

České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole



Bakalářská práce

Simulátor cílů pro automobilové radary

Target simulator for automotive RADARs

Květen 2019

Vypracoval:

Jonáš Kubát

Vedoucí práce:

doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem práci *Simulátor cílů pro automobilové radary* vypracoval samostatně a všechny zdroje použité při zpracování této práce uvedl v seznamu literatury.

V Praze dne 14. května 2019

.....
Podpis

CO NENÍ SOUČÁSTÍ TÉTO PRÁCE

Tato práce je součástí projektu Pokročilé testování automobilových radarů (PTAR), jehož záměrem je vytvoření kompletního simulátoru cílů pro automobilové radary pracující na frekvencích 24 GHz (pásmo 24 ÷ 24,25 GHz) a 78 GHz (pásmo 76 ÷ 81 GHz), aby bylo možné testovat správné chování řídicí elektroniky automobilu, když se v okolí objeví překážka či jiné vozidlo.

Hned na začátek proto uvedu, že součástí této práce je:

Návrh analogové verze simulátoru s digitálním řízením pro jeden cíl na mezifrekvenci 10 GHz (pásmo 8 ÷ 12 GHz) a realizace obvodů tohoto simulátoru.

Součástí této práce naopak není:

Vysílací a přijímací anténka, místní oscilátor, konvertory z radarového pásma na mezifrekvenci 10 GHz, filtry k nim, konvertory na mezifrekvenci pro digitální zpracování, obvody digitálního zpracování a řídicí program simulátoru.

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kubát** Jméno: **Jonáš** Osobní číslo: **466258**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Analogový simulátor cílů pro automobilové radary

Název bakalářské práce anglicky:

Analog Target Simulator for Automotive Radar Applications

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se s funkcí simulátorů cílů pro automobilové radary. Navrhněte a realizujte hlavní části analogové verze simulátoru s následujícími parametry:

- dosah min. 15m
- frekvenční pásmo 8 – 12GHz
- krok max. 20cm
- simulovatelné rychlosti cílů do 50km/hod

Proveďte systémový rozbor, navrhněte obvodovou implementaci a realizujte hlavní obvody.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Hash J. et al.: Millimetre-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band, IEEE-MTT March 2012, str. 845-860.
[2] Lutz S. et al.: Target Simulator Concept for Chirp Modulated 77GHz Automotive Radar Sensors, EuRAD Rome 2014, str. 65 – 68.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc., katedra elektromagnetického pole FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **12.02.2019**

Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **20.09.2020**

doc. Ing. Přemysl Hudec, CSc.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji všem lidem za to, že tu jsou a dělají tento svět lepším. Děkuji přírodě za to, že tu je, a dělá tento svět krásnějším. Děkuji všem, kteří mají v životě velké sny, že si za nimi jdou, i těm, kteří si život maximálně užívají a inspirují tím ostatní. A také vedoucímu práce, že mě navedl na nejbližší funkční cestu, když jsem přišel s až moc šíleným nápadem.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem a realizací analogového simulátoru cílů s digitálním řízením pro automobilové radary na mezifrekvenci 10 GHz. Pro radary pracující na vyšších frekvencích se počítá s předřazením konvertoru. První část na principu radaru vysvětluje princip simulátoru a jaké parametry signálu musí být schopen simulátor v jakém rozsahu měnit, aby dokázal simulovat všechny cíle, které může radar v běžném provozu z automobilu vidět. Druhá část se zabývá výběrem vhodných integrovaných obvodů pro elektroniku simulátoru, návrhem zapojení a desek plošných spojů (DPS) pro tyto obvody. Třetí část je věnována výrobě těchto desek, jejich osazení součástkami a následnému měření pro ověření správné funkce navržených obvodů.

Klíčová slova: radar, testování radaru, simulátor cílů, VF obvody, návrh DPS, KiCAD

ABSTRACT

This work is about design and realization of analogue target simulator with digital control for automotive radars at intermediate frequency 10 GHz. For higher frequency radars, frequency converter is assumed. The first part explains the principle of the simulator on the principle of radar and which parameters of the signal must be able to modify, to be able to simulate all targets that radar can see in normal traffic from the car. The second part deals with selection of suitable integrated circuits for simulator electronics, circuit design and printed circuit boards (PCB) for these circuits. The third part is devoted to the production of these boards, component assembly onto them and the subsequent measurement to verify the correct function of the designed circuits.

Key words: radar, radar testing, target simulator, RF circuits, PCB design, KiCAD

OBSAH

Co není součástí této práce	2
1. Úvod	9
1.1 Historie.....	9
1.2 Princip radaru.....	10
1.3 Proč simulátor.....	10
1.4 Princip simulátoru	11
1.5 Radarová pásma.....	11
2. Realizace simulátoru	12
3. Parametry simulátoru	13
3.1. Zpoždění	13
3.2. Rozdílová frekvence	14
3.3. Útlum.....	14
4. Analogový simulátor s digitálním řízením.....	15
4.1. Obvod nastavení zpoždění	16
4.2. Obvod nastavení amplitudy	18
4.3. Obvod rozdílové frekvence.....	20
5. Zesilovač s HMC963.....	22
5.1 Výběr materiálu DPS.....	22
5.2 Mechanická konstrukce zapojení.....	23
5.3 Koplanární vedení.....	24
5.4 Návrh zapojení.....	24
5.5 Výběr součástek	26
5.6 Návrh DPS v programu KiCAD	26
5.7 Hotové DPS	29
6. Zeslabovač s HMC424A.....	30
6.1 Návrh zapojení.....	30
6.2 Návrh DPS v programu KiCAD	32
6.3 Hotové DPS	36

7. Dvojpřepínač s ADRF5026	37
7.1 Návrh zapojení.....	37
7.2 Návrh DPS v programu KiCAD	39
7.3 Hotové DPS	42
8. Přepínač s ADRF5026.....	43
8.1 Návrh zapojení.....	43
8.2 Návrh DPS v programu KiCAD	44
8.3 Hotové DPS	45
9. Fázovač s MAPS-010166.....	46
9.1 Návrh zapojení.....	46
9.2 Návrh DPS v programu KiCAD	47
9.3 Hotové DPS	48
10. Výroba DPS	49
10.1 Export výrobních souborů	49
10.2 Panel pro PragoBoard	50
10.3 Panel pro JLC PCB.....	54
10.4 Osazování součástek.....	58
11. Měření.....	60
11.1 Oživení hotových DPS	60
11.2 Měření přepětových a ESD ochran	60
11.3 Měření spotřeby.....	61
11.4 Měření VF parametrů	62
11.5 Úprava zapojení (dvoj)přepínače.....	67
12. Závěr	67
Použitá literatura	68
Zdroje obrázků.....	69

1. ÚVOD

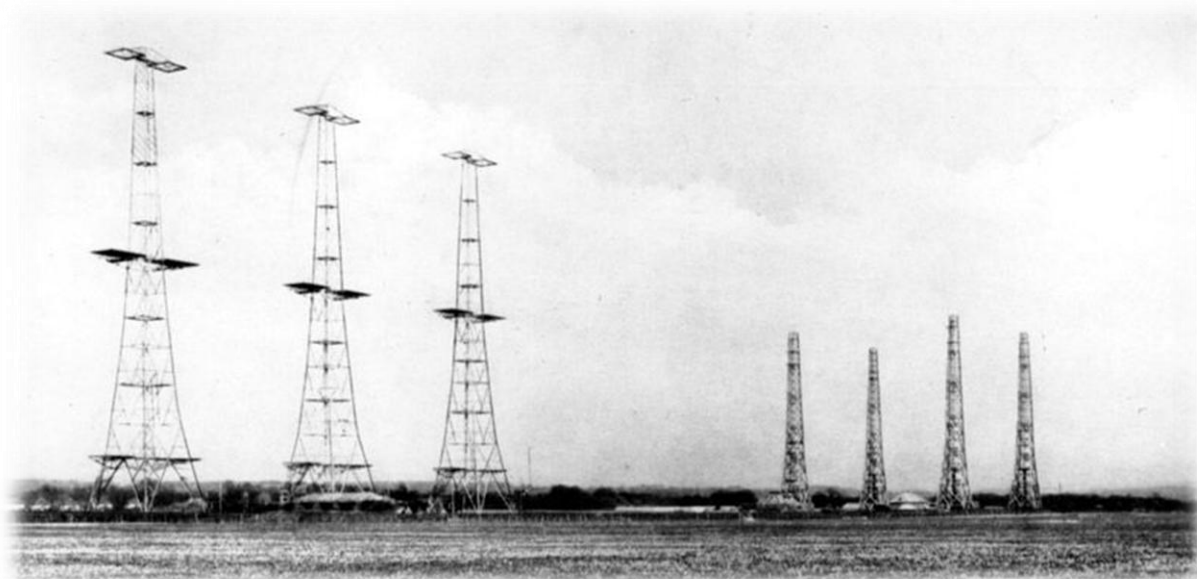
1.1 Historie

Radar patří mezi vynálezy, jejichž vývoj byl rapidně urychlen válkou. Pro představu zde je malá ukázka poslechové detekce letadel za první světové války:



Obr.1 - Zařízení pro poslechovou detekci letadel, USA 1921

Za 2. světové války se začínaly množit letecké útoky, což vedlo lidi ke snaze tyto útoky předvídat. Mezi nejslavnější bitvy 2. světové války patří i letecké bitvy o Británii. A byli to právě Britové, kteří německé útočníky překvapili schopností předvídat jejich nálety a koordinovat svoje letadla. Podařilo se jim na pobřeží postavit zařízení s velkými anténami, pomocí nichž byli schopni snímat pohyby na obloze:

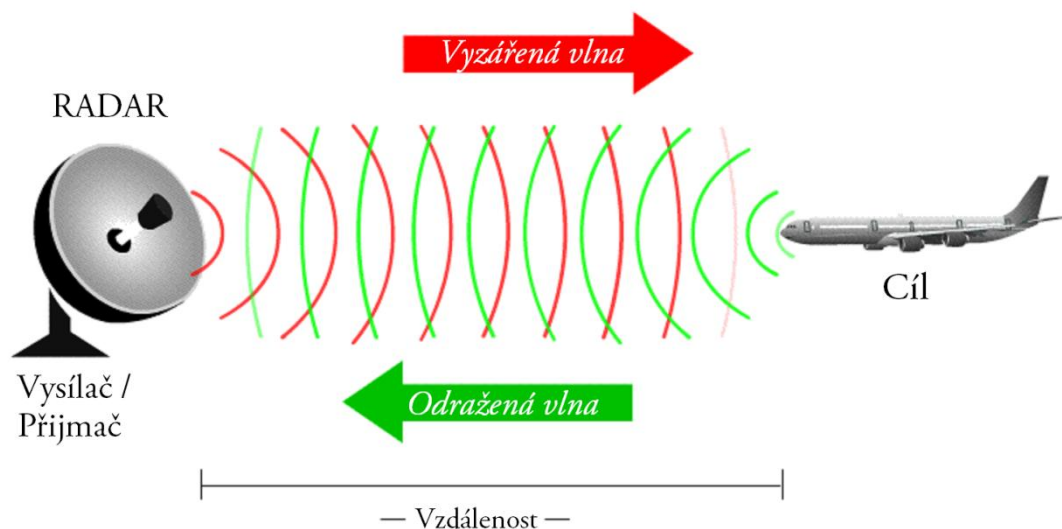


Obr.2 - Radiový směrový vyhledávač s dosahem 150 km, Británie 1940

Toto zařízení získalo později u amerického námořnictva přezdívku RADAR, jako zkratku RADio Detection And Ranging [1]. Antény byly tenkrát ještě neúměrně velké, protože se jednalo o úplně první využití této technologie a nedokázali využít vyšší frekvence. Dnes je radarová technologie zcela běžná nejen v letectví. Používá se ke snímání okolí v mnoha různých odvětvích: v pozemní dopravě, v bezpečnostních systémech, astronomii nebo k předpovídání počasí.

1.2 Princip radaru

Radar je zařízení, které vysílá signál v podobě elektromagnetické vlny a přijímá jeho odrazy. S všesměrovou anténou není schopen vyhodnotit, z jakého směru se signál odrazil, proto se nejčastěji používá směrová anténa natáčená buď elektricky nebo mechanicky. Na základě charakteru odraženého signálu vyhodnocuje, zda se v jeho okolí nachází nějaké cíle a jaké jsou jejich vlastnosti. Ze zpoždění signálu určí jejich vzdálenost, z rozdílové frekvence (Dopplerův jev) určí jejich rychlost a z amplitudy odraženého signálu přibližně určí efektivní odraznou plochu cíle (RCS).



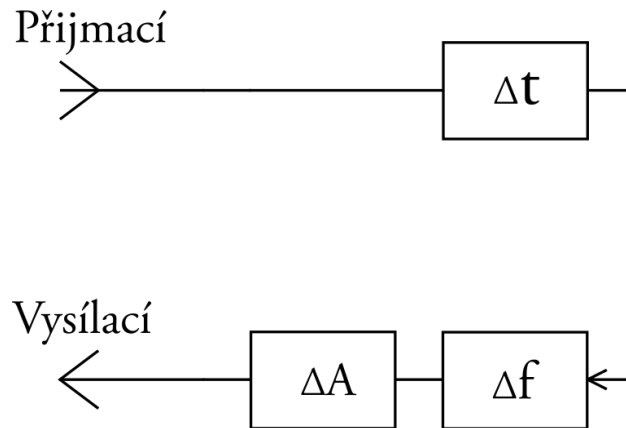
Obr.3 - Princip radaru

1.3 Proč simulátor

Simulátor umožňuje testovat radar v laboratorních či výrobních podmínkách, které zpravidla úplně neodpovídají provozním podmínkám, a ověřit tak správnou funkci dalších systémů auta, na které je radar napojen. Výhodou je zároveň významná redukce zástavbové plochy a technických prostředků, neboť není potřeba mít k dispozici prostor odpovídající dosahu radaru a objekty schopné se v něm pohybovat potřebnou rychlostí.

1.4 Princip simulátoru

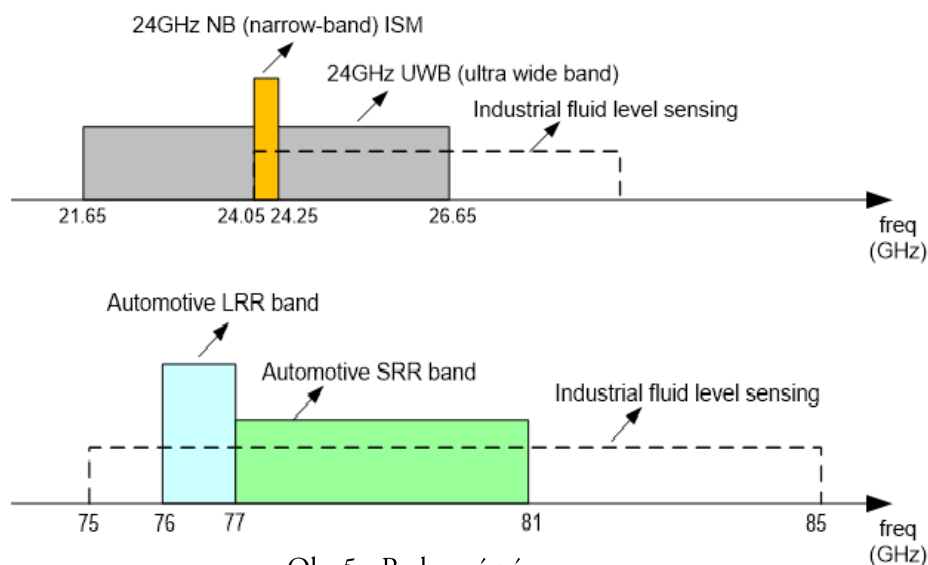
Zařízení schopné simulovat radarové cíle elektromagneticky (změnou vlastností signálu) nikoliv mechanicky (skutečným cílem pohybujícím se před radarem) bude muset být schopno signál přijmout, modifikovat tyto parametry signálu: zpoždění, amplitudu a mírně frekvenci, a vyslat ho zpět, viz obrázek 4.



Obr.4 - Princip simulátoru

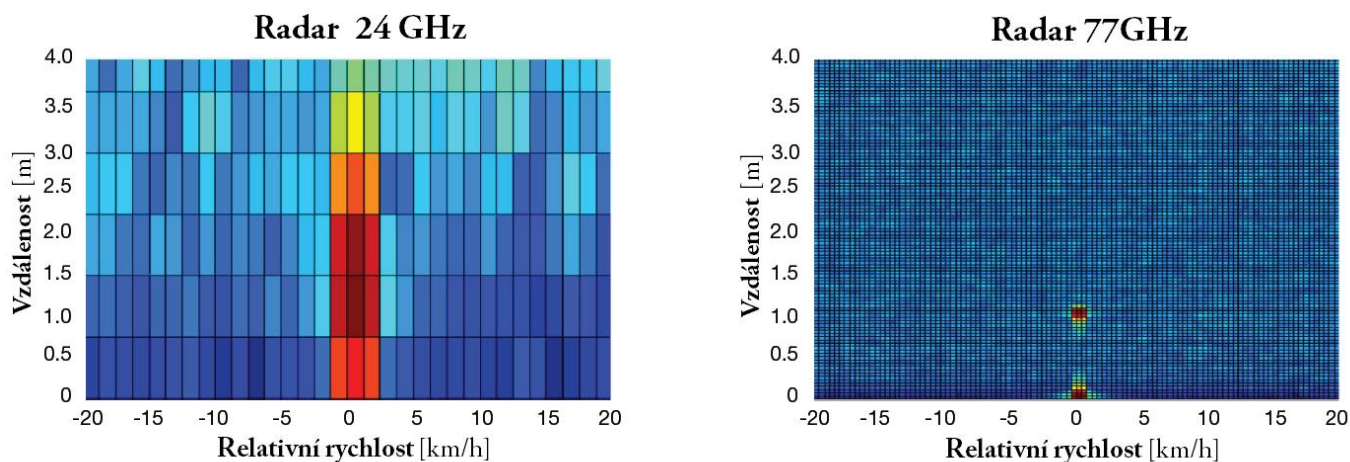
1.5 Radarová pásma

Radary mohou pracovat na frekvencích od jednotek GHz až po desítky GHz. Konkrétně pro automobilové radary je vyhrazená frekvence 24 GHz s šířkou pásma 200 MHz. Nově mají radary k dispozici také pásmo okolo 77 GHz, konkrétně první radarové pásmo 76 ÷ 77 GHz a druhé radarové pásmo 77 ÷ 81 GHz, jak ve své zprávě pěkně znázornil Texas Instruments:



Obr.5 - Radarová pásma

Hlavní výhodou 77 GHz oproti 24 GHz je širší pásmo 1 GHz nebo 4 GHz, což zlepšuje rozlišení a přesnost snímání a umožňuje tak odlišit dva rozdílné cíle blízko od sebe.



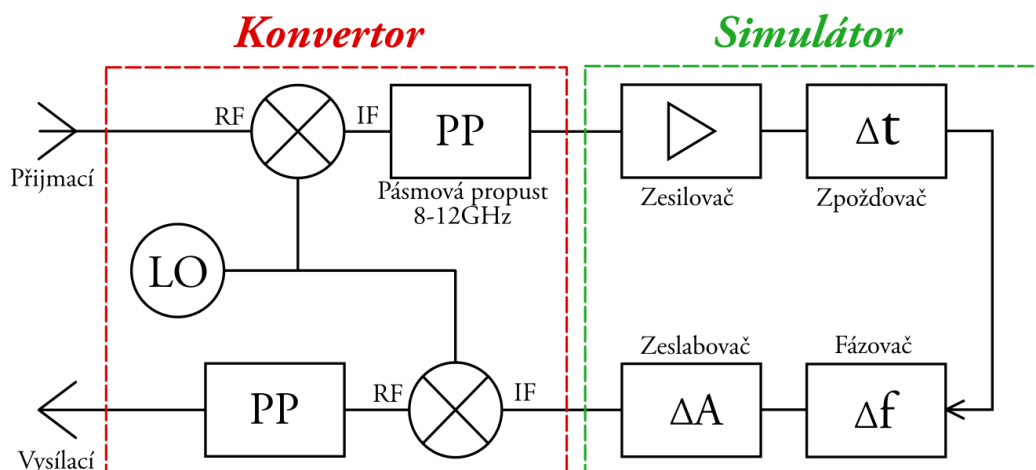
Obr.6 - Porovnání rozlišení radarů

Aby simulátor cílů zvládl všechna pásma, musí být navržen na nejširší z nich, tedy 77 ÷ 81 GHz. Proto jeho šířka pásma musí být minimálně 4 GHz odpovídající druhému radarovému pásmu.

2. REALIZACE SIMULÁTORU

Realizace přímo na 77 GHz nebude možná, neboť nabídka integrovaných obvodů na tyto frekvence je velmi malá, zpravidla vyžadují napojení bondováním a útlum kabelů na těchto frekvencích je také značný (např. kabel FMTC700 do 110 GHz má útlum 14,2 dB/m @ 67 GHz, viz [2]). Proto bude potřeba toto pásmo zkonvertovat (posunout) na nižší frekvenci. Jako vhodná frekvence se jeví 10 GHz, neboť integrované obvody v pásmu 8 ÷ 12 GHz jsou již snadno dostupné v pouzdrech pro plošnou montáž a lze s nimi tudíž realizovat obvody na deskách plošných spojů (DPS). Oproti běžné výrobě DPS pouze s tím rozdílem, že se využije vysokofrekvenčního (VF) substrátu s nižšími dielektrickými ztrátami a vyšší přesnosti leptání cestiček - mikropásků (pro dodržení navržených impedancí). Zároveň kabely budou mít řádově nižší útlum (např. kabel LL142 do 18 GHz má útlum 0,85 dB/m @ 10 GHz, viz [3]).

Blokové schéma se tedy upraví podle následujícího obrázku 7. Přibudou 2 konvertory (modulátory), místní oscilátor (LO) a 2 pásmové propusti (PP) na výstupu modulátorů, které z výstupního signálu vyberou pouze požadované pásmo. Pouhou záměnou konvertoru tak bude možné použít stejný simulátor cílů pro oba typy radaru - jak 24 GHz tak 77 GHz. Předmětem této práce je však pouze návrh simulátoru (na návrhu konvertorů pracují jiní odborníci a jistě k tomu budou chtít publikovat své poznatky sami). Důležitým blokem simulátoru je také zesilovač, který kompenzuje vložený útlum ostatních bloků.



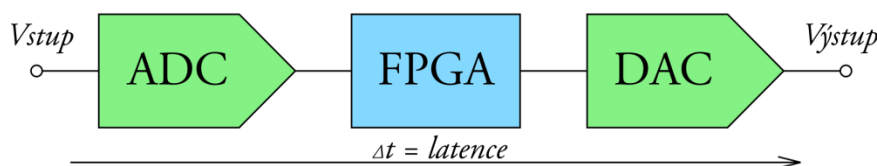
Obr.7 - Blokové schéma simulátoru

3. PARAMETRY SIMULÁTORU

Rozhodujícími parametry pro návrh simulátoru bude největší potřebné zpoždění Δt , změna ve frekvenci Δf a amplitudě ΔA , které musí být simulátor schopen poskytnout.

3.1. Zpoždění

Simulátor má sloužit především jako náhrada simulátoru s digitálním zpracováním signálu, který vlivem latence konverze a zpracování není schopen simulovat cíle blíže než ve vzdálenosti l_{min} .



Obr.8 - Blokové schéma digitálního zpracování analogového signálu

Z výsledků měření na vývojové desce XILINX Zynq UltraScale+ RFSoc (Radio Frequency System on Chip) [6] vyplývá, že dosažitelná latence vychází na $\Delta t = 100 \text{ ns}$. Potom se l_{min} spočítá z latence Δt a rychlosti šíření elektromagnetických vln c_0 podle (1).

$$l_{min} = \frac{c_0 \cdot \Delta t}{2} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-7}}{2} = 15 \text{ m} \quad (1)$$

Simulátor tedy musí být schopen simulovat cíle až do vzdálenosti l_{min} , tedy dokázat vytvořit zpoždění až $2l_{min}$ (signál se v reálném prostředí šíří k cíli vzdálenému l_{min} a zpět také l_{min}), tedy 30 metrů.

3.2. Rozdílová frekvence

Má-li cíl nenulovou složku rychlosti ve směru kolmém na radar, bude mít od něj odražený signál vlivem Dopplerova jevu odlišnou frekvenci. Ta bude záviset na rychlosti cíle a pro automobilový radar lze brát maximální rychlost $v_p = 150 \text{ km/h}$, což je v přepočtu $v_p = 41,7 \text{ m/s}$ a tomu při $f_0 = 81 \text{ GHz}$ (maximální frekvenci v radarovém pásmu) odpovídá Δf podle (2).

$$\Delta f = \frac{2 \cdot v_p}{c_0} \cdot f_0 = \frac{2 \cdot 41,7}{3 \cdot 10^8} \cdot 81 \cdot 10^9 = 22,5 \text{ kHz} \quad (2)$$

Požadovaná rozdílová frekvence tedy bude až $\Delta f = 22,5 \text{ kHz}$.

3.3. Útlum

Při vysílání signálu o výkonu P_V všesměrovým zářičem do volného prostoru dochází se vzdáleností ke snižování plošné hustoty výkonu S podle vztahu

$$S = \frac{P_V}{4\pi \cdot r^2}, \quad (3)$$

kde jmenovatel představuje povrch koule s poloměrem r odpovídající dané vzdálenosti. Pokud není potřeba vysílat všemi směry, lze zvýšit tuto hustotu S_V v daném směru použitím směrové antény, která výkon vysílaného signálu v zesílí G_V krát

$$S_V = S \cdot G_V. \quad (4)$$

Radarový cíl v dané vzdálenosti r odrazí výkon P_O úměrný jeho odrazné ploše RCS

$$P_O = S_V \cdot RCS, \quad (5)$$

čímž se zachová jako sekundární vysílač s tímto výkonem P_O a vytvoří pole odraženého signálu s plošnou hustotou výkonu S_P v místě radaru

$$S_P = \frac{P_O}{4\pi \cdot r^2}. \quad (6)$$

Ta se přemění na přijatý výkon P_P úměrně k efektivní ploše apertury přijímací antény A_{EP}

$$P_P = S_P \cdot A_{EP}. \quad (7)$$

Pokud znám pouze zisk přijímací antény G_P , lze efektivní aperturu A_{EP} vyjádřit ze vzorce pro zisk

$$G_P = \frac{4\pi \cdot A_{EP}}{\lambda^2}, \quad (8)$$

kde vlnová délka λ představuje podíl rychlosti světla c_0 a frekvence f

$$\lambda = \frac{c_0}{f}. \quad (9)$$

Po vzájemném dosazení těchto vzorců vznikne jeden složený vzorec pro přijaté výkon

$$P_P = P_V \cdot \frac{G_V \cdot G_P \cdot RCS \cdot c_0^2}{(4\pi)^3 \cdot r^4 \cdot f^2}. \quad (10)$$

Z něj lze dále vyjádřit zisk G celé přenosové cesty jako poměr přijatého P_P a vyslaného výkonu P_V

$$\frac{P_P}{P_V} = G = \frac{G_V \cdot G_P \cdot RCS \cdot c_0^2}{(4\pi)^3 \cdot r^4 \cdot f^2}. \quad (11)$$

Zesílení přijímací a vysílací antény radaru lze počítat přibližně 50, což odpovídá zisku 17 dB, a RCS osobního automobilu se pohybuje okolo 1 m². Na Frekvenci 10 GHz tak lze vzorec zjednodušit do podoby

$$G = \frac{0,001134}{r^4} \quad (12)$$

stále v základních jednotkách, tedy pro vzdálenost v metrech, který po převedení na decibely dává

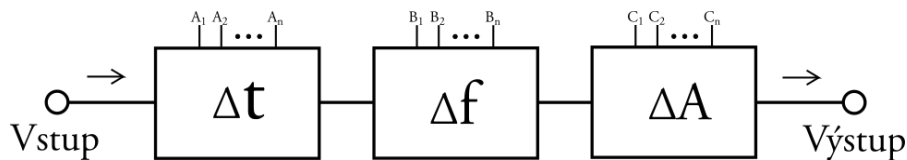
$$G_{dB} = -29,45 - 40 \cdot \log(r). \quad (13)$$

Bude-li simulátor cílů stát cca 1m radaru, bude schopen simulovat cíle nejbliže v této vzdálenosti, které odpovídá podle vzorce 14 útlum šířením 29,45 dB, a nejdále pak v této vzdálenosti plus maximální rozsah zpoždovacích vedení, tedy 26,5 m, kterým odpovídá útlum 86,05 dB. Rozsah nastavení útlumu by neměl být rozdíl těchto hodnot, což je 56,6 dB.

Se zohledněním možnosti měnit i RCS by bylo potřeba mít k dispozici plný dynamický rozsah (0 ÷ 100% lineárně), čemuž v decibelech odpovídá $-\infty \div 0$ dB. To samozřejmě není reálné a bude možné z tohoto požadavku slevit s tím, že se stejné cíle budou ve větší vzdálenosti jevit jako větší, a pro první verzi simulátoru by tak mohl stačit dynamický rozsah $\Delta A = 30$ dB. V případě potřeby zvětšení rozsahu lze přidat další útlumový člen do série nehledě na to, že i samotná zpoždovací vedení budou mít nezanedbatelný útlum, takže lze využít i ten, pokud to šumové vlastnosti ostatních obvodů umožní (pracovat s tak malým signálem).

4. ANALOGOVÝ SIMULÁTOR S DIGITÁLNÍM ŘÍZENÍM

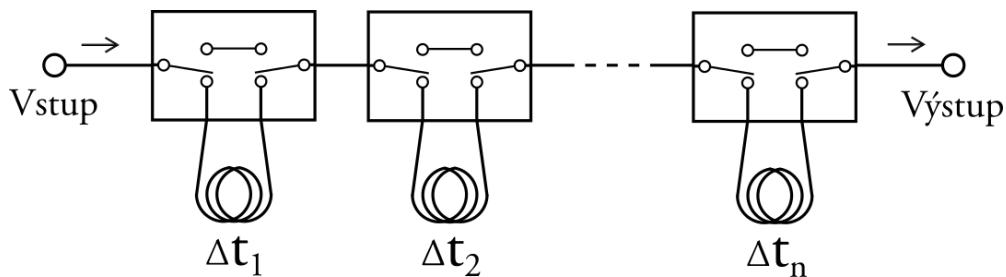
Aby bylo možné se bavit o čistě analogové verzi, muselo by být řízení parametrů signálu spojitě. Takové obvody existují pro útlum a změnu frekvence, nikoliv pro zpoždění. Požadovaná hodnota změny parametrů signálu bude řízena z digitální jednotky. Ta má analogový výstup kvantovaný rozlišením D/A převodníku. Tudíž by stejně byla možná změna parametrů jen po určitých stupních a lze tedy tento krok vynechat a digitálním signálem přímo zařazovat obvody měnící parametry signálu po pevně nastavených krocích. Hlavní výhodou tohoto řešení je přesnost, opakovatelnost a dlouhodobá stabilita zvolených parametrů. Jedná se tedy o analogový simulátor s digitálním řízením, jak je naznačeno na obrázku 9.



Obr.9 - Blokové schéma digitálně řízeného simulátoru

4.1. Obvod nastavení zpoždění

Zpoždění je zrovna tím parametrem, který se snadno realizuje digitálně (ukládání vzorků do paměti) a obtížně analogově. Žádný obvod, který by tuto operaci realizoval, pro větší zpoždění neexistuje a zde je potřeba docílit zpoždění alespoň 100 ns. Toho lze docílit odstupňovanými úseky vedení zařazovanými do obvodu mikrovlnnými spínači viz obrázek 10.



Obr.10 - Blokové schéma zpožďovacího obvodu

Požadované rozlišení vzdálenosti je 10 cm, potřebný dosah z výpočtu vychází 15 m. Tomu odpovídají kroky: 0,1- 0,2- 0,4- 0,8- 1,6- 3,2- 6,4- 12,8 m, tedy 8 bitů řízení vzdálenosti. Tyto vzdálenosti l_{sim} odpovídají polovině vzdálenosti šíření signálu. Skutečné délky zpožďovacích vedení l_v budou muset být dvojnásobné (šíření tam a zpět), vynásobené ještě koeficientem zkrácení c_k použitého kabelu podle (14).

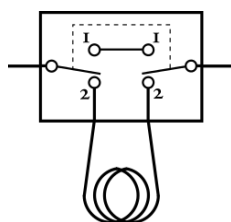
$$l_v = 2 \cdot l_{sim} \cdot c_k \quad (14)$$

Dobré parametry za přijatelnou cenu poskytuje kabel RG-402U, který má útlum 1,47 dB/m a koeficient zkrácení je pro něj 74 %. Výsledné délky jednotlivých úseků budou přibližně tyto:

Tab.1 - Délky kabelu RG-402U pro zpožďovací obvod

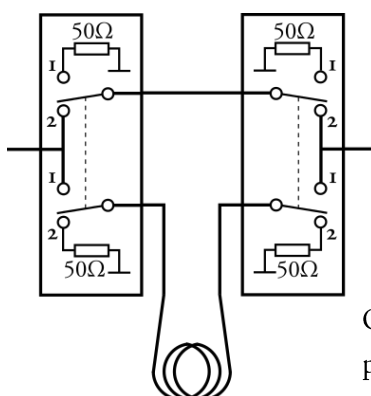
BIT	Simul. vzdálenost l_{sim}	Délka RG-402U l_v
[-]	[m]	[m]
1	0,1	0,148
2	0,2	0,296
3	0,4	0,592
4	0,8	1,184
5	1,6	2,368
6	3,2	4,736
7	6,4	9,472
8	12,8	18,944

Každý úsek musí být nezávisle zařaditelný do obvodu, tj. měl by mít vlastní přepínač, který ho tam vřadí. Aby se cíl mohl pohybovat dostatečnou rychlostí, jsou potřeba spínače polovodičové. K tomuto účelu je ideální přepínač DPDT (Double-Pole-Double-Throw, tedy 2 x 2 polohy) zapojený podle obrázku 11.



Obr.11 - Zapojení přepínače 2x2p ve zpožďovači

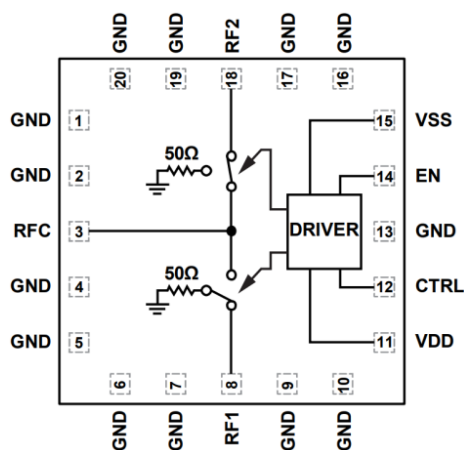
Takový mikrovlnný přepínač se nevyrábí, ale lze ho snadno vytvořit ze dvou SPDT (Single-Pole-Double-Throw, tedy 1 x 2 polohy). Spínač pro VF nebude nikdy dokonale rozepnutý a část signálu se bude i v rozepnutém stavu vázat do odpojeného úseku vedení, který by se mohl zachovat jako rezonátor a střídavé napětí na rezonanční frekvenci by se vracelo zpět do hlavní signálové linky a působilo jako rušení. Proto bude vhodné zakončit odpojené vedení 50Ω impedancí. K tomu lze využít spínače SPDT s integrovanou zakončovací impedancí zapojené podle obrázku 12.



Obr.12 - Zapojení zpožďovače se 2 přepínači 1x2p s 50Ω zakončením

Dobré parametry jako SPDT má obvod MASW-008322, pro zapojení se zakončovacemi impedancemi se lépe hodí HMC1118, který je má integrované a vyhovuje předchozímu schématu. Vyznačuje se velmi malým útlumem, jeho frekvenční rozsah však končí na 11GHz, kdy začíná na vstupu značně odrážet, a odpojený kanál je izolován pouze s útlumem 19dB [4], takže bude v tomto případně nutné přistoupit k dražší variantě, přičemž nejbližší vyšší přepínač s průchozím útlumem pod 1,5dB je ADRF5026 od firmy Analog Devices [5]. Ten poskytuje průchozí útlum 1,2dB, izolaci odpojeného kanálu 55dB a funguje v celém požadovaném pásmu 8 ÷ 12 GHz (respektive až do 44GHz, ale právě díky tomu je schopen poskytnout na 10 GHz tak malý průchozí útlum) a může spínat výkon až 27 dBm. Jeho vnitřní zapojení je na obrázku 13.

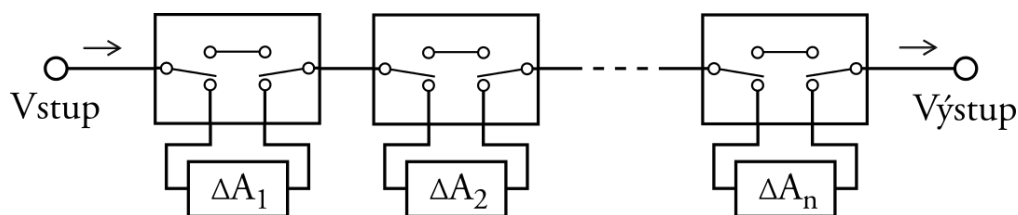
Pak stačí vyrobit 8 identických krabiček se dvěma těmito obvody, zapojit je do série a ke každé připojit jeden z úseku zpožďovacího vedení RG-402U. Zařazováním a vyřazováním jednotlivých úseků tak lze docílit zpoždění odpovídající vzdálenosti od 0 až do 25,5 m.



Obr.13 - Vnitřní schéma ADRF5026

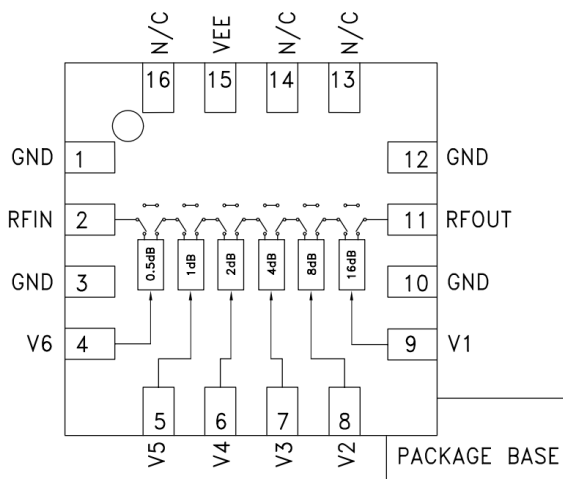
4.2. Obvod nastavení amplitudy

Velikost amplitudy lze měnit zesilovačem s řízeným zesílením. Realizace takového obvodu je obecně složitá, a proto je vhodnější využít zesilovač s pevným zesílením (nejvyšším potřebným) a za něj umístit řízený zeslabovač (atenuátor). Opět je kvůli přesnosti vhodnější využít digitálně řízený s odstupňovanými útlumy, tudíž koncepce zeslabovače bude stejná jako u zpoždění.



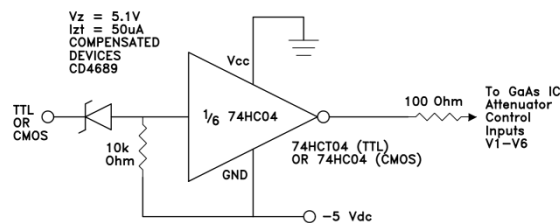
Obr.14 - Blokové schéma útlumového obvodu

Jako vhodný obvod pro tento účel se jeví HMC424ALP od Analog Devices [6], který poskytuje na 6 bitech (0,5-1-2-4-8-16 dB) útlum 0÷31,5 dB s krokem 0,5 dB a spolehlivě pracuje v pásmu 0 ÷ 13 GHz se vstupním výkonem až 23 dBm. Vnitřní zapojení odpovídá požadavkům viz obrázek 15.



Obr.15 - Vnitřní schéma HMC424ALP

Vyžaduje pouze jedno napájení -5V s odběrem <5mA. Jedinou nevýhodou jsou vstupní logické úrovně -5V/0V. Na konverzi z úrovně pozitivní logiky procesoru 0/5V na -5V/0V obvodu lze použít následující zapojení s CMOS invertorem na obrázku 16, které i výrobce doporučuje.

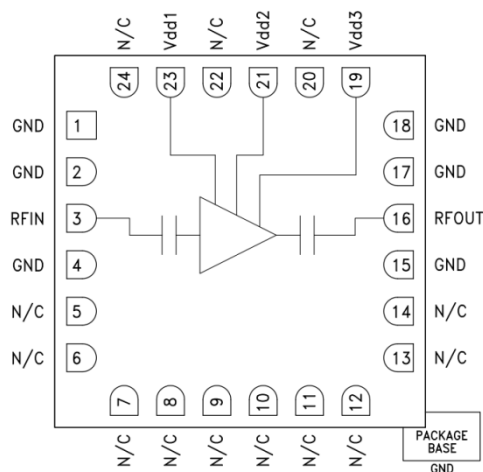


Obr.16 - Obvod konverze úrovně pro HMC424ALP

Obvody, které by umožňovaly takto digitálně vřazovat větší útlum než 32 dB, se v nabídce dodavatelů Mouser ani DigiKey nacházejí. V případě, že by byl větší útlum potřeba, lze realizovat další stupeň tohoto zeslabovače využitím stejného DPDT spínacího bloku jako u zpožďovače, kam se místo úseku vedení vřadí pevný atenuátor na 32 dB nebo 64 dB.

Obvodu nastavení amplitudy se týká také zesilovač, bez kterého by byl signál značně utlumen jen průchodem celou sestavou simulátoru. V její výsledné konfiguraci pak bude umístěn zcela na začátku simulátoru, aby zlepšil poměr užitečného signálu k šumu (SNR - Signal to Noise Ratio). Do dalších bloků tak bude vstupovat silnější signál a díky tomu se jejich vlastní šum na výstupním signálu projeví výrazně méně.

U zesilovače, stejně jako u ostatních obvodů, je důležitá především rovná frekvenční charakteristika v pásmu 8 ÷ 12 GHz, aby nezpůsoboval deformaci tvaru signálu. Speciálně u vstupního zesilovače je pak důležitý nízký šum (LNA - Low Noise Amplifier), aby zesilovač nezhoršoval SNR vstupního signálu, a vysoké zesílení, aby nebylo potřeba řadit více zesilovačů za sebou. S přihlédnutím k rozumné ceně (nejlevnější obvod s dobrými parametry, max. za 2500,- Kč/obvod) tomu z nabídky dodavatelů Mouser a Digikey nejlépe vyhovuje obvod HMC963 od Analog Devices [7]. Jeho vnitřní zapojení je na obrázku 17.

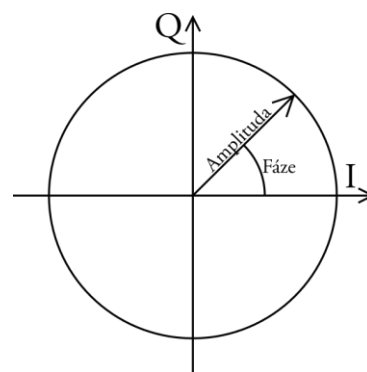


Obr.17 - Vnitřní schéma HMC963

HMC963 poskytuje zesílení $22 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ v pásmu $7 \div 24 \text{ GHz}$ a $22 \text{ dB} \pm 0,5 \text{ dB}$ v pásmu $8 \div 12 \text{ GHz}$, při útlumu odrazu $RL > 12 \text{ dB}$. Vyžaduje pouze jedno napájecí napětí $+3,5 \text{ V}$ 45 mA a VF porty jsou standardně 50Ω . Při použití zesilovače v obvodu bude potřeba myslet na to, že jeho maximální výstupní výkon je $+10 \text{ dBm}$ (pro kompresi signálu $< 1 \text{ dB}$) a vstupní výkon musí tedy (s odečtením zesílení) být $P_{in} < -12 \text{ dBm}$, ideálně $P_{in} < -15 \text{ dBm}$.

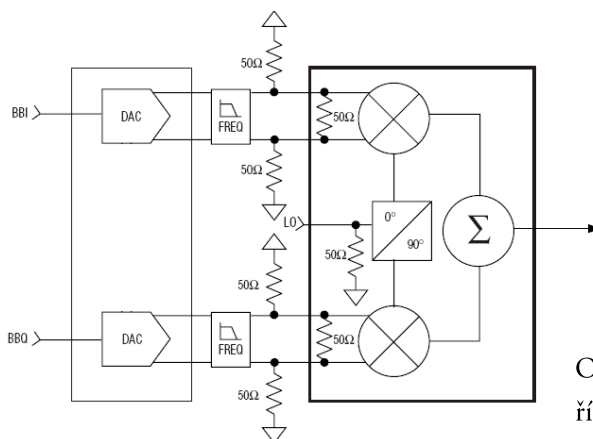
4.3. Obvod rozdílové frekvence

Standardním přístupem ke změně frekvence by byl vektorový modulátor. V tomto případě IQ modulátor kvůli rozlišení kladné a záporné rozdílové frekvence. Důležité je dodržení podmínky $I^2+Q^2=1$, tedy aby se vektor modulační frekvence pohyboval po jednotkové kružnici a nedocházelo ke změně amplitudy s jeho polohou, což by mělo za následek nelineární zkreslení amplitudy původního radarového signálu.



Obr.18 - IQ diagram

Pro řídicí procesor by to byla velká zátěž, co se týče datového toku generovaného pro D/A převodníky, aby synchronně poskytoval obě složky splňující tuto podmínku.



Obr.19 - IQ modulátor řízený D/A převodníky

Možná by se dalo najít lepší řešení: Řekněme, že vstupním signálem simulátoru je sinusový signál s napětím

$$u = A \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi), \quad (15)$$

kde A je amplituda a $\psi = (\omega_0 t + \varphi)$ je okamžitá hodnota fáze. Pak derivace ψ podle času

$$\frac{d\psi}{dt} = \omega_0 = 2\pi f \quad (16)$$

odpovídá úhlové frekvenci a frekvence signálu f je závislá pouze na pevné úhlové frekvenci ω_0 , kterou nelze měnit. Kdyby ovšem φ bylo také funkcí času, třeba jen lineární

$$\varphi(t) = a \cdot t, \quad (17)$$

vyšla by derivace okamžité fáze ψ podle času

$$\frac{d\psi}{dt} = \frac{\omega_0 t + a \cdot t}{dt} = \omega_0 + a = 2\pi f, \quad (18)$$

což po dosazení $\omega_0 = 2\pi f_0$ dává

$$2\pi f = \omega_0 + a = 2\pi f_0 + a. \quad (19)$$

Po vydělení 2π a převedení f_0 na druhou stranu tak vznikne

$$f - f_0 = \frac{a}{2\pi}, \quad (20)$$

kde f_0 je vlastní frekvence vstupního signálu a f je výsledná frekvence. Přitom definice Dopplerovy frekvence f_D je

$$f - f_0 = f_D, \quad (21)$$

takže po odečtení těchto rovnic (20) a (21) vyjde

$$f_D = \frac{a}{2\pi}, \quad (22)$$

což po vynásobení 2π dává

$$a = 2\pi f_D = \omega_D \quad (23)$$

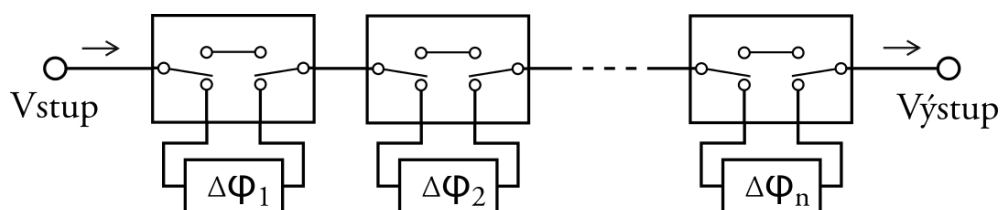
a tedy a tu stojí za úhlovou Dopplerovu frekvenci ω_D . Stačí tedy měnit fázi $\varphi(t)$ přijatého signálu právě tak rychle, aby platilo

$$\varphi(t) = \omega_D \cdot t. \quad (24)$$

Po dosazení do původní rovnice (15) bude výsledný signál

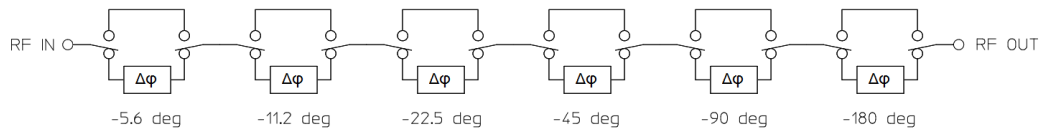
$$u = A \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_D t), \quad (25)$$

příčemž členem ω_D lze měnit okamžitou fázi ψ a tím i frekvenci f přijatého signálu. Místo vektorového modulátoru tak lze použít pouze fázovací články. Jak je popsáno v [9], toto řešení má navíc menší průchozí útlum, velký frekvenční rozsah a mnohem lepší potlačení nelineárních produktů oproti modulátoru. Fázování by mohlo být opět řešeno stejnou kaskádou jako zpoždění pouze s tím rozdílem, že úseky vedení budou nahrazeny fázovacími články s pevně nastaveným fázovým posuvem podle obrázku 20.



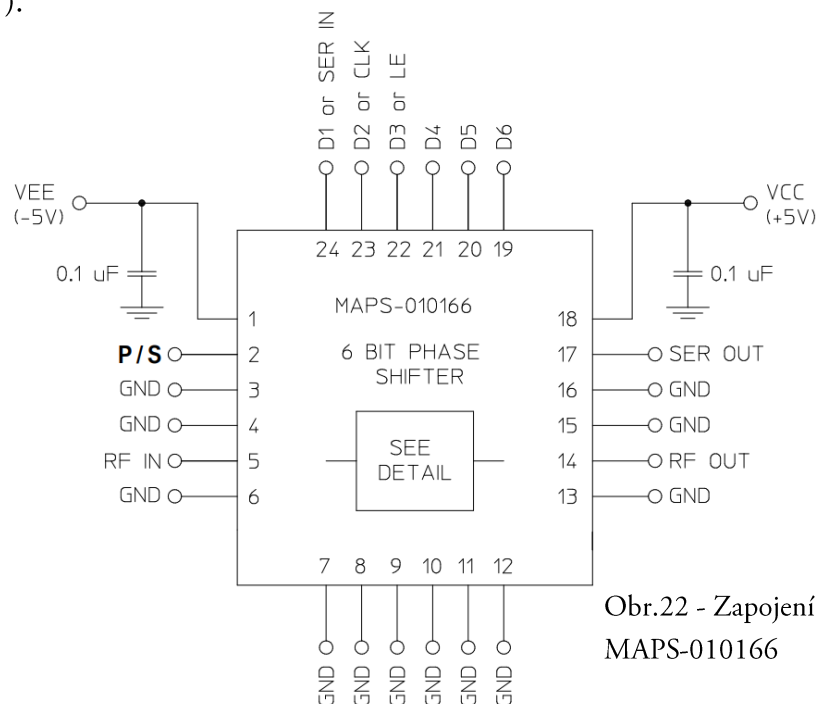
Obr.20 - Blokové schéma fázovacího obvodu

Stejně jako u řízeného zeslabovače v tomto případě je k dispozici kompletně integrovaná verze. Požadovanému pásmu 8 ÷ 12 GHz přesně vyhoví obvod MAPS-010166 od firmy Macom [8]. Ten na 6 bitech (5,6-11,2-22,5-45-90-180°) poskytuje možnost změny fázového posuvu od 0° do -354,3° S krokem -5,6°. 6 řídicích bitů v něm lze nastavovat jak paralelně tak sériově. Vstupní výkon má dovolený až 25 dBm, napájení ±5 V s odběrem <2 mA.



Obr.21 - Vnitřní blokové schéma obvodu MAPS-010166

S hodinovým kmitočtem 10 MHz nabízí sériové řízení možnost nastavit novou hodnotu fázového posuvu s frekvencí 1,5 MHz. Tato rychlost by měla stačit, nicméně pro začátek bude jednodušší pracovat s přímým paralelním řízením a bude proto vyvedeno všech 6 řídicích pinů + možnost změnit úroveň na pinu P/S, který rozhoduje, zda je na vstupech paralelní řízení (S/P = 0°V) nebo sériové (S/P = 5°V).



Obr.22 - Zapojení obvodu MAPS-010166

5. ZESILOVAČ S HMC963

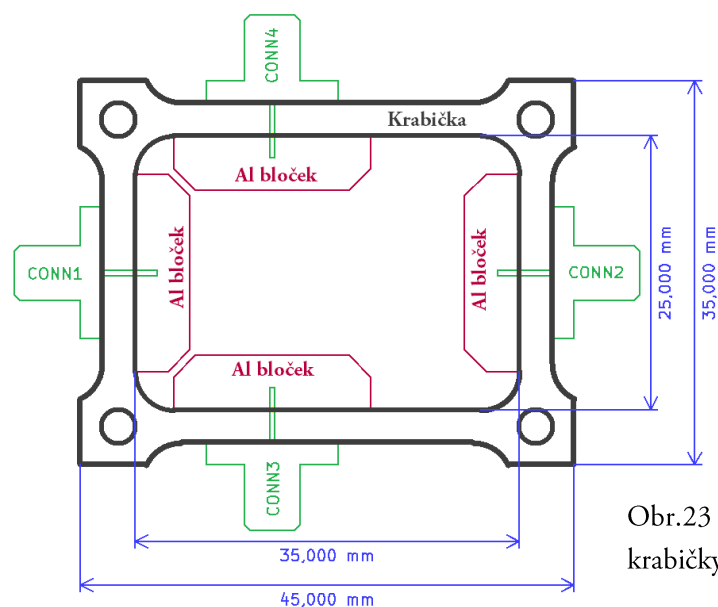
5.1 Výběr materiálu DPS

Standardní FR4 pro obvody na frekvenci 10 GHz není příliš vhodný, protože tento substrát má velký ztrátový úhel $tg\delta = 0,014$ a zároveň výrobce nijak negarantuje rovnoměrnost rozložení

skelných vláken uvnitř laminátu, takže stejné vedení může mít různou impedanci na různých částech desky. Proto by bylo vhodné použít pro tyto obvody spíše substrát Rogers RO4350 nebo RO4003, které mají výrazně menší ztrátový úhel $\text{tg}\delta = 0,0031$ a garantované vlastnosti. Nicméně PragoBoard nově nabízí také výrobu DPS z materiálu Isola Astra MT-77, který u nich vychází levněji, není tak křehký, a zároveň má ještě menší ztráty $\text{tg}\delta = 0,0017$. Proto jsem se rozhodl obvody navrhovat na tento substrát.

5.2 Mechanická konstrukce zapojení

Obvod by měl být umístěn ve stíněné krabici s dvěma VF koaxiálními konektory, které budou pokud možno dosedat přímo na plošný spoj, a kapacitní průchodkou pro napájení. Krabice by měla mít alespoň zevnitř přesné rozměry, aby se do ní navržený plošný spoj přesně vešel a nebyla mezi ním a okraji krabičky nepravidelně široká mezera. U konektoru pak musí být nejen dobrý přechod středního vodiče na mikropásek na desce, ale také dobrý přechod země mezi plošným spojem a krabíčkou.

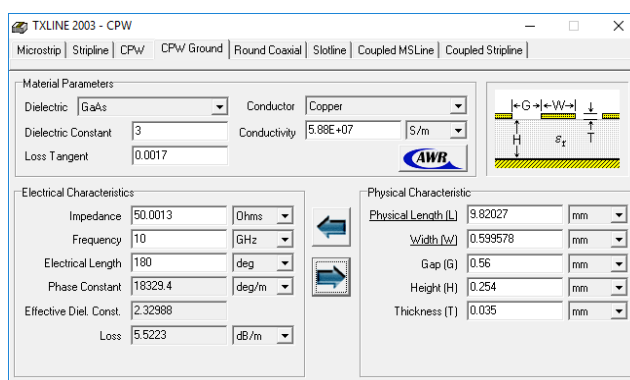


Obr.23 - Výkres hliníkové krabičky na VF obvody

Na katedře máme k dispozici takovou krabičku podle výkresu na obrázku 23. Je vyfrézovaná z duralu (konstrukční slitiny hliníku AlCuMg1, při jejím frézování nedochází k lepení třísek na břity frézy jako u čistého hliníku Al99,5) a má připravené montážní otvory až pro 4 SMA konektory. Jejich střední vodič po průchodu stěnou krabičky dosedá přímo na mikropásek koplanárního vedení na DPS. V místě konektoru je plošný spoj podložen hliníkovým bločkem (broušeným hranolem 5 x 6 x 18 mm), který zajišťuje mechanické upevnění ke krabici a zároveň dobrý přechod země mezi DPS a krabíčkou. Zároveň jsou v něm montážní závity M2 pro upevnění konektoru a plošného spoje. Výška hliníkových bločků, tudíž i mezera mezi středním vodičem konektoru a Al bločkem, je navržena pro plošný spoj tloušťky 0,254 mm (0,01") a rozměrech 24,9 x 34,9 mm s rohy zaoblenými poloměrem 3,5 mm. To jsou tedy určující rozměry pro návrh plošného spoje. Krabice je pak uzavřena víčky opět z duralového plechu. Všechny konstrukční díly a spojovací materiál je součástí krabičky.

5.3 Koplanární vedení

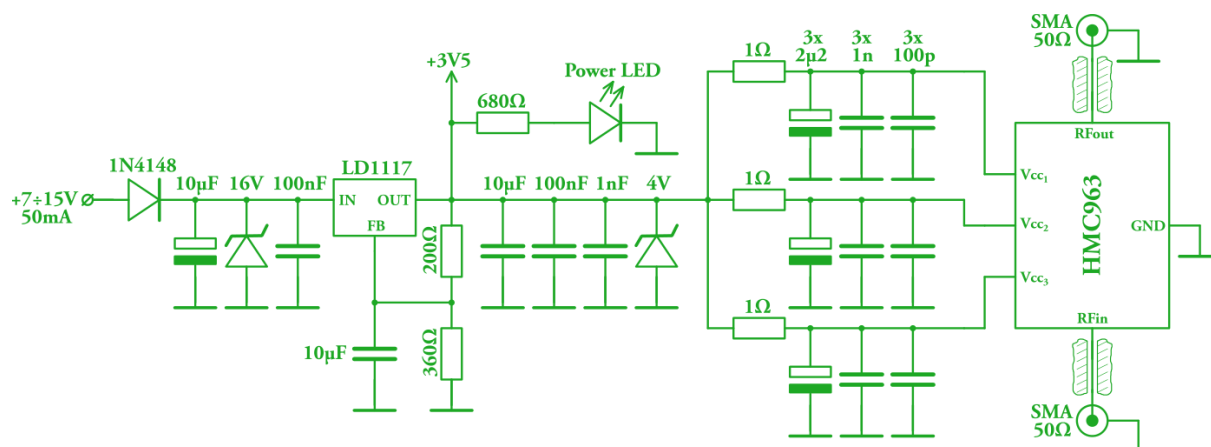
Pro parametry použitého substrátu MT-77 (rozhodující je $\epsilon_r = 3$ a tloušťka 0,254 mm) vychází koplanární vedení $50\ \Omega$ na šířku mikropásku 0,6 mm a šířku mezery 0,56 mm. Při těchto rozměrech se 90% pole uzavírá v mikropáskovém módu (proti zemní ploše na spodní straně desky) a jen asi 10% v koplanární módu (proti bočním zemím). Impedance je tak závislá především na tloušťce materiálu a šířce mikropásku, méně pak na šířce mezery (při odstranění bočních zemí stoupne impedance na $55\ \Omega$). Zároveň lze současným zúžením pásku a mezery zachovat stále stejnou impedanci. To se bude hodit v místě napojení obvodu, jehož rozteč vývodů neodpovídá $50\ \Omega$ vedení na tomto substrátu (má $65\ \Omega$).



Obr.24 - Návrh koplanárního vedení v TXLine aplikaci AWR MO

5.4 Návrh zapojení

Zesilovač nemá žádné ovládací vstupy, takže kromě $50\ \Omega$ koplanárního vedení spočívá návrh zapojení pouze v návrhu napájecího obvodu. Výsledné schéma je na obrázku 25.

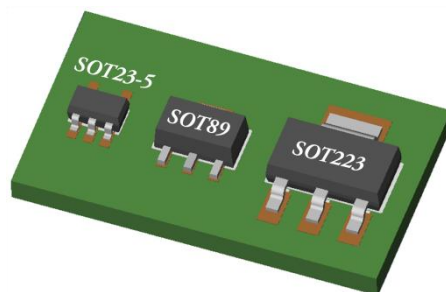


Obr.25 - Schéma zapojení zesilovače s HMC963

Ve schématu jsou zakresleny všechny součástky osazené na DPS. Není tam zakreslena pouze kapacitní průchodka 1nF na vstupu napájení (před diodou). Ta na funkci zapojení nemá vliv, zabraňuje pouze úniku VF signálu z krabičky po napájecím vedení.

Na vstupu je umístěna dioda 1N4148, která propouští pouze kladné napájecí napětí a zároveň brání průchodu záporného napětí až do -100 V. Chrání tak obvod před poškozením při připojení opačné polaritě napájecího napětí. Následuje vstupní tantalový kondenzátor 10 μ F/16V. Má nízkou jakost na vlastní rezonanční frekvenci (oproti keramickým), díky čemuž je mnohem méně náchylný ke kmitání. Kapacita 10 μ F by tu v zásadě nebyla potřeba, nicméně umístit do napájení vždy alespoň jednu větší kapacitu se mi osvědčilo. Navíc u těchto kondenzátorů s rostoucí kapacitou klesá ESR. TVS dioda na 16V chrání vstup proti přepětí. Následuje 100nF vstupní kondenzátor stabilizátoru, hodnota je doporučena výrobcem pro stabilitu LD1117. Stejně tak 10 μ F výstupní.

Napětí 3,5 V nepatří mezi standard a musel jsem ho proto vytvořit nastavitelným stabilizátorem. Běžné stabilizátory v pouzdrech SOT23-5 mají ztrátový výkon pouze 0,5 W. Vzhledem k předpokládanému napájení 12V (rozsah 7 ÷ 15 V) a odběru zesilovače až 65 mA by je potřeba obvod s dostatečným ztrátovým výkonem, ale zároveň pořád relativně malý. Tomu vyhověl LD1117, který má ztrátový výkon daný v zásadě jen vnitřním tepelným omezením a při dokonalém chlazení je údajně schopen vyzářit až 12W. Přitom je stále v relativně malém pouzdře SOT223, viz obrázek 26. U stabilizátoru byla ještě volba mezi LD1117 a LD1117A, přičemž novější verze s "A" se zdála být lepší, ale má vstupní napěťový rozsah jen do 10V, zatímco původní verze umožňuje až 15V, zůstalo tedy u ní.



Obr.26 - Porovnání velikosti pouzder

Odpory ve zpětné vazbě stabilizátoru nastavují výstupní napětí. LD1117 udržuje na odporu 200 Ω referenční napětí 1,25 V. Odpor 360 Ω je dopočítán tak, aby na něm bylo zbylých 2,25 V. Keramický kondenzátor 10 μ F ve zpětné vazbě stabilizátoru snižuje zvlnění výstupního napětí (uzemňuje referenční vývod pro střídavé napětí). TVS dioda na 4V na výstupu stabilizátoru chrání HMC963, kdyby se stabilizátor pokusil nějak dramaticky zakmitnout. Osobně nevěřím, že by k tomu došlo, ale dal jsem na doporučení. Keramiky 100nF a 1nF na straně stabilizátoru jsou blokovací kondenzátory. Zkratují vyšší frekvence a tím brání šíření VF signálu po napájení, aby napájecí zdroj pokud možno představoval ideální zdroj napětí i pro VF. Hodnoty jsem zvolil po dvou řádech od 10 μ F, aby byly rezonanční frekvence daleko od sebe, přičemž nižší kapacita lépe blokuje vyšší frekvence.

Tři napájecí větve zesilovače jsou připojeny k napájecímu napětí každá zvlášť přes odpor 1 Ω , který lze případně nahradit feritovou perlou. Jejich hlavní funkce spočívá v tom, že lze osadit celou destičku až na tyto tři odpory, vyzkoušet, jestli stabilizátor dává správné napětí, a pak ho teprve těmito otvory připojit k obvodu HMC963. Za nimi následují blokovací kondenzátory napájení HMC963. Hodnoty jsou podle doporučení výrobce 2,2 μ F tantalový velikosti 1206, 1nF keramický (dielektrikum X7R) velikosti 0603 a 100pF keramický (dielektrikum C0G) velikosti

0402. Na konci je jádro celé krabičky: Integrovaný zesilovač HMC963 se ziskem +22 dB, vstupním a výstupním 50Ω portem připojenými mikropásky na SMA konektory a napájením 3,5 V 45 mA. Všechny ostatní piny obvodu jsou připojeny na zem.

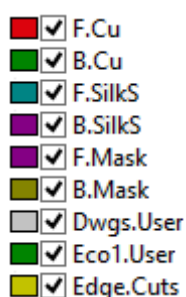
LED dioda signalizuje přítomnost napájecího napětí. Zvolil jsem zelenou LED s difúzním pouzdrem ø3 mm a jmenovitým proudem 2 mA (standardní LED mají 20 mA), aby příliš nezatěžovala napájení. Odpor 680 Ω omezuje proud tekoucí LEDkou na 2 mA.

Výstup stabilizátoru je ještě opatřen zelenou LED diodou ø3 mm se jmenovitým proudem 2 mA, která s minimální spotřebou indikuje provoz obvodu, a že je napájecí napětí zesilovače v pořádku.

5.5 Výběr součástek

Součástky jsem od počátku volil s ohledem na dostupný sortiment, především u mikrovlnných integrovaných obvodů (MMIC) a stabilizátorů napájecího napětí. Pasivní součástky, u nichž nezáleželo na velikosti, jsem volil v malých pouzdrech velikosti 0603 (0,85 x 1,55 mm), aby se na DPS všechny vešly a daly se snadno osadit. Zároveň odpory 0603 jsou nejmenší, na kterých je ještě napsaná hodnota, menší součástky už jsou bez jakéhokoliv označení.

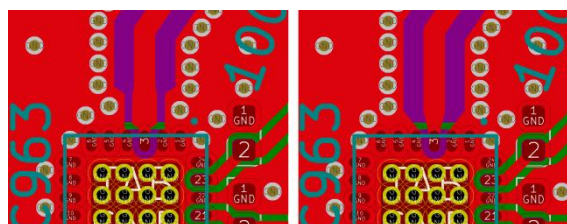
5.6 Návrh DPS v programu KiCAD



Obr.27 - Barvy vrstev v KiCADu

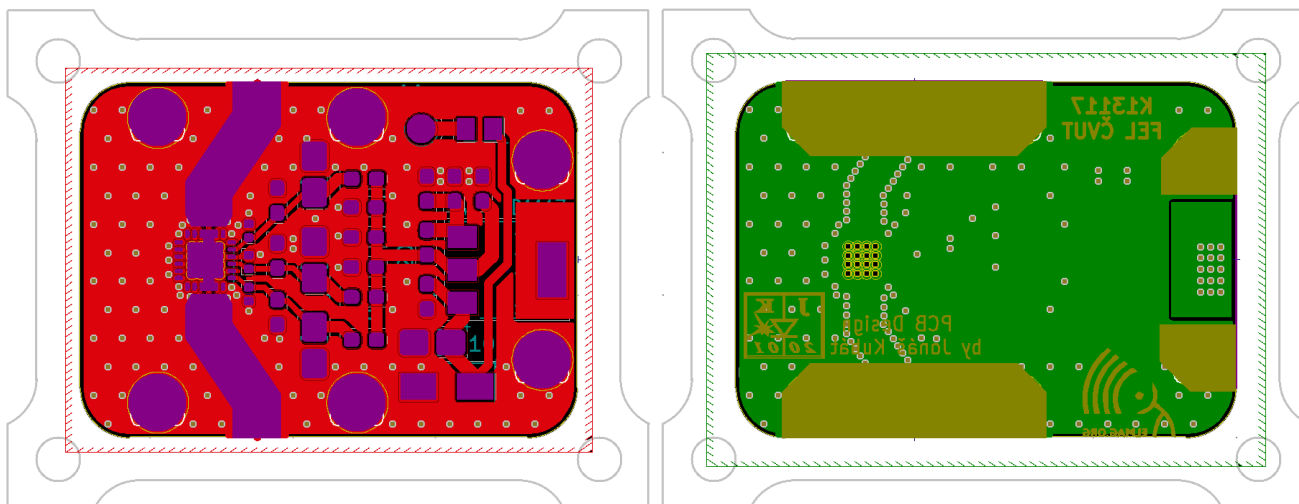
Ačkoliv to zpočátku vypadalo snadně, nebylo vůbec snadné dostat všechny součástky na jednu stranu destičky, protože rozměry jsou pouze 24,9 x 34,9 mm. Zesilovač měl být původně mezi levým a pravým konektorem připojený koplanárními vedeními. To se ukázalo jako nepřilíživé, neboť jsem potřeboval co největší plochu destičky pro napájecí obvody. Zesilovač jsem tedy umístil mezi horní a dolní konektor, přičemž horní je vstup a dolní je výstup. Ani to nakonec nestačilo a v průběhu rozmisťování součástek jsem musel z důvodu získání více místa posunout zesilovač ještě kousek doleva a původně přímá koplanární vedení mírně zahnout. Aby to byl pro elektromagnetické vlnění co nejmírnější přechod, nevytvořil jsem je zahnuté do 90°, ale zkosil jsem je pod nejmenším možným úhlem. Na mírné zalomení koplanárního vedení žádný prvek v simulačním programu AWR Microwave Office není. Ale předpokládám, že při úhlu cca 35° nebude projev zalomení znatelný.

Abych plně využil dostupného mikrovlnného software AWR MO, snažil jsem se minimalizovat útlum připojovacího vedení spolu s S-parametry zesilovače, které Analog Devices poskytuje. Zakončení připojovacího vedení těsně u HMC963 jsem ještě mírně upravil, takže spolu se zesilovačem vyšlo



Obr.28 - Přizpůsobený vs. 50Ω přívod HMC963

Aby vzniklo skutečně koplanární vedení, nakopíroval jsem ještě po jeho obvodu Via spojky s nejmenším možným průměrem a roztečí (0,3/0,3 mm) a celou plochu vedení včetně Via spojek jsem překryl polygonem ve vrstvě *F_Mask* (viz obrázek 30), čímž na tuto část plošného spoje nebude nanášena maska, která by předem neznámým způsobem změnila impedanci. Odmaskované měděné cestičky budou následně ve výrobě pozlacené (ENIG). Po zkušenostech s pájením obvodů v pouzdech QFN jsem si okolo vývodů obvodu nechal tenký proužek nepájivé masky, aby mi při pájení horkovzduchem neutíkal cín z plošek, kam jsem si ho nanášel přesně potřebné množství.



Obr.30 - Návrh DPS zesilovače HMC963 se zvýrazněným odmaskováním horní a dolní strany

Spodní strana desky je samozřejmě vylita mědí, aby zajistila kvalitní zem na celé destičce (především pod mikropásky) a zemní plochou jsou vyplněny i nevyužitá místa na horní straně destičky. Tyto dvě zemí vrstvy jsou propojeny prokovením již výrazně méně než na okraji koplanárního vedení, v tomto případě s roztečí 2 mm. Případně jsem nějaké přidal ještě dodatečně tam, kde nějaká součástka potřebovala opravdu dobrou zem. Například napájecí kondenzátor, odrušovací kondenzátor, ochranná přepěťová dioda a tak. Spodní strana je zároveň odmaskována pod hliníkovými bločky, viz obrázek 30.

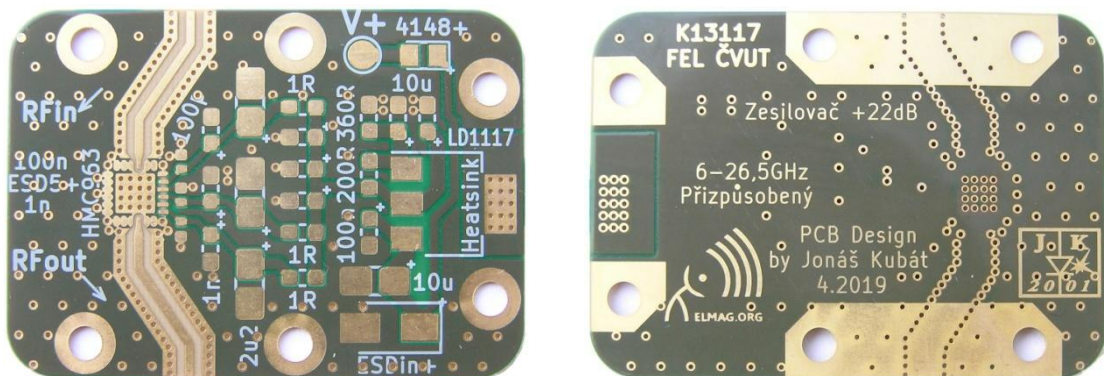
Pro připojení napájení jsem na horní stranu plošného spoje umístil volnou plošku průměru 2 mm, na kterou se následně připojí drátek vedoucí na průchodkový kondenzátor. Hned vedle něj by v ideálním případě byla umístěna LED dioda, indikující přítomnost napájení. Její předřadný odpor a výstupní plošky se bohužel už na DPS nevešly. Výstupní napětí 3,5 V si lze vzít přímo na vývodu stabilizátoru a zem je na krabičce.

Po zkušenostech s grafikou na DPS jsem ji využil i zde. Do potisku (*B_Silk*) na rubovou stranu jsem umístil kulaté logo ČVUT spolu s parametry zesilovače a následně jsem do výřezu v masce (*B_Mask*) vložil ještě logo katedry EM pole (*elmag.org*) a samozřejmě i své logo. Všechny v potřebném měřítku zkonvertovány pomocí *Bitmap to Component Converter*, což je jedna z velmi užitečných funkcí KiCADu.

Při návrhu si lze destičku na obrazovce libovolně zvětšit, takže vše vypadá "dost velké". Přesto je potřeba dbát na minimální výrobitelné rozměry, které výrobci DPS uvádějí jako limit. Standard je: Šířka cestičky / čáry v libovolné vrstvě min. 0,15 mm, šířka mezery mezi nimi min. 0,15 mm, průměr otvoru min. 0,3 mm, šířka okruží min. 0,15 mm, velikost písma min.0,8 mm. Většinou se to povede i lépe, ale toto je zaručeno. Záruka na jemnější motivy je zpravidla za příplatek.

5.7 Hotové DPS

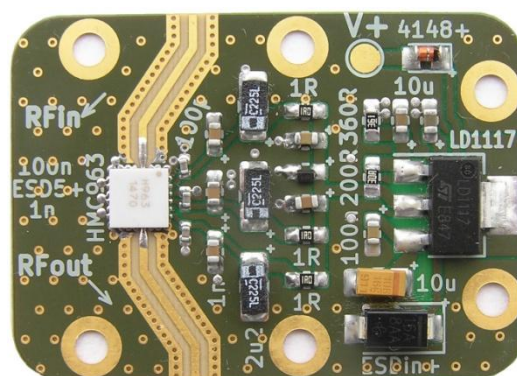
DPS jsem nechal vyrobit v PragoBoardu na MT-77 a pro porovnání v JLCPCB na FR4. Podrobnosti v kapitole 10 - Výroba DPS.



Obr.31 - DPS zesilovače HMC963 z Pragoboardu (MT-77, ENIG)



Obr.32 - DPS zesilovače HMC963 z JLC PCB (FR4, HASL)



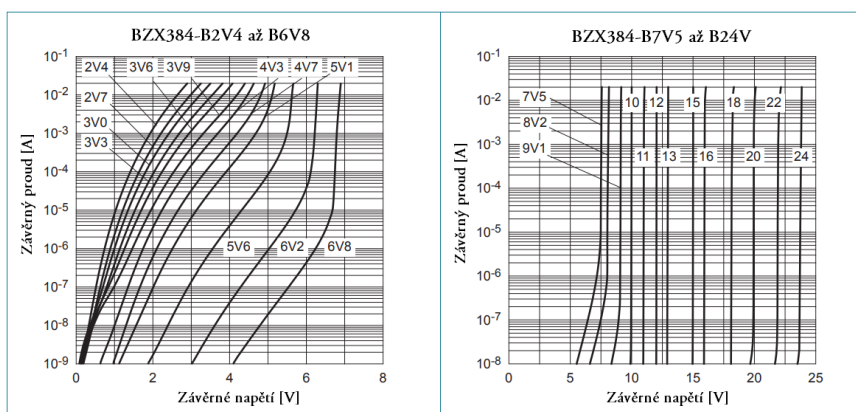
Obr.33- Osazená DPS zesilovače HMC963

6. ZESLABOVAČ S HMC424A

6.1 Návrh zapojení

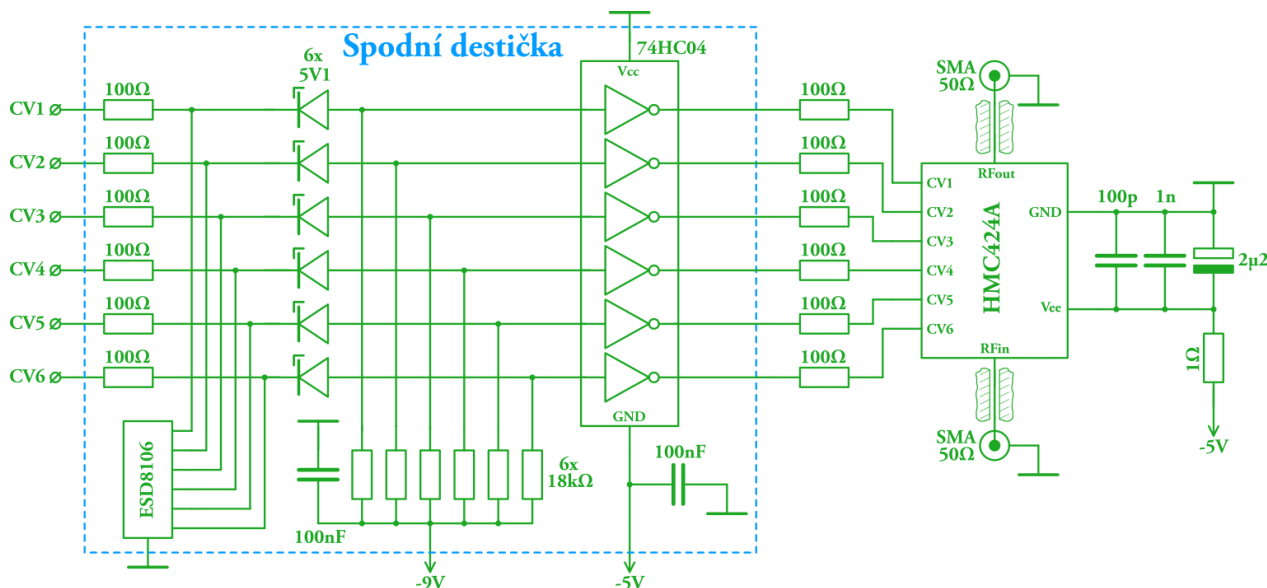
Nejen tento zeslabovač, ale i většina dalších typů má logické řízení záporným napětím: log. 0 odpovídá 0 V, a log. 1 odpovídá -5 V. Protože obvod bude řídit procesor úrovněmi log. 0 = 0 V a log. 1 = +5 V, bylo potřeba přidat do obvodu ještě konvertor. Přímou v katalogovém listu tohoto obvodu je uvedené zapojení s invertorem, Zenerovou diodou (zkr. zenerkou) a odporem, které tuto konverzi dělá, viz obrázek 16. Používá na to zenerku CD4689, která je ovšem bezvývodová, určena pro bondování, nikoliv pájení. Bude potřeba vybrat jinou, v pouzdře pro plošnou montáž (SMD).

Z elektrického hlediska hlavním problémem tohoto zapojení je, že když je na vstupu logická nula, zenerkou neteče žádný proud, tudíž na ní nemůže být plné Zenerovo napětí. Kdyby zenerka byla na napětí větší než 7 V, bylo by to v pořádku, protože při tomto napětí začíná dominovat lavinový průraz namísto Zenerova a diody tak mají v závěrném směru rovnou charakteristiku napětí přes několik řádů proudu. Bohužel zenerky pod 7 V mají charakteristiku takovou, že závěrné Zenerovo napětí velmi rychle klesá, když jdou proudy pod 1 mA, viz graf na obrázku 34.



Obr.34 - VA charakteristiky Zenerových diod z řady BZX384

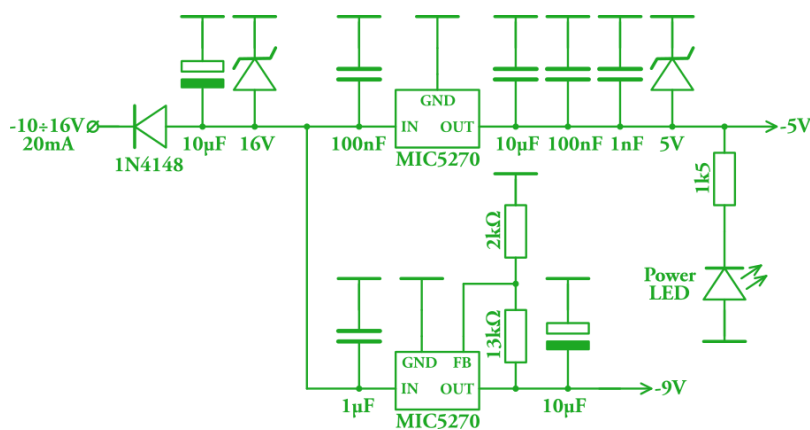
Udělal jsem tedy měření na několika běžně dostupných zenerkách a následně vybral zenerku na co nejmenší proud - BZX384, u které byla navíc v katalogu k dispozici tato charakteristika. Ani tato nejlepší zenerka nedokázala potlačit fyzikální podstatu toho, jak Zenerovo napětí s nižším proudem klesá. Vyřešil jsem to tedy tak, že kromě napájecího napětí -5 V jsem přidal ještě -9 V, které není problém získat, vzhledem k tomu, že plánované napájecí napětí 12V. Odpor, který udržuje proud zenerkou, je nyní proti -9 V, takže s ní teče proud, i když je na vstupu log. 0. a Zenerovo napětí tak zůstane přijatelně velké. Zajistí tak posun o 5 V, jak bylo zamýšleno a z 0/5V udělá -5/0V, protože bez tohoto biasovacího proudu hrozilo, že při logické nule před zenerkou neklesne napětí na vstupu invertoru pod -3,8V, aby to vyhodnotil jako log. 0.



Obr.35 - Schéma zesilovače HMC424A se vstupním konvertorem úrovní

Za zenerkou byl původně odpor 10kΩ proti -5 V, takže při logické jedničce na vstupu tam teklo 0,5 mA. Abych toto zachoval, proti -9 V jsem upravil hodnotu na 18kΩ. Pak už to vstupuje do obvodu invertoru 74HC04. Ten má na vstupu ochranné diody zabráňující napětí mimo rozsah $GND \div V_{cc}$, v tomto případě $-5 \div 0 V$, takže napětí -9 V se na vstup invertoru ani při odpojeném vstupu CV1÷6 nedostane. Alternativou byl 74LV04, který se vyznačuje schopností pracovat při malém napájecím napětí, ale je dražší a při 5 V má stejné parametry jako 74HC04. Druhou alternativou byl CD4069. Ten sice umí pracovat až do 18 V, zato při 5 V je výrazně pomalejší. Z invertorů již jde řídicí signál jen přes 100Ω ochranné odpory do ovládacích vstupů HMC424A. Na druhé straně je připojení obvodu k napájecímu napětí -5 V se stejnými hodnotami kondenzátorů jako u zesilovače, neboť tento obvod žádné jiné podle katalogu nevyžaduje.

Poslední součástí řídicího obvodu měla být vstupní ESD ochrana. Na toto místo jsem našel pěkný čip ESD8106, který je původně určen pro USB3,0, takže má 6 ochranných diod omezujících napětí nad 5V, pod 0V a mají velmi nízkou kapacitu 0,35pF/kanál, viz [10]. Ochrana je opět předřazeno 6 100Ω odporů, které omezují proudový náraz, kdyby ESD ochrana zabrala, a očekávání je zároveň takové, že kdyby někdo připojil na vstup natvrdo napětí mimo rozsah $0 \div 5 V$, tak odpory shoří dřív než ESD ochrana a dalším obvodům se nic nestane.



Obr.36 - Schéma zdroje napájení pro HMC424A

Vstupní obvod napájení je podobný jako u zesilovače. Rozdílem je pouze záporná polarita napájecího napětí, protože polarita diod a kondenzátorů je opačná. Napájecí zdroj obsahuje 2 lineární stabilizátory: Jeden na -5 V a druhý na -9 V s tím, že očekávaný odběr z každé větve napájení je do 10 mA . Ze zkušeností z podobných konstrukcí na katedře jsem se dozvěděl, že standardní stabilizátory z řady 79L00 mají tendenci zakmitávat víc než kterékoliv jiné, a to i než jejich komplementární dvojice pro kladné napájecí napětí z řady 78L00. Vybral jsem proto odlišné stabilizátory (mimo jiné dražší) - MIC5270 od Microchipu, které se pyšní nízkým šumem a vysokou stabilitou i s běžnými kondenzátory. Nabízí několik variant pro pevná výstupní napětí ($3\text{--}4,1\text{--}5\text{ V}$), z nichž se zde využije 5 V varianta, a jednu variantu regulovatelnou. Tedy s nastavitelným výstupním napětím pomocí odporového děliče a referenčním napětím $1,2\text{ V}$. Výhodou oproti LD1117 a jiným 3-vývodovým nastavitelným stabilizátorům je, že tento obvod má zem vyvedenou zvlášť, takže vstup zpětné vazby slouží opravdu jen ke snímání napětí z odporového děliče, a děličem díky tomu může téci výrazně menší proud.

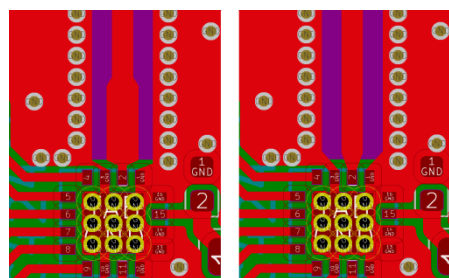
Nejbližší kondenzátory u stabilizátoru jsou podle doporučení výrobce, ostatní součástky jsou stejné, jako u zesilovače. Dodatečné blokovací kondenzátory 100 nF jsou pak pro obě napětí ještě u invertoru.

6.2 Návrh DPS v programu KiCAD

Hlavním úkolem návrhu DPS je rozmístit součástky tak, aby cestičky nebyly zbytečně dlouhé, součástky byly od sebe v takové vzdálenosti, že je bude možné pájet, a přitom byly pěkně zorganizované (ideálně pravoúhle). Pokud se k součástkám vejde i potisk, jaká hodnota se tam má osadit, je to užitečné nejen pro ruční osazování, ale i při zpětné práci se zařízením, protože je rovnou vidět, jaká hodnota součástek tam je. A to i u součástek, na kterých to není explicitně napsané, například SMD keramické kondenzátory, či malé integrované obvody. Ty mají na sobě zpravidla označení ve formě zkratky, které není vždy snadno dohledatelné.

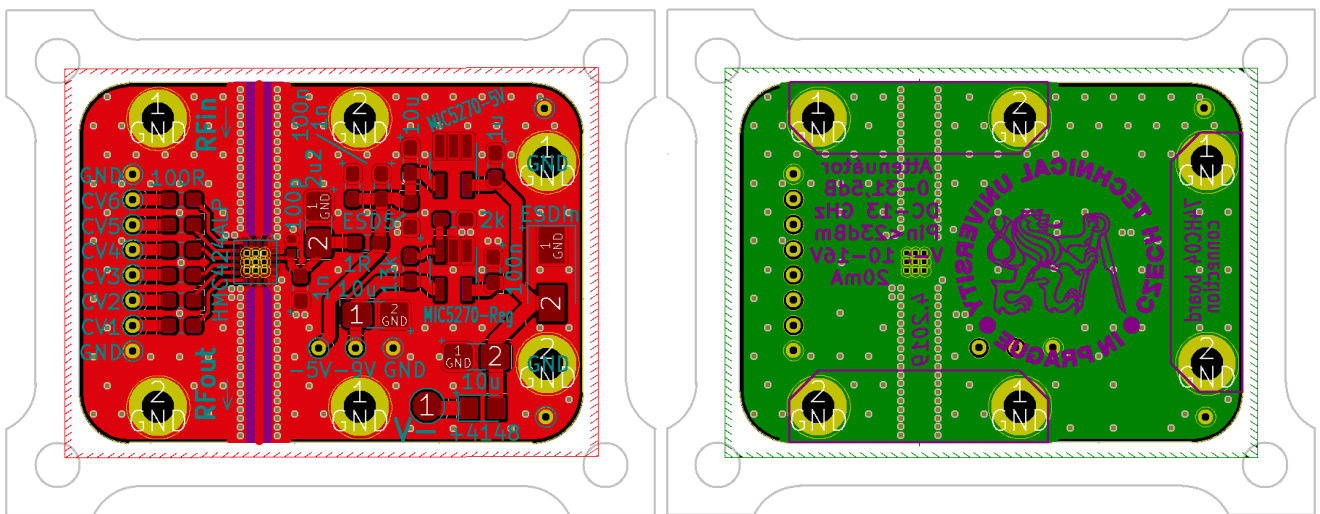
Toto zapojení bylo potřeba rozdělit na 2 DPS, neboť všechny součástky se na jednu nevešly. Aby bylo možné je následně spojit pomocí několika prokovených otvorů, navrhoval jsem obě jednostranné destičky současně jako jednu oboustrannou DPS. Až když bylo rozmístění součástek jasné, přemístil jsem součástky ze spodní strany hlavní DPS na další DPS, abych na té hlavní mohl po celé zadní straně rozlít zemní plochu. Vznikly tak dvě desky: DPS zesilovače HMC424A a DPS invertoru 74HC04.

Pro HMC424A jsem opět spočítal konverzní cestičku, která se nejprve rozšíří na $0,9\text{ mm}$ po délce $2,1\text{ mm}$ a pak zúží k obvodu. Vyladil jsem ji na základě S-parametrů pro 3 různé hodnoty útlumu: Minimální (zařazeno 0 útlumových bloků), střední (zařazeno 3 bloky)



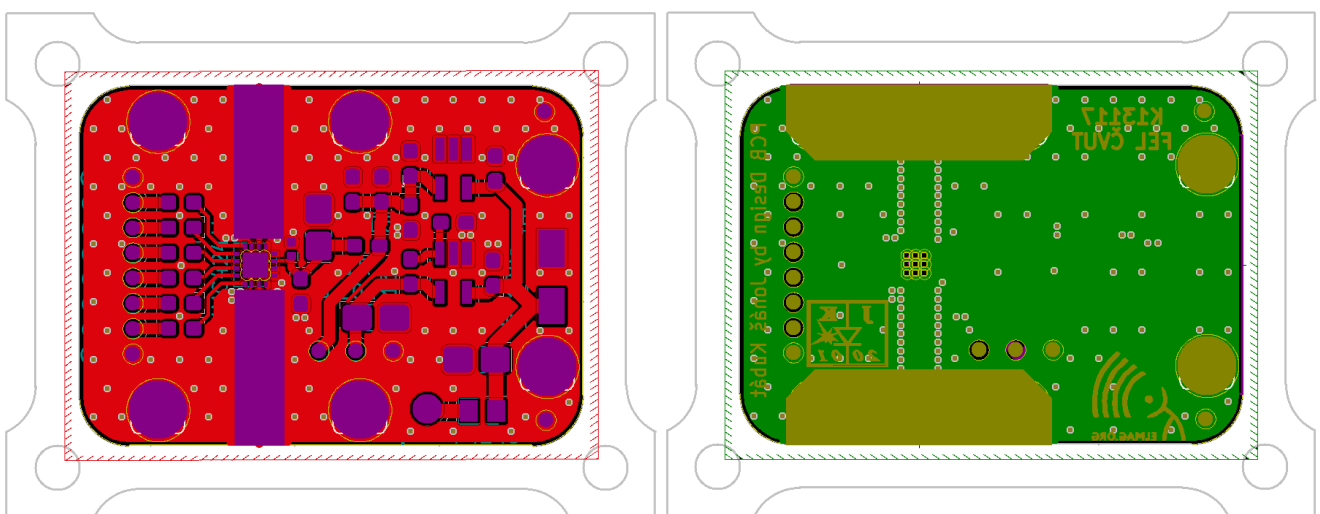
Obr.37 - Přizpůsobený vs. 50Ω přívod

a maximální (zařazeno 6 bloků). I zde jsem udělal 2 verze, viz obrázek 37. Jednu s tímto přizpůsobením (vlevo) a jednu bez něj (vpravo).



Obr.38 - Návrh DPS zeslabovače HMC424A se zvýrazněným potiskem horní a dolní strany

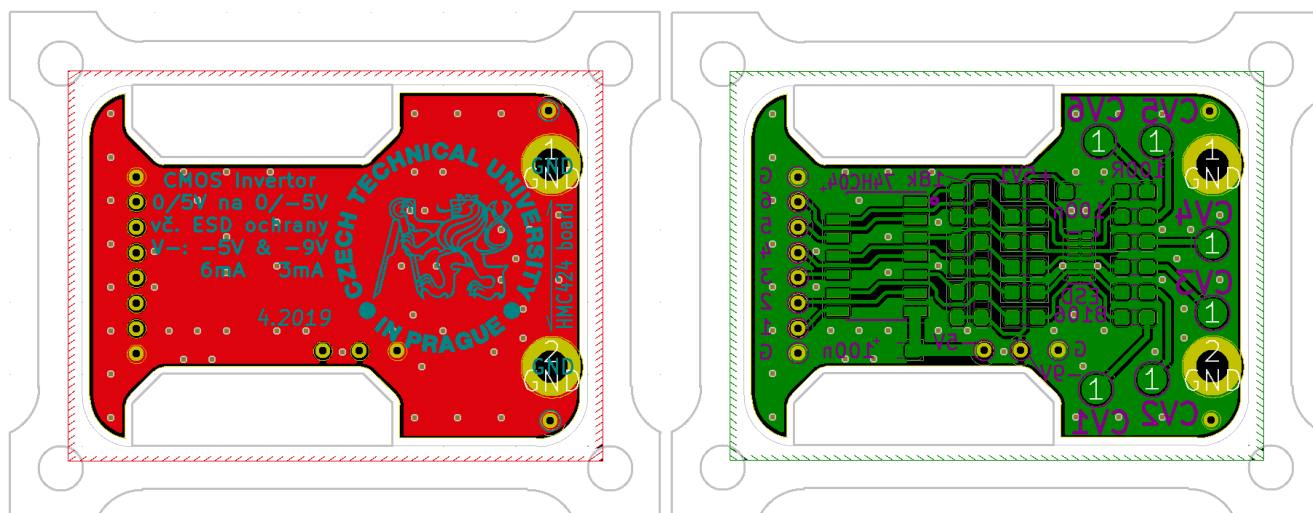
Na hlavní destičku zeslabovače, která je na obrázku 38, se kromě HMC424A vešly ještě stabilizátory MIC5270 pro obě napájecí napětí -5 V a -9 V , včetně vstupních a výstupních ochranných kondenzátorů, a ochranné odpory na vstupu HMC424A. Ten mohl tentokrát zůstat přesně mezi konektory. Tím se kreslení koplanárního vedení zjednodušilo a stačilo zkopírovat kolmou část vedení z předchozího návrhu zesilovače. Vedení je opět odmaskováno pouze $0,3\text{ mm}$ od obvodu, aby z jeho plošek při pájení neutíkal cín. Na spodní straně je odmaskovaná zem pro hliníkové bločky, viz obrázek 39 a některé části potisku jsou přeneseny do vrstvy masky, aby měly na hotové DPS jinou barvu. Ostatní odmaskování jsou součástí footprintů součástek, přičemž footprint pro pouzdro HMC424A, stejně jako pro ostatní použité VF obvody, ve standardní knihovně není, proč jsem ho vytvořil ručně podle výkresu v katalogovém listu obvodu, viz [6].



Obr.39 - Návrh DPS zeslabovače HMC424A se zvýrazněným odmaskováním horní a dolní strany

Na minulé DPS jsem ještě rozlitou zemní plochu kreslil ručně jako polygon. Nyní už jsem nechtěl složitější tvary obtahovat ručně a rozhodl jsem se proto využít, integrovanou funkci KiCADu *Copper Pour / Fill*, která je k tomuto určena. Aby KiCAD zvládl rozlít zemní plochu, musí vědět, které plošky součástek s ní mají být spojené. K tomu slouží *Netlist*, což je soubor všech spojů generovaný automaticky ze schématu, pokud je toto součástí projektu. V opačném případě lze plošky součástek k jednotlivým sítím přiřadit dodatečně pomocí rozšíření *WireIt*., se kterým stačí pouze vybrat plošky, které se mají spojit, a tu "sít", která je spojuje, nějak pojmenovat. Pojmenování složí k tomu, aby se k nim případně daly připojit další součástky tím, že se jim zadá stejný název sítě. Pro účely rozliti zemní plochy jsem vytvořil jen jednu síť *GND* a naklikal do ní plošky všech součástek, které mají být uzemněné. Důležité je dbát na velká a malá písmena, jinak vzniknou dvě sítě *GND* a *gnd*.

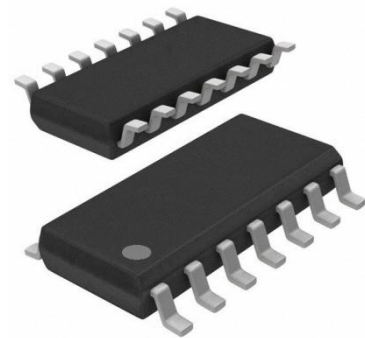
Pro dobré uzemnění jsem následně v parametrech *Copper Pour* vypnul termální přívody, které v tomto případě při pájení nebudou potřeba vzhledem k tomu, že budu destičky pájet s předehřevem. Odstup od ostatních objektů (*Clearance*) jsem nastavil 0,2 mm, aby byly spolehlivě splněny výrobní možnosti (>0,15mm). Jedinou nevýhodou je, že tento odstup se bere od všech ostatních grafických objektů zasahujících do vrstvy *F_Cu* případně *B_Cu*, včetně okraje desky a koplanárního vedení, což byl také důvod, proč jsem původně využil polygon, který žádná tato omezení nemá. Protože grafické objekty, ani když jsou v *Cu* vrstvě, není možné připojit k žádné síti, vyplnil jsem mezery na nežádoucích místech (po obvodu koplanárního vedení a na hraně DPS u SMA konektorů) cestičkou šířky 0,4 mm připojenou rovněž na zem. Nástroj *WireIt* zároveň připojí po zapnutí všechny volné plošky na síť, které se právě dotýkají, takže pokud všechny prokovy po obvodu koplanárního vedení již nyní leží na zemní ploše, lze je takto jedním kliknutím připojit všechny na *GND*.



Obr.40 - Návrh DPS invertoru 74HC04 se zvýrazněným potiskem horní a dolní strany

Původně jsem chtěl destičky sešroubovat otvory pro šroubky nevyužitého SMA konektoru napravo. V průběhu návrhu jsem si však uvědomil, že kapacitní průchodky přivádějící řídicí signály k destičce invertoru 74HC04 budou pravděpodobně nad hlavní destičkou, zatímco přívod do invertoru musí být zespoda. Rozhodl jsem se tedy těchto 6 vodičů protáhnout těmito 2 otvory a mechanické spojení jsem vyřešil rozmístěním 4 odmaskovaných prokůvů s otvorem $\varnothing 0,5$ mm do rohů obou destiček, kterými se po osazení obou destiček prostrčí drátek a zalijí se cínem. DPS invertoru bude zespoda DPS HMC424A. Tvar spodní DPS jsem navrhl tak, aby byla o 0,5 mm menší než původní destička, plus měla výřezy na hliníkové bločky, viz obrázek 40. U výřezu jsem počítal nejen s mezerou 0,5 mm, ale také s drážkovací frézou průměru 2 mm, protože jsem vnitřní rohy rovnou zaoblil s tímto poloměrem.

Vzhledem k tomu, že na pravé straně destičky řídicí signály přicházejí, procházejí obvodem a vychází na levé straně, hledal jsem obvod invertoru, který by měl 6 vstupů na jedné straně a 6 výstupů na straně druhé. Bohužel takový v celé řadě 74HC00 ani 4000 neexistuje, a všechny logické obvody mají na stejné straně pod sebou vždy: vstup-výstup vstup-výstup vstup-výstup. Výhodnější se tak nakonec ukázalo použít větší pouzdro SO14, viz obrázek 41, kterému se v rámci výrobních tolerancí vejde mezi 2 vývody ještě jedna destička. Díky tomu je možné výstupy zprava protáhnout doleva a vstupy vlevo přivést zprava.

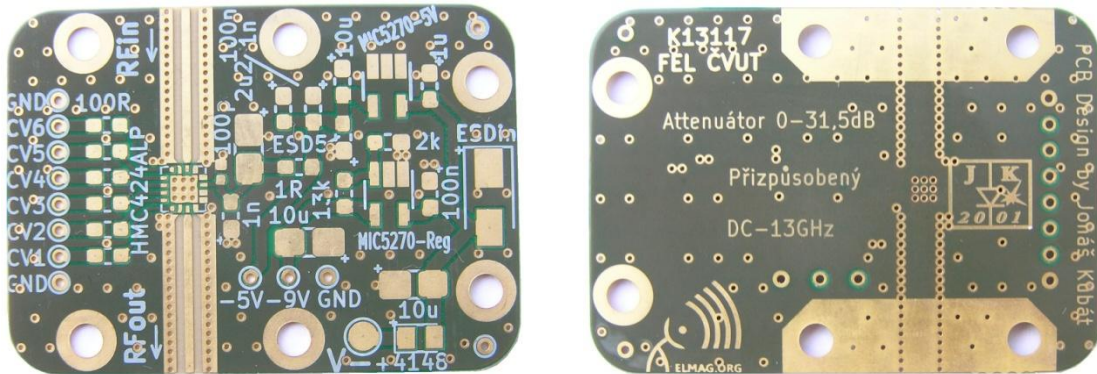


Obr.41 - Pouzdro SO14

Vpravo jsou opět plošky $\varnothing 2$ mm (*Testpointy*) pro přivedení řídicích signálů. Od signály pokračují přes 100Ω odpor do ESD ochrany ESD8106. Ta se bohužel vyznačuje mikroskopickým pouzdem $3,5 \times 1,35$ mm, takže vzdáleností 0,15 mm mezi ploškami pro sousední vývody právě využívá výrobní možnosti. Footprint pro její specifické pouzdro jsem i zde vytvořil podle výkresu v katalogu. Pro hned následující Zenerovy diody jsem využil standardní footprint 0603 s většími ploškami, aby se lépe pájely. Následuje 74HC04 ve standardním pouzdře a jeho výstupy jsou již přímo připojeny na prokovené otvory, kterými se 6 řídicích signálů spojí s HMC424A na horní destičce.

Obě napájení, která na destičku invertoru dorazí, jsou zablokována kondenzátory 100nF. Kdyby bylo potřeba přidat další hodnotu paralelně, je možné napájet dva kondenzátory na sebe. Ale nepředpokládám, že to bude potřeba, protože obě napětí jsou dostatečně odfiltrována na hlavní destičce, kde jsou stabilizátory.

6.3 Hotové DPS



Obr.42 - DPS zeslabovače HMC424A z Pragoboardu (MT-77, ENIG)



Obr.43 - DPS zeslabovače HMC424A z JLC PCB (FR4, HASL)



Obr.44 - DPS invertoru 74HC04 z JLC PCB (FR4, HASL)

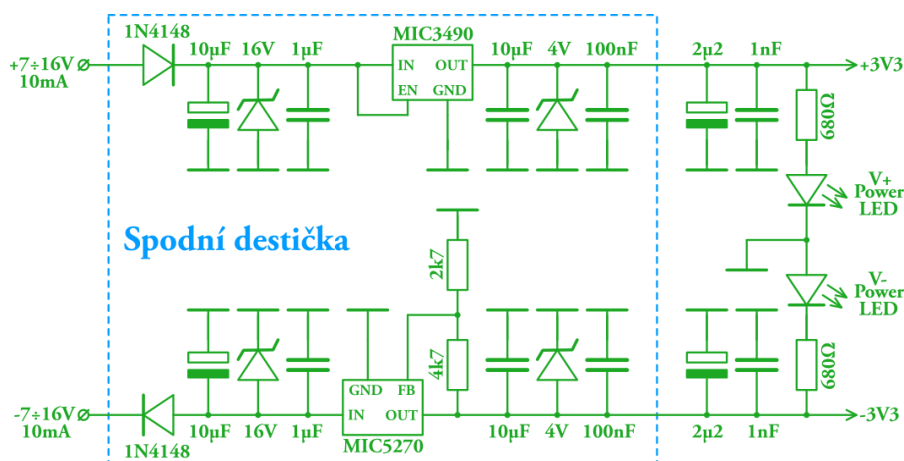


Obr.45 - Osazená DPS zeslabovače HMC424A s invertorem

7. DVOJPŘEPÍNAČ S ADRF5026

7.1 Návrh zapojení

Přepínače ADRF5026 potřebují symetrické napájecí napětí $\pm 3,3$ V. Bylo tedy potřeba sestavit stabilizátor pro kladnou i zápornou větev. Záporné napětí může zajistit již vybraný stabilizátor MIC5270. Ten bohužel nemá verzi s pevným výstupním napětím 3,3 V, nicméně má verzi s regulovatelným výstupem, takže lze pomocí odporového děliče toho napětí nastavit. Hodnoty odporů pro jeho referenční napětí 1,2V (mezi vývody *FB* a *GND*) vychází 2,7k Ω a 4,7k Ω . Zbytek zapojení záporné napájecí větve je shodný s předchozím zapojením MIC5270 u zeslabovače HMC424A: Vstupní dioda proti přepólování, vstupní kondenzátory a ochranná TVS dioda proti přepětí, výstupní kondenzátory a výstupní TVS dioda. Včetně možnosti přidat do krabičky napájecí LED.

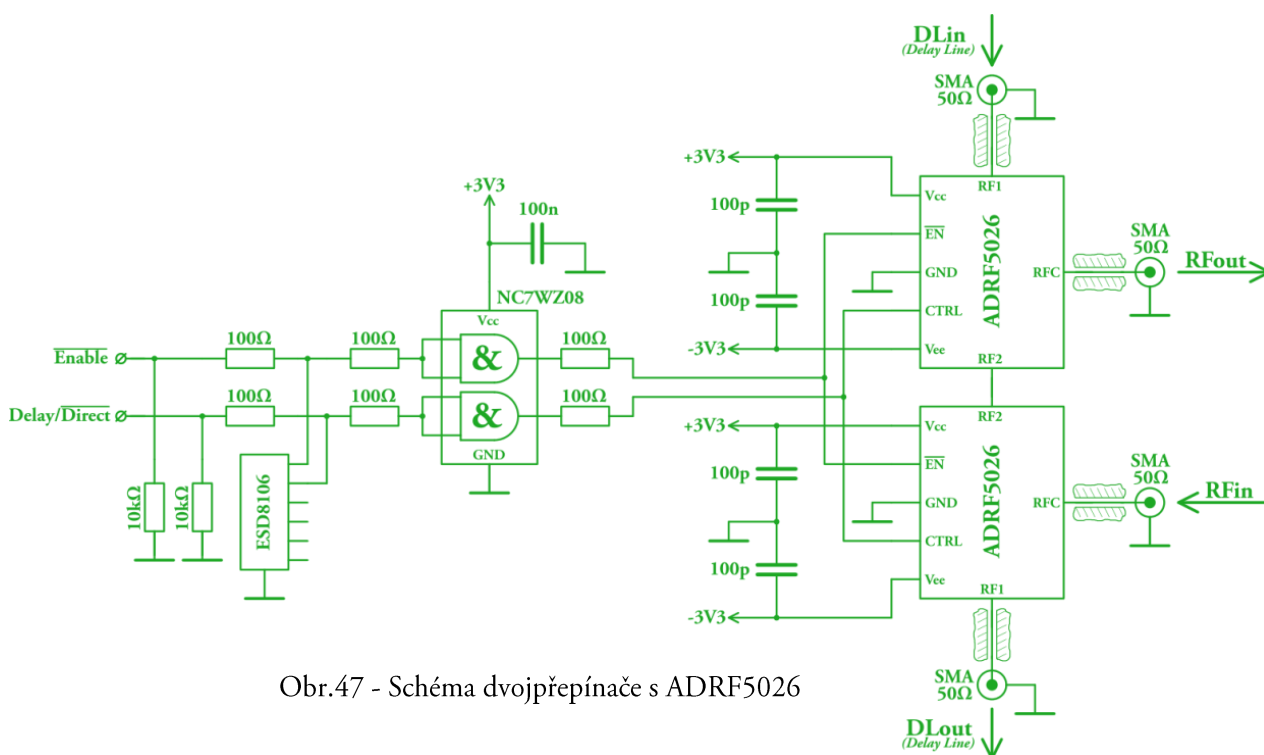


Obr.46 - Schéma zdroje napájení dvojpřepínače s ADRF5026

Na stabilizaci kladného napájecího napětí jsem vybral komplementární stabilizátor MIC3490, který poskytuje přímo pevné výstupní napětí 3,3V. MIC3490 je ve stejném pouzdře SOT23-5 jako MIC5270 a i ostatní součástky v zapojení mohou zůstat stejné. Polarita součástek, u kterých na tom záleží, je samozřejmě oproti záporné větvi otočená - zatímco v záporné větvi byl plus součástek na zemi, nyní je plus součástek na napájecím napětí. U keramických kondenzátorů na tom nezáleží, neboť na rozdíl od elektrolytických a tantalových nejsou polarizovány. MIC3490 by zvládl vstupní napětí až 36V, přesto však vstupní rozsah 7 ÷ 16 V je dostatečný, a proto kondenzátory a vstupní ochrany mohou zůstat na 16 V.

Přepínače ADRF5026 mají doporučené blokovací kondenzátory 100pF pro obě napájecí napětí. Proto jsou přívody každého obvodu opatřeny těmito kondenzátory v jeho bezprostřední blízkosti. Pak mají ještě společné 1nF a 2,2 μ F napájecí kondenzátory.

V katalogovém listu přepínačů ADRF5026 se píše, že se má obvodu nejprve zapnout napájecí napětí a teprve pak připojit řídicí napětí, jinak že se obvod může poškodit. To by mohl selhat, kdyby vypadlo napájecí napětí a zůstalo řídicí. Aby se tak nestalo, brání tomu vstupní oddělovač, který nemá vstupní ochranné diody proti napájecímu napětí a zároveň vydrží vstupní napětí až 7 V bez ohledu na aktuální velikost napájecího napětí. Tudíž je-li napájecí napětí 0 V, tak ani na výstupu žádné napětí není, čímž zajišťuje ochranu drahých obvodů přepínačů. Chtěl jsem použít invertory, ale tím by se změnila ovládací úroveň obvodu, proto jsem hledal pouze neinverující budič. Bohužel se mi takový obvod nepodařilo v nabídce těchto zmenšených logických obvodů najít, tak jsem místo něj použil NC7WZ08, což je zmenšená verze 74HC08, tedy pouzdro se dvěma hradly AND, které se při spojení vstupů chovají stejně.



Obr.47 - Schéma dvojpřepínače s ADRF5026

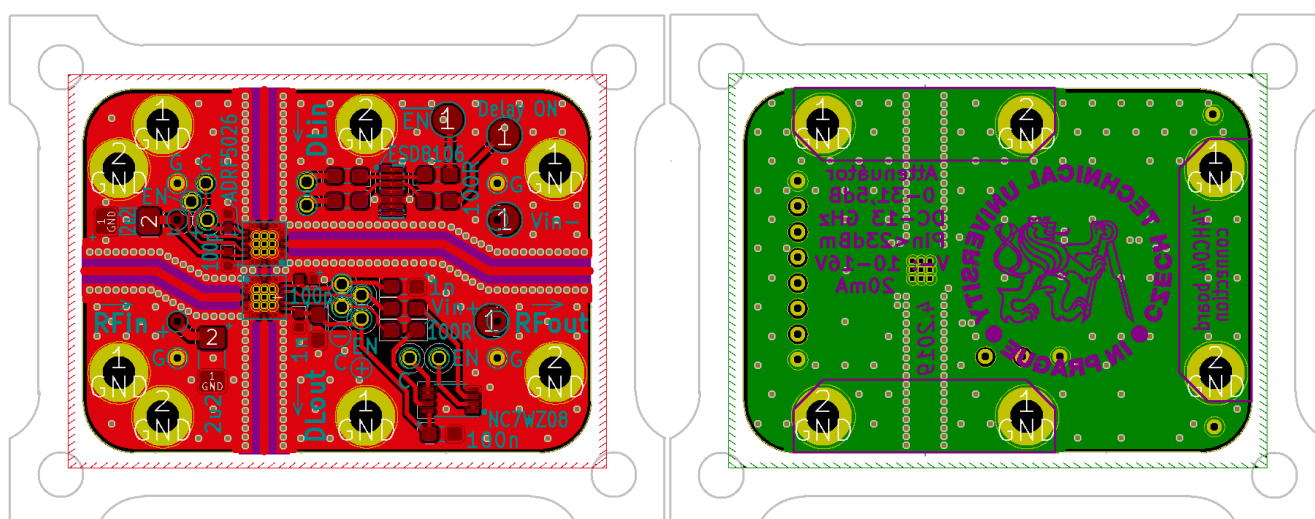
Protože vstupem NC7WZ08 je pouze hradlo MOS-FETu, je na vstupu s odpovídajícími odpory opět umístěna ESD ochrana, stejná jako u zeslabovače HMC424A. Využity jsou pouze 2 z 6 kanálů, ale obvod má natolik dobré parametry, že se ho vyplatí použít. Napájení je blokováno keramickým kondenzátorem 100nF.

Na obou vstupech je odpor 10kΩ proti zemi, takže na nezapojeném vstupu je zaručeně 0 V. Tomu vyhovuje řídicí logika, která v tomto stavu, kdy je na obou vstupech log.0, propouští signál přímo. Když se přivede log.1 na *Control (CTRL)*, přepne se z přímého průchodu na zpoždění. Když se přiveze log.1 na *Enable (EN)*, přestane signál obvodem procházet úplně, přičemž všechny porty jsou zakončeny 50Ω. Tento režim nejspíš nebude v simulátoru potřeba, ale když už má obvod takovou funkci, byla by škoda ji nemít na destičce vyvedenou.

7.2 Návrh DPS v programu KiCAD

Po zeslabovači HMC424A jsem původně začal dělat fázovač MAPS-010166, ale hned jsem přišel na to, že i u něj budu potřebovat druhou destičku pro napájecí zdroj. Rozhodl jsem se tedy, že vyexportuji na zvláštní destičku právě stabilizátory, které zabírají hodně místa, v důsledku všech kondenzátorů a ochranných diod. Napadlo mě, že by destička mohla být univerzální jak pro fázovač tak pro přepínače. A protože nejsložitější destička je dvojpřepínač, začal jsem hned s ní.

Cílem bylo použít dva přepínače tak, aby umožňovaly buď přímý průchod signálu nebo signál pouštěly přes zpožďovací vedení. Původně měly být přepínače v jedné a dvou třetinách na šířku destičky, což by znamenalo, že by byly navzájem spojené poměrně dlouhým, zakrouceným koplanárním vedením, které by zabíralo velkou část plochy DPS. Napadlo mě tedy dát je rovnou k sobě, kdy přijímá cesta mezi nimi má cca 0,5 mm. Od horního a dolního SMA konektoru jde tedy koplanární vedení přímo a do levého a pravého SMA konektoru jde šikmo pouze za účelem posunutí o 1,8mm, viz obrázek 48.



Obr.48 - Návrh DPS dvojpřepínače ADRF5026 se zvýrazněným potiskem horní a dolní strany

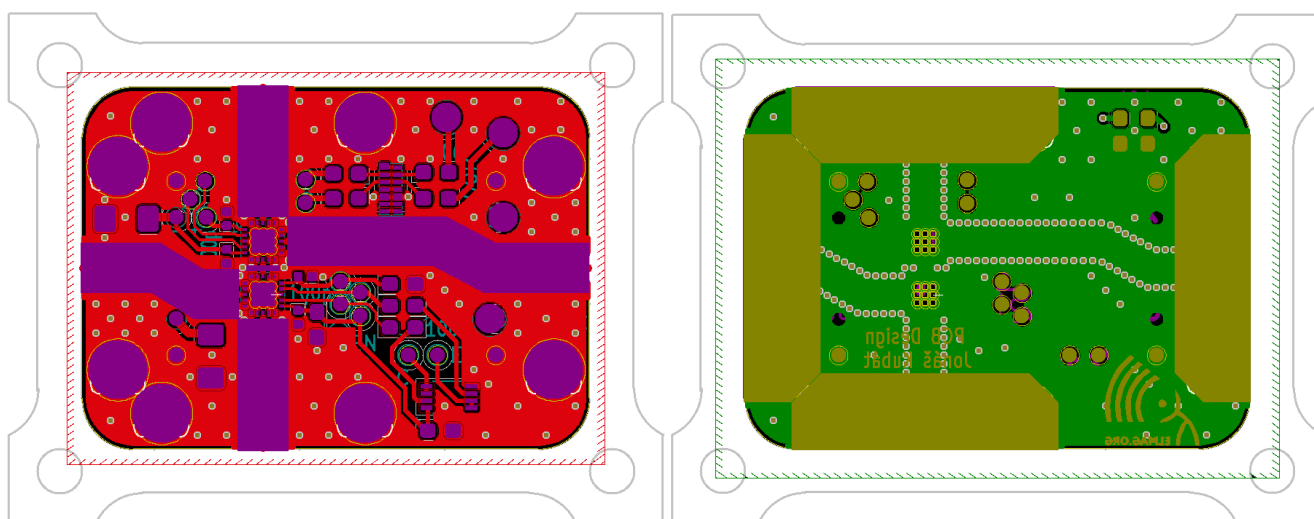
Zapojení vývodů obvodu přepínače ADRF5026 vypadá tak, že na třech stranách jsou VF porty a na čtvrté straně je napájení a řízení. Díky tomu přímé vedení zleva destičky doprava může procházet opravdu přímo z jednoho obvodu do druhého, zatímco signál do zpožďovacího vedení jde zleva destičky dolů a pak shora doprava (podle obrázku 48), přičemž mezi dolním a horním SMA konektorem je připojeno zpožďovací vedení.

Bohužel napájecí strany tím pádem vyšly tak, že jsou navzájem odříznuté koplanárními vedeními a druhou stranu DPS využít nelze, protože musí tvořit zemní plochu pro všechna koplanární vedení, aby koplanární vedení s dominantním mikropáskovým módem měla smysl. Vymyslel jsem nejprve redukční destičku, která by se vložila mezi stabilizátor a dvojitý přepínač. Vešla by se tam, nějaké místo navíc v krabici je, ale zamyslel jsem se nad tím, že 6-vrstvý plošný spoj vlastně

není potřeba, když už se stabilizátorem mám k dispozici čtyřvrstvý. Rozhodl jsem se tedy umístit propojovací cestičky na volnou vrchní stranu stabilizátoru. Na mikrovlnné destičce jsem si předtím navrhl prokované otvory průměru 0,7 mm s ploškou $\varnothing 1$ mm. Do stejného místa na DPS stabilizátoru pak přijde pouze ploška průměru $\varnothing 1$ mm, takže když se obě destičky položí na sebe, mělo by být možné zalitím otvoru 0,7mm cínem ho připájet na plošku za ním. Díky tomu se destičky spojí jak mechanicky, tak především elektricky.

GND je k dispozici všude, ale bylo potřeba spojit *+Vcc*, *-Vee* a vstupy *Enable* a *Control*. Pomocnými cestičkami jsem je dostal z druhého kvadrantu destičky do čtvrtého. Do druhého kvadrantu se mi vešly jen 2 malé keramické kondenzátory 100pF přímo k obvodu a tantalový kondenzátor na záporné napájení. Tantalový kondenzátor na kladné napájení se jako jediný ocitl ve třetím kvadrantu, protože tam zrovna vycházel vývod kladného napájení přímo ze stabilizátoru. Ve čtvrtém kvadrantu pak byly nejen malé keramické kondenzátory u druhého obvodu přepínače, ale také větší keramické kondenzátory a obvod vstupního oddělovače-budiče NC7WZ08. K obvodu NC7WZ08 ve čtvrtém kvadrantu jdou řídicí signály z prvního kvadrantu, kde je ESD ochrana a plošky na připájení drátku ze signálových (bezkapacitních) průchodek. Na horní stranu jsou vyvedeny i plošky přívodního napájení ke stabilizátoru, neboť zde nelze jinak drátky ze spodní strany DPS dostat k průchodkám v prostoru nad ní.

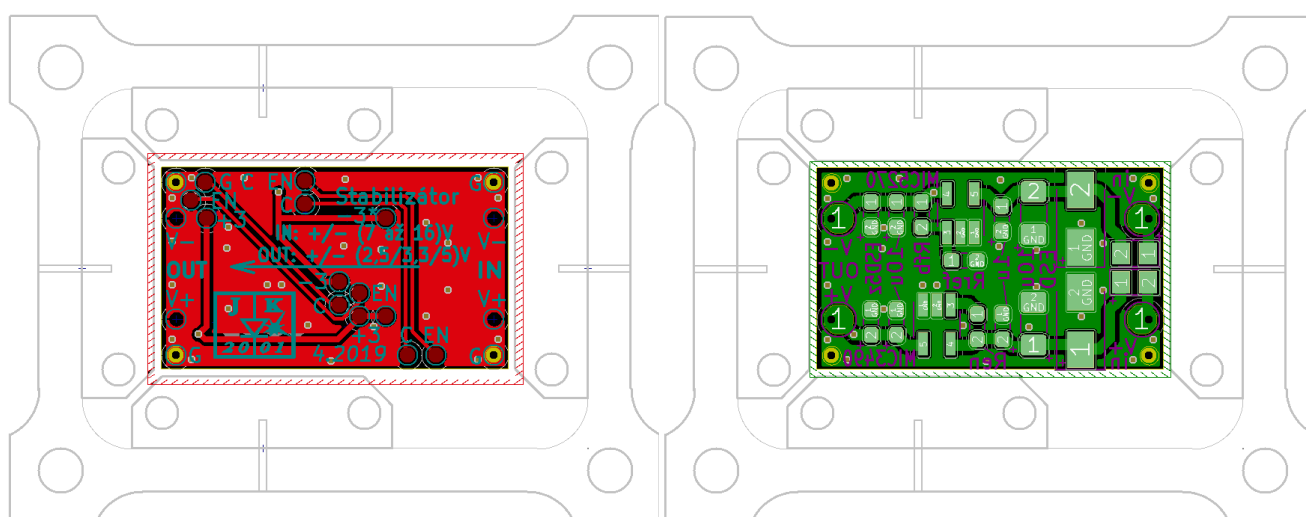
Už se sem nevešly oddělovací odpory 1Ω použité na předchozích destičkách, což nutně nevádí, protože oddělenou DPS stabilizátoru mohu otestovat samostatně. Na DPS dvojpřepínače je opět servisní potisk s hodnotami a orientací součástek, z druhé strany pak potisk s logem školy, logem katedry a popisem a parametry přepínače. Zadní odmaskování na bločky a přední na koplánrní vedení je patrné i z následujícího obrázku 49.



Obr.49 - Návrh DPS dvojpřepínače ADRF5026 se zvýrazněným odmaskováním horní a dolní strany

Destičku stabilizátoru jsem opět udělal tak, aby byla o 0,5 mm od hliníkových bločků. Pro dvojpřepínač jsou osazeny všechny 4 bločky, takže na destičku stabilizátoru zbývá jen 14 x 24 mm. Zvažoval jsem využít i zbylé místo okolo bločků, nad rámec obdélníkového obrysu stabilizátorové destičky. Nenašel jsem ale žádnou klíčovou výhodu, naopak malá destička 14 x 24 mm se mi perfektně hodila na doplnění připravovaného panelu pro JLC, více v kapitole 10 - Výroba DPS.

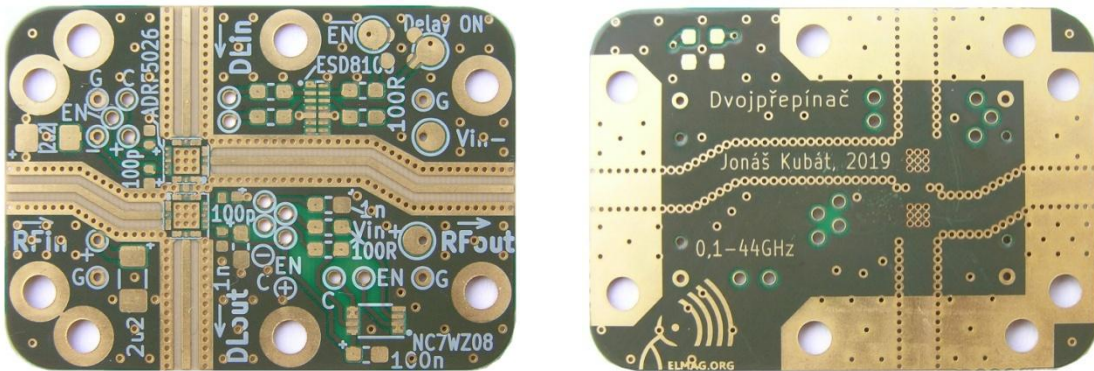
Když jsem součástky hodně stlačil k sobě, nakonec na dolní stranu DPS tohoto rozměru všechny vešly. Na horní stranu jsem umístil popis do potisku, ten jsem však následně musel redukovat, aby se tam vešly ještě plošky s cestičkami pro plánované propojení dvou přepínačů ADRF5026 na hlavní desce spájením obou DPS. Napravo DPS stabilizátoru tak vyšlo plus a mínus vstupu napájení, nalevo je výstup V_{cc} a V_{ee} . Ty jsou rozvedeny na pájecí plošky společně s řídicími signály přepínačů, viz obrázek 50.



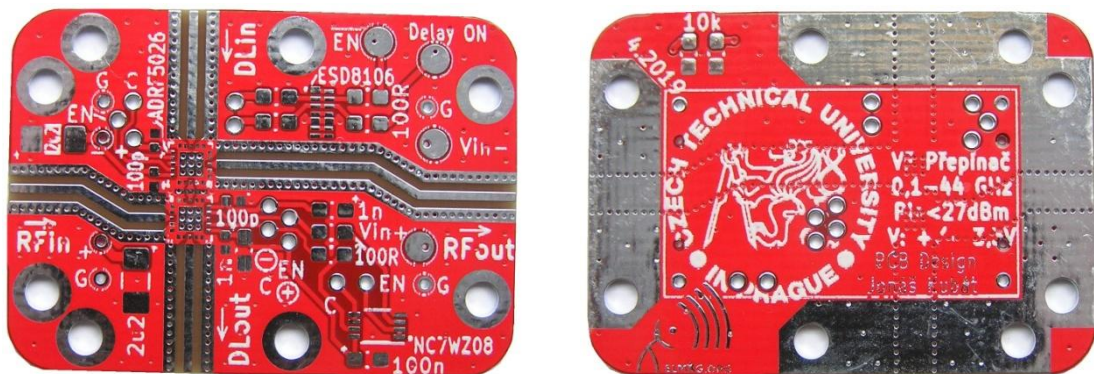
Obr.50 - Návrh DPS Stabilizátoru s MIC3490 se zvýrazněným potiskem horní a dolní strany

DPS stabilizátoru tak obsahuje komplementární stabilizátory MIC3490 a MIC5270, přičemž dostupná napětí obou řad úplně nesedí. MIC5270 nemá 3,3V verzi, MIC3490 naopak nemá regulovatelnou variantu. I tak z nich lze ale poskládat stabilizátory na 1,8 - 2,5 - 3 - 3,3 - 5 V, takže destička je univerzální pro tato napětí. V rámci tohoto projektu využiji pouze 5V verzi pro fázovač MAPS-010166 a 3,3V verzi pro přepínače s ADRF5026. Hodnota napětí se změní použitím jiného typu z řady MIC3490 pro kladné napětí či MIC 5270 pro záporné, případně odporovým děličem u regulovatelného MIC5270, plus samozřejmě výměna výstupní TVS diody ESD5z2,5 pro napětí do 4V, při kterém se otevírá s proudem 1mA, za ESD5z3,3 pro napětí do 5V. 10 μ F kondenzátor na výstupu dostane nakonec k sobě paralelně ještě 100nF, který se na žádnou z horních DPS nevešel.

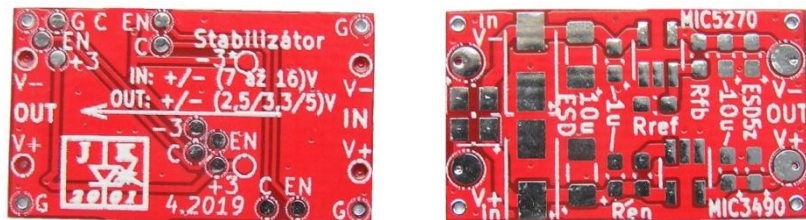
7.3 Hotové DPS



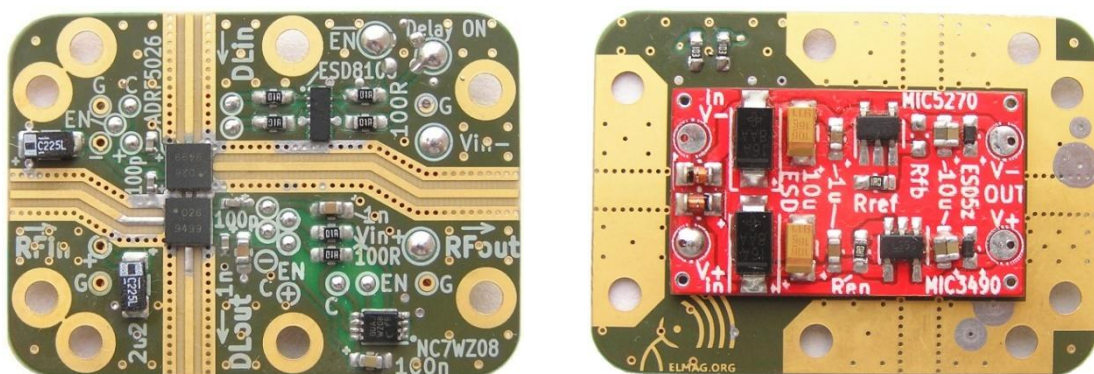
Obr.51 - DPS dvojčepínače ADRF5026 z Pragoboardu (MT-77, ENIG)



Obr.52 - DPS dvojčepínače ADRF5026 z JLC PCB (FR4, HASL)



Obr.53 - DPS stabilizátorů MIC3490 a MIC5270 z JLC PCB (FR4, HASL)

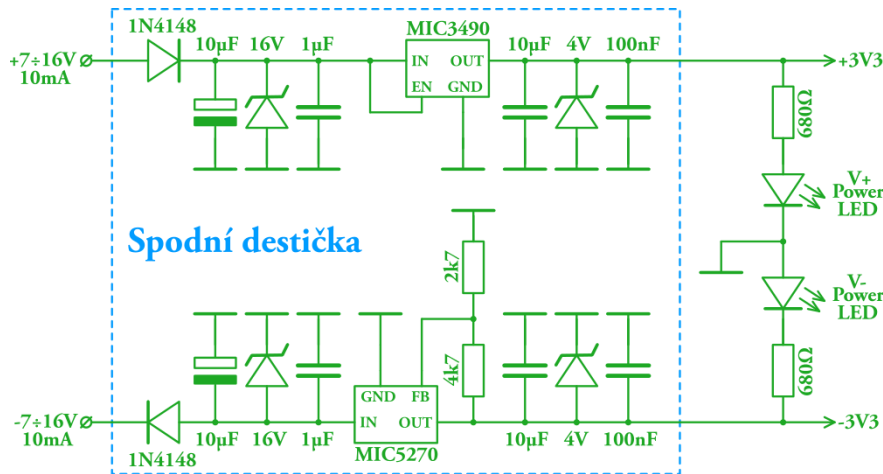


Obr.54 - Osazená DPS dvojčepínače ADRF5026 se stabilizátorem

8. PŘEPÍNAČ S ADRF5026

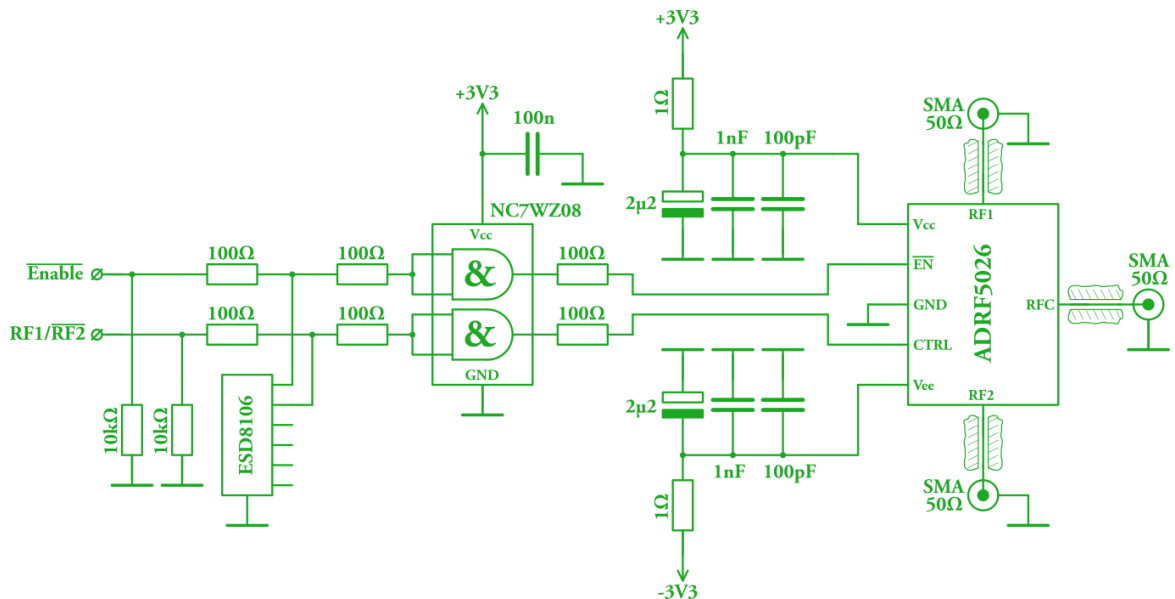
8.1 Návrh zapojení

Pro testování obvodu přepínače ADRF5026 jsem vytvořil samostatné zapojení s jedním tímto přepínačem, který má všechny 3 VF porty vyvedeny na SMA konektory. Schéma napájecího zdroje je stejné jako u dvojpřepínače, jen jsem ho jinak rozdělil do dvou schémat.



Obr.55 - Schéma zdroje napájení přepínače s ADRF5026

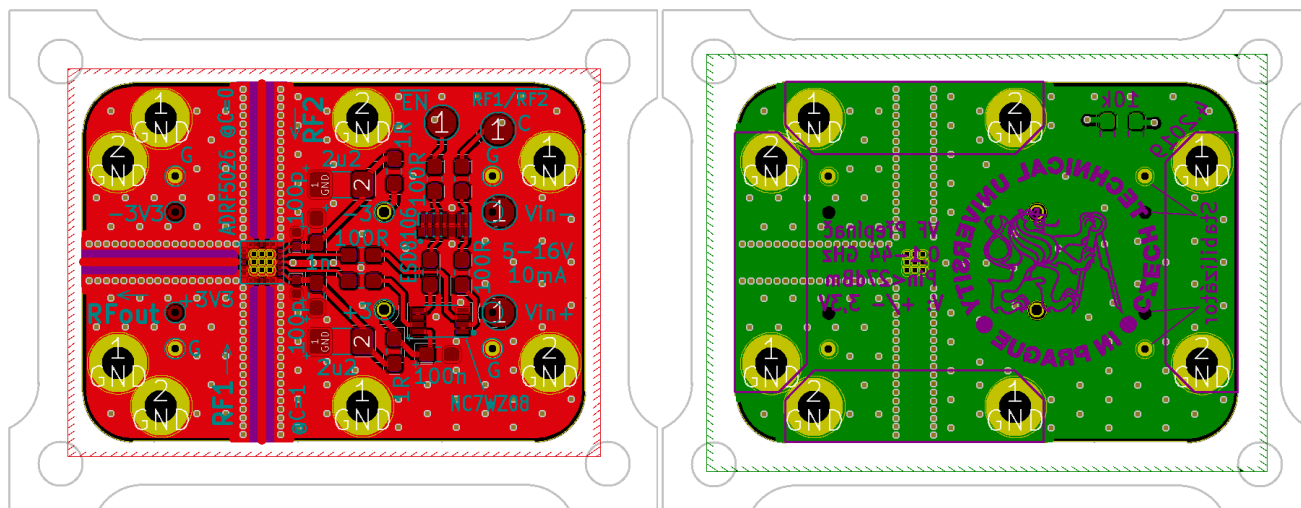
Ve druhém schématu je tak pouze jeden obvod ADRF5026. Do napájení se opět vešel oddělovací odpor 1Ω , napájecí kondenzátory $2\mu\text{F}$, 1nF a 100pF tak přišly přímo k obvodu. Obvod řízení s hradly AND zůstal stejný jako u dvojpřepínače.



Obr.56 - Schéma přepínače s ADRF5026

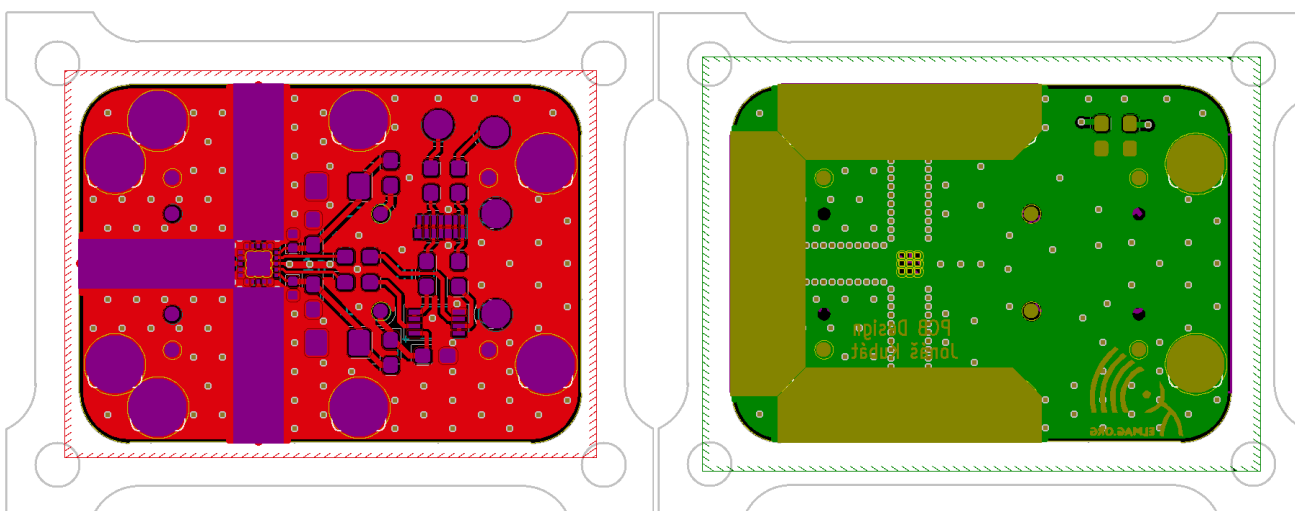
8.2 Návrh DPS v programu KiCAD

Obvod využívá horní, levý a dolní konektor a celá pravá část je tak dispozici kondenzátorům, hradlům a ESD ochraně, které se sem tím pádem vešly lépe než na destičce dvojpřepínače.



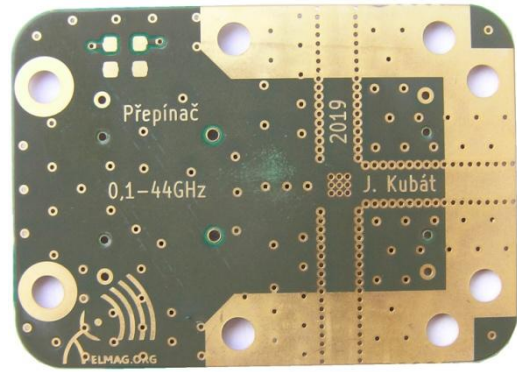
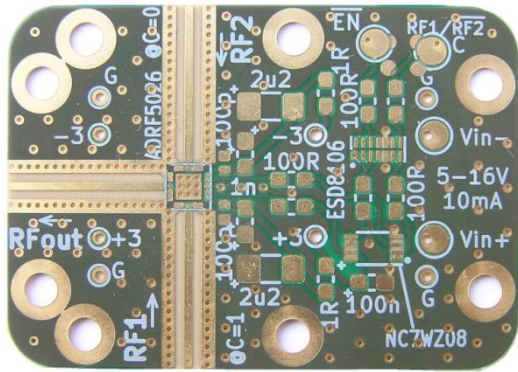
Obr.57 - Návrh DPS přepínače s ADRF5026 se zvýrazněným potiskem horní a dolní strany

Na destičce již bylo dost místa pro blokovací kondenzátory na obě strany napájení za oddělovacím odporem 1Ω , tudíž sem tento mohl opět přijít. Zároveň nebylo potřeba složitě propojovat řídicí signály na DPS přes cestičky v další vrstvě, s výjimkou napájení. To by přímo ze stabilizátoru vycházelo v druhém a třetím kvadrantu destičky, které jsou stále odříznuté koplanární vedením, zatímco zde by se hodilo mít vývod napájení na pravé straně destičky, jako je přívod do stabilizátoru. Přidal jsem tedy na DPS stabilizátoru ještě 2 pájecí plošky výstupního napětí, které jsem nechal zamaskované. Tak bude možné DPS stabilizátoru nadále používat pro dvojpřepínače, ale zároveň od škrábnutím masky u těchto 2 plošek a zamaskováním všech ostatních nitrocelulózovou barvou použít stejný stabilizátor i pro tento jednoduchý přepínač a se změnou napětí stabilizátoru i pro fázovač. Součástí VF vedení je i patřičné odmaskování.

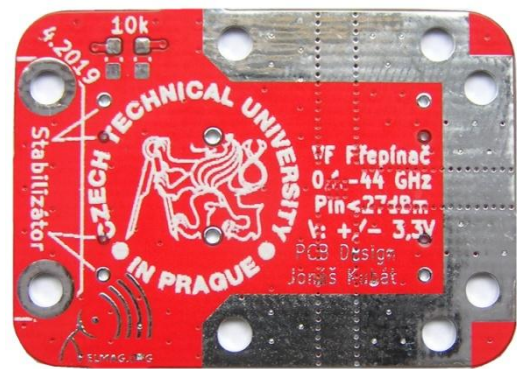
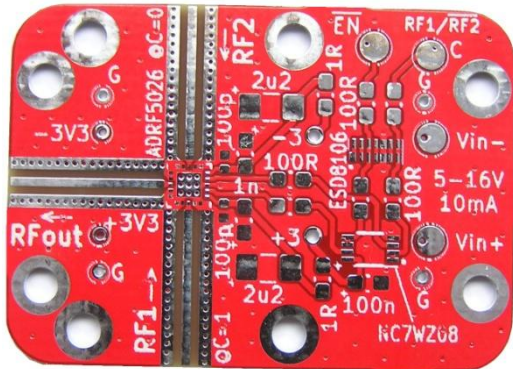


Obr.58 - Návrh DPS přepínače s ADRF5026 se zvýrazněným odmaskváním horní a dolní strany

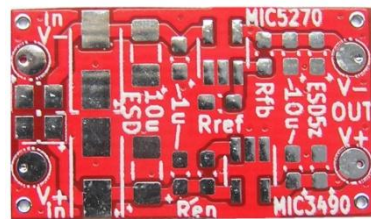
8.3 Hotové DPS



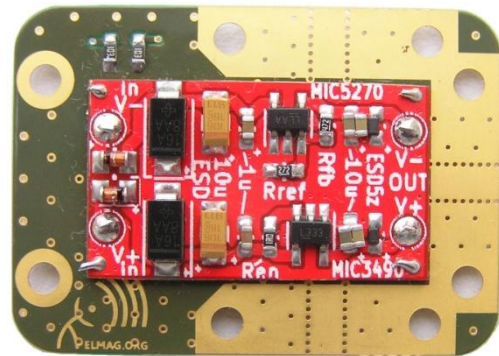
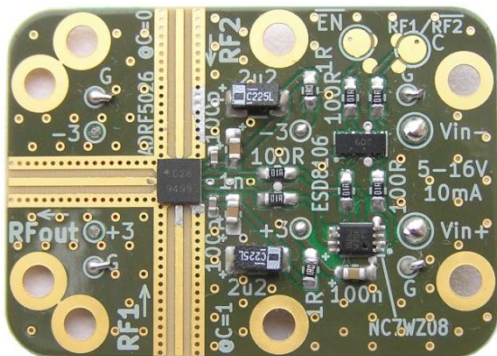
Obr.59 - DPS přepínače ADRF5026 z Pragoboardu (MT-77, ENIG)



Obr.60 - DPS přepínače ADRF5026 z JLC PCB (FR4, HASL)



Obr.61 - DPS stabilizátoru s dodatečným zamaskováním

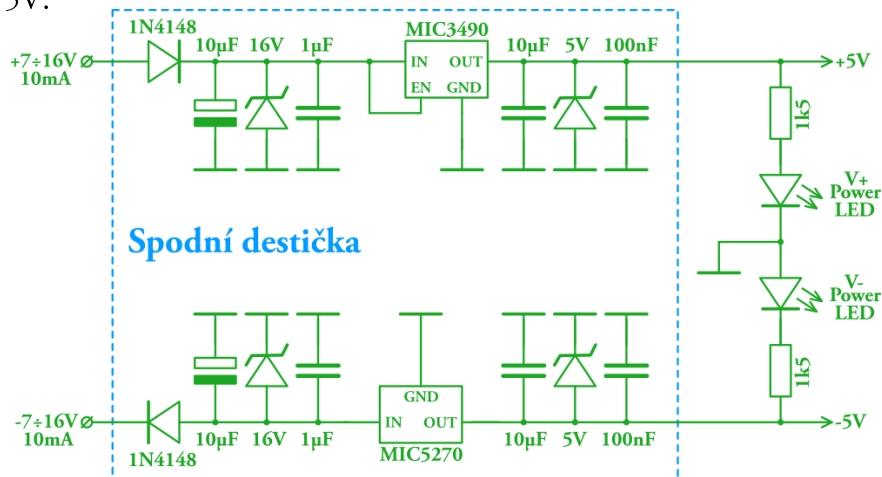


Obr.62 - Osazená DPS přepínače ADRF5026 se stabilizátorem

9. FÁZOVAČ S MAPS-010166

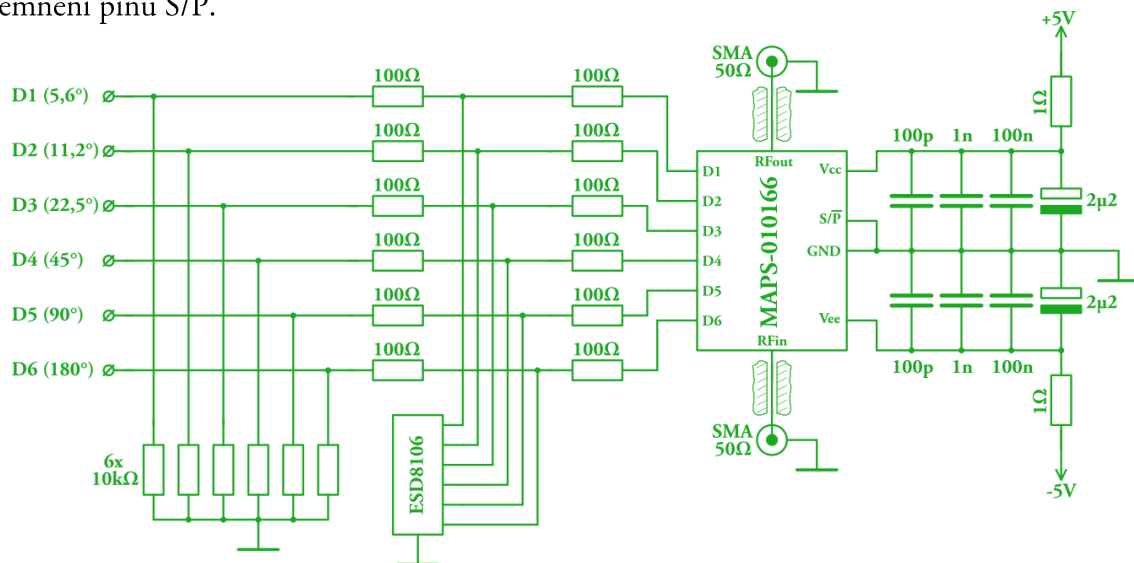
9.1 Návrh zapojení

Fázovač vyžaduje symetrické napájecí napětí 5 V, tedy +5 V a -5 V. V obou řadách stabilizátorů MIC3490 a MIC5270 tato napětí jsou, tudíž lze použít stejné zapojení jako u přepínače ADRF5026 jen s výměnou stabilizátorů za jiný typ z řady, v tomto případě obou větvích na pevné napětí 5V.



Obr.63 - Schéma zdroje napájení fázovače s MAPS-010166

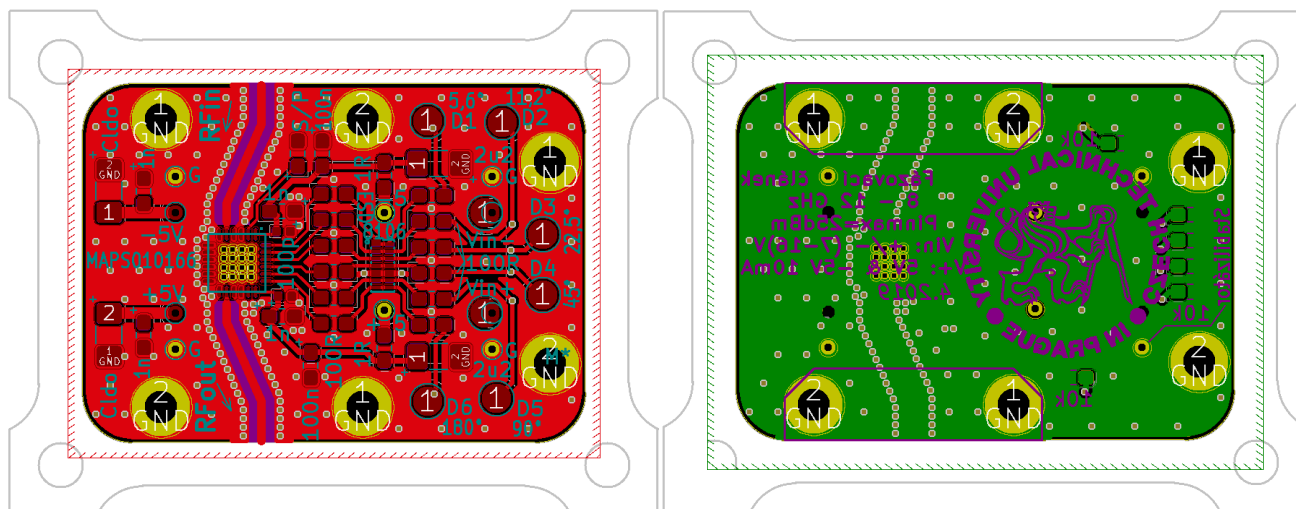
Obvod fázovače MAPS-010166 vyžaduje v obou napájecích větvích blokovací kondenzátory 100nF, takže jsem jej zde přidal k dosud používaným hodnotám 100pF, 1nF a 2µ2. Obvod má zároveň vstupní logické úrovně 0 / 5 V, díky čemuž nevyžaduje na vstupu žádnou speciální konverzi a je pouze posílena ochrana vstupu ESD ochranou ESD8106, u které se opět využije všech 6 kanálů. Každý vstup je pak ještě uzemněn přes odpor 10kΩ, aby na nezapojeném vstupu byla zaručena vstupní úroveň log.0, tedy 0 V. Obvod lze řídit i sériově, paralelní řízení se zvolí uzemnění pinu S/P.



Obr.64 - Schéma fázovače s MAPS-010166

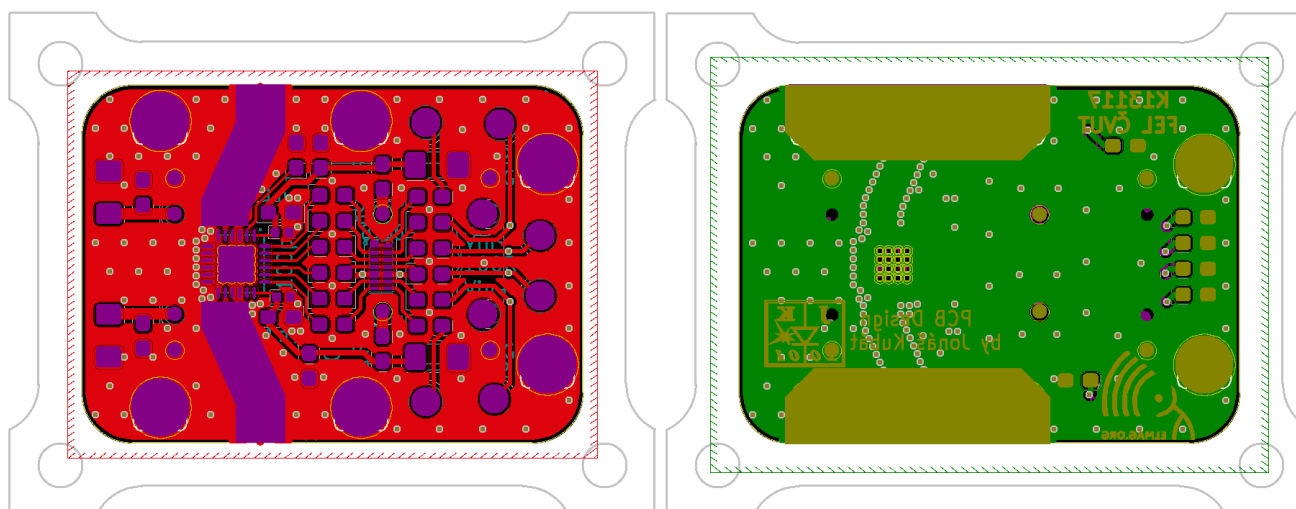
9.2 Návrh DPS v programu KiCAD

Tento využívá stejnou destičku stabilizátoru, kde jsou akorát přidány 2 plošky, které jsou pro přepínač zamaskované, ale tady je lze nožičkem maskovat a získat tak připojení pro tuto destičku na vhodných místech, což je v tomto případě nad a pod ESD ochranou.



Obr.65 - Návrh DPS fázovače s MAPS-010166 se zvýrazněným potiskem horní a dolní strany

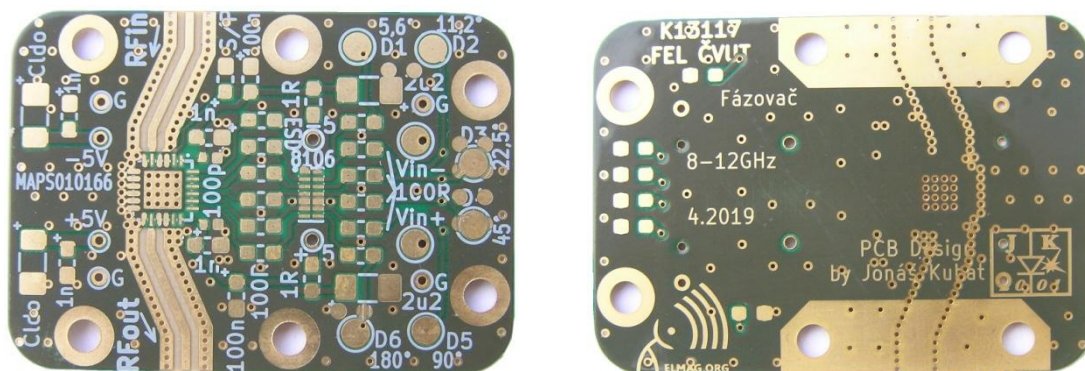
Fázovač MAPS-010166 jsem musel opět kvůli součástkám na pravé straně mírně posunout doleva a odpovídajícím způsobem zahnout koplanární vedení. Šikmý úsek jsem nakreslil nejprve vodorovně, a pak jsem ho natočil svisle a na šikmo. Když bylo potřeba tyto úseky napojit, vytvořil jsem kopii těchto čar a použil je jako rovnoběžky, aby po natažení šikmé cestičky zůstal směr stejný a tedy i vzdálenost mezi mikropáskem a zemí po stranách. Nejvhodnější způsob rozmístění Via spojek, zvláště na šikmých úsecích, je opět naskládat je svisle nad sebe, pak tento sloupec spojek zkopírovat a potočit o úhel odpovídající náklonu vedení. Takto vložené spojky sice nejsou připojeny na žádnou síť, protože se jim rozlítá zem vyhne, ale pokud zemní plochu rozlijí dříve, než vložím via spojky, tak po jejich vložení stačí zmáčknout tlačítko nástroje *WireIt*, které všechny prokovy aktuálně ležící na zemi ploše spojí se stejnou sítí, v tomto případě *GND*.



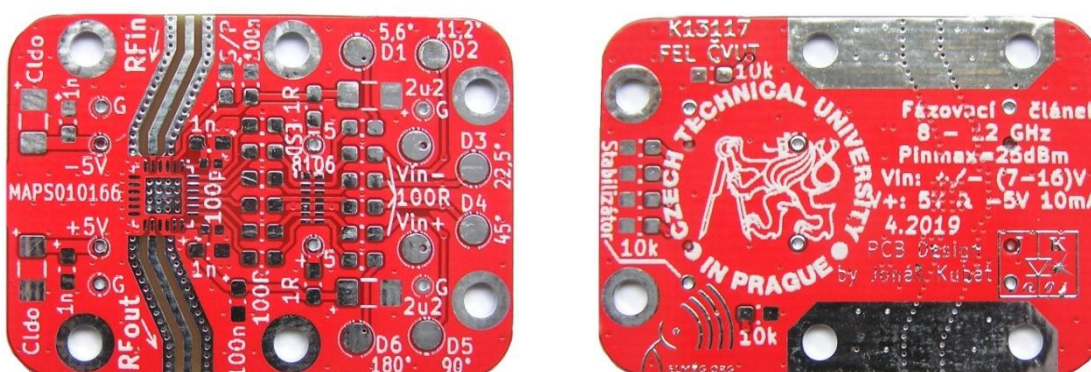
Obr.65 - Návrh DPS fázovače s MAPS-010166 se zvýrazněným odmaskováním horní a dolní strany

Na horní stranu už se nevešly odpory $10k\Omega$, takže jsou jako jediné z druhé strany. Umístil jsem je tak, aby nebránily osazení DPS stabilizátoru a zároveň co nejméně přerušovaly zemní plochu. Aby bylo možné případně přepnout obvod z paralelního řízení na sériové, neuzemnil jsem konfigurační pin přímo, ale přes zkratovací odpor, který lze v případě potřeby nahradit připojením na +5 V. Odmaskování koplanárního vedení je i tentokrát provedeno polygonem ve vrstvě *F_Mask*, viz obrázek 65.

9.3 Hotové DPS



Obr.66 - DPS fázovače MAPS-010166 z Pragoboardu (MT-77, ENIG)



Obr.67 - DPS fázovače MAPS-010166 z JLC PCB (FR4, HASL)



Obr.68 - Osazená DPS fázovače MAPS-010166 se stabilizátorem

10. VÝROBA DPS

10.1 Export výrobních souborů

Celý návrh plošného spoje v programu k tomu určeném má, kromě prezentování několika pěkných obrázků, jediný cíl: Aby ve chvíli, kdy je návrhář s výsledkem své práce spokojen, vytvořil podklady pro výrobu, které bude možné vložit do CNC strojů a ty pak celou DPS samočinně vyrobí. V současné době se k tomuto účelu nejčastěji používá formát Gerber RS-274X, takže každý dobrý návrhový program umí celou desku překreslit do těchto souborů. Pro výrobu oboustranné DPS je standardně potřeba 8 souborů, které se využijí v jednotlivých technologických krocích. Soubory se mohou lišit buď názvem nebo příponou (koncovky Protel).

Technologický proces výroby vypadá zjednodušeně takto: Nejprve se zvolený substrát potažený z obou stran měděnou folií vyvrtá (podle souřadnic v souboru *.drl* jako *Drill*), aby se všechny vyvrtané otvory mohly následně prokovit. Pak se do měděné fólie leptá motiv cestiček (podle souborů *.gtl* a *.gbl* jako *Layer*, kde *t* je horní strana *Top* a *b* je spodní strana *Bottom*). Když je motiv plošných spojů hotov, celá DPS kromě pájecích plošek se překryje nepájivou maskou (podle souborů *.gts* a *.gbs* jako *Soldermask*) a na desku je nanesen potisk (podle souborů *.gto* a *.gbo* jako *Overlay*). Následně se odkryté měděné plošky pokoví buď cínem (HASL) nebo zlatem (ENIG). Výhoda tohoto postupu spočívá v tom, že všechny předchozí kroky lze realizovat s velkým panelem složeným z mnoha menších návrhů DPS, takže celá výroba je efektivnější, rychlejší a levnější. Nakonec se vyfrézuje přesný obrys desky včetně výřezů (podle souboru *.gko* nebo *.gm1* u KiCADu), čímž se zároveň oddělí jednotlivé DPS z panelu.

KiCAD má tuto funkci záložce *File >> Plot...*, kde stačí vybrat, které vrstvy se mají exportovat. Důležité je zaškrtnout "*Use Protel filename extentions*", aby soubory měly správné koncovky. Tlačítkem *Plot* se tyto soubory vytvoří. Soubor vrtání lze vytvořit tlačítkem "*Generate drill files*". Ve zvolené výstupní složce se tak objeví 7 souborů vrstev a 1 soubor vrtání. Většinou světových výrobců DPS nyní stačí přidat těchto 8 souborů do archivu *.zip* nebo *.rar* a poslat jim je jako výrobní podklady. Výrobci v Čechách zpravidla vyžadují jiné názvy souborů, případně si účtují poplatek za jejich přejmenování.

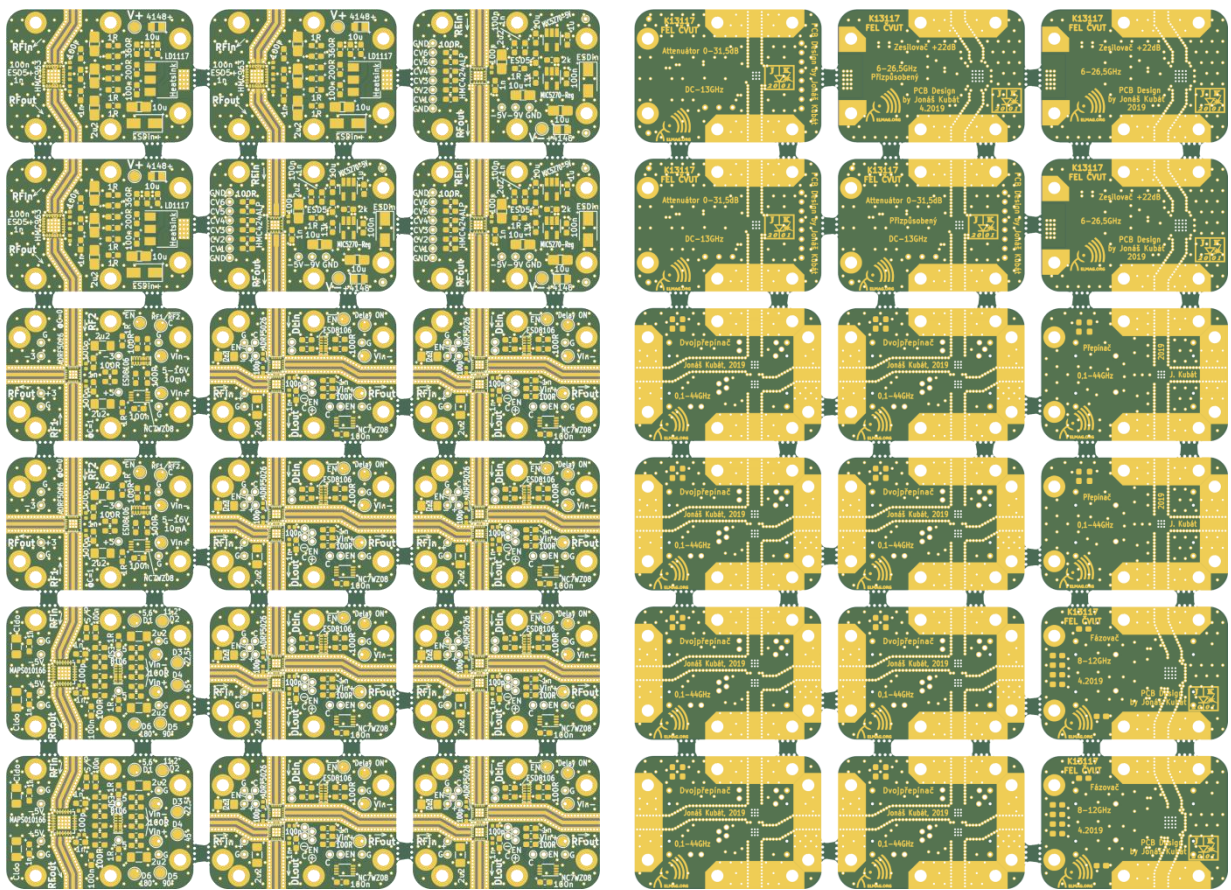
Při výsledném vyexportování souborů pro výrobu se ztratila nepájivá maska mezi vývody obvodu. Ukázalo se, že její minimální šířka je v pravidlech nastavena zbytečně velká a zároveň pájecí plošky součástek jsou odmaskované zbytečně do šířky, čím se zvláště plošky na rozlité mědi značně zvětšují. Upravil jsem proto v pravidlech odmaskování nad rámec velikosti pájecí plošky pouze na 0,02 mm a minimální šířku proužku masky na 0,15 mm, což by mělo odpovídat výrobním možnostem. Masky se tak vrátila i mezi vývody MMIC obvodů, kde bude při pájení nejvíce potřeba.

10.2 Panel pro PragoBoard

Dodavatelem plošných spojů pro VF obvody se měl stát český výrobce PragoBoard, který standardně poskytuje VF substráty a má je ihned skladem, včetně zvoleného Isola Astra MT-77. Dalším profesionálním výrobcem DPS v Čechách je Gatema, která ovšem standardně VF substráty nenabízí. U prototypové výroby v PragoBoardu se spíš vyplatí složit jednotlivé návrhy do jednoho panelu, než odeslat jednotlivé návrhy samostatně, jak jsem si ověřil na infolince PragoBoardu. Z informací uvedených na jejich stránkách dále vyplývá, že preferují oboustranně odmaskovat všechny prokovené otvory (Via spojky), jinak jim v nich prý mohou zůstat provozní kapaliny. Zrušil jsem tedy kompletně potisk na zadní straně destiček, protože při tom, kolik je na nich prokovených otvorů, by byl téměř nečitelný, když se potisk nanáší jen mimo ně. Zároveň jsem upravil servisní potisk s hodnotami součástek na horní straně tak, aby se jednotlivé popisky co nejlépe vyhýbaly prokoveným otvorům a byly při osazování dobře čitelné. Nejnutnější popisky na zadní straně DPS jsem přemístil do vrstvy masky, aby bylo na první pohled jasné, o jaký obvod se jedná, i když by to jinak bylo možné poznat ze zapojení na horní straně.

Pro vytvoření panelu jsem použil volně dostupný program *Gerber Panelizer* od *RocketScience*, zveřejněným na [11]. Ten umožňuje ve velmi jednoduchém grafickém prostředí poskládat z jednotlivých návrhů DPS celý panel a hlavně vložit mezi ně lámací můstky, díky nimž bude možné destičky z vyrobeného panelu snadno oddělit. Do tohoto programu stačí přetáhnout složku s Gerber soubory každého návrhu, který se objeví v menu na pravé straně. Aby program správně fungoval, je třeba nejprve změnit příponu souboru obrysu desky z *.gml* na *.gko*. Následně lze v menu přidávat další instance stejné DPS a na pracovní ploše, která představuje budoucí panel, je vhodně rozmístit. Doporučená minimální mezera mezi nimi je 2mm, aby bylo možné destičky rozfrézovat drážkovací frézou $\varnothing 2$ mm. Pokud mám možnost, dávám tuto mezeru $2,5 \div 3$ mm, aby fréza zabírala vždy jen jednou stranou.

Nyní je potřeba vložit mezi jednotlivé DPS lámací můstky, aby se z nich stal jeden soudržný panel. Doporučuje se upevňovat každou destičku alespoň 3 můstky, u větších DPS nejdále 3 cm od sebe. Spojil jsem proto destičky na delší straně 2 můstky, na kratší straně jedním. Přitom jsem se snažil umístit je tak, aby se nedotýkaly koplánárního vedení na desce. Hlavní výhodou tohoto programu je, že ve vybraných místech sám přeruší původní obrys a vytvoří tam lámací můstek včetně malých otvorů podél původní hrany destičky pro její snadné odlomení. Pro zvolení místa na něj stačí najet kurzorem myši a zmáčknout klávesu T jako *breakTab*. S vedoucím práce jsme se dohodli, že vyrobíme pro začátek 2x zesilovač + 1 přizpůsobený, 2x zeslabovač + 1 přizpůsobený, 2x samostatný přepínač, 2x fázovač a 6x dvojpřepínač. Z těchto DPS jsem poskládal panel. Stisknutím *Export Merged Gerbers* pak program začne pracovat na vytvoření výrobních podkladů pro sestavený panel. Podle složitosti jednotlivých návrhů mu to může trvat až několik minut, naopak 2 instance té jednoduché destičky má za pár vteřin. Na závěr konverze také vytvoří náhled, jak bude výsledný panel vypadat, viz obrázek 69.



Obr.69 - Panel pro PragoBoard, pohled z horní (vlevo) a dolní strany

















V tomto případě obrázek velmi dobře odpovídá skutečnosti, nebo výsledné DPS budou mít také zelenou masku a zlacené cestičky. I když se podle obrázku zdá být vše v pořádku, je vhodné si výsledné Gerber soubory nahrát do libovolného Gerber prohlížeče a zkontrolovat, že jsou všechny vrstvy na každé destičce správně sesazeny, stejně jako před složením do panelu.

Nutno podotknout, že řádky děr v lámací můstcích (jejich souřadnice) program vypíše do odděleného souboru *.txt*. To znamená, že soubor *.drl* tyto otvory neobsahuje, a tudíž panel bude vyroben bez nich. Pokud mají tyto otvory ve výsledném panelu být, je potřeba je ze souboru *.txt* přepokopírovat do souboru *.drl*. Tento soubor typu Excelon má však konkrétní strukturu a nestačí je proto přidat nakonec. Na začátku tohoto souboru je definice použitých průměrů ve formátu *T02C0.50*, kde *T02* je pořadové číslo a *C0.50* je průměr otvorů. V souboru dále je napsáno už jen *T01* a všechny souřadnice v odstavci pod ním, jsou pro otvory průměru *T01*. Pak následuje *T02* a pod ní následují souřadnice všech otvorů průměru *T02*, v tomto případě 0,5 mm. Soubor je zakončen značkou *M30*. *Gerber panelizer* vytváří v lámacích můstcích otvory 0,5 mm, je tedy potřeba v hlavičce souboru *.drl* zjistit, jaké pořadové číslo odpovídá tomuto průměru a vložit souřadnice ze souborů *.txt* do odstavce začínajícího tímto pořadovým číslem, v tomto případě by to byl odstavec začínající *T02*.

Pokud na žádné z destiček, ze kterých je panel složen, není využit tento průměr, je třeba do hlavičky přidat nové pořadové číslo, které bude definovat průměr 0,5 mm a vytvořit před

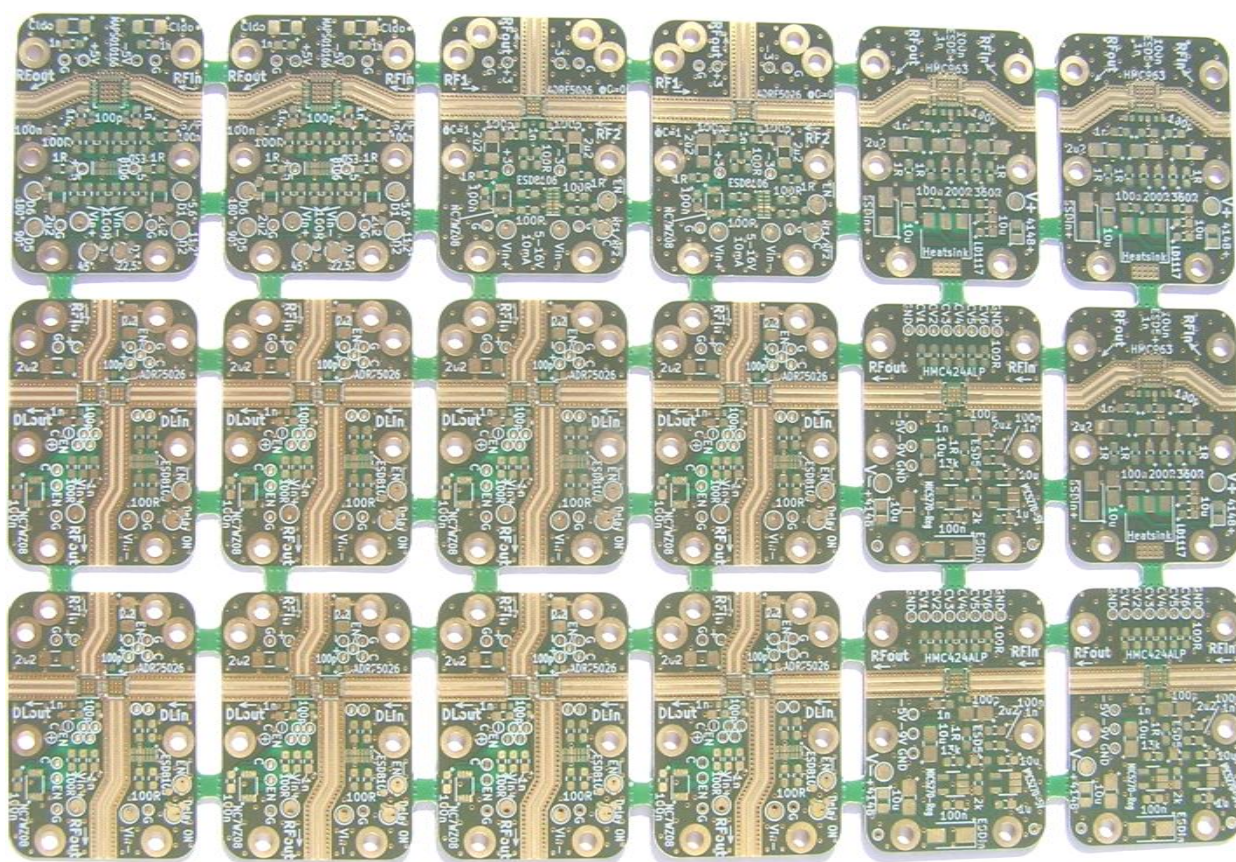
koncovou značkou M30 nový odstavec začínající tímto pořadovým číslem a do něj vložit souřadnice ze souboru *.txt*.

Tím vznikne opět 8 výrobních souborů (v tomto případě 7, protože tu není spodní potisk), které je pro výrobu v Čechách ještě potřeba přejmenovat. Konkrétně pro výrobu v PragoBoardu je potřeba udělat konverzi podle obrázku 70. Pozor, Gatema to má podobně, ale ne stejně.

	combined.drl	→		pth.exc
	combined.gbl	→		bot.gbr
	combined.gbo	→		plb.gbr
	combined.gbs	→		plb.gbr
	combined.gko	→		mill.gbr
	combined.gtl	→		top.gbr
	combined.gto	→		plt.gbr
	combined.gts	→		smt.gbr

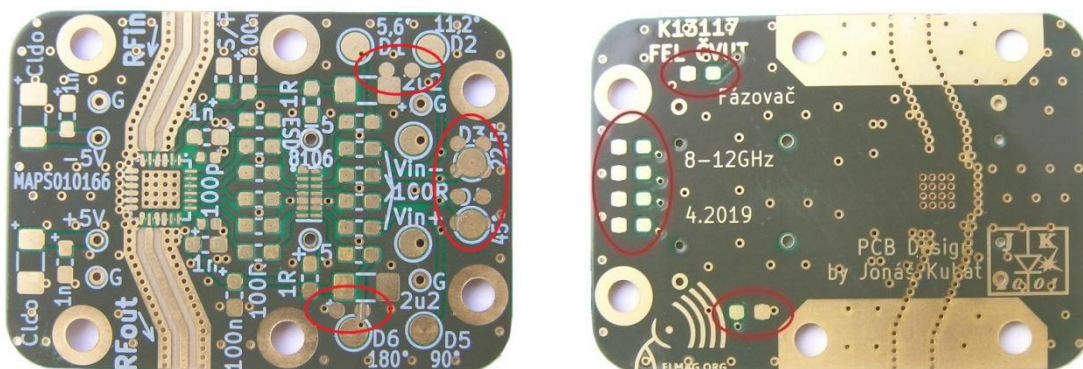
Obr.70 - Názvy soborů PragoBoard

Výsledná cena panelu vyšla na necelých 5000,-Kč, z čehož 2000,-Kč byly za výrobu filmových materiálů a zbylé 3000,-Kč za výrobu samotných DPS. Standardní dodací lhůta je 14 dní, takže po dvou týdnech byly hotové DPS odeslány EMS poštou, aby následující den dorazily zatavené ve fólii společně s sololitovou podložkou, to celé v kartonové obálce. Na obrázku 71 je vidět, jak dopadl panel. Detail každé destičky je k nalezení vždy v závěru kapitoly o jejím návrhu. Přestože lze destičky od sebe odlomit, je výhodné odštíhnout je nůžkami na plech, neboť se tím omezí šance, že se destička rozlomí jinde, než v místě lámacího můstku. Zbytek můstku po odštížení pak stačí zabrousit do roviny hrany destičky pilníkem nebo lépe brusným kamenem (např. brousek na kosu), neboť všechny nástroje z nástrojové či rychlořezné oceli se na laminátech používaných jako jádro DPS velmi rychle tupí.



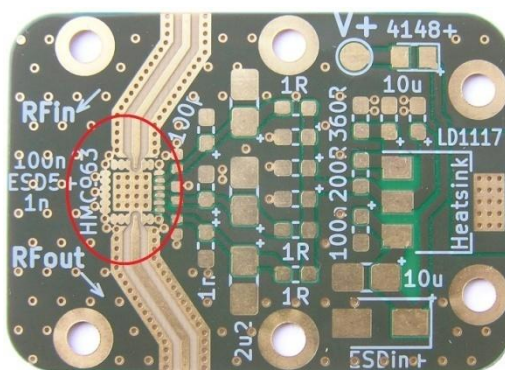
Obr.71 - Hotový panel z PragoBoardu (MT-77, ENIG)

V PragoBoardu mají ve zvyku, že podkladové materiály každého návrhu DPS, který jim přijde, pečlivě revidují a upravují tak, aby se jim hodil do výroby. Těžko říct, jestli je to výhoda. Při kontrole podkladů mohou zákazníka upozornit pouze na očividné chyby, jako například na 2 cestičky příliš blízko sebe, mnohem častěji však může dojít k různým, zadavatelem nechtěným, změnám, o kterých se pak zákazník dozví, až když si jich všimne na hotové DPS, jako se tomu stalo i u tohoto návrhu. Například u fázovače MAPS-010166 je z neznámého důvodu odmaskovaná horní strana v místech, kde na spodní straně jsou plošky pro odpory, jediné součástky na zadní straně DPS, viz obrázek 72.



Obr.72 - Odmaskování na opačné straně DPS fázovače MAPS-010166

U zesilovače HMC963 pak chybí maska mezi uzemněnými vývody, jak je vidět na obrázku 73. Přitom se jedná zcela jistě o nedostatky způsobené technickou přípravou dat kanceláří PragoBoardu, neboť jsem si dal velmi záležet, aby mezi těmito vývody maska byla, a v JLC PCB, kde podklady téměř nekontrolují, zvládli ze stejných podkladů vyrobit DPS s maskou přesně podle návrhu, to znamená mezi všemi vývody.



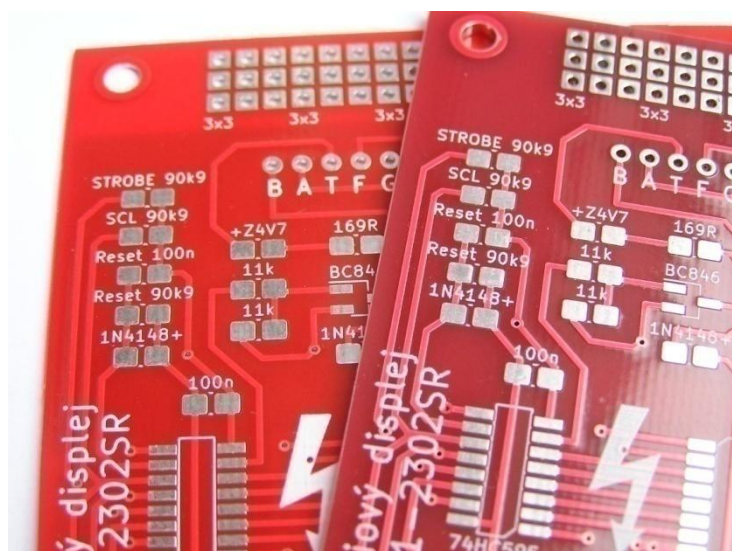
Obr.73 - Chybějící maska mezi vývody zesilovače HMC963

Motivací pro výrobu v PragoBoardu bylo, že se pro výrobu prototypových desek na projektech v rámci katedry osvědčili. Přesto by mohlo být zajímavé příště navrhnout obvody opět na některý běžnější substrát RO4003 nebo RO4350 a zkusit popřít i jejich výrobu u dodavatelů v Číně, z nichž někteří výrobu plošných spojů na těchto substrátech nabízejí.

10.3 Panel pro JLC PCB

Součástí návrhu jsou kromě hlavních VF destiček také pomocné DPS pro inverter 74HC04 a stabilizátory MIC3490 a MIC5270. Ty nevyžadují žádné speciální VF vlastnosti, lze je proto vyrobit na běžný substrát FR4. K tomu by bylo možné využít službu *PoolServis* od PragoBoardu, nicméně tam by se těchto pár malých destiček značně prodražilo přípravou výroby a nabízejí pouze FR4 tloušťky 1,6mm se zelenou maskou. Oproti tomu mám dobrou zkušenost s čínským dodavatelem JLC PCB, kteří vyrábí desky rychle, levně a dobře. Standardně nabízejí tloušťky desek 0,8 - 1 - 1,2 - 1,6 mm s možností zvolit si zelenou, červenou, žlutou, modrou, bílou nebo černou nepájivou masku. Ještě donedávna byly jiné barvy než zelená za příplatek, nyní jsou k dispozici všechny za základní cenu, liší se pouze rychlostí výroby. DPS se zelenou maskou jsou hotové za 1 den, výroba DPS jiné barvy trvá 3 dny, přičemž výroba probíhá 7 dní v týdnu, takže víkend nijak neprodlužuje dodací lhůtu.

Další známí výrobci, kteří v Číně poskytují výrobu prototypů DPS, jsou například SeedeStudio, ALLPCB nebo PCBWay. ALLPCB nabízí standardně jen tloušťku 1,6 mm a zelenou nebo bílou masku, ostatní barvy a tloušťky jsou za příplatek. PCBWay vyžaduje před odesláním objednávky audit, což objednávku opět prodlužuje. Pro porovnání SeedeStudia a JLCPCB jsem objednal u obou stejný návrh. Z porovnání pak vyšlo lépe JLCPCB, jejichž DPS měla oproti SeedeStudiosu sytější barvu masky, maska byla přesněji sesazená s pájecími ploškami a rovněž potisk byl sytější a přesněji nanesený, viz obrázek 74. Nehledě na pár drobných vad v masce DPS od seedeStudio, proto jsem pro výrobu destiček i tentokrát zvolil JLC.

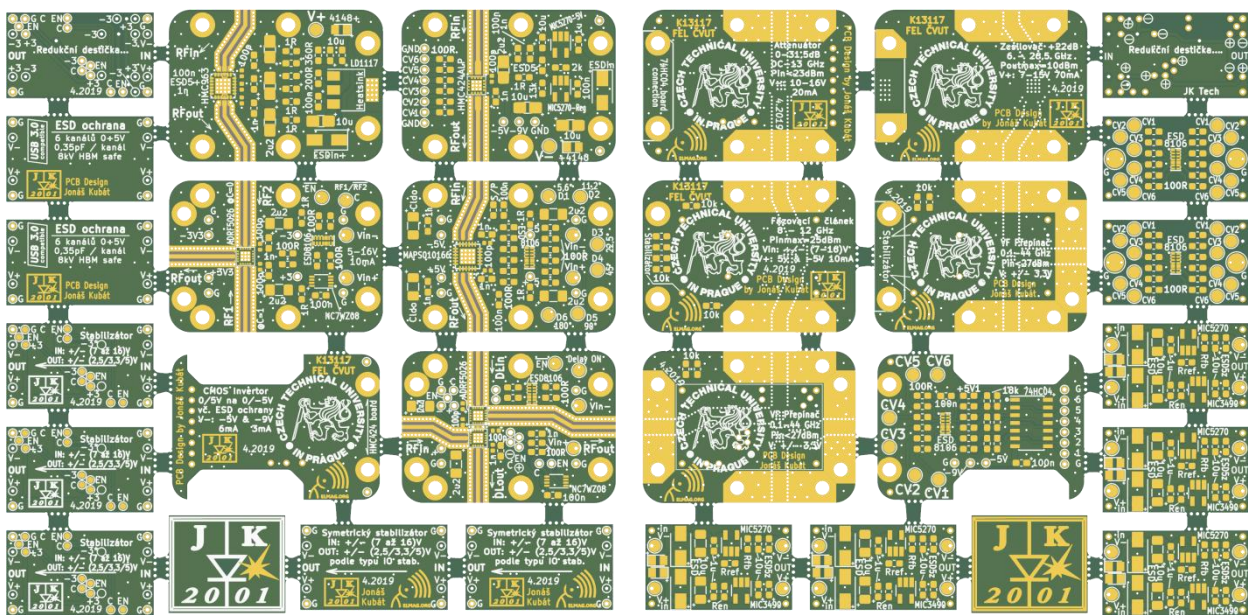


Obr.74 - Porovnání DPS z JLCPCB (vlevo) a SeedeStudia

U speciální nabídky *10x DPS max. 10x10cm* vycházejí všichni dodavatelé cenově podobně, tedy 5 \$/sadu + dopravné AirMail cca 10 \$ / DHL cca 25 \$. Při objednávce větších desek či většího množství začíná pak JLC vycházet cenově nejlépe z těchto 4 (porovnával jsem na svých posledních 5 objednávkách DPS) neboť účtují *engineering* zvlášť pevnou sazbou 8 \$ a pak už se platí jen za

DPS. Standardně jsou k dispozici dva druhy dopravy: Poštou (AirMail) do 2 kg s termínem dodání 15 ÷ 30 dní nebo kurýrem (DHL) s termínem dodání 3 ÷ 5 dní. Zvláště u dopravy DHL se pak vyplatí sloučit více objednávek najednou, neboť cena za dopravné stoupá s hmotností jen mírně.

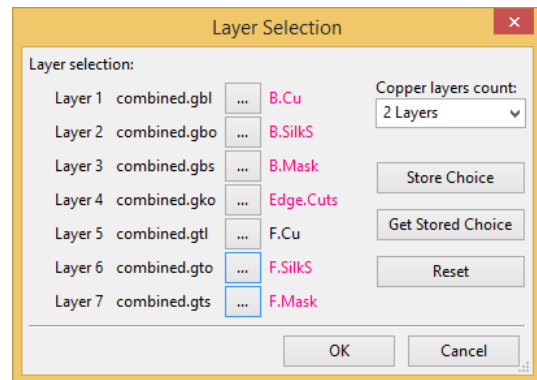
Abych do jedné objednávky 10 x 10 cm dostal všechny DPS, vytvořil jsem z nich i tentokrát panel pomocí *Gerber Panelizeru*. Pro porovnání kvality jsem na panel umístil po 1 kuse od každého návrhu VF destiček a zbylý prostor jsem vyplnil destičkou invertoru a destičkami stabilizátorů, které se tam vešly 3 s rozvodem signálu na zadní straně pro ADRF5026 a 2 bez rozvodu. Pro případ, že by technika s pájecími ploškami selhala, vyrobil jsem pro jistotu samostatnou redukční destičku, kterou by bylo možné v krajním případě pro tento rozvod použít jako náhradu. Vyrobil jsem také jednu destičku pro testování samotné ESD ochrany, aby bylo možné ověřit, že napětí, při kterém začne zabírat, je spolehlivě vyšší než 5 V. Nakonec jsem ve stylu *RocketScience* přidal do již nevyužitelného prostoru Logo destičku. Výsledný panel je na obrázku 75.



Obr.75 - Panel pro JLC PCB, pohled z horní (vlevo) a dolní strany

V tomto případě by byla přesnější červená maska a stříbrné cestičky, aby vzhled odpovídal parametrům destiček, které jsem objednal. Jednotlivé DPS jsou malé, zvolil jsem proto nejmenší nabízenou tloušťku 0,8 mm, červenou masku, protože je výraznější než zelená, a standardní povrchová úprava plošek je pocínování (HASL). 10 těchto panelů mě tak i s podílem na dopravě vyšlo na 250,-Kč a jeden panel je součástí tištěné verze této práce. Potisky jsem v plné míře nechal dle původního návrhu, neboť zde prokovené otvory nemusí být odmaskované a potisk je tak z velké části čitelný i přes ně. Pro možnost objednat DPS od JLC PCB se stačí na jejich stránkách zaregistrovat a pomocí online formuláře lze během pár vteřin nahrát podklady pro výrobu, zvolit parametry DPS a zaplatit kartou za výrobu. Další den jsem se dozvěděl, že první

verzi panelu odmítli s důvodem, že na ní je 11 různých návrhů, což je pravda. Z nějakého důvodu žádní z těchto výrobců DPS nemají rádi panely obsahující více různých návrhů. Někteří je odmítají rovnou, JLC si účtuje 8 \$ za každý další odlišný návrh, který panel obsahuje. Řešením však není objednat každou minidestičku zvlášť, ale přijít na to, podle čeho vyhodnocují, že se jedná o více různých návrhů. Od lidí, kteří již tento problém řešili, jsem se dozvěděl, že potřeba jednotlivé DPS spojit navzájem několika cestičkami, aby návrhy vypadaly, že spolu souvisí. Protože jsem panel z destiček vytvářel s externím programem, nahrál jsem si tyto podklady pro panel zpět do KiCADu, abych v nich mohl dělat úpravy. To lze provést pomocí aplikace *Gerber Viewer*, který je součástí KiCADu. V něm stačí otevřít 7 Gerber souborů + 1 Excelon vrtání, následně je pomocí tlačítka *File >> Export to Pcbnew...* exportovat do souboru typu *.kicad_pcb*, který lze opět upravovat jako při kreslení plošných spojů. Pro přehlednost je vhodné vložit jednotlivé Gerber soubory do odpovídajících vrstev, viz obrázek 76.



Obr.76 - Převod Gerberů na *.kicad_pcb*

Protože obě strany byly na většině destiček vylity zemní plochou, vyplnil jsem polygonem ve vrstvách *F_Cu* a *B_Cu* i zbylé místo mezi destičkami, které se podle vrstvy *Edge_Cuts* na konci výroby stejně odfrézují, takže celý panel nyní vypadal v obou vrstvách jako 1 souvislý návrh. V ostatních vrstvách nebylo potřeba nic měnit, takže stačilo vyexportovat z *.kicad_pcb* do Gerberu pouze upravené vrstvy *F_Cu* a *B_Cu* a ostatní nechat původní.

```
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>

main () {

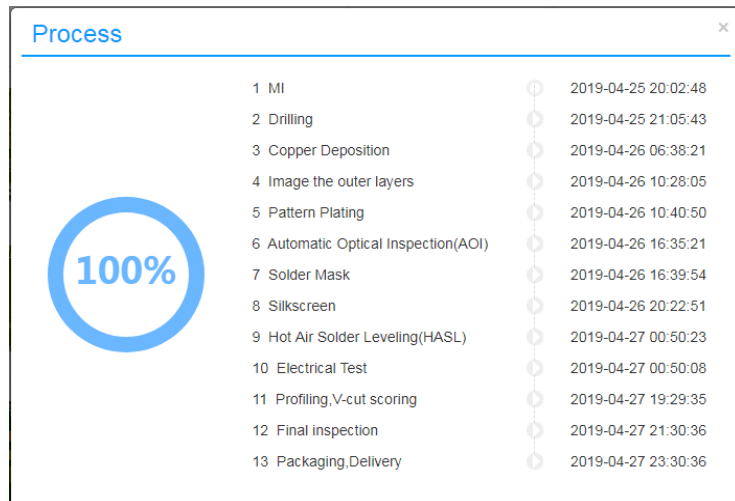
FILE *fp, *fpo;
char buf[200], name[200], oname[200];
int i;
char *ext[] = {".gbl", ".gbo", ".gbs", ".gtl", ".gto", ".gts"};

for (i=0; i<6; i++) {
strcpy (name, "combined");
strcat (name, ext[i]);
fp = fopen (name, "r");
if (!fp) {
printf (stdout, "file not found %s\n", name);
continue;
}
strcpy (oname, "combined2");
strcat (oname, ext[i]);
fpo = fopen (oname, "w");
while (fgets (buf, 200, fp)) {
if (!strncmp (buf, "G04", 3)) continue;
printf (fpo, "%s", buf);
}
fclose (fp);
fclose (fpo);
}
}
```

Obr.77 - Program na eliminaci komentářů z Gerber souborů

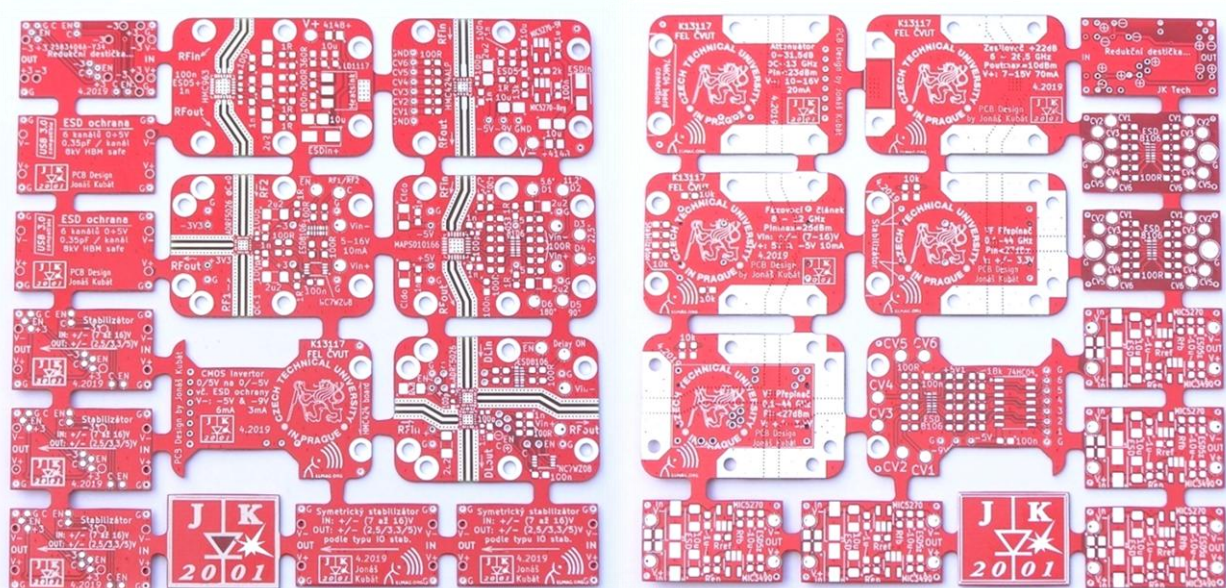
Při prohlížení těchto souborů v textovém editoru jsem si všiml, že *Gerber Panelizer* poskládá jednotlivé panely včetně hlavičky, přičemž hlavička obsahuje komentář s názvem konkrétního návrhu DPS a je tedy ze souboru na první pohled vidět, kolik a jakých návrhů je na panelu použito. Abych tuto zřetelnou možnost identifikovat počet návrhu na panelu eliminoval, rozhodl jsem se tyto komentáře z Gerber souborů odstranit. Podle syntaxe formátu Gerber RS-274X jsou komentáře řádky začínající *G04*, viz [12]. Abych nemusel dlouhé soubory procházet ručně, napsal jsem jednoduchý program v Cygwinu, který komentáře ze souborů odstraní, viz obrázek 77. Přesněji přepíše vstupních 6 Gerber souborů *combined* s příponami Protel, do 6 nových souborů *combined2* se stejnými příponami s tím, že při přepisování přeskočí řádky začínající *G04*, tudíž vytvoří stejné soubory bez komentářů.

Nakonec jsem do souboru vrtání pro tento panel nepřidal dodatečné otvory v lámacích můstcích, neboť stejně destičky budu od sebe stříhat nůžkami na plech. Takže 3 úpravy: Spojit ve vrstvách mědi, odstranit komentáře a nevtat lámací můstky. Takto upravený panel schválili na první dobrou. Během 3 dnů byl vyroben a odeslán, přesně podle průběhu na obrázku 78.



Obr.78 - Průběh výroby panelu v JLC PCB

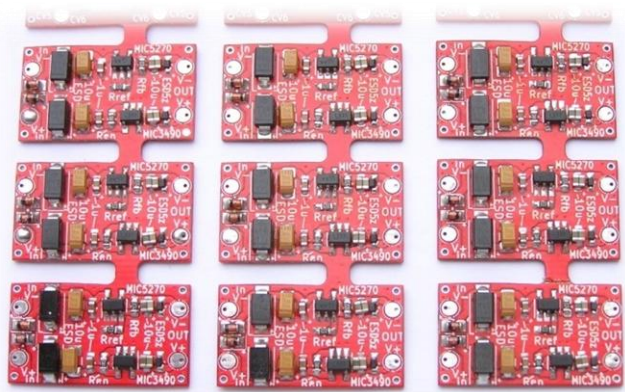
Za další 4 dny dorazilo 10 hotových panelů 10x10cm, viz obrázek 79, zatavených v bublinkové fólii, to celé v kartonové krabici. Potisk má nižší rozlišení než na DPS z PragoBoardu, ale je sytější, nejsou tu žádné chyby v masce a nechybí ani ty nejtenčí proužky masky mezi vývody MMIC obvodů.



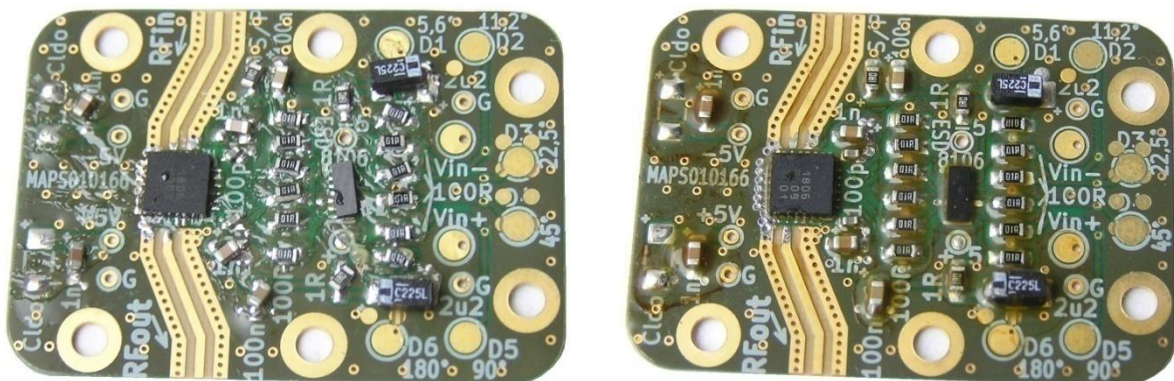
Obr.79 - Hotový panel z JLC PCB (FR4, HASL)

10.4 Osazování součástek

Pro osazování malých DPS je vhodné využít toho, že jsou v panelu spojené a nerozdělovat panel úplně, ale nechat si vždy pár DPS spojených, viz obrázek 80. Při osazování se s nimi pak lépe manipuluje. Při osazování jen několika málo kusů se nevyplatí organizovat strojní osazování a je efektivnější destičky osadit ručně, zvláště jsou-li jednoduché, s pár součástkami, jako tyto. Lze si samozřejmě nechat vyrobit šablonu na cínovou pastu z vrstvy *F_Paste* v KiCADu. Ta umožní přesně nanést tenkou vrstvu pasty na plošky DPS, do ní položit součástky a destičku zahřát, až se cín v pastě roztaví a v součástky připájí. To vyžaduje objednání cínové pasty a nerezové šablony, obojí v ceně stokorun. Pro dosažení stejného výsledku lze využít výrazně levnější metodu, která poskytuje stejně dobré výsledky: Znamená to potříit DPS pájecí pastou (tavidlem) a pokovit všechny plošky dostatečným množstvím cínu (cínové pájky, ideálně Sn60Pb38Cu2). Pokud je součástka vysoká a nezakrývá celou plošku, tak spíš více cínu. Pokud je součástka nízká, tak spíš méně cínu. U pouzder QFN se zemní plochou uprostřed pouzdra (což jsou v tomto případě všechny MMIC) se mi osvědčilo pokovit vývody po obvodu co nejvíce jak na pouzdře, tak na DPS, zatímco střední plochu jen minimálně na pouzdře a jen na zaplnění prokovených otvorů na DPS. Následně potříit destičku pastou znovu a do vrstvy pasty naskládat součástky přibližně na pozice, kde mají být. Pak už stačí jen destičku ohřát alespoň 20°C nad tavnou teplotu použité pájky a viskozita roztaveného cínu součástky připájí a přesně zarovná na jejich footprint, viz obrázek 81.



Obr.80 - Panel osazených stabilizátorů



Obr.81 - DPS fázovače před zahřátím nad pájecí teplotu (vlevo) a po něm

Zahřátí lze řešit umístěním DPS se součástkami do pece, což ovšem neumožňuje případnou korekci pozice součástek, kdyby některá ze své pozice ujela. Proto je vhodnější postup umístění DPS na předehřev a následné zapájení horkým vzduchem. Horkovzdušná stanice s nastavitelnou teplotou a množstvím vzduchu je užitečným vybavením každého pájecího pracoviště a lze ji využít i pro jiné účely v dílně, jako např. smršťovací bužírky či odstraňování tavného lepidla. Předehřev lze také koupit hotový. Jejich nevýhodou ovšem je, že jsou otevřené a pájecí pasta při zahřátí teče dovnitř a zapéká se na keramické topné těleso, ze kterého ji pak již nelze očistit. Lepší službu proto udělá topné těleso ze žehličky včetně bimetalového termostatu. Pokud se jednalo o parní žehličku, maximální teplota termostatu je zhruba 135 stupňů, což je vhodná teplota na předehřev. Výhodou je také výkon okolo 2kW, díky kterému se tento předehřev rozehřeje na 125°C za 30 s. Pak je vhodné ještě umístit na topnou plochu hliníkovou fólii (Alobal), který oddělí topnou plochu od destiček mechanicky, aby se k ní nepřilepily, ale přitom dobře vede teplo. Nyní stačí na předehřáté DPS fouknout horkým vzduchem s minimálním fukem a teplotou 280 až 340 stupňů, podle použité pájecí slitiny. Sn60Pb38Cu2 má nízkou tavnou teplotu 183°C a dobré mechanické vlastnosti.

Jakmile se cín pod vlivem horkého vzduchu rozteče, většina součástek si jeho viskozitou sedne přímo na správné místo. Ostatní lze pinzetou dorovnat. Stejně jako u jakéhokoliv jiného pájení, je důležité mít dobře skladované součástky, aby neměly zoxidované vývody, což by způsobilo jejich obtížnou pájitelnost a případně špatný kontakt, kdyby tavidlo obsažené v pájecí pastě nedokázalo rozpustit všechen oxid na vývodech a ten by bránil přilnutí cínu na celý povrch vývodu.

Čím vyšší je teplota horkovzduchu, tím důležitější je zarovnat součástky v co nejkratším čase, aby se destička nepřehřívala. Materiál destičky se může velkou tepelnou expozicí delaminovat a ztrácet tak částečně své mechanické vlastnosti. Především tím však trpí součástky v plastových pouzdrech a elektrolytické kondenzátory a zároveň spálená pájecí pasta může na povrchu DPS zanechat skvrny.

Na závěr je třeba už jen odstranit zbytky pájecí pasty (tavidla) technickým lihem nebo benzínem (benzín čistí lépe, ale vypařuje se rychleji) a následně DPS pečlivě vysušit, aby na něm nezůstaly mapy po vypaření lehkých frakcí. Pokud to konstrukce umožňuje, je výhodné natřít destičku tenkou vrstvou pájitelného laku, který zabrání oxidaci pájených spojů a vývodů součástek. Mohou si díky tomu zachovat svou pájitelnost v řádu desítek let.

11. MĚŘENÍ

Nejdůležitější součástí každého projektu je kromě návrhu zapojení a jeho výroby především oživení. Tedy zprovoznění obvodu, ověření správné funkce (případně drobné opravy) a změření výsledných parametrů zařízení, zda splňuje požadavky a předpoklady, se kterými bylo navrženo. U zapojení realizovaných v rámci tohoto projektu bylo potřeba ověřit: Správnou činnost napájecích stabilizátorů a přepětových ochran a dosažené parametry VF obvodů.

11.1 Oživení hotových DPS

Oživení zesilovače jsem provedl připojením na napájecí zdroj 15 V přes odpor 100 Ω nejprve bez osazených odporů 1 Ω , abych zkontroloval výstupní napětí +3,5 V před připojením na zesilovač HMC963, a následně s osazenými odpory 1 Ω , abych zkontroloval spotřebu zesilovače. Oživení zesilovače jsem provedl připojením na napájecí zdroj 15 V přes odpor 1k Ω nejprve bez osazené destičky invertoru a odporu 1 Ω , abych zkontroloval výstupní napětí -5 V a -9 V, následně s osazeným odporem a destičkou invertoru, abych zkontroloval spotřebu. Odpor v sérii se zdrojem slouží k omezení proudu v případě zkratu na destičce a pokud je destička v pořádku, tak k měření proudu. DPS stabilizátorů pro další destičky jsem nejprve oživil samostatně, když už jsou oddělené. Zároveň kladná a záporná větve stabilizátoru jsou nezávislé, takže jsem je mohl testovat zvlášť a vystačit s jedním zdrojem 15V sérii s odporem 1k Ω . To se ukázalo jako dobrý nápad, neboť jsem u jedné destičky stabilizátoru odhalil chybu, že se mi podařilo jednu z výstupních TVS diod osadit obráceně, tak jsem ji hned obrátil. Pro oživení fázovače už mi jeden zdroj 15V nestačil, jako zdroj symetrického napájení jsem tedy využil dva adaptéry 12 V zapojené do série, každý v sérii s 1k Ω odporem. Protože stabilizátor už jsem měl vyzkoušený, mohl jsem rovnou testovat finální verzi, tj. s osazenými odpory 1 Ω i s destičkou stabilizátoru. Stejně tak u přepínače, kde se opět uplatnil odpor 1k Ω , když jsem obvod ADRF5026 napoprvé osadil mírně nakřivo a vývody napájení se tak zkratovaly proti zemi, tak jsem to hned opravil. Zda se na všech DPS podařilo dobře připájet k obvodům i mikropásky jsem mohl ověřit pouze u zesilovače a přepínače. Zesilovač pracuje od DC, takže jsem si s nízkofrekvenčním (NF) generátorem do 1 MHz a analogovým osciloskopem bohatě vystačil. Přepínač má sice v katalogu napsáno, že je až od 100 MHz, ale z grafů v katalogovém listu vyplývá, že když se maximální výkon sníží o 12dB, může mít vstupní signál frekvence i pod 10kHz. A opravdu: I stejnosměrným ohmmetrem má obvod na odpojeném portu 50 Ω a připojený port je spojen se společným s odporem cca 5 Ω .

11.2 Měření přepětových a ESD ochran

První věc, která mě zajímala, bylo, při jakém napětí zabírají ESD ochrany, tedy při jakém závěrném napětí s nimi začíná téci proud. Udělal jsem proto měření přes 5 dekád proudu, vždy na 5 kusech od každé ochrany. Pro ESD8106 (signálová ESD ochrana 5V) a P4SMA16 (vstupní napájecí TVS dioda 16V) jsem si zaznamenal minimální a maximální hodnotu, pro ESD5Z2V5 a ESD5Z3V3, kde změřené hodnoty byly velmi blízko sebe, jsem si zaznamenal jen střední

hodnotu a maximální odchylku. Zajímalo mě to především proto, že jsem ochrany nenavrhol na *Standoff voltage*, při kterém diodou teče proud $< 1 \mu\text{A}$, ale na *Breakdown voltage*, při němž diodou podle katalogu může téct až 1 mA. Dělal jsem to proto, aby ochrana zabírala už při mírném překročení jmenovitého napájecího napětí, takže jsem ESD5Z2V5 použil na větve $\pm 3\text{V}_3$ a $+3\text{V}_5$ a ESD5Z3V3 na větve $\pm 5\text{V}$. Výsledky měření zobrazené v následující tabulce 2 jsou vcelku uspokojivé. U_R je napětí v závěrném směru, U_F je napětí v propustném směru. Signálovou ESD ochranou ESD8106 teče při 5 V méně než $10 \mu\text{A}$ a zároveň silně zabírá okolo 5,2 V. v propustném směru se dle očekávání chová jako dioda. Diodou ESD5Z2V5 použitou v napájení 3,3 V tak spolehlivě teče méně než $100 \mu\text{A}$ a diodou ESD5Z3V3 použitou v napájení 5 V teče méně než $10 \mu\text{A}$. Diodou P4SAM16 pak při vstupním napětí 16 V teče spolehlivě méně než $100 \mu\text{A}$ a zároveň do 18 V silně zabírá. V propustném směru jsou to diody s úbytkem 0,6 ÷ 0,8 V, napětí opačné polarity se však díky vstupním diodám v obvodu objevit nemůže.

Tab.2 - Měření průrazného napětí ESD ochran a TVS diod

TYP:	ESD8106				ESD5Z2V5	ESD5Z3V3	P4SMA16	
I [mA]	U_R [V]		U_F [V]		U_R [V]	U_R [V]	U_R [V]	
	min.	max.	min.	max.			min.	max.
0,01	5,12	5,33	0,704	0,71	3,1	5,45	-	-
0,1	5,14	5,23	0,772	0,779	4,02	5,6	15,98	16,26
1	5,18	5,21	0,838	0,841	4,57	5,62	16,2	16,44
10	5,19	5,19	0,91	0,912	4,75	5,66	16,55	16,8
100	5,17	5,2	1,022	1,035	4,9	5,93	17,1	17,6

$\pm 0,03$ $\pm 0,05$

11.3 Měření spotřeby

Druhou zajímavou věcí byl odběr jednotlivých modulů, tedy kompletně osazené destičky, případně více destiček společně, pokud se zapojení skládá ze 2 DPS. Výsledky jsou v tabulce 4. Už při návrhu mě také zajímalo, rozložení odběru jednotlivých větví zesilovače HMC963. Výsledek tohoto měření je v tabulce 3.

Tab.3 - Odběr samotných HMC963

Zesilovač	I [mA]	
HMC963	1.kus	2.kus
Vcc1	12,5	13,1
Vcc2	16,4	17,8
Vcc3	19,4	22,3
Celý modul	55	60

Tab.4 - Odběr jednotlivých modulů při 12V bez LED diod

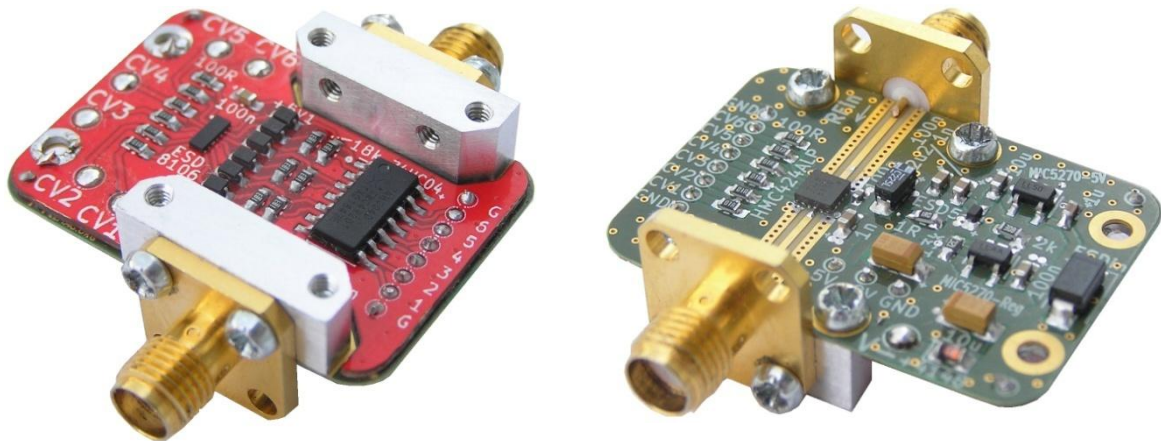
Spotřeba	Zesilovač	Zeslabovač	Stabilizátor 5V	Fázovač	Stabilizátor 3V3	Přepínač
@12V	HMC963	HMC424A	MIC3490/5270	MAPS010166	MIC3490/5270	ADRF5026
I+ [mA]	60	-	0,027	0,060	0,027	0,033
I- [mA]	-	4,6	0,030	0,040	0,480	0,600

11.4 Měření VF parametrů

Hliníkové krabičky na navržené mikrovlnné obvody bohužel nebyly dokončeny včas, aby bylo možné do nich obvody namontovat a provést měření. Aby bylo i přesto možné změřit VF parametry obvodů, využil jsem testovací sadu na obrázku 82. Tato sada obsahuje hliníkové bločky, spojovací šroubky a SMA konektory se zkráceným středním vývodem tak, aby bylo možné je přes hliníkový bloček namontovat přímo na DPS a střední vývod SMA konektoru před dotažením šroubků přitlačit na mikropásek na povrchu DPS. Ze zkušeností s měřením na katedře dává tato metoda velmi podobné výsledky jako měření ve výsledné hliníkové krabičce a lze ji proto použít. Ukázka DPS se SMA konektory připravená na měření je na obrázku 83.



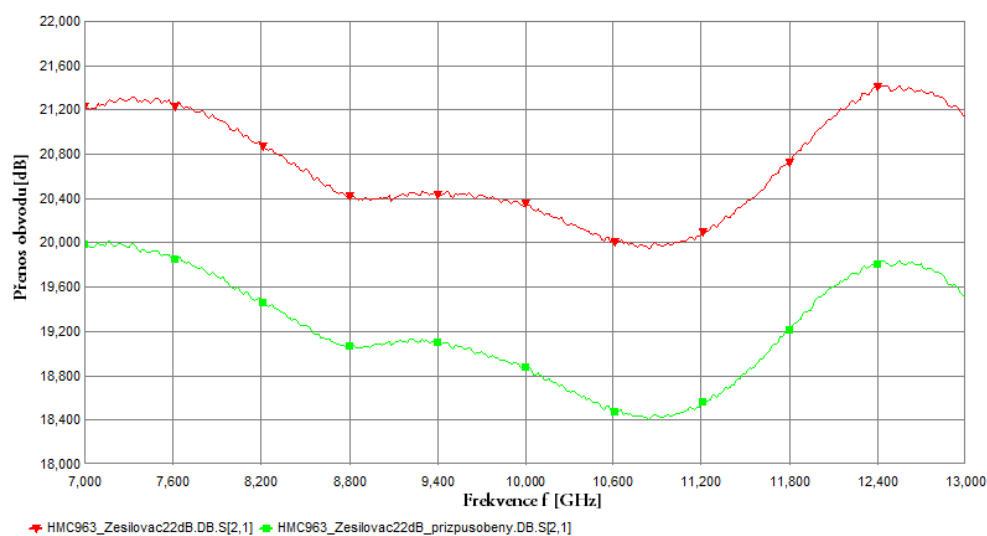
Obr.82 - Sada na testování se SMA konektory



Obr.83 - DPS zeslabovače HMC424A se SMA konektory pro testování

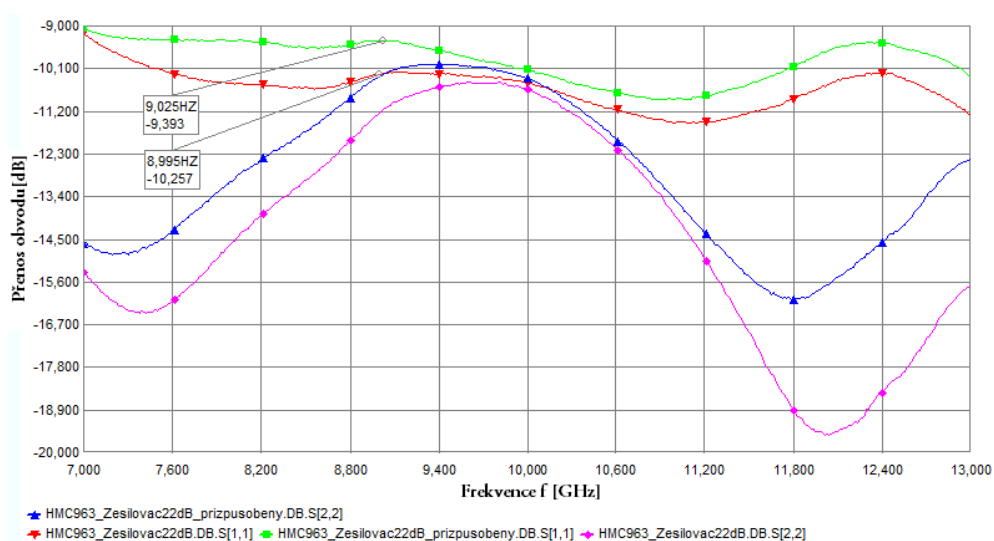
Pro měření S-parametrů všech obvodů jsem s výhodou využil 2-portového vektorového analyzátorů sítí (VNA) Agilent E8364A, který umožňuje měření v rozsahu 45 MHz až 50 GHz a zároveň je schopen změřit všechny 4 S-parametry obvodu najednou a uložit je ve formátu *.s2p*.

Prvním měřením obvodem byl zesilovač s HMC963, u kterého bylo potřeba nejprve ověřit, zda se obvod podařilo dobře připájet i na mikropásky a následně změřit zesílení a přizpůsobení. Výsledek měření je vidět v grafu na obrázku 84.



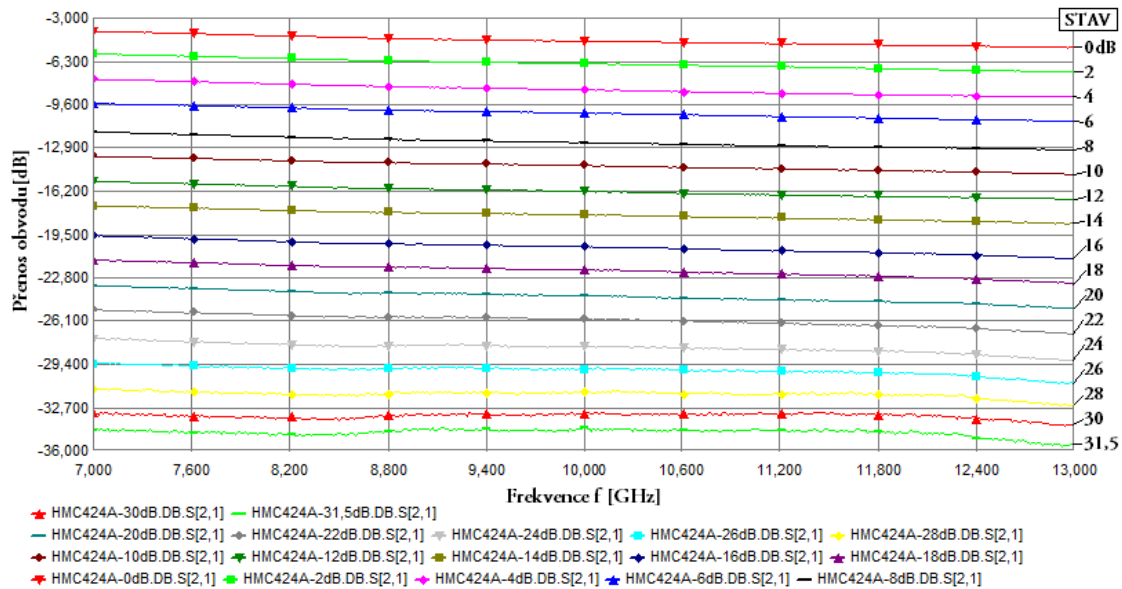
Obr.84 - Závislost zesílení na frekvenci zesilovačů s HMC963

Z měření je vidět, že pokus o dodatečné přizpůsobení zesilovače byl v tomto pásmu neúspěšný, neboť dodatečně přizpůsobené zesilovač (zelený) má v celém pásmu o cca 1,5 dB menší zesílení, než zesilovač s přívodem 50Ω až k obvodu (červený). Stejný projev je patrný v grafu přizpůsobení na obrázku 85, kde samotný zesilovač (červený) poskytuje útlum odrazu v celém pásmu >10,2 dB, zatímco zesilovač s dodatečným přizpůsobením vykazuje útlum odrazu až o 1dB nižší. Dále v grafu vyneseno přizpůsobení na výstupu, kde samotný zesilovač (růžový) vychází opět lépe než přizpůsobený (modrý).



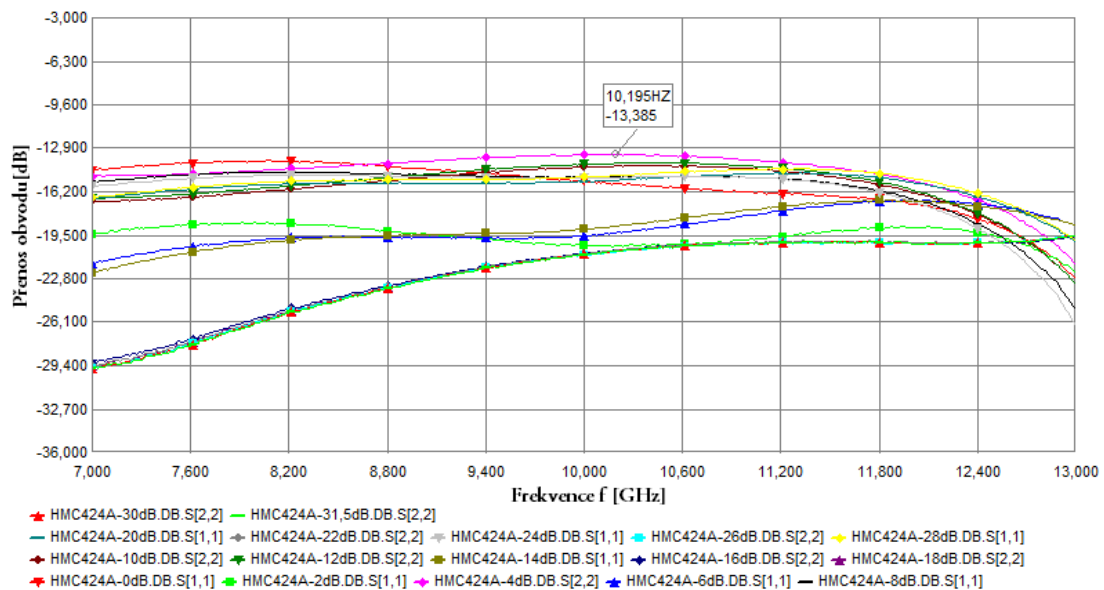
Obr.85 - Závislost přizpůsobení na frekvenci zesilovačů s HMC963

Druhým měřením obvodem byl zeslabovač s HMC424A, u něhož byla základní funkce již ověřena na NF a šlo pouze o změření S-parametrů. Na druhou stranu zeslabovač má 6 binárních řídicích vstupů (6 bitů), a tudíž $2^6 = 64$ provozních stavů, které odpovídají zeslabení $0 \div 31,5$ dB s krokem 0,5 dB. Pro přehlednost jsem obvod změřil s krokem 2 dB, tedy pro všech 16 kombinací hlavních 4 řídicích bitů. Výsledek měření je vidět v grafu na obrázku 86.



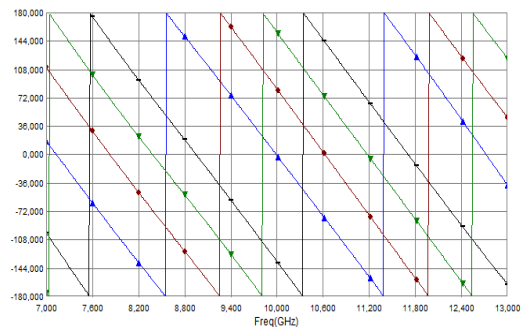
Obr.86 - Závislost útlumu na frekvenci pro 16 hlavních nastavení HMC424A

Z měření je vidět rovnoměrné odstupňování jednotlivých útlumů s tím, že *insertion loss* (*IL*) je 4,7 dB ve středu pásma a rozdíl *IL* mezi levou hranicí 8 GHz a pravou hranicí 12 GHz je 0,8 dB. Zároveň přizpůsobení je na všech rozsazích lepší než 13,3 dB, viz obrázek 87, a výstupní přizpůsobení se ještě zlepší při zařazení vnitřního bloku atenuátoru 16 dB.

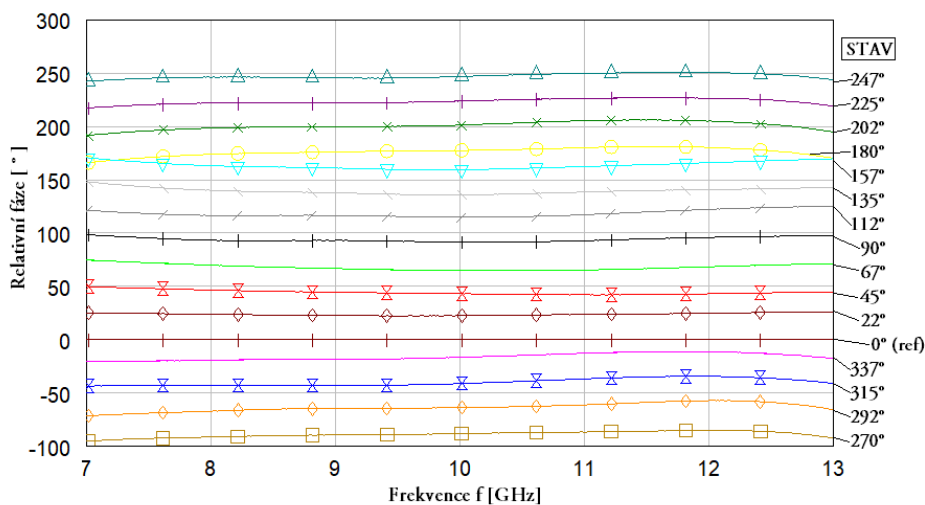


Obr.87 - Závislost přizpůsobení na frekvenci pro 16 hlavních nastavení HMC424A

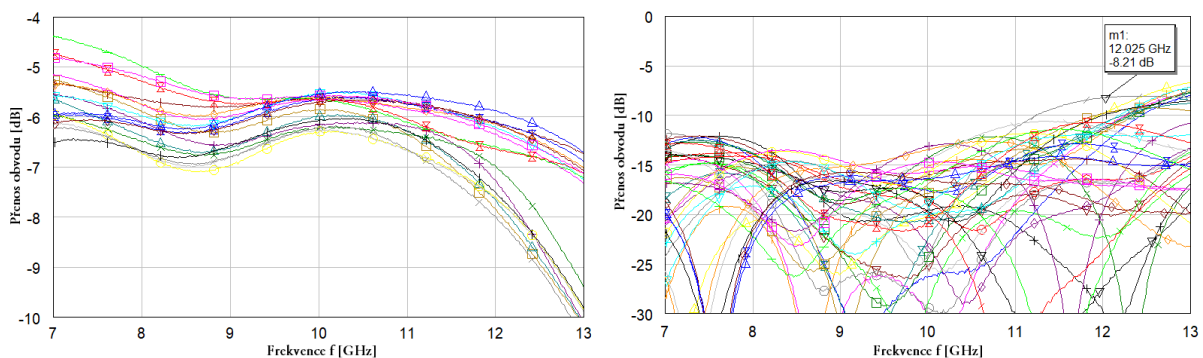
Třetím měřeným obvodem byl fázovací článek s MAPS-010166, u kterého je kromě průchozího útlumu a přizpůsobení důležitá především úprava fáze vstupního signálu. Předchozí grafy jsem kreslil pomocí nástroje *SPView3*, který je pro soukromé použití volně k dispozici a jeho prostředí je velmi podobné *AWR Microwave Office*. Pro správné zobrazení fáze však bylo potřeba víc, než jen přímé vykreslení S-parametrů, neboť samotná fáze $\text{ang}(S_{21})$ vynesena do grafu vypadá podle obrázku 88. Pro správné zobrazení průběhů fáze je potřeba zobrazit její relativní hodnotu vůči referenčnímu průběhu. Za ten se obvykle volí průběh změřený při nastavení fázovacího článku na 0° . Tato funkce není v *SPView3* implementovaná, ale je k nalezení v *AWR MO* při výběru typu měření v grafu pod názvem *SdeltaP*, viz [13]. Ta zobrazí rozdíl fáze dvou zvolených průběhů S-parametrů. Výsledný graf s jejím použitím je na obrázku 89, přičemž jsem pro účely měření opět redukoval všech 64 stavů pouze na 16 hlavních. Průchozí útlum se pohybuje v rozmezí $5 \div 8$ dB a útlum odrazu je na vstupu i výstupu spolehlivě >10 dB kromě stavu 202° , viz obrázek 90.



Obr.88 - Změřené průběhy fáze

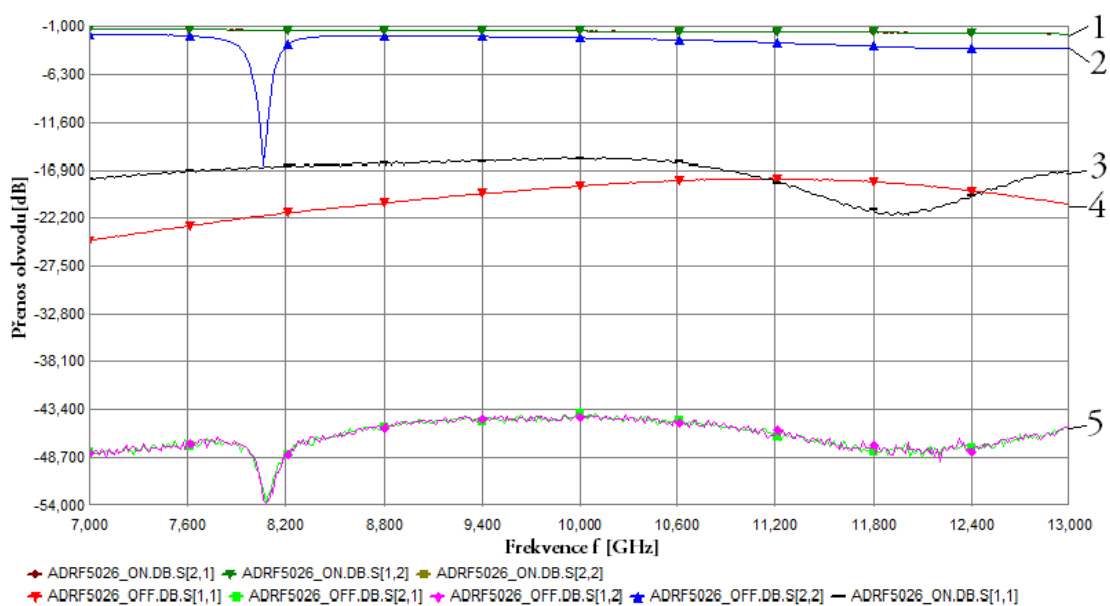


Obr.89 - Závislost relativní fáze na frekvenci pro 16 hlavních nastavení MAPS-010166



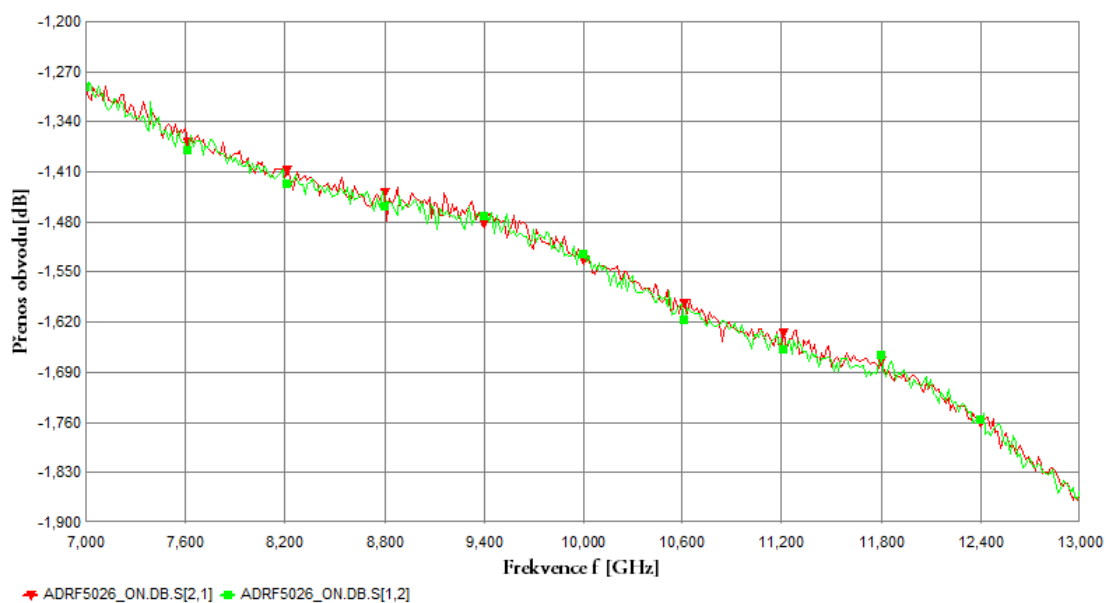
Obr.90 - Závislost útlumu (vlevo) a přizpůsobení na frekvenci pro 16 hlavních nastavení MAPS-010166

Posledním měřeným obvodem byl přepínač s ADRF5026, u kterého jsou dva rozhodující provozní stavy: Průchozí útlum a izolace odpojeného portu. Výsledky měření jsou vyneseny v grafu na obrázku 91.



Obr.91 - Závislost izolace a přizpůsobení na frekvenci přepínače ADRF5026

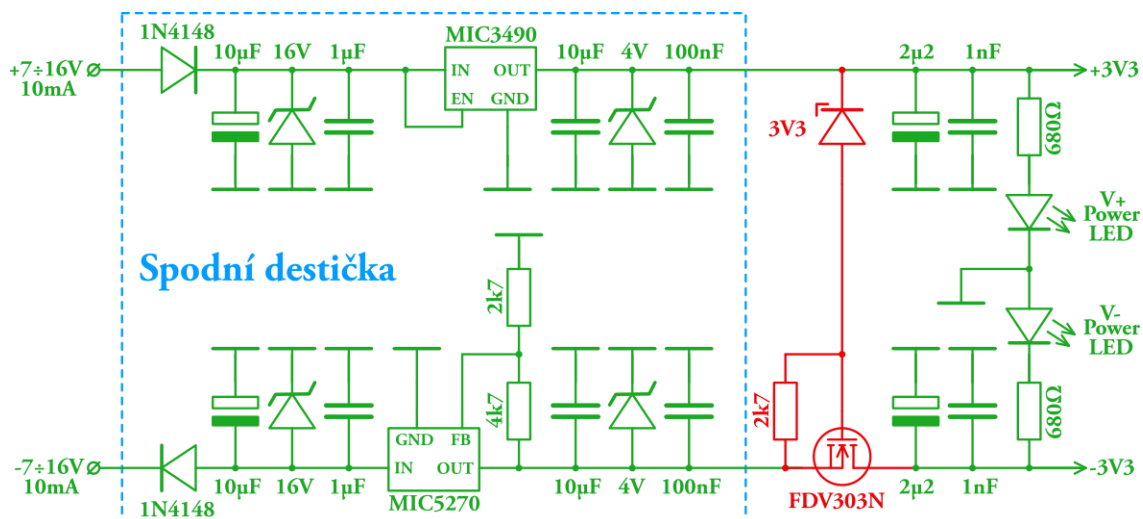
Průběh 1 představuje průchozí útlum a průběh 3 přizpůsobení v sepnutém stavu (připojeného portu *RF1*). Průběh 5 je izolace a průběh 4 přizpůsobení v rozepnutém stavu (odpojeném portu *RF1*). Průběh 2 je pouze odraz na společném portu *RFC* při odpojení *RF1* vlivem toho, že *RFC* byl během měření spojen s *RF2*, který nebyl zakončen 50Ω koncovkou. Útlum odrazu *RL* na zakončeném portu je spolehlivě >15 dB a izolace *IS* odpojeného portu je v celém rozsahu >44 dB. Pro lepší odečitelnost průchozího útlumu *IL* jsem tento vynesl zvlášť do grafu na obrázku 92, ze kterého je vidět, že rozsah průchozího útlumu v zájmovém pásmu je $1,4 \div 1,7$ dB.



Obr.92 - Závislost průchozího útlumu na frekvenci přepínače ADRF5026

11.5 Úprava zapojení (dvoj)přepínače

Během testování se mi podařilo zničit jeden přepínač tím, že jsem připojil nejprve záporné napájecí napětí -3V3 a pak teprve kladné +3V3. Při připojení obou napětí současně se tento problém neprojevil, přesto bude potřeba takové situaci zamezit. Uspokojivé řešení poskytne úprava zapojení podle následujícího obrázku 93 (zvýrazněno červeně). Přidaný MOS-FET tranzistor zajistí, aby se záporné napětí připojilo k obvodu až teprve když bude přítomno kladné. Zenerova dioda na 3V3 snižuje napětí na hradle tranzistoru tak, aby napětí mezi hradlem a emitorem bylo $U_{GS} = 0$ V, když není napětí ani v napájecí větvi +3V3. Dodatečný odpor 2k7 má za úkol prohánět Zenerovou diodou alespoň minimální proud 1,2 mA, aby úbytek napětí na ní platil, a zároveň vybit náboj hradla tranzistoru, když zmizí kladné napájení, aby tranzistor rozepnul a odpojil i to záporné. FDV303N je digitální tranzistor, což znamená, že je plně sepnutý už při napětí $U_{GS} = 3$ V a to sice s odporem v sepnutém stavu $R_{DSon} = 0,5 \Omega$.



Obr.93 - Upravené schéma zapojení napájení (dvoj)přepínače s ADRF5026

12. ZÁVĚR

Cílem práce bylo navrhnout a sestavit hlavní obvody analogového simulátoru cílů pro automobilové radary. Byl proveden systémový rozbor, na základě kterého jsem vybral vhodné obvody, navrhl pro ně zapojení a podle něj DPS. Následně jsem zařídil výrobu DPS, osadil je součástkami a měřením ověřil správnost návrhu a dosažené parametry. VF parametry obvodů vyšly o něco hůře, než u samotných MMIC obvodů podle katalogového listu, přesto však dostatečně pro analogový simulátor a splnění zadání. Vyzkoušet celý analogový simulátor složený z těchto bloků bude možné, jen co budou dokončeny konvertory z radarového pásma a mikroprocesorové řízení, které nebyly součástí této práce.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] ŘÍHA, Milan, Milan MAŘÍK a Ladislav SIEGER. *RADAR: RAdio Detection And Ranging*. Vyd. 1. Praha: Námořní akademie České republiky, 2008. 68s. ISBN 978-80-87103-11-1.
- [2] Fairview Microwave [online katalogový list]. *FMTC700*. ©2017 [cit. 5.12.2018]. Dostupné z: <https://www.fairviewmicrowave.com/images/productPDF/FMTC700.pdf>
- [3] CRYSTEK Microwave [online katalogový list]. *LL142*. ©2010 [cit. 5.12.2018]. Dostupné z: <https://www.digikey.com/en/pdf/c/crystek-corporation/18ghz-low-loss-rf-coax-cable-ll142>
- [4] Analog Devices [online katalogový list]. *HMC1118*. ©2015 [cit. 7.1.2019]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/HMC1118.pdf>
- [5] Analog Devices [online katalogový list]. *ADRF5026*. ©2018 [cit. 20.2.2019]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADRF5026.pdf>
- [6] Analog Devices [online katalogový list]. *HMC424ALP3E*. ©2018 [cit. 10.1.2019]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc424a.pdf>
- [7] Analog Devices [online katalogový list]. *HMC963LC4*. ©2018 [cit. 1.3.2019]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc963.pdf>
- [8] MACOM Technology Solutions [online katalogový list]. *MAPS-010166*. ©2018 [cit. 9.1.2019]. Dostupné z: <http://cdn.macom.com/datasheets/maps-010166.pdf>
- [9] OUŘEDNÍK, Petr, Andrej ZIDKOV, Přemysl HUDEC. Doppler Frequency-Shift Unit for Digital-Analog Automobile Radar Target Simulator. In: *EUMCE 2019: Proceedings of European Microwave conference in central Europe (EuMCE 2019)* [elektronicky]. Praha: EuMA, 2019. [cit. 20.5.2019]. str.285-288
- [10] ON Semiconductor [online katalogový list]. *ESD8106*. ©2017 [cit. 13.3.2019]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/ESD8106-D.PDF>
- [11] Gerber Panelizer Project [online]. This Is Not Rocket Science. [cit. 22. 3. 2019]. Dostupné z: <http://blog.thisisnotrocketscience.nl/projects/pcb-panelizer/>
- [12] Ucamco [online specifikace]. *The Gerber File Format Specification*. ©2016 [cit. 3.4.2019]. Dostupné z: https://web.pa.msu.edu/hep/atlas/l1calo/hub/hardware/components/circuit_board/gerber_file_specification_may_2016.pdf
- [13] National Instruments [online specifikace]. *S-Parameter Phase Delta*. ©2014 [cit. 10.5.2019]. Dostupné z: <https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/Measurements/sdeltap.htm>
- [14] Robert BOSCH GmbH [online katalogový list]. *Mid-range radar sensor*. ©2017 [cit. 20.11.2018]. Dostupné z: <https://www.bosch-mobility-solutions.com/media/global/products-and-services/passenger-cars-and-light-commercial-vehicles/driver-assistance-systems/predictive->

emergency-braking-system/mid-range-radar-sensor-(mrr)/product-data-sheet-mid-range-radar-sensor-(mrr).pdf

[15] Texas Instruments [online technická zpráva]. *Moving from legacy 24 GHz to state-of-the-art 77 GHz radar*. ©2017 [cit. 17.12.2018]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/wp/spry312/spry312.pdf>

[16] Xilinx [online katalogový list]. *DS890*. ©2018 [cit. 28.12.2018]. Dostupné z: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds890-ultrascale-overview.pdf

[17] Nexperia [online katalogový list]. *BZX384*. ©2016 [cit. 13.3.2019]. Dostupné z: https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BZX384_SERIES.pdf

ZDROJE OBRÁZKŮ

Obrázky, které zde nejsou uvedeny, jsou vlastní obrázky autora práce nakreslené v programu Inkscape případně vizualizace samotného návrhu DPS.

Obr.1 - Zařízení pro poslechovou detekci letadel, USA 1921 (https://4.bp.blogspot.com/-eyPsCUn0O68/V8jmQwIYR5I/AAAAAAAAAK4g/R_jxLZp6Xa47n9KAVaQ2LEzv0hWWHEeKwCLcB/s1600/acoustic_locator_11.jpg [cit. 15.11.2018])

Obr.2 - Radiový směrový vyhledávač s dosahem 150km, Británie 1940 (<https://i.kinja-img.com/gawker-media/image/upload/fhhe4eyjngm0d1n0yjdjg.jpg> [cit. 15.11.2018])

Obr.3 - Princip radaru (http://radarportal.skyradar.com/wp-content/uploads/2017/05/radar_animation_01.gif [cit. 23.11.2018], upraveno)

Obr.5 - Radarová pásma (původem z [15])

Obr.6 - Porovnání rozlišení radarů (původem z [15])

Obr.13 - Vnitřní schéma ADRF5026 (původem z [5])

Obr.15 - Vnitřní schéma HMC424ALP (původem z [6])

Obr.16 - Obvod konverze úrovní pro HMC424ALP (původem z [6], upraveno)

Obr.17 - Vnitřní schéma HMC963 (původem ze [7])

Obr.19 - IQ modulátor řízený D/A převodníky (http://vaedrah.angelfire.com/images/Analog%20IQ/Tx%20IQ%20Correction/tx_iq_37.gif [cit. 1.12.2018]), upraveno)

Obr.21 - Vnitřní blokové schéma obvodu MAPS-010166 (původem z [8], upraveno)

Obr.22 - Zapojení obvodu MAPS-010166 (původem z [8])

Obr.34 - VA charakteristiky Zenerových diod z řady BZX384 (původem ze [17], upraveno)