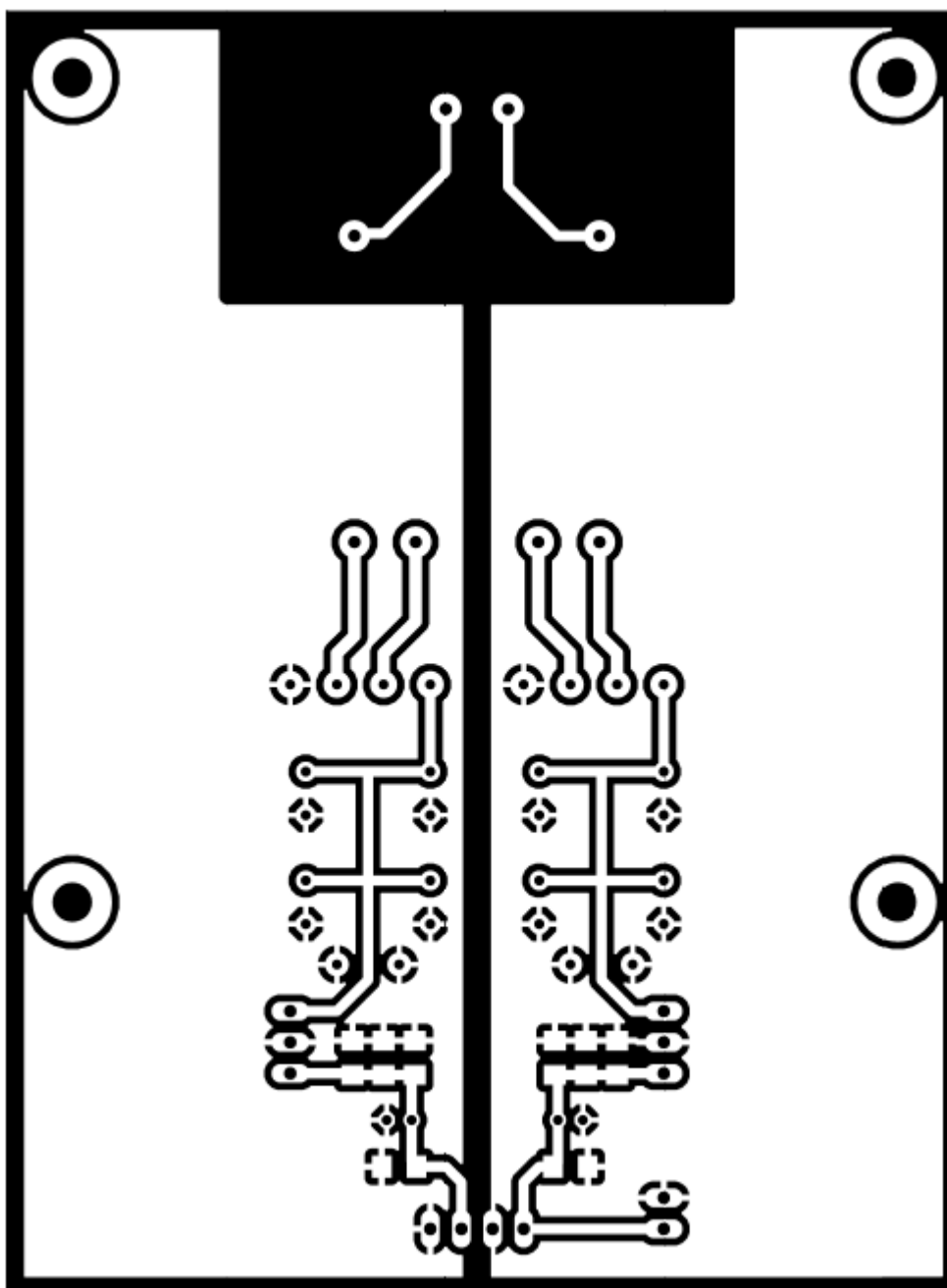
[F] Plán DPS hlavního obvodu



[G] Plán DPS symetrického zdroje napájení 5 V



[H] Plán DPS zdroje napájení 2x 5 V



[I] Soupis materiálu pro výrobu DPS

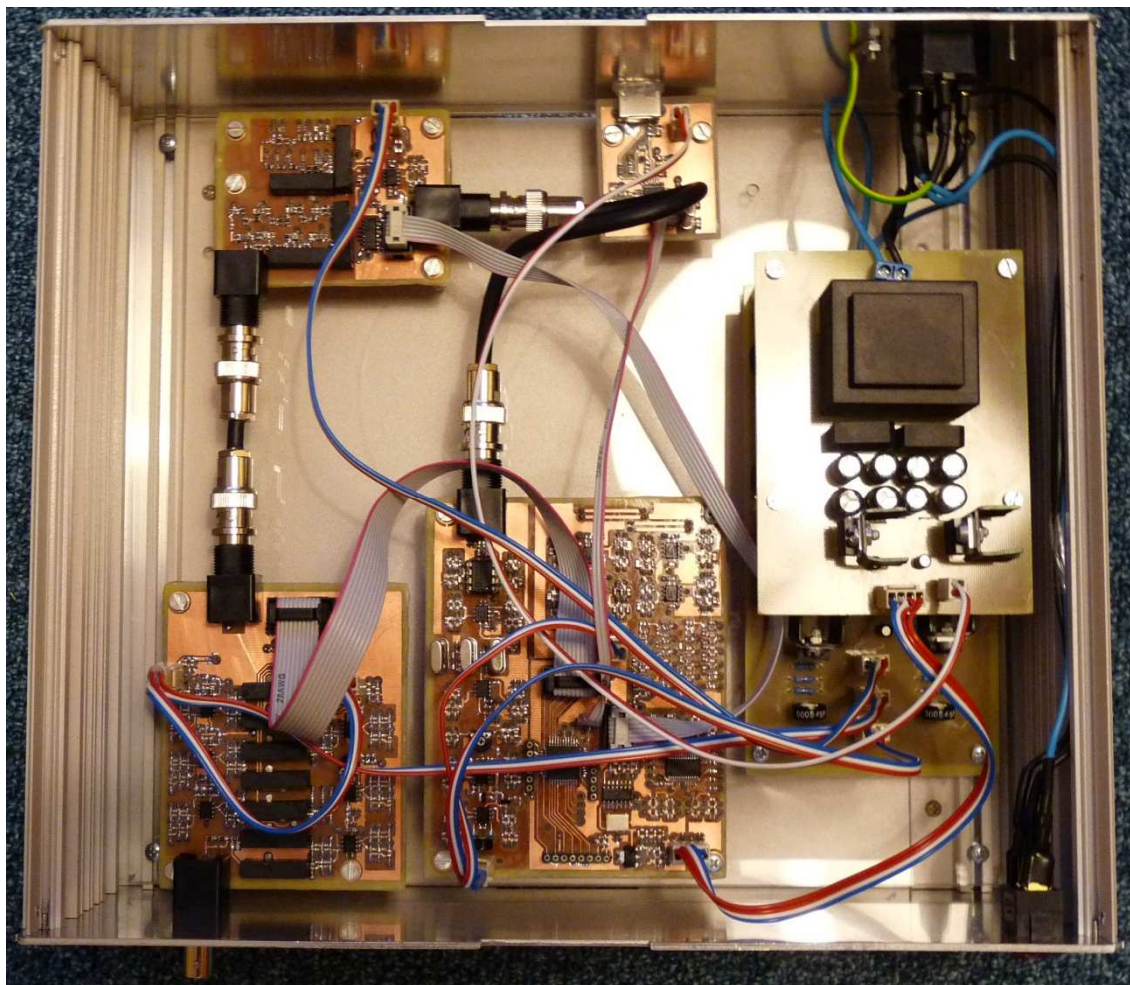
Materiál	Množství
FR4 (1 x 297 x 420 mm) oboustranný	2 ks
Roztok FeCl	1000 ml
nýty 0,6 mm	1 bal.
Suchý fotorezist (21 x 100 cm)	2 ks
CaCO ₃	10 g
NaOH	10g
H ₂ O	2000 ml
Cínová pájka 1mm	250 g
vrtáky 0,6 mm	2 ks
vrtáky 0,8 mm	2 ks
vrtáky 0,2 mm	2 ks
5-ti minutové epoxidové lepidlo	29 g
Papír A4	2 ks

[J] Soupis materiálu pro výrobu celého zařízení

Materiál	Množství (ks)	Materiál	Množství (Ks)
10-ti žilý kabel pro konektory PFL 1m	2	C 10 μ F 16V RM 5 mm elektrolytický	100
6-ti žilý kabel 0,75 mm ² 1m	2	LM317T	1
74HCT04	1	LM337T	1
7805 SOT220	1	LS-506	1
7905 SOT220	1	LT1004	1
AD8009	14	MLW06G	2
AD9851	1	MLW10G	2
APE1117AK-33HF-3	1	MMZ1608S102A	25
ASV 30 MHz 3,3 V	1	OP07	3
ATmega16-AU	1	PC zásuvka 230 V	1
BAT 54	3	PFH02-02P	2
BC380C1500F	4	PFH02-03P	8
BCN zásuvka 90°	5	PFH02-04P	2
C 0,5 pF 0603	50	PFL06	2
C 1 μ F 0603	100	PFL10	2
C 1 nF 0603	100	Plechové chladiče SOT 220	4
C 1 pF 0603	100	Plexisklo 4 x 245 x 270 mm	1
C 10 μ F 0805	50	Podsvícený koléb. vyp.	1
C 10 pF 0603	100	pojistka 63 mA F 20 x 5 mm	1
C 100 nF 0603	100	PSH02-02PG	2
C 100 pF 0603	100	PSH02-03PG	8
C 2,2 pF 0603	100	PSH02-04PG	2
C 22 pF 0603	100	PT10V 500 Ω	2
C 27 pF 0603	100	PT6H 25 k Ω	3
C 3,3 pF 0603	100	PT6H 5 k Ω	1
C 33 pF 0603	100	Q 40 MHz	3
C 47 pF 0603	100	Q 6 MHz	1
C 470 μ F 16V RM 5 mm elektrolytický	18	R 1 k Ω 0603	100
C 56 pF 0603	100	R 1,2 k Ω 0603	100
C 6,8 pF 0603	100	R 10 k Ω 0603	100
Dutinková preciz. lišta 20 pinů	2	R 100 Ω 0603	100
FR4 1 x 297 x 420 mm dvouvrstvý	2	R 150 Ω 0603	100
FR4 1,5 x 100 x 100 mm dvouvrstvý	1	R 2 k Ω 0603	100
FR4 1,5 x 297 x 420 mm jednovrstvý	1	R 200 Ω 0603	100
FT232BL	1	R 22 Ω 0603	100
HAHN BV EI 382 1186	1	R 22 Ω 0805	100
HAHN BV EI 541 1128	1	R 27 Ω 0805	100
Koaxiální kabel 50 Ω 1m	1	R 3,3 k Ω 0603	100
Konektor USB-A do DPS zásuvka	1	R 3,9 k Ω 0603	100
kontakt PFF02-01F	50	R 330 k Ω 0603	100
krabička U-16-9	1	R 4,7 k Ω 0603	100

Materiál	Množství (ks)	Materiál	Množství (Ks)
L 0603 180 nH	10	R 47 Ω 0603	100
L 0603 33 nH	10	R 47 Ω 0805	100
L 0603 330 nH	10	R 470 Ω 0603	100
L 0603 47 nH	10	R 470 Ω 0805	100
L 0805 120 nH	10	R 49,9 Ω 0603	50
L 0805 220 nH	10	R 560 Ω 0603	100
L 0805 330 nH	10	R 560 Ω 0603	100
L 0805 470 nH	10	R 560 Ω 0805	100
L 0805 560 nH	10	R 59 k Ω 0603	100
LED červená 0805	1	S1A050000	11
LED zelená 00805	1	ULN2003A	2
BNC vidlice na kabel	4		

[K] Foto spektrálneho analyzátoru bez krytu



[L] Foto přední části spektrálního analyzátoru



[M] Foto zadní části spektrálního analyzátoru



[N] Foto celého spektrálního analyzátoru

