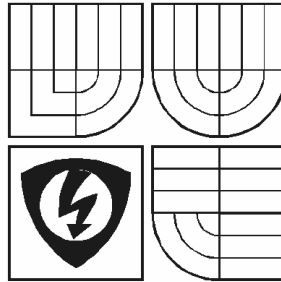


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav radioelektroniky



NÁVRH OZAŘOVAČE PARABOLICKÉ ANTÉNY A PŘEDZESILOVAČE V PÁSMU Ka

diplomová práce

Studijní obor:

Jméno studenta:

Vedoucí diplomové práce:

Elektronika a sdělovací technika

Jaromír MAREK

Prof. Ing. Miroslav Kasal, CSc.

Feed of dish antenna and low noise amplifier on Ka Band

Diploma Thesis

Study Specialization: Electronics and Communication
Author: Jaromír MAREK
Supervisor: Prof. Miroslav Kasal

ABSTRACT

This work deals with design of a receiving system front end for satellite communication on the frequency $f_0 = 24,048$ GHz. The first part of the project is optimal feed system for parabolic dish with ratio $f/D = 0,4$. Because of the minimal system noise temperature, which could be achieved in receiving satellite signal, low side-lobes of the parabolic dish are required.

The feed is designed for circular polarization. In this work, the circular polarization is generated by using the dielectric slab. The advantage of this method is simple changing the direction of circular polarization wave.

The second part of the project is the low noise amplifier (LNA) with high associated gain. The basic point of the design is choice of the active device. In the present time, the ultra low noise transistors based on the GaAs with high mobility electron are available. Commercial available amplifiers, which use this devices provide gain more than 20 dB and noise figure 1,5 dB. In this work two amplifiers are designed. The design with device NEC NE350184C is described. The alternative amplifier uses device Agilent ATF-36077. Both amplifiers use two stage circuit.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Návrh ozařovače parabolické antény a předzesilovače v pásmu Ka“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Miroslavu Kasalovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Obsah

ÚVOD	6
1 PLOŠNÉ ANTÉNY.....	7
1.1 OBECNĚ O PLOŠNÝCH ANTÉNÁCH.....	7
1.2 REFLEKTOROVÉ ANTÉNY	8
1.3 PRIMÁRNÍ ZÁŘIČE	11
1.3.1 Trychtýřové antény	11
2 NÁVRH PRIMÁRNÍHO ZÁŘIČE	16
2.1 VOLBA TYPU PRIMÁRNÍHO ZÁŘIČE.....	16
2.2 POSTUP ŘEŠENÍ.....	16
2.3 BUZENÍ VLNOVODU.....	21
2.4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ SMĚROVÉ CHARAKTERISTIKY.....	23
2.5 SIMULACE TRYCHTÝŘE	24
2.6 MODIFIKOVANÉ TRYCHTÝŘE	25
2.6.1 Jednoduchý tlumivkový límec	25
2.6.2 Dvojitý tlumivkový límec	27
2.6.3 Porovnání simulovaných a měřených výsledků.....	28
3 KRUHOVÁ POLARIZACE	29
3.1 OBECNĚ O KRUHOVÉ POLARIZACI	29
3.2 KRUHOVÉ POLARIZÁTORY	31
3.2.1 Kruhový polarizátor s dielektrickou lištou.....	32
3.2.2 Kruhový polarizátor s kovovou lištou.....	32
3.2.3 Další způsoby vytvoření kruhově polarizované vlny	33
3.2.4 Rozptylová matice kruhového polarizátoru	34
3.3 NÁVRH KRUHOVÉHO POLARIZÁTORU.....	36
4 NÍZKOŠUMOVÉ ZESILOVAČE.....	41
4.1 NÍZKOŠUMOVÉ ZESILOVAČE OBECNĚ – LNA (LOW NOISE AMPLIFIER)	41
4.1.1 Šumový činitel, šumové číslo, ekvivalentní šumová teplota.....	41
4.1.2 Kaskádní řazení šumových dvojbranů	42
4.1.3 Struktura nízkošumových zesilovačů.....	42
4.2 NÁVRH NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE S ABSOLUTNĚ STABILNÍM TRANZISTOREM.....	43
4.3 NÁVRH NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE S POTENCIÁLNĚ NESTABILNÍM TRANZISTOREM.....	44
5 NÁVRH NÍZKOŠUMOVÉHO ZESILOVAČE.....	45
5.1 VÝBĚR TRANZISTORU.....	45
5.2 VOLBA VSTUPNÍHO A VÝSTUPNÍHO Činitele ODRAZU Γ_G, Γ_L	46
5.3 OBVOD ZESILOVAČE	50
5.3.1 Přízpusobovací obvody	50
5.3.2 Vazba mezi stupni	51
5.3.3 Stejnoseměrné napájení zesilovače.....	52
5.4 VÝSLEDKY SIMULACÍ.....	53
5.5 KONSTRUKCE ZESILOVAČE	54
5.6 VÝSLEDKY MĚŘENÍ ZESILOVAČE S TRANZISTORY ATF-36077.....	56
ZÁVĚR	57
LITERATURA	58
PŘÍLOHY	59

Úvod

Cílem projektu je navrhnout část přijímacího systému pro družicovou komunikaci. Je to sestava primárního zářiče s kruhovou polarizací a nízkošumového zesilovače. Při rádiovém spojení s družicí lze dosáhnout velmi malé šumové teploty antény, protože ta je namířena do „studené“ oblohy. Tím více se na výsledné ekvivalentní šumové teplotě přijímacího systému projevují vlastní šумы, přidané dalšími částmi přijímacího řetězce (zesilovač, směšovač). Anténa má tím nižší šumovou teplotu, čím větší je její elevace a čím menší je příspěvek teploty od „teplé“ země. Proto musí být anténa ozářena tak, aby postranní laloky, které šumovou teplotu zvětšují, byly minimální.

Jako primární zářič pro pásmo Ka se dají použít různé druhy trychtýřových antén a planární antény. Výhoda trychtýřových oproti planárním anténám spočívá mj. v jednoduchosti návrhu a větší šířce pásma. Jako primární zářič byl zvolen kuželový trychtýř. Kruhová polarizace je vyřešena pomocí dielektrické lišty. Tato práce se nezabývá rozbořem a návrhem planárních antén.

Poslední část práce pojednává o návrhu nízkošumového zesilovače (LNA). V současné době jsou na trhu unipolární tranzistory na bázi GaAs s vysokou pohyblivostí elektronů, se kterými lze konstruovat dvoustupňové zesilovače se ziskem až 20 dB a šumovým číslem 1,5 dB. V této práci je proveden návrh dvou zesilovačů. Oba jsou dvoustupňové. První zesilovač je navržen s tranzistory NEC NE350184C. V druhém zesilovači jsou použity tranzistory Agilent ATF-36077. Návrh je proveden v programu Serenade 8.5.

1 Plošné antény

1.1 Obecně o plošných anténách

Rádiové spojení v oblasti centimetrových a milimetrových vln probíhá téměř výlučně přímou vlnou. Spoje jsou vesměs směrové a používají ostře směrové antény s velkým ziskem. Je to umožněno malou vlnovou délkou. I když vysoce směrová anténa musí mít zákonitě rozměr nejméně několik desítek vlnových délek, jsou její absolutní rozměry v uvažovaném pásmu stále přijatelné. Tabulka 1.1 ukazuje rozdělení kmitočtových pásem a jim příslušející vlnové délky.

KMITOČTOVÝ ROZSAH	DÉLKA VLNY	OZNAČENÍ	ČESKÝ NÁZEV
10 kHz – 300 kHz	100 km – 10 km	myriametrové	velmi dlouhé vlny
30 kHz – 300 kHz	10 km – 1 km	kilometrové	dlouhé vlny
300 kHz – 3000 kHz	1000 m – 100 m	hektometrové	střední vlny
3 MHz – 30 MHz	100 m – 10 m	dekametrové	krátké vlny
30 MHz – 300 MHz	10 m – 1 m	metrové	VKV - velmi krátké vlny
300 MHz – 3000 MHz	10 dm – 1 dm	decimetrové	UKV - ultra krátké vlny
3 GHz – 30 GHz	10 cm – 1 cm	centimetrové	centimetrové vlny
30 GHz – 300 GHz	10 mm – 1 mm	milimetrové	milimetrové vlny
300 GHz – 3000 GHz	1 mm – 0,1 mm	deci–milimetrové	-

Tab. 1.1: Rozdělení kmitočtových pásem

Pásmo od 300 MHz do 300 GHz je pásmo **mikrovlnných kmitočtů**, které na svém horním okraji přechází v tepelné, infračervené záření a v optické vlny. Z postavení mikrovlnných kmitočtů nad pásmem rádiových vln a pod pásmem optickým vyplývá mnoho zvláštností v používaných termínech a v řešení obvodů. Používají se jak termíny a postupy známé z radiotechniky (např. impedance), tak i z geometrické a vlnové optiky (činitel odrazu, index lomu apod.).

Za druhé světové války se pro kmitočtová pásma zavedlo označení písmeny, které sloužily jako šifra. Pro mikrovlny to jsou pásma **L**, **S**, **C**, **X** a **K**. V celosvětovém měřítku je toto značení nejednotné, a různé zdroje uvádí různé kmitočtové rozsahy daných pásem i popř. jeho písmenné označení. Pásmo **K** je v rozsahu kmitočtů od cca 17 GHz až do cca 20 GHz (některé zdroje uvádějí rozsah až do 27 GHz). Dále se používá značení **Ku** a **Ka**, které znamenají pásmo kmitočtů nižších (**Ku** = **K under**) a kmitočtů vyšších (**Ka** = **K above**).

Mikrovlnné antény jsou převážně antény plošné.

Antény a všechna zařízení pro mikrovlnná pásma mají jednu důležitou vlastnost – jejich geometrické rozměry mohou být srovnatelné s vlnovou délkou nebo větší. Proto metody vedení a vyzařování, které se používali na nízkých kmitočtech zde nejde použít. Naopak se objevují nové možnosti, které jsou typické pro akustiku (trychtýř), nebo optiku (čočky a zrcadla). Společným znakem antén pro mikrovlny jsou relativně velké vodivé plochy, na nichž procházejí vysokofrekvenční proudy mající obecně směr, který se ještě bod od bodu mění. Jestliže základním znakem antén pro střední a dlouhé vlny byl lineární vodič, po kterém procházel proud ve směru jeho osy, je základním znakem antén pro velmi krátké vlny zářící plocha s plošným rozložením proudů a nábojů, popř. elektrického pole. Takové antény nazýváme plošné. [13]

Nejrozšířenějšími plošnými anténami jsou různé druhy parabolických reflektorových antén. reflektor je sekundární zářič, který musí být ozařován z ohniska mírně směrovým zářičem primárním (bývá to trychtýř, dipólek, šroubovicová anténka ap.). O vlastnostech antény rozhodují hlavně velikost, tvar a přesnost provedení reflektoru. V menší míře je ovlivňuje i směrová charakteristika primárního zářiče.

1.2 Reflektorové antény

Reflektorové antény soustřeďují záření primárního zářiče odrazem vln od reflektoru vhodného tvaru, nejčastěji rotačního paraboloidu. Vyzařovací vlastnosti rotačního paraboloidu, stejně jako každé jiné plošné antény, jsou určeny poměry v apertuře. Rotační paraboloid má kruhovou aperturu ozářenou vlněním s konstantní fází. Amplitudy stejné nejsou, kvůli směrové charakteristice primárního zářiče. Ten ozařuje jinak střední a jinak okrajové partie reflektoru. Umístěním primárního zářiče do ohniska reflektoru vznikne v rovině ústí reflektoru soufázové pole, které zaručuje úzký diagram záření. Vlastnosti parabolické antény nezávisí na tom, jaký primární zářič je použitý. Závisí pouze na jeho směrové charakteristice. Pro dosažení nízké úrovně bočních laloků je třeba aby amplitudy pole u okrajů ústí byly nižší než uprostřed (obvykle o 6dB až 10dB).

V "klasickém" provedení má reflektor tvar vrchlíku rotačního paraboloidu. V jeho ústí je rovinná vlna (všude stejná fáze anebo - z pohledu geometrické optiky - jsou tam všechny paprsky rovnoběžné). Apertura je kruhová, a pro šířku hlavního laloku pro pokles 3 dB platí vztah

$$2\Theta_{0,7} = 59 \frac{\lambda_0}{d} [^\circ]. \quad (d > 10\lambda_0) \quad (1.1)$$

Pro činitel směrovosti (resp. zisk) platí

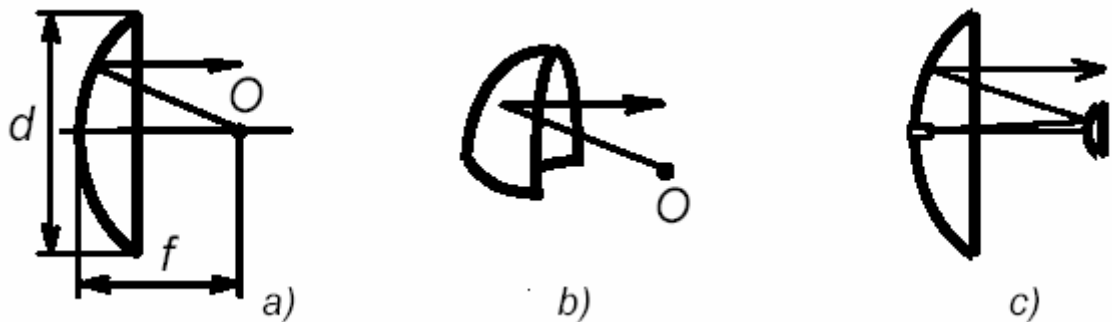
$$D_{\max} = v \frac{4\pi S}{\lambda^2}, \quad (1.2)$$

kde S je plošný obsah apertury.

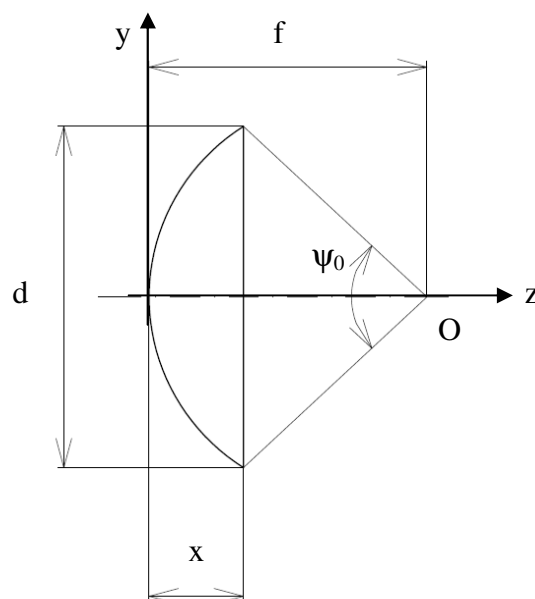
Veličina v je tzv. *činitel využití ústí* nebo také *redukovaný zisk antény*. Je to číslo menší než 1 a zahrnuje v sobě všechny vlivy, které více či méně anténu degradují: zastínění části apertury konstrukcí, konečnou vodivost materiálů, nepřesnosti tvarů aj. Do hodnoty v se

zahrnuje i případné nerovnoměrné rozložení budícího pole $E^{(S)}$. Praktická hodnota činitele využití ústí bývá asi 0,5 až 0,6. Při návrhu se obvykle vychází z požadovaného zisku a vypočítá se průměr reflektoru d . Ohnisková vzdálenost f se stanoví tak, aby poměr f/d byl blízký hodnotě 0,4. Primární zářič totiž nesmí být ani příliš blízko ani příliš daleko od reflektoru. Kdyby byl příliš blízko, pak (vzhledem ke své vlastní směrové charakteristice) nestačí dostatečně ozářit okrajové části reflektoru. Příliš vzdálený primární zářič naopak ozařuje nejen reflektor, ale i jeho okolí a část energie tak přichází nazmar. Nesprávný poměr f/d zmenšuje hodnotu v .

V uspořádání podle obr. 1.1a je reflektor částečně zastíněn před ním upevněným primárním zářičem. Důsledkem je nižší hodnota činitele v . Tuto nevýhodu lze odstranit provedením "offset". Reflektor je stále součástí parabolické plochy, ale ne právě jeho vrchlíkem. Fokusační vlastnosti zůstávají zachovány, ale ohnisko leží mimo vyzařovaný svazek. Činitel v se tak zvýší asi o jednu desetinu. Na obr. 1.1c je schématické uspořádání antény se dvěma zrcadly – Cassegrainovy antény. Hlavní zrcadlo (větší) je parabolické, pomocné je hyperbolické. Předností tohoto uspořádání je možnost umístění primárního zářiče a všech ostatních přístrojů a zařízení dozadu za hlavní reflektor. [4],[6].



Obr. 1.1: Parabolické antény, převzato z [6]
a) rotační paraboloid b) provedení offset c) Cassegrainova anténa



Obr. 1.2: Označení rozměrů parabolické antény

Na obrázku 1.2 je schematicky znázorněna parabolická anténa. Tvar rotačního paraboloidu je popsán rovnicí

$$y^2 = 4fz. \quad (1.3)$$

Směr osy z je směr maximálního záření antény.

Pro hloubku rotačního paraboloidu lze psát

$$x = \frac{d^2}{16f}, \quad (1.4)$$

takže pro poměr $f/D = 0,4$ je hloubka

$$x = \frac{d \cdot d}{16f} = \frac{d}{16} \cdot \frac{5}{2} = \frac{5}{32}d \quad (1.5)$$

Pro úhlovou aperturu (ohniskový úhel) ψ_0 platí

$$\frac{\psi_0}{2} = \arctg\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{d}{f-x}\right) = \arctg\left(\frac{1}{2} \cdot \frac{d}{f - \frac{d^2}{16f}}\right) = \arctg\left(\frac{8fd}{16f^2 - d^2}\right), \quad (1.6)$$

takže pro $f = 0,4d$ je velikost úhlové apertury

$$\frac{\psi_0}{2} = \arctg\left(\frac{8 \cdot 0,4d^2}{16 \cdot 0,4^2 \cdot d^2 - d^2}\right) = \arctg\left(\frac{3,2d^2}{2,56d^2 - d^2}\right) = \arctg\left(\frac{3,2}{2,56-1}\right) = \underline{64^\circ} \quad (1.7a)$$

$$\psi_0 = \underline{128^\circ} \quad (1.7b)$$

Požadavek na směrovou charakteristiku ozařovače paraboly je tedy takový, aby amplitudy hlavního laloku měli pro šířku 128° vhodnou velikost – o 6 až 10 dB menší než uprostřed paraboly.

Přesnost výroby parabolického reflektoru je potřeba dodržet s odchylkami menšími než $\delta_{max} = \lambda_0/16$. Náhodně rozptýlené deformace na povrchu reflektoru způsobí pokles činitele využití ústí. Dalšími příčinami poklesu hodnoty činitele využití ústí jsou zastínění části ústí primárním zářičem, napájecím systémem a dalšími konstrukčními prvky, nedokonalý odraz od reflektoru aj. Zastínění ústí paraboly je možno přibližně respektovat zmenšením uvažované plochy paraboly o plochu stínících prvků. Toto však nepostihne difrakci na těchto částech [4], [6].

Elektromagnetické vlny soustředěné z prostoru do ohniska parabolického reflektoru musejí být převedeny do vnější jednotky s mikrovlnným zesilovačem (směšovačem) s maximální účinností, která je charakterizována tzv. účinností ozáření, ztrátami

v impedančním nepřizpůsobení a navíc polarizační účinností. Polarizační účinnost je vlastnost antény, která zaručí, že polarizace elektromagnetického vlnění v prostoru (lineární, kruhová) se minimálně deformuje po odrazu od reflektoru a po průchodu primárním zářičem. Produktem polarizační deformace bývá zpravidla tzv. křížová polarizace neboli křížově polarizovaná vlna, která není zpracována vnější jednotkou a znamená tedy energetickou ztrátu. Povolenou úroveň křížové polarizace udávají mezinárodní doporučení (WARC77). Produkty křížové polarizace mohou vyvolat též nepříjemné rušení tam, kde se k oddělení dvou komunikačních kanálů použije odlišných polarizací (dvě kolmé lineární nebo dvě kruhové polarizace).

1.3 Primární zářiče

Primárním zářičem bývá jednoduchá plošná anténa (ústí vlnovodu, trychtýř), dipól s reflektorem, štěrbinová apod. Primární zářič je umístěn tak, aby jeho fázový střed ležel v ohnisku a maximum záření směřovalo proti vrcholu reflektoru. Přípustné odchylky polohy zářiče v příčném směru δ_{1MAX} a ve směru osy paraboly δ_{2MAX} omezují podmínky

$$\delta_{1MAX} \leq f \cdot \sin \left[\frac{\lambda}{2d} \left(\frac{16f^2}{d^2} - 1 \right) \right], \quad \delta_{2MAX} \leq \frac{\lambda}{4(1 - \cos \psi_0)} \quad (1.8)$$

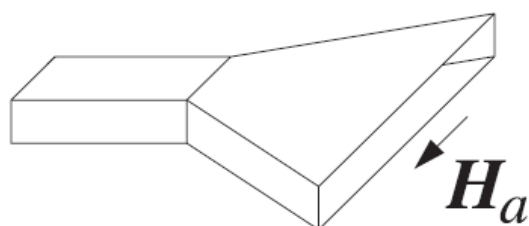
K ozařování reflektoru je možné použít přímo otevřeného konce vlnovodu. Má ale malou směrovost a vysoký činitel odrazu ($\Gamma \approx 0,3$). V ústí totiž musí náhle proběhnout transformace TE nebo TM vlny ve vlnovodu na vlnu TEM ve volném prostoru.

Již bylo uvedeno, že pro dosažení nízké úrovně bočních laloků mají být amplitudy pole na okrajích paraboly nižší zhruba o 10 dB než uprostřed. Současně platí požadavek, že souměrný reflektor má být i souměrně ozářen (snímán). Toho lze dosáhnout jen s použitím ozařovače, který má rotačně souměrný vyzařovací diagram, tj. šířka vyzařovacího diagramu na úrovni např. -10 dB je stejná ve dvou na sebe kolmých rovinách (roviny E a H). Pravoúhlý vlnovod s vlnou TE_{10} má příliš široký diagram záření s podstatnými rozdíly v rovinách E a H . Příznivější vlastnosti má kruhový vlnovod s vlnou TE_{11} , které je možno dále zlepšit použitím dielektrických vložek, tlumivek apod.

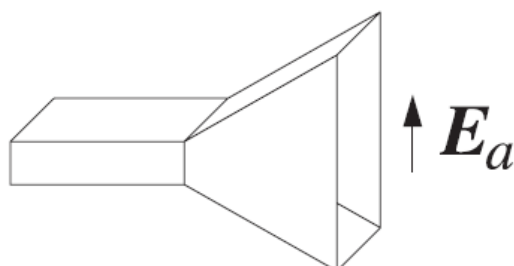
1.3.1 Trychtýřové antény

Trychtýřové antény vzniknou pozvolným rozšířením pravoúhlého nebo kruhového vlnovodu. Jsou ostřeji směrové než pouhý otevřený konec vlnovodu a téměř bezodrazově zakončují vlnovod. Jeden ze způsobů, jakým je možno na trychtýřové antény nahlížet je jako na impedanční transformátor. V trychtýři probíhá postupná změna impedance ve vlnovodu na impedanci ve volném prostoru. Trychtýř tedy přizpůsobuje impedanci ve vlnovodu a anténa nevykazuje takový činitel odrazu jako pouhý otevřený konec vlnovodu.

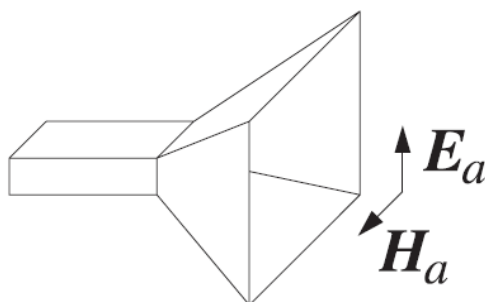
Volbou rozměrů ústí trychtýře lze dosáhnout požadovaného diagramu záření v obou rovinách i při použití pravoúhlého trychtýře. Vlastnosti trychtýřové antény závisí na velikosti (ploše) ústí a na rozložení budícího pole v rovině ústí. Závisí tedy na vidu, jakým je trychtýřová anténa buzena. Na obrázcích 1.3 až 1.6 jsou znázorněny hlavní typy trychtýřů. Šipky popisují směr magnetického, popř. elektrického pole v ústí trychtýře.



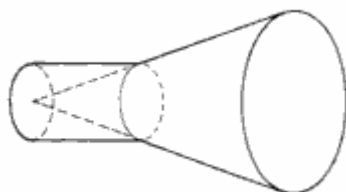
Obr. 1.3: Sektorový trychtýř v rovině H (H -plane sectoral horn), převzato z [14]



Obr. 1.4: Sektorový trychtýř v rovině E (E -plane sectoral horn), převzato z [14]



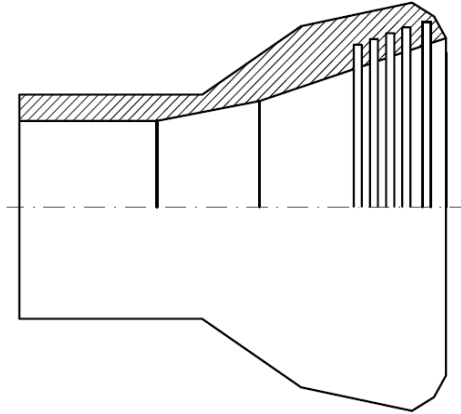
Obr. 1.5: Jehlanový trychtýř, převzato z [14]



Obr. 1.6: Kuželový trychtýř

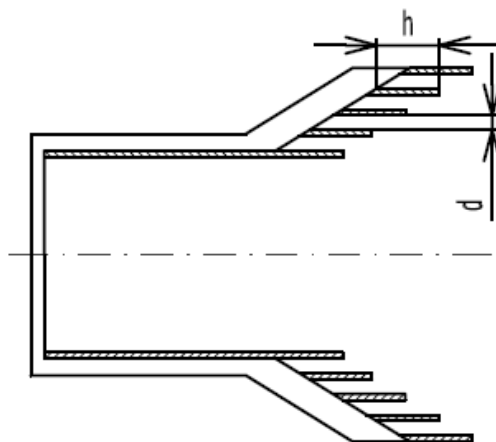
Volba typu trychtýřové antény jako primárního zářiče tedy leží mezi pyramidovým a kuželovým trychtýřem. Výhodou pyramidového trychtýře je zejména možnost ovlivňovat nezávisle na sobě šířku vyzářovacího diagramu ve dvou na sebe kolmých rovinách. Výhodou kuželových trychtýřů je to, že je lze použít pro jakoukoliv polarizaci elektromagnetického pole. Problém nesouměrnosti vyzářovacího diagramu u kuželových trychtýřů se řeší různými způsoby.

Důvodem nesouměrnosti vyzařovacího diagramu je rozložení pole dominantního vidu TE_{11} . Řešení se tedy našlo ve změně tohoto rozložení v ústí trychtýře. Obvyklým způsobem jak této změny dosáhnout je ošetření vnitřních hladkých stěn trychtýře. Vznikl tak drážkovaný trychtýř (corrugated feed-horn) (obr. 1.7) pracující s hybridním videm HE_{11} . Vstupní impedance drážek je nekonečná pro kmitočet, při kterém je hloubka drážek rovna čtvrtině vlnové délky a tak je zajištěno vybudování hybridního vidu. Na kmitočtu, kde je hloubka drážek rovna polovině vlnové délky, je jejich impedance nulová a trychtýř se chová jakoby byl bez drážek. Diagram záření ústí je téměř dokonale rotačně souměrný. Jeho výroba je však nákladná a proto se hledala jiná, jednodušší řešení.

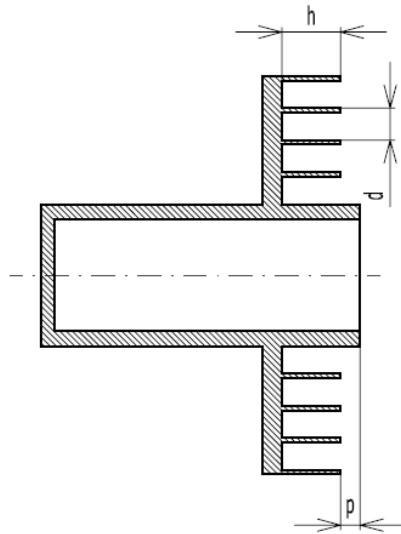


Obr. 1.7: Drážkovaný trychtýř pracující s videm HE_{11}

Na základě uvedeného řešení se vyvinula řada modifikací a zjednodušených záříčů (viz obr. 1.8), převážně s podélnými drážkami, které jsou výrobně jednodušší. Vznikly tlumivkové záříče (obr. 1.9), jako prosté ústí kruhového vlnovodu pracujícího se základním videm TE_{11} , opatřené různým počtem tlumivek. Tlumivky omezují povrchové proudy tekoucí po okraji ústí záříče (tím omezují zadní záření) a vyrovnávají směrovou charakteristiku. V menších mezích se dá šířka hlavního laloku ovlivnit vzdáleností p tlumivek od ústí vlnovodu. Hloubka drážek by měla ležet v rozmezí $\lambda_0/4$ až $\lambda_0/2$. Šířka drážky d není kritická a také se pohybuje v rozmezí $\lambda_0/4$ až $\lambda_0/2$ [16], [17].

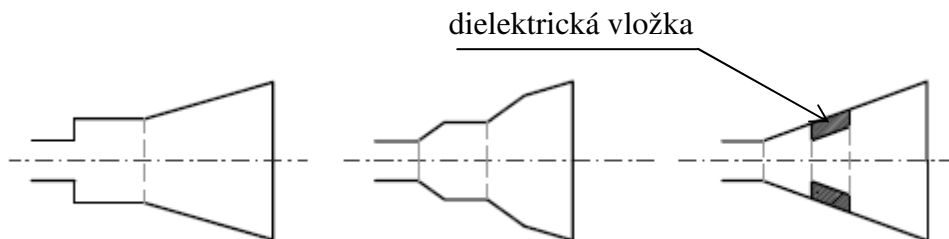


Obr. 1.8: Modifikovaný drážkovaný trychtýř

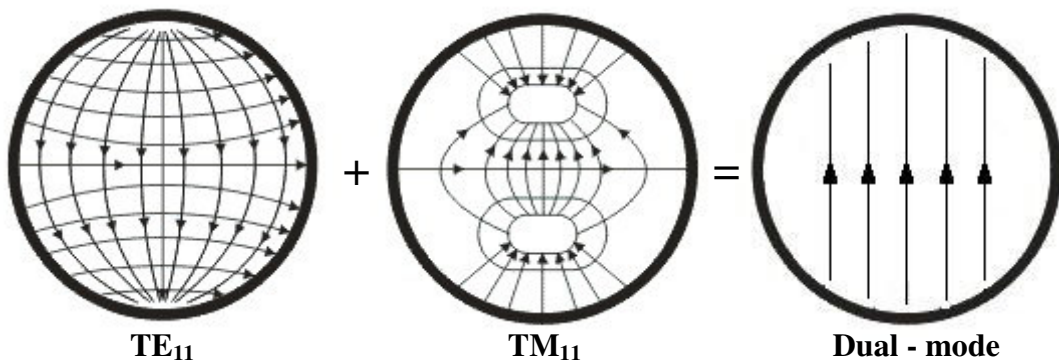


Obr. 1.9: Tlumivkový zářič

Dvou-vidové trychtýře (dual-mode horns) „přičítají“ k základnímu vidu TE_{11} vyšší vid TM_{11} , který je s dominantním videm ve fázi. Koexistence těchto dvou vidů v ústí trychtýře vytváří takové rozložení pole, které je totožné v rovině E i H . Vybuzení vidu TM_{11} může být zajištěno vytvořením nespojitostí v trychtýři, použitím trychtýře sestaveného z více částí, popř. použitím dielektrické vložky [15].

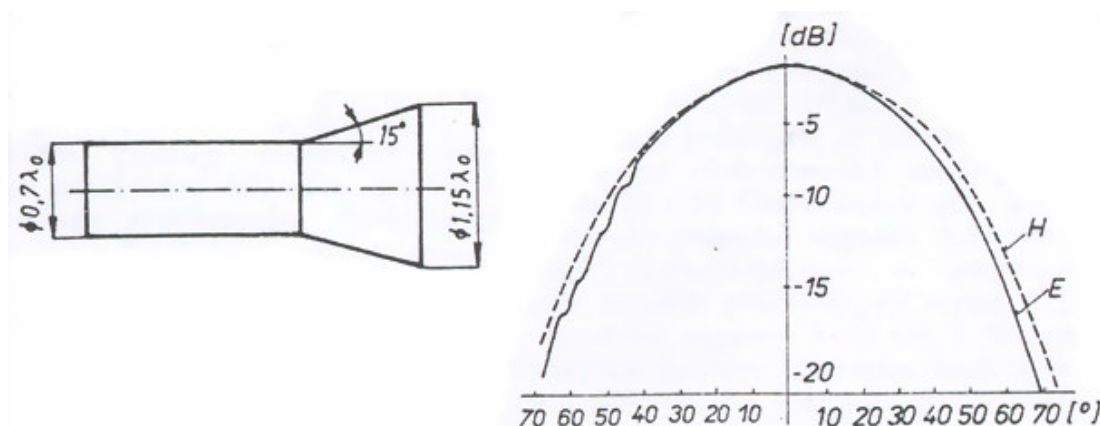


Obr. 1.10: Různé typy dvou-vidových trychtýřů



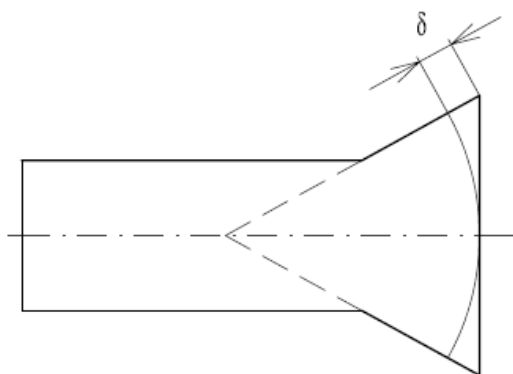
Obr. 1.11: Rozložení elektromagnetického pole v ústí dvou-vidového trychtýře

Pro parabolické antény s poměrem $f/D = 0,5$ se dá použít i jednoduchý trychtýř s rozměry podle obr. 1.12. [2].



Obr. 1.12: Prostý kuželový trychtýř a jeho vyzařovací charakteristika, převzato z [2]

Rozšíření vlnovodu v trychtýři musí být postupné a pod malým úhlem. V trychtýři se totiž mění rovinná vlna ve válcovou, viz obr. 1.13. Válcová vlnoplocha má střed přibližně ve vrcholu trychtýře. Je vidět, že ústí se nekryje s vlnoplochou, takže v ústí jsou různé fáze – vzniká fázová chyba. Důsledkem fázové chyby je deformace směrového diagramu a horší zisk. Nulovou fázovou chybu má otevřený konec vlnovodu – v ústí je rovinná vlna. Máme-li dva trychtýře se stejnou plochou ústí, bude mít větší zisk ten, který se rozširuje pod menším úhlem. Tento trychtýř ale bude delší, což je konstrukčně nevýhodné. Hledané řešení je vždy kompromis mezi délkou trychtýře a přípustnou fázovou chybou. Bližší popis je v [13].



Obr. 1.13: Válcová vlnoplocha v ústí trychtýře

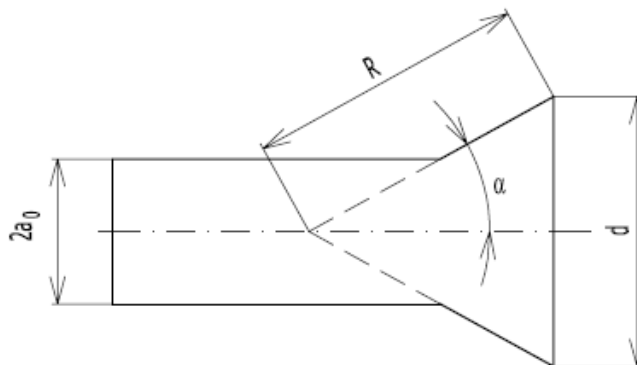
2 Návrh primárního zářiče

2.1 Volba typu primárního zářiče

Jako primární zářiče pro pásmo Ka připadají v úvahu trychtýřové antény a různé typy planárních antén. Planární antény poskytují výhodu možnosti integrace nízkošumového zesilovače, nevýhodou je však jejich úzkopásmovost a obtížnost návrhu. Vzhledem k použití kruhové polarizace a jednoduchosti návrhu byl vybrán **kuželový trychtýř**.

2.2 Postup řešení

Návrh kuželového trychtýře spočívá v určení jeho rozměrů. Je zapotřebí zjistit průměr ústí trychtýře d a úhel α , pod kterým se trychtýř rozšiřuje.



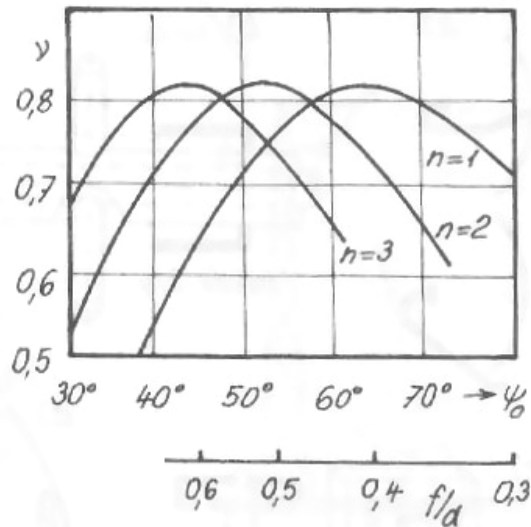
Obr. 2.1: Označení rozměrů kuželového trychtýře

Jako první přiblížení k řešení lze vzít v úvahu rozměry trychtýře podle obr. 1.12 a údaje o kuželových trychtýřích uvedené v [15]. Zde je uveden trychtýř s průměrem ústí $d = 0,86\lambda_0$, který je vhodný pro paraboly s poměrem $f/D \cong 0,32$ a trychtýř s průměrem ústí $d = 1,23\lambda_0$, vhodný pro paraboly s poměrem $f/D = 0,5$. Tento trychtýř má šířku hlavního laloku 130° pro pokles 20 dB. Průměr ústí požadovaného trychtýře pro parabolu s $f/D = 0,4$ bude tedy ležet mezi těmito hodnotami.

Pro návrh trychtýřů jako primárních zářičů se často používá aproximace funkcí \cos .

$$\frac{f_{PRIM}}{f_{PRIM-MAX}} = \cos^n \psi \quad (2.1)$$

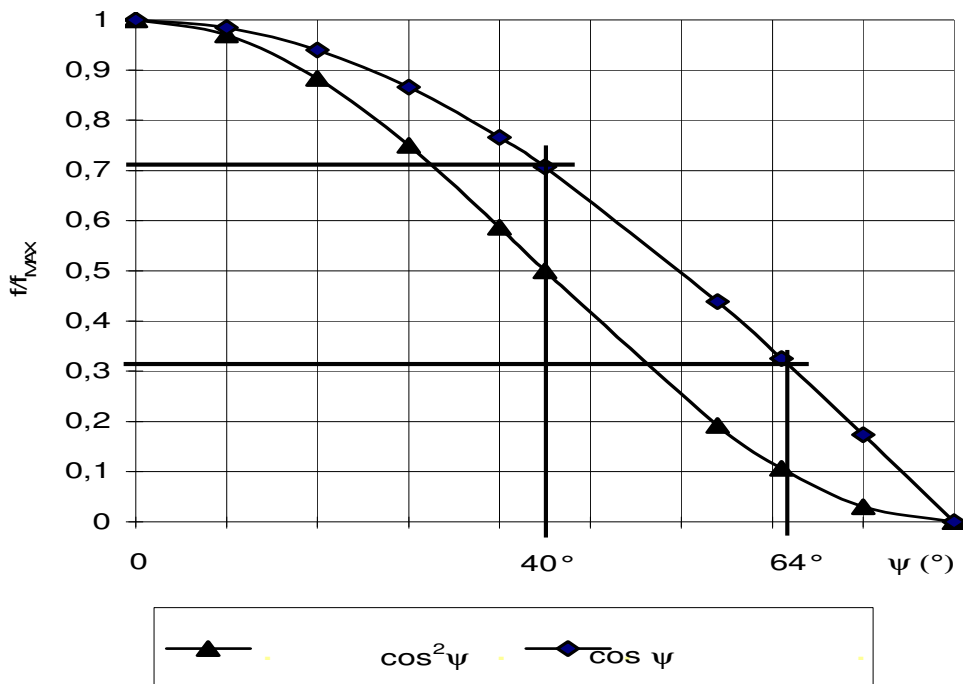
Rovnice (2.1) popisuje aproximaci směrové charakteristiky primárního zářiče. Exponent n nemusí být celé číslo a volí se s ohledem pro účinnost ozáření dané paraboly podle obr. 2.2. Pro málo směrové zářiče bývá $n = 1$, pro více směrové pak $n = 2$.



Obr. 2.2: Volba n podle typu paraboly, převzato z [4]

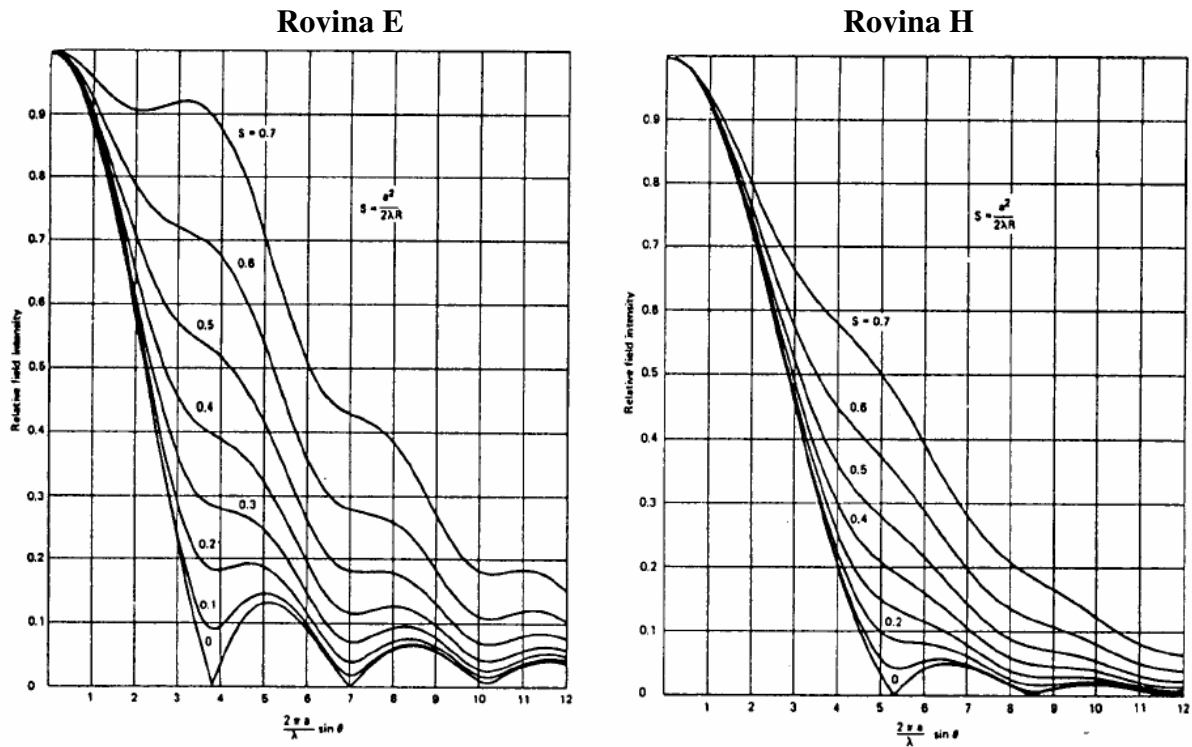
Do grafu aproximační funkce se zakreslí příčka pro požadovaný pokles (např. 10 dB), která v určitém bodě aproximační křivku protne. Tento bod odpovídá na vodorovné ose polovině úhlové apertury (polovině ohniskového úhlu) – pro náš případ 64° . Z přímé úměry můžeme zjistit úhel, na kterém aproximační funkce dosahuje hodnoty o 3 dB menší než v maximu. Hodnotu tohoto úhlu vynásobenou dvěma ($= 2\Theta_{0,7}$) dosadíme do vztahu (1.1) a vypočítáme průměr apertury d .

Tento postup ale neuvažuje rozdílnou šířku hlavního laloku směrové charakteristiky v rovině E a H . Jistou nepřesnost vnáší také použití vztahu (1.1), který platí přesněji pro apertury s průměrem $d > 10\lambda_0$.



Obr. 2.3: Ukázka řešení při použití aproximace směrové charakteristiky funkcí cosinus

V této práci je vlastní návrh trychtýře proveden podle [18]. Je založen na univerzálním vyzářovacím diagramu kuželového trychtýře, viz obr. 2.4.



Obr. 2.4: Univerzální vyzářovací diagram kuželového trychtýře v rovině E a H, převzato z [18]

V obr. 2.4 je na vodorovné ose vynesena hodnota

$$x = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sin \Theta, \quad (2.2)$$

kde $\Theta = \frac{\psi}{2}$ je polovina úhlové apertury (pro náš případ $f/D = 0,4$ je $\Theta = 64^\circ$)

$a = \frac{d}{2}$ je poloměr ústí trychtýře

Parametrem křivek v obr.2.4 je hodnota fázové chyby s .

$$s = \frac{a^2}{2\lambda_0 R} \quad (2.3)$$

Postup řešení je následující:

- 1) Do grafu vyneseme vodorovnou přímku, která odpovídá zvolenému poklesu. Např. pro pokles 10 dB je to hodnota

$$y = 10^{\left(\frac{-10\text{dB}}{20}\right)} = 0,316 \quad (2.4)$$

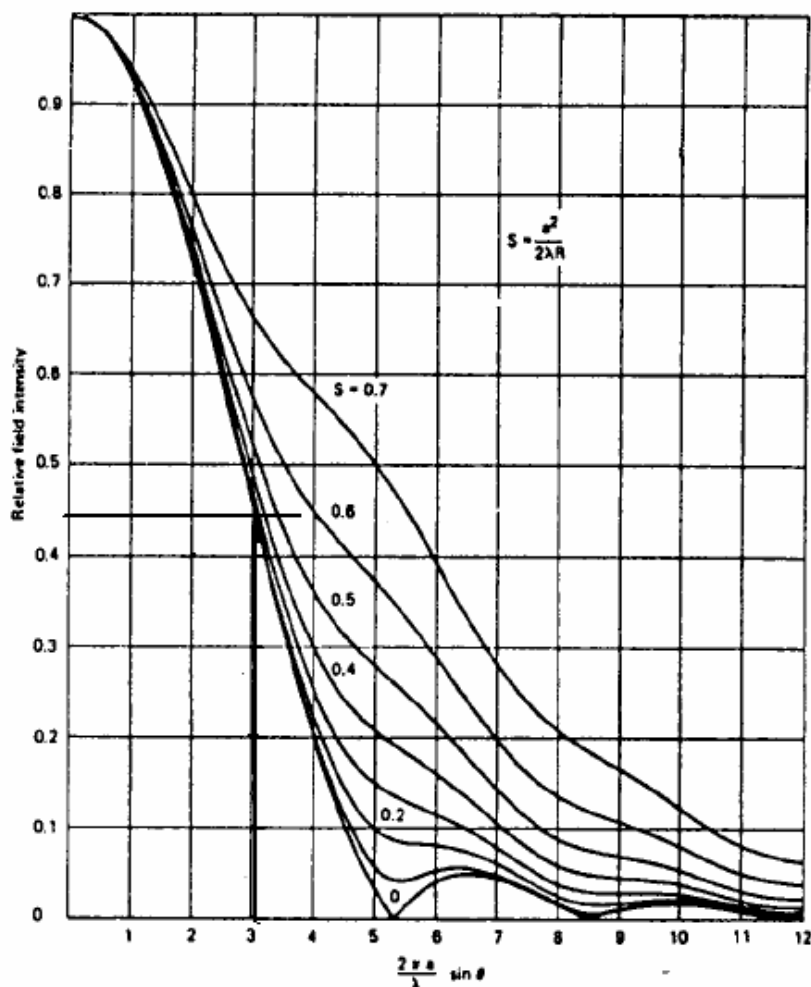
2) Vodorovná přímka protne soustavu křivek. Tak lze zjistit odpovídající hodnoty x na vodorovné ose. Hodnotu fázové chyby volíme podle požadovaného průběhu a délky trychtýře. Pro trychtýř jako primární zářič je vhodná hodnota $s = 0,1$. Z rovnice (2.2) vypočteme poloměr ústí trychtýře a .

3) Z rovnice (2.3) určíme délku šikmé hrany trychtýře R .

Z obrázku (2.4) je také vidět rozdílná šířka vyzářovacího diagramu pro rovinu E a H . Pokud navrhne trychtýř pro požadovanou šířku diagramu podle roviny E (např. pro pokles 10 dB), budou amplitudy pole v rovině H pro úhlovou aperturu 128° na hodnotě -5,5 dB, což je poměrně malý pokles. Návrh je tedy proveden podle roviny H . Zvolený pokles je **-7 dB**.

$$y = 10^{\left(\frac{-7\text{dB}}{20}\right)} = 0,447 \quad (2.5)$$

Na obrázku 2.5 je detail vyzářovací charakteristiky pro rovinu H se zakreslenou vodorovnou přímkou pro pokles 7 dB. Odpovídající hodnota na vodorovné ose pro $s = 0,1$ je $x \cong 3,03$ (zjištěno z obrázku ve velkém rozlišení). Pokles v rovině E pro šířku laloku 128° je 12 dB.



Obr. 2.5: Detail univerzálního vyzářovacího diagramu kuželového trychtýře v rovině H , převzato z [18]

Poloměr trychtýře pro vlnovou délku $\lambda_0 = 12,5 \text{ mm}$ ($f = 24 \text{ GHz}$) je podle (2.2)

$$a = \frac{\lambda_0}{2\pi} \frac{x}{\sin \Theta} = \frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{2\pi} \frac{3,03}{\sin 64^\circ} = \underline{6,7 \text{ mm}} \quad (2.6)$$

Průměr trychtýře $d = 2 \cdot a = \underline{13,4 \text{ mm}}$.

Délka šikmé hrany trychtýře R je podle (2.3)

$$R = \frac{a^2}{2\lambda_0 s} = \frac{(6,7 \cdot 10^{-3})^2}{2 \cdot 12,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,1} = \underline{18 \text{ mm}} \quad (2.7)$$

Poloha fázového středu se roviny E i H se liší jen minimálně. Odchylka se zvětšuje při větší hodnotě fázové chyby s . Fázový střed leží téměř v rovině ústí trychtýře – je posunutý dovnitř vlnovodu o vzdálenost přibližně $0,5 \text{ mm}$ [18].

Napájení trychtýře zajišťuje kruhový vlnovod s dominantním videm TE_{11} . Průměr vlnovodu je zvolen **$2a_0 = 0,68\lambda_0 = 8,5 \text{ mm}$** , poloměr **$a_0 = 4,25 \text{ mm}$** .

Kritický kmitočet pro dominantní vid TE_{11} je

$$f_m^{TE_{11}} = \frac{c}{2\pi a} \cdot 1,8412 = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 4,25 \cdot 10^{-3}} \cdot 1,8412 = \underline{20,68 \text{ GHz}} \quad (2.8)$$

Mezní vlnová délka vidu TE_{11} je

$$\lambda_m = \frac{2\pi a}{1,8412} = \underline{14,5 \text{ mm}} \quad (2.9)$$

Kritický kmitočet pro nejbližší vyšší vid TM_{01} je

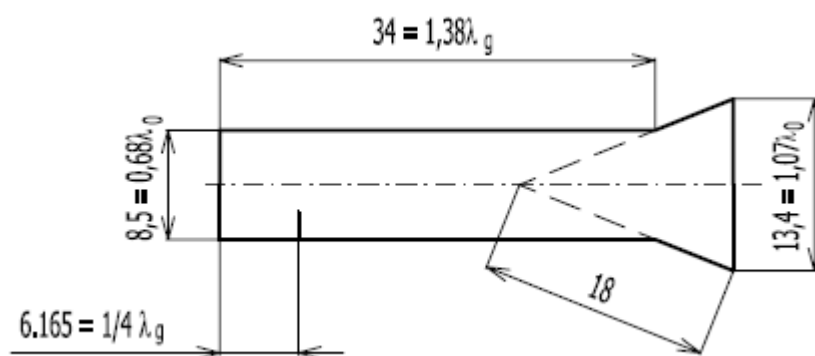
$$f_m^{TE_{11}} = \frac{c}{2\pi a} \cdot 2,4048 = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 4,25 \cdot 10^{-3}} \cdot 2,4048 = \underline{27,02 \text{ GHz}} \quad (2.10)$$

Délka vlny ve vlnovodu je

$$\lambda_G = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_m}\right)^2}} = \frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{1 - \left(\frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{14,5 \cdot 10^{-3}}\right)^2}} = \underline{24,66 \text{ mm}} \quad (2.11)$$

Délka vlnovodu - vzdálenost přechodu v trychtýři by neměla být příliš malá - pro dostatečné tlumení vyšších vidů, které mohou vzniknout ve větším průměru trychtýře. Neměla by být násobek $\lambda_G/2$. Ačkoliv poměr stojatých vln se při takové délce zlepší, část energie se ztratí v rezonančních ztrátách a není vyzářena. Celková délka by měla být mezi λ_G a $1,5\lambda_G$. Tak je zajištěno vybudování dominantního vidu a potlačení vidů vyšších.

Navrhnutý trychtýř je zobrazen na obr. 2.6, konstrukční výkres je v příloze. Celá trychtýřová anténa je konstrukčně řešena tak, že trychtýř je na vlnovod nasunutý a mechanicky připevněný, takže je možné jej vyměnit za jiný typ.



Obr. 2.6: Rozměry navrhnutého trychtýře

Je vidět, že průměr apertury odpovídá prvnímu odhadu – viz začátek kapitoly 2.2.



Obr. 2.7: Fotografie zkonstruovaného ozářovače

2.3 Buzení vlnovodu

V současné praxi se používají tři způsoby buzení vlnovodů (a tedy i trychtýřových antén): buzení proudovou sondou (anténkou), buzení magnetickou smyčkou a buzení vazebním otvorem (štěrbínou). U všech těchto způsobů je nutno znát průběh a rozložení pole, které chceme v daném vlnovodu vybudit.

Nejjednodušší je buzení proudovou sondou. To se realizuje krátkým úsekem lineárního vodiče – nesymetrickou anténkou. Ta má rezonanční délku $l_{rez} = \lambda/4$ a je umístěna v maximu pole. Pro optimální buzení určitého vidu elektromagnetického pole musí být sonda zasunuta rovnoběžně se siločarami elektrického pole buzeného vidu. Kmitočet budícího signálu, jímž je sonda napájena, musí být vyšší, než je mezní kmitočet buzeného vidu v daném vlnovodu. Velikost buzení lze v jistých mezích ovlivňovat změnou hloubky zasunutí sondy. Pro maximální buzení by měla být sonda umístěna ve vzdálenosti $z = \lambda_g/4$ od konce vlnovodu, který je na tomto konci zkratován. [4], [7]

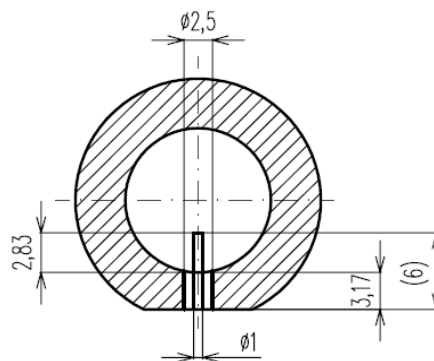
Pro buzení základního vidu TE_{11} (viz obr. 1.11) je sonda umístěna ve svislé ose vlnovodu. Vzdálenost od konce vlnovodu je

$$z = \frac{1}{4} \lambda_g = \frac{1}{4} \cdot 24,66 = \underline{\underline{6,165 \text{ mm}}}.$$

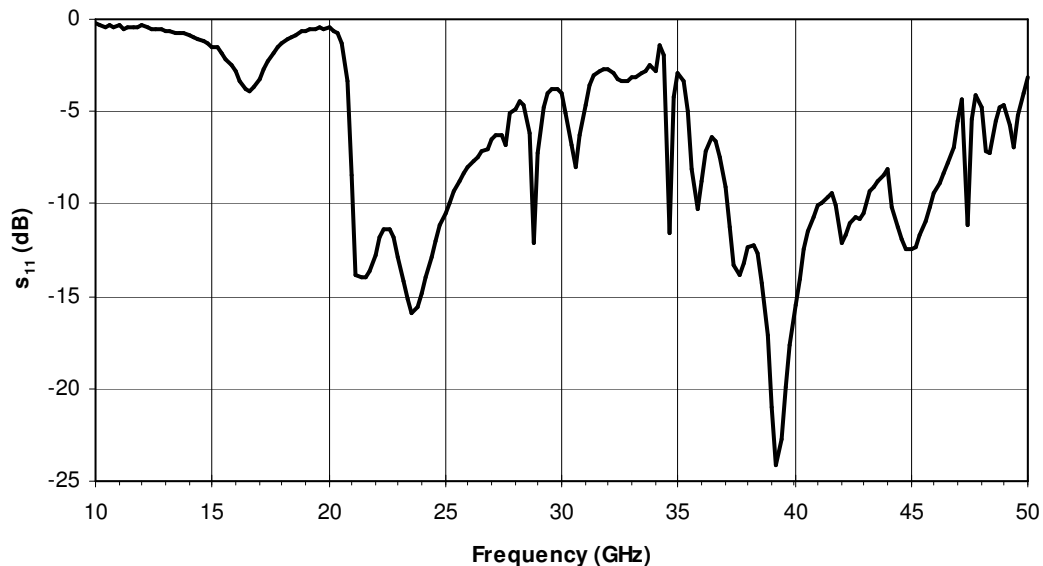
Sonda je vyrobena z měděného vodiče o průměru **1 mm**, který je připájen ke konektoru. Délka sondy l byla určena experimentálně měřením jejího vstupního činitele odrazu s_{11} na vektorovém analyzátoru Agilent E8364B (viz obr. 2.9). Nejlepšího přizpůsobení na pracovním kmitočtu bylo dosaženo při délce sondy

$$l \cong 2,8 \text{ mm}$$

Je to délka vodiče, který je uvnitř vlnovodu. Celková délka vodiče je navíc delší o tloušťku stěny vlnovodu. Situace je znázorněna na obrázku 2.8. Na impedanci sondy má vliv také průměr otvoru ve stěně vlnovodu.



Obr. 2.8: Rozměry a umístění budící sondy ve vlnovodu



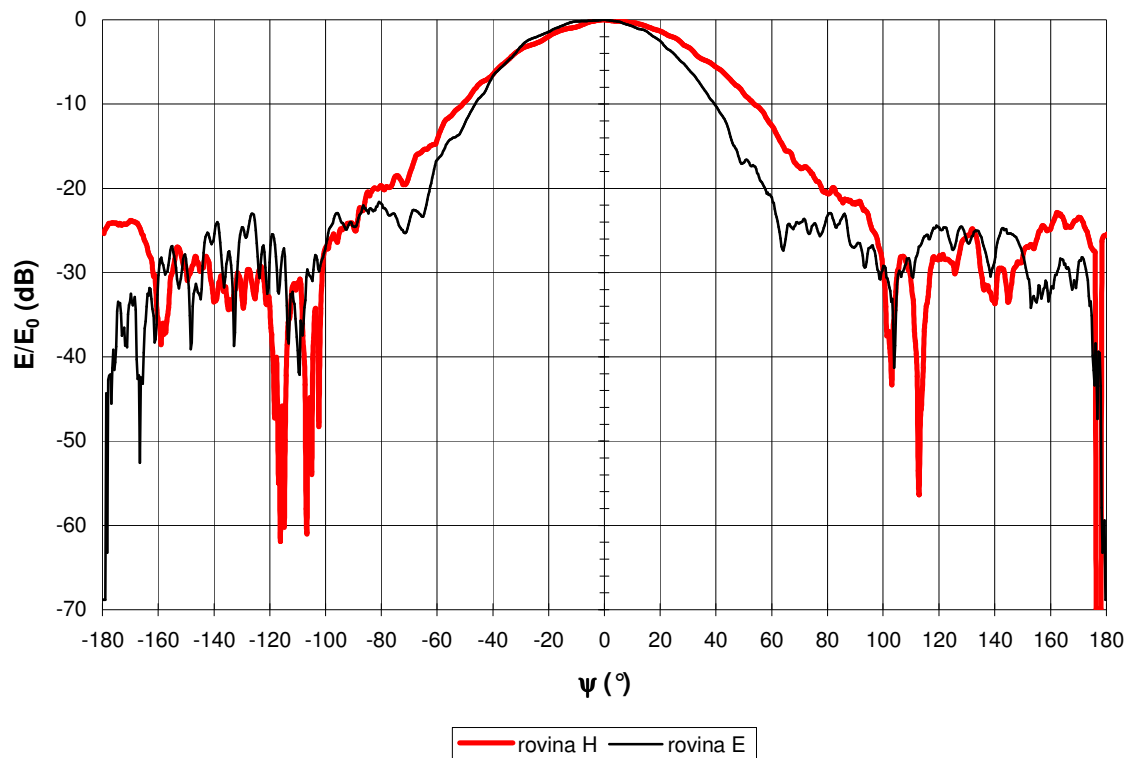
Obr. 2.9: Frekvenční závislost vstupního činitele odrazu budící sondy

Hodnota činitele odrazu na pracovním kmitočtu $f = 24,048 \text{ GHz}$ je

$$s_{11} = \mathbf{-14,55 \text{ dB}}$$

2.4 Výsledky měření směrové charakteristiky

Byl změřen realizovaný „čistý“ trychtýř. Měření bylo provedeno v bezodrazové komoře firmy ERA a.s. Pardubice. Signál z měřené antény byl veden přímo do širokopásmového wattmetru, takže byla změřena úroveň přijímaného signálu v dBm. Naměřené hodnoty byly přepočteny na mW a následně poděleny (normovány) maximální naměřenou hodnotou, tj. hodnota výkonu v ose záření. Vyzařovací diagram (směrová charakteristika) je na obr. 2.10 a jeho detail na obr. 2.11. Tvoří je decibelové vyjádření normovaných hodnot. Při měření roviny H je anténa orientována tak, že budící sonda je ve svislé poloze (vertikální polarizace). Při měření roviny E je budící sonda vodorovně (horizontální polarizace), viz rozložení pole dominantního vidu TE_{11} (obr. 1.11).



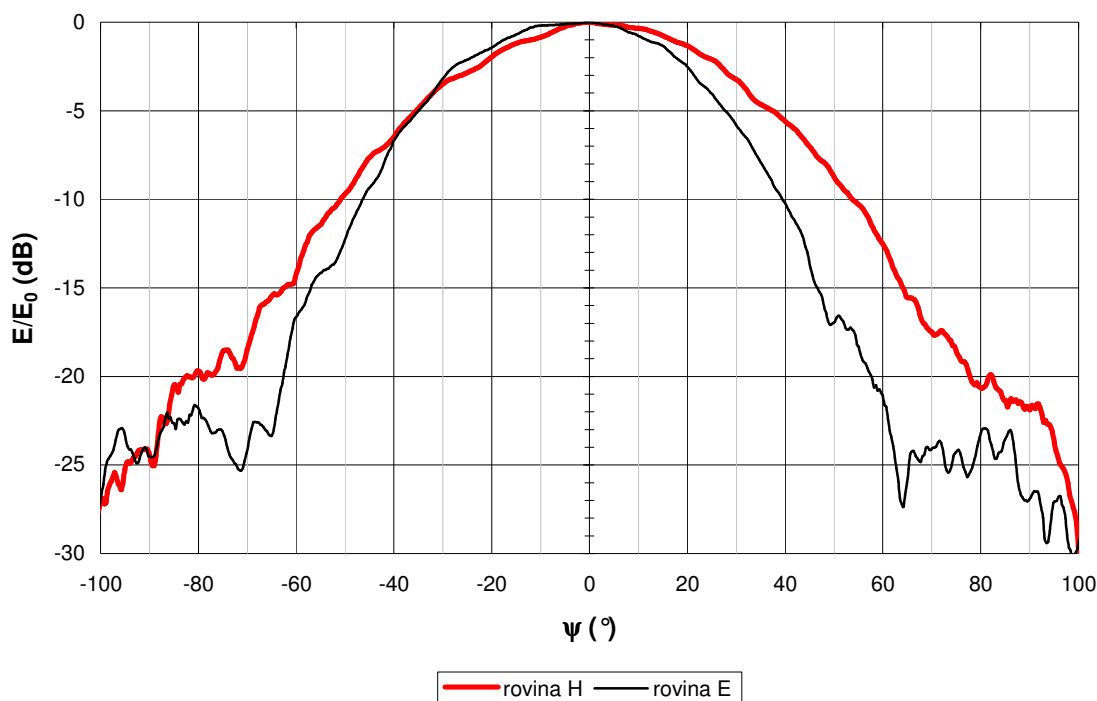
Obr. 2.10: Změřený vyzařovací diagram čistého trychtýře

V obrázku je vidět úroveň a poloha bočních laloků. Největší lalok se projevuje v rovině H ve směru zadního záření trychtýře. Další boční laloky jsou cca na 120° od osy. Velikost bočních laloků však nepřekračuje úroveň -24 dB. Na obr. 2.11 je detail vyzařovacího diagramu. Zde jsou vidět hlavní charakteristiky trychtýře:

šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině H :	105 °
šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině E :	86 °
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině H :	14,8 dB
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině E :	23 dB

Z uvedených hodnot je patrná vzájemná odlišnost šířky vyzařovacího diagramu pro roviny E a H = diagram není osově souměrný. V rovině H bude intenzita elektromagnetického pole na okrajích paraboly (úhlová apertura 128°) menší o cca 7 dB oproti předpokladu. V rovině E je rozdíl mezi předpokládanou a změřenou hodnotou cca 11 dB.

Na výsledku se podílí chyby měření. Hlavní chyba je v nedokonalosti bezodrazové komory – část podlahy a anténního rotátoru nebyla pokryta pohlcující vrstvou.



Obr. 2.11: Detail změřeného vyzářovacího diagramu

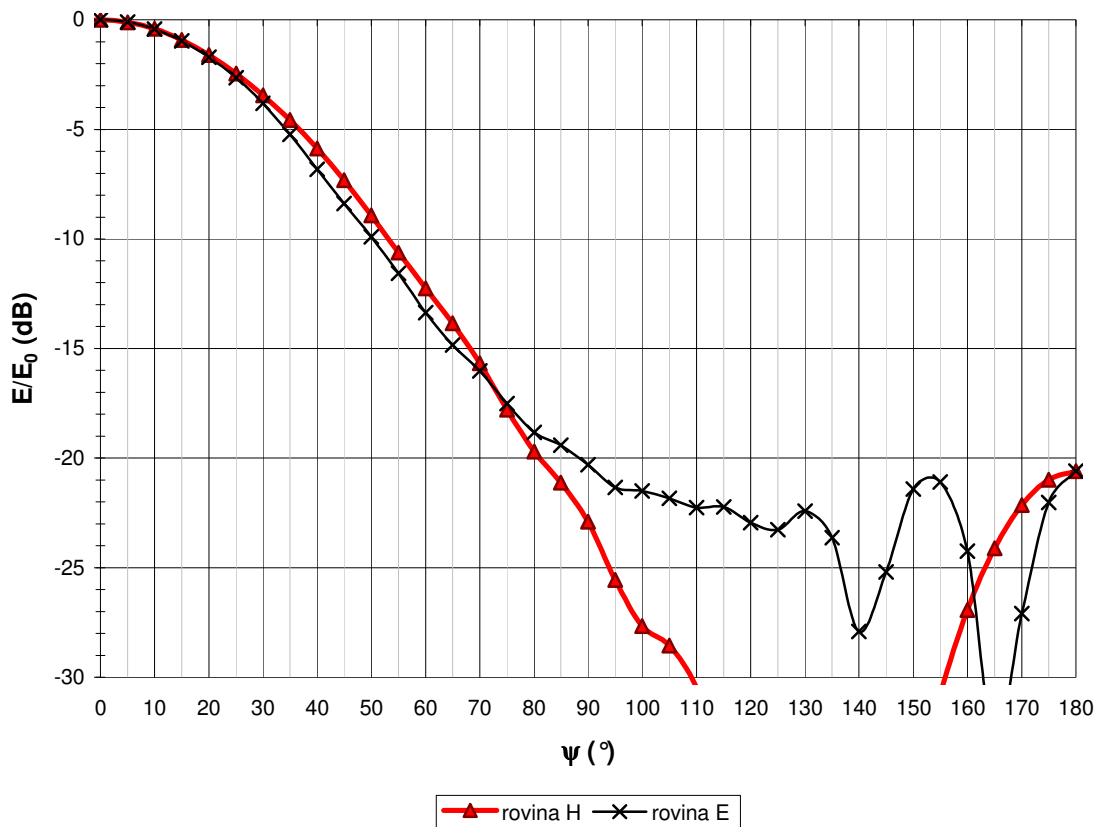
V obou rovinách má tedy realizovaný ozařovač menší šířku hlavního laloku než jaký je předpoklad. Výsledek je tedy takový, že anténa bude „nedozářená“. Činitel využití ústí bude mít menší hodnotu a zisk antény se tedy zmenší. Dobrou vlastností je ale to, že na okraji paraboly bude docházet k difrakci elektromagnetického pole, které má malou amplitudu a boční laloky, které nemíří do oblohy tedy budou mít menší úroveň. Anténa bude mít menší šumovou teplotu.

2.5 Simulace trychtýře

Pro porovnání teoretických a změřených charakteristik byla provedena simulace realizovaného trychtýře v programu CST Microwave Studio. Směrové charakteristiky z tohoto programu jsou na obrázku 2.12. Z důvodu souměrnosti vypočítaných charakteristik podle osy 0° je zobrazena jen část od 0° do 180°.

Parametry simulovaného čistého trychtýře:

šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině H :	106 °
šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině E :	100 °
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině H :	14 dB
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině E :	14,5 dB

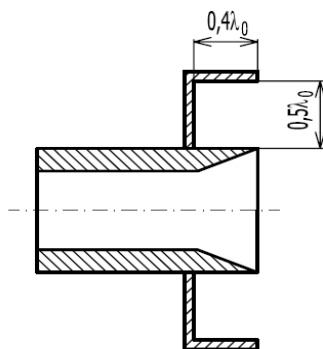


Obr. 2.12: Vyzařovací diagram čistého trychtýře z CST

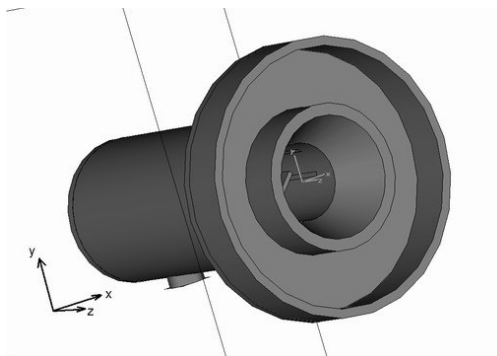
2.6 Modifikované trychtýře

2.6.1 Jednoduchý tlumivkový límec

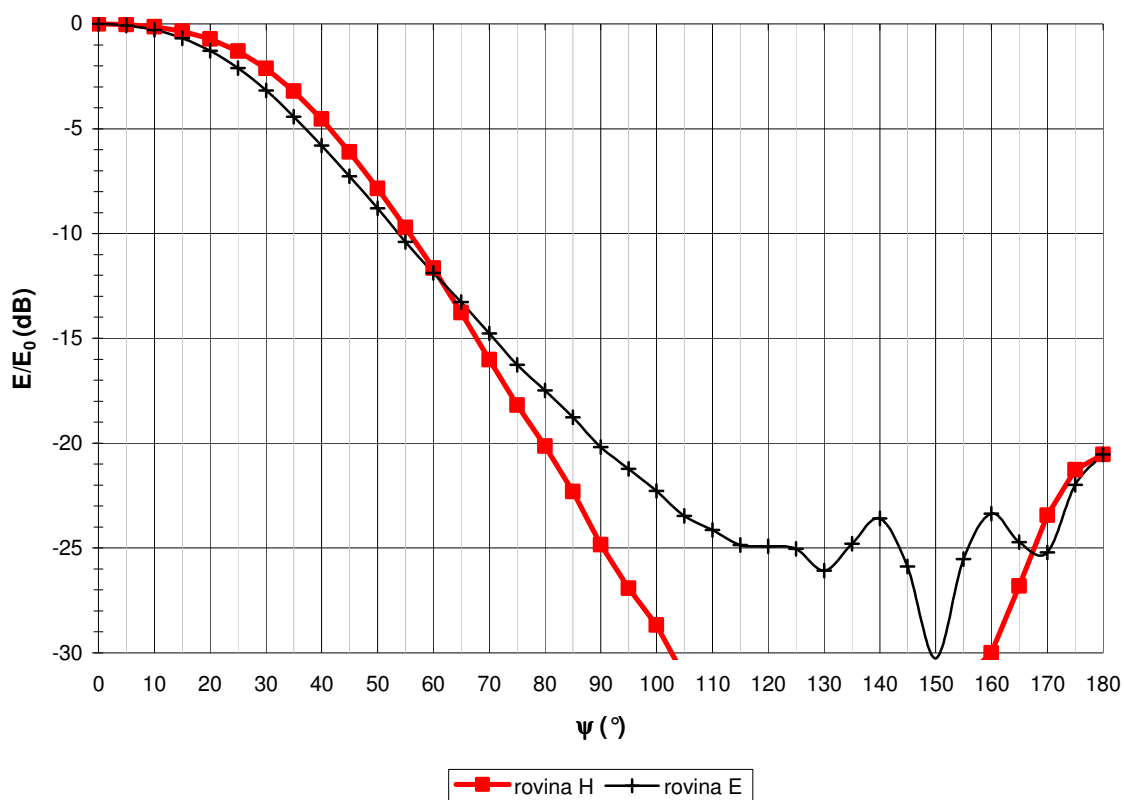
Na základě změřených směrových charakteristik byla navržena modifikace ozařovače. Ta spočívá v doplnění trychtýře drážkami – tlumivkami. Účelem je zlepšení souměrnosti vyzařovacího diagramu a plošší čelo diagramu. Náčrt tlumivkového límce je na obr. 2.13. Konstrukce je navržena tak, že je možné límec nasunout na stávající „čistý“ vlnovod. Konstrukční výkres je v příloze. Límec při simulaci byl v rovině s ústím trychtýře. Směrové charakteristiky trychtýře s límcem jsou na obr. 2.15.



Obr. 2.13: Jednoduchý tlumivkový límec



Obr. 2.14: K simulaci trychtýře v programu CST



Obr.2.15: Vyzařovací diagram trychtýře s jednoduchým tlumivkovým límcem, simulace v CST

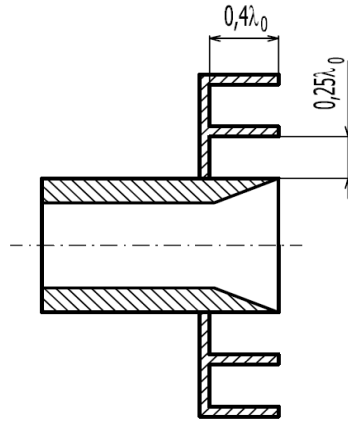
Z vyzařovacího diagramu trychtýře s jednoduchým límcem je vidět, že došlo k mírnému rozšíření diagramu. Čelo diagramu je plošší. Střed antény bude rovnoměrněji ozářen.

Parametry simulovaného trychtýře s jednoduchým límcem:

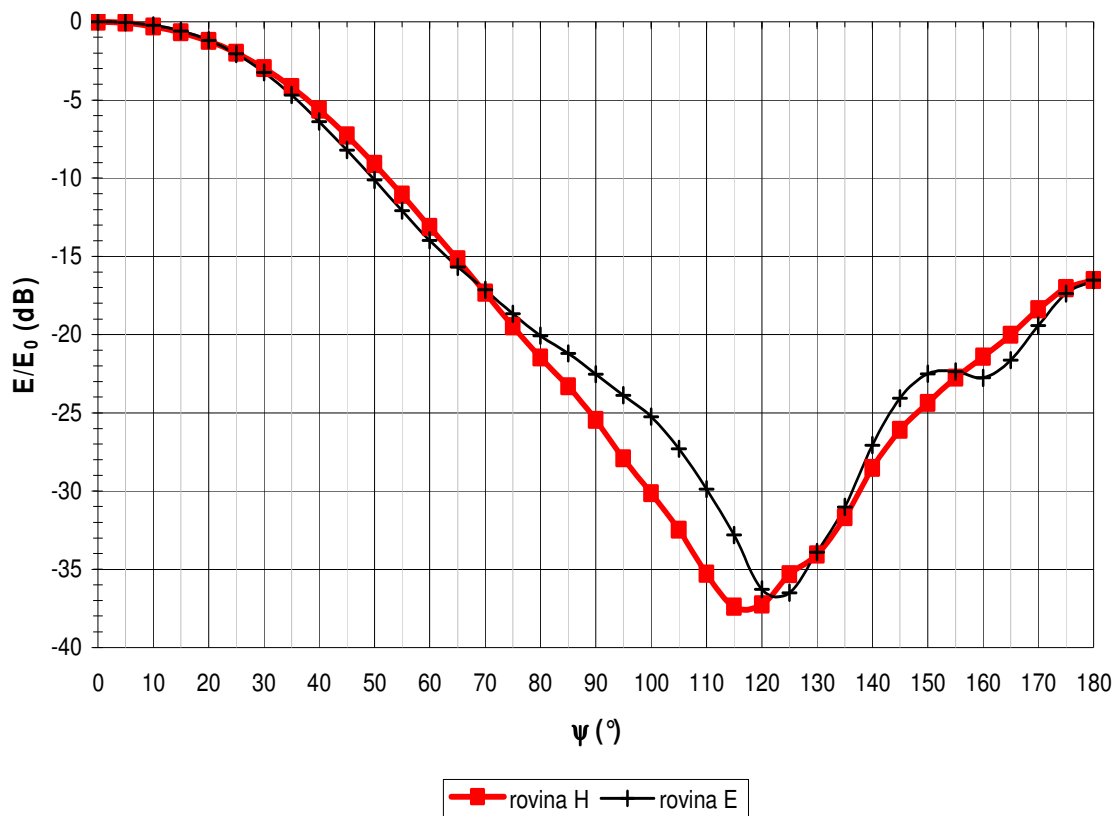
šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině H :	112 °
šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině E :	108 °
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině H :	13 dB
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině E :	13 dB

2.6.2 Dvojitý tlumivkový límec

Tento límec obsahuje oproti jednoduchému límci dvě drážky poloviční šířky. Jejich hloubka se nezměnila. Poloha límce při simulaci je stejná jako u jednoduchého – v rovině s ústím trychtýře.



Obr. 2.16: Trychtýř s dvojitým tlumivkovým límcem



Obr. 2.17: Vyzařovací diagram trychtýře s dvojitým tlumivkovým límcem, simulace v CST

Šířka laloku u tohoto trychtýře se v porovnání s jednoduchým límcem sice zmenšila, ale zlepšila se symetrie vyzařovací charakteristiky v žádaném úseku (0° až 64°).

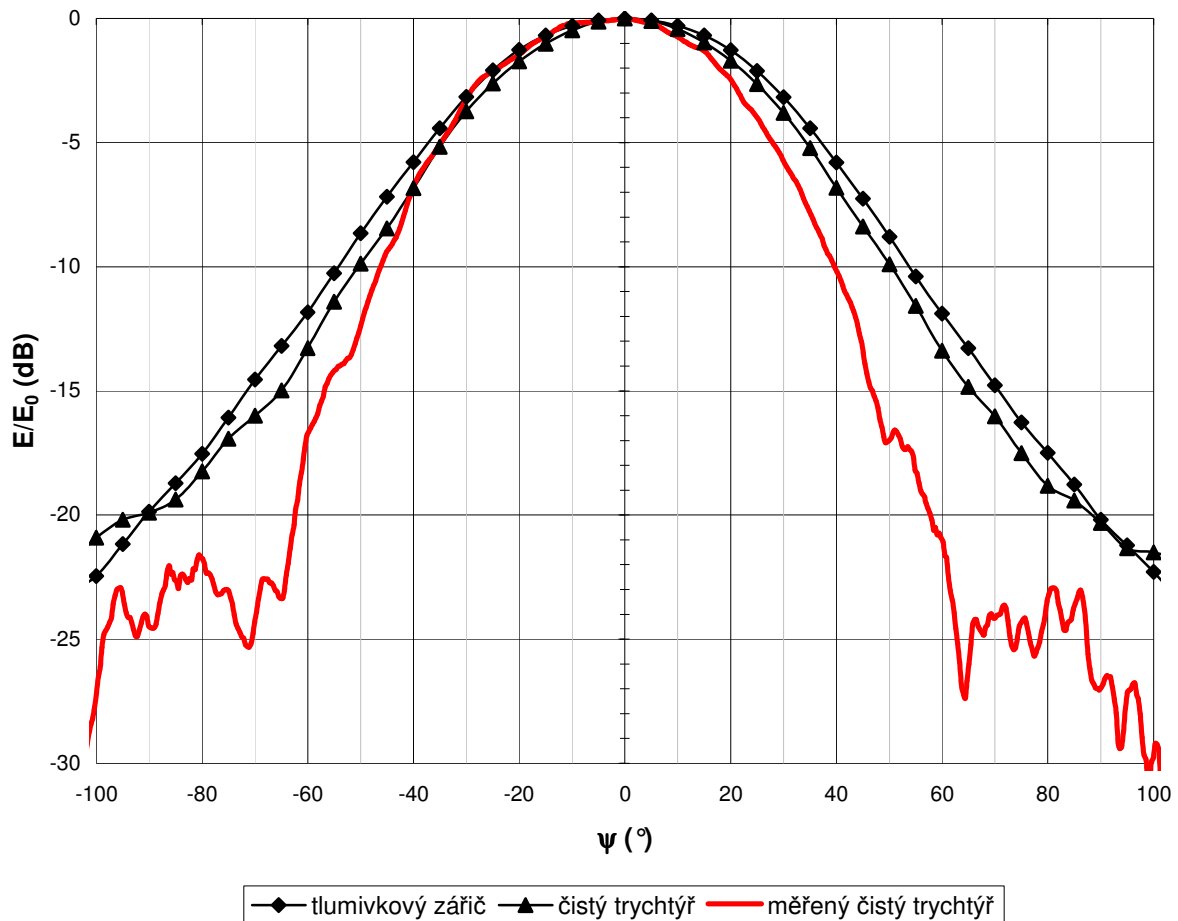
Parametry simulovaného trychtýře s dvojitým tlumivkovým límcem:

šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině **H**: **106 °**
šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině **E**: **102 °**

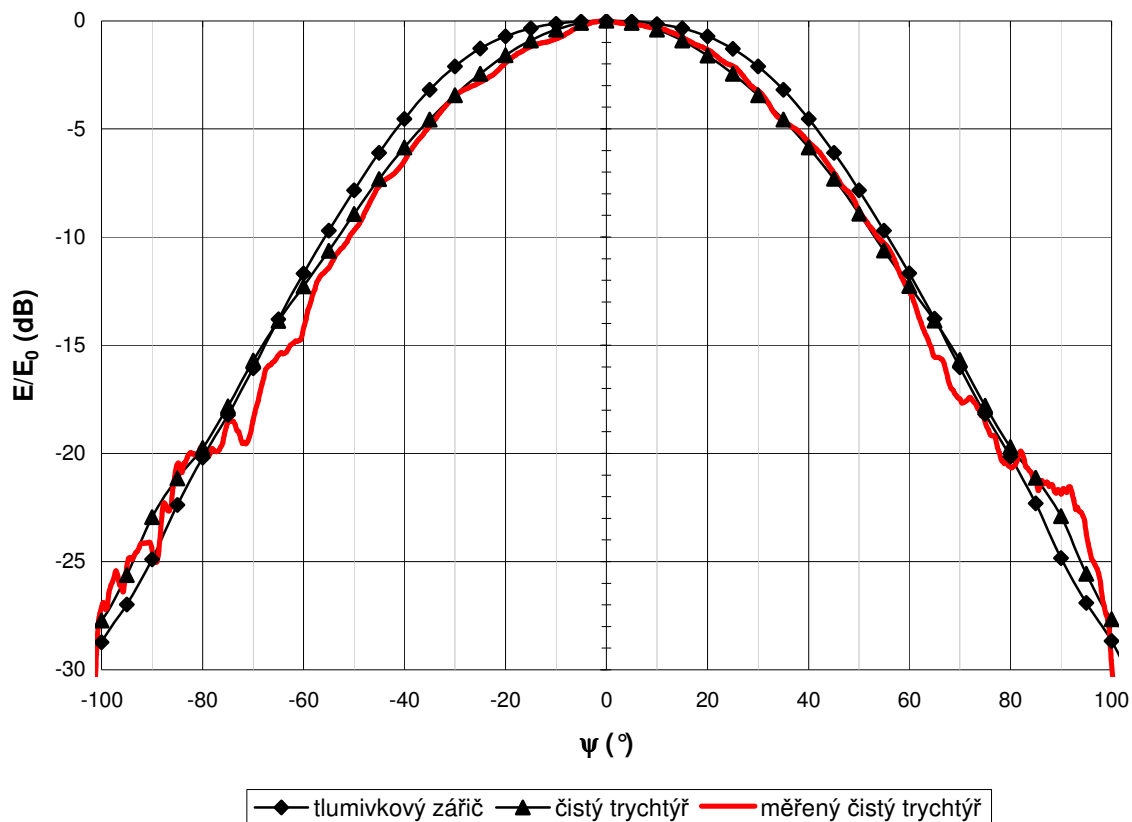
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině **H**: **15 dB**
pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině **E**: **16 dB**

2.6.3 Porovnání simulovaných a měřených výsledků

Na obrázcích 2.18 a 2.19 jsou pro porovnání zobrazeny výsledky simulací a měření. Pro přehlednost není zobrazen vyzařovací diagram trychtýře s dvojitým tlumivkovým límcem. V rovině *H* je výsledek simulace srovnatelný s měřenou směrovou charakteristikou. Je vidět důsledek použití jednoduchého tlumivkového límce – vyrovnanější charakteristika v ose max. záření. V rovině *E* je patrná odlišnost vyzařovacích diagramů získaných ze simulace a z měření. Důvodem může být i chyba měření – viz kap. 2.4.



Obr. 2.18: Vyzařovací diagramy jednotlivých trychtýřů v rovině *E*

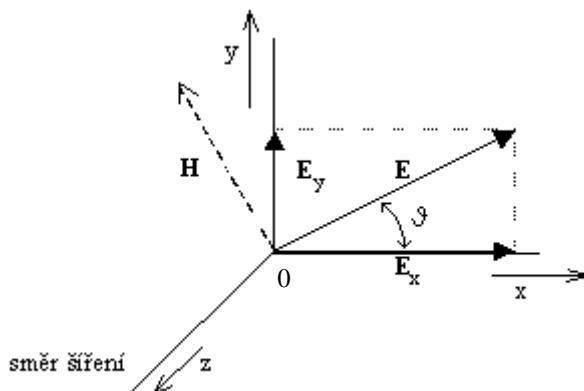


Obr. 2.19: Vyzařovací diagramy jednotlivých trychtýřů v rovině H

3 Kruhová polarizace

3.1 Obecně o kruhové polarizaci

Vektor intenzity elektrického pole $\mathbf{E} = E_x\mathbf{x} + E_y\mathbf{y}$ rovinné vlny šířící se ve volném prostoru zachovává neustále svůj směr. Rovina daná směrem šíření vlny a vektorem elektrického pole se nazývá *rovinou polarizace* a o samotné vlně se říká, že je *lineárně polarizovaná* (obr. 3.1).



Obr. 3.1: Lineárně polarizovaná vlna

Je-li směr vektoru \mathbf{E} libovolný, můžeme jej rozdělit na dvě vzájemně kolmé složky E_x a E_y . Je-li $E_y = 0$ a $\mathbf{E} = E_x \mathbf{x}$, říkáme, že je vlna *polarizovaná horizontálně*; je-li $E_x = 0$ a $\mathbf{E} = E_y \mathbf{y}$, je vlna *polarizovaná vertikálně*. Obě složky E_x a E_y mohou mít různé amplitudy i fáze, avšak obě složky mají stejnou frekvenci, vlnovou délku i fázovou rychlost. Z toho je zřejmé, že každá vlna, jejíž elektrický vektor svírá s rovinou xOz libovolný úhel ϑ , může být rozložena na dvě vlny; vlnu polarizovanou vertikálně a vlnu polarizovanou horizontálně.

Obecný zápis takových vln je:

$$E_y = yA^v e^{j(\omega t - kz + \varphi)} \quad (3.1)$$

$$E_x = xA^h e^{j(\omega t - kz)} \quad (3.2)$$

Je-li vektor $\varphi = 0$, leží vektor \mathbf{E} v rovině polarizace svírající s rovinou xOz konstantní na čase nezávislý úhel

$$\vartheta = \arctg \frac{E_y}{E_x} = \arctg \frac{A^v}{A^h} \quad (3.3)$$

a polarizace je lineární, se zvláštními případy vertikální ($E_x = 0$) a horizontální ($E_y = 0$) polarizace.

Je-li $A = A^h = A^v$ a $\varphi = \pm 90^\circ$, pak

$$E_x = A \cdot \cos(\omega t - kz) \quad (3.4)$$

$$E_y = \mp A \cdot \sin(\omega t - kz) \quad (3.5)$$

a úhel

$$\vartheta = \arctg \frac{E_y}{E_x} = \mp(\omega t - kz) \quad (3.6)$$

se mění se vzdáleností i s časem. Při $z = konst.$ se vektor \mathbf{E} otáčí s úhlovou rychlostí ω okolo osy šíření vlny Oz . Konec vektoru intenzity elektrického pole se pohybuje po kružnici s poloměrem A .

$$E_x^2 + E_y^2 = A^2 \quad (3.7)$$

Takovou vlnu nazýváme *kruhově polarizovanou*. Na dráze rovné délce vlny se otočí vektor intenzity elektrického pole právě jednou dokola. Při šíření vlny opisuje konec vektoru intenzity elektrického pole šroubovici.

Je-li $A^h \neq A^v$ a $\varphi = \pm 90^\circ$, pak dostaneme

$$E_x = A^h \cdot \cos(\omega t - kz) \quad (3.8)$$

$$E_y = \mp A^v \cdot \sin(\omega t - kz) \quad (3.9)$$

Vyloučením proměnné t z obou vztahů dostaneme rovnici elipsy

$$\left(\frac{E_x}{E_y}\right)^2 + \left(\frac{E_y}{A^v}\right)^2 = 1 \quad (3.10)$$

s poloosami A^v a A^h . O takové vlně se říká, že je *elipticky polarizovaná*. Koncový bod vektoru intenzity elektrického pole se rovněž otáčí, ale jeho koncový bod opisuje elipsu. Kruhově polarizovaná vlna je tedy zvláštní případ elipticky polarizované vlny.

Pro elipticky polarizované vlny se používá termín *axiální poměr*. Je to číslo udávající elipticitu polarizace. Jeho hodnota se stanoví jako poměr velikosti hlavní a vedlejší poloosy elipsy, kterou při šíření vlny opisuje vektor intenzity elektrického pole.

$$AR = \frac{E_{MAX}}{E_{MIN}} \quad (3.11)$$

Pro lineární polarizaci je hodnota axiálního poměru $AR = \infty$. (Např. pro horizontální polarizaci leží E_{MAX} ve vodorovné rovině, ve svislé rovině uvažujeme E_{MIN} a jeho hodnota je nula.) Pro kruhovou polarizaci je hodnota $AR = 1$.

Kruhově polarizovaná vlna se nazývá pravotočivou, když její vektor se bude otáčet doprava, jestliže se vlna šíří směrem od pozorovatele. Analogicky se dá posoudit levotočivá kruhově polarizovaná vlna. Zajímavý jev nastane při odrazu kruhově polarizované vlny. Odražená levotočivá vlna zachová směr otáčení, ale změní směr šíření – vlna se po odrazu změní v pravotočivou [1].

Pro pravotočivou vlnu platí

$$E_x = xAe^{j(\omega t - kz)} \quad (3.12a)$$

$$E_y = yAe^{j(\omega t - kz - \pi/2)} \quad (3.12b)$$

Pro levotočivou

$$E_x = xAe^{j(\omega t - kz)} \quad (3.13a)$$

$$E_y = yAe^{j(\omega t - kz + \pi/2)} \quad (3.13b)$$

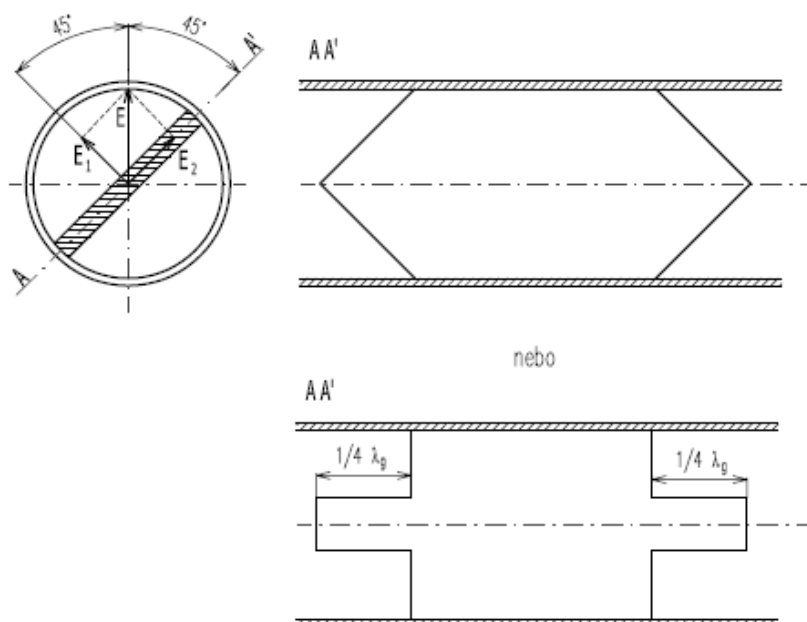
3.2 Kruhové polarizátory

K vytvoření kruhově polarizované vlny se v technické praxi používá několik různých způsobů. Na nižších kmitočtech se používají spirálové antény. Tam, kde je potřeba vybudit kruhově polarizovanou vlnu ve vlnovodu se používají buď dvě budící sondy, nebo různé druhy kruhových polarizátorů.

3.2.1 Kruhový polarizátor s dielektrickou lištou

K vytvoření kruhově polarizované vlny ve vlnovodu kruhového průřezu je zapotřebí rozložit lineárně polarizovanou vlnu na dvě vzájemně kolmé složky se stejnými amplitudami a pak jednu oproti druhé fázově posunout o 90° . K tomu je vhodný dominantní vid TE_{11} . Princip kruhového polarizátoru s dielektrickou lištou je znázorněn na obr. 3.2. Je zde naznačeno rozložení příčné složky elektrického pole vidu TE_{11} , který je polarizován lineárně.

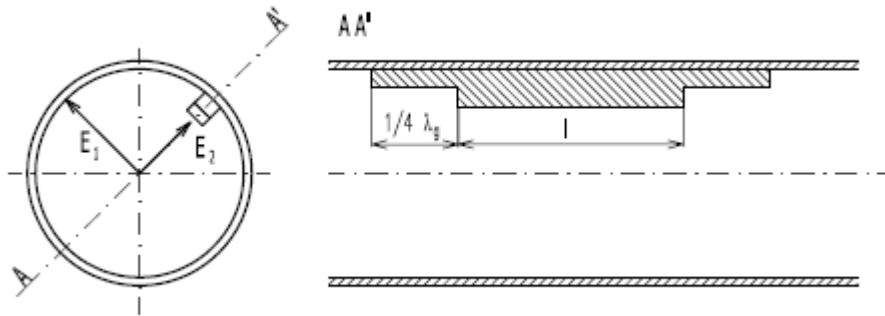
Obě složky E_1 a E_2 svírají s vektorem E úhel 45° . Ve směru vektoru E_2 , tj. pod úhlem 45° ke svislé ose, je ve vlnovodu umístěna dielektrická lišta. Činnost tohoto typu polarizátoru lze vysvětlit tak, že se vlna E_2 šíří v prostředí lišty, zatímco vlna E_1 v prostředí vzduchovém, takže se vlna E_2 oproti E_1 opožďuje. Délka, tloušťka a permitivita lišty musí být zvoleny tak, aby zpoždění bylo právě 90° . Pro přizpůsobení se dělají různé úpravy lišty – oboustranné zkosení, nebo čtvrtvlnný přizpůsobovací úsek. Důležité je přesné natočení lišty. Nevýhodou je úzkopásmovost polarizátoru – podmínky pro fázový posuv 90° jsou splněny na jednom – středním kmitočtu.



Obr. 3.2: Kruhový polarizátor s dielektrickou lištou

3.2.2 Kruhový polarizátor s kovovou lištou

Na obrázku 3.3 je zobrazen kruhový polarizátor s kovovou lištou. Činnost se dá vysvětlit tak, že vlnovod se pro vlnu E_2 chová jako vlnovod s menším průřezem. Fázová rychlost vlny tak vzroste a vlna s intenzitou E_2 předběhne vlnu s E_1 . Délka a tloušťka lišty musí být opět určeny tak, aby fázový rozdíl byl 90° [1].

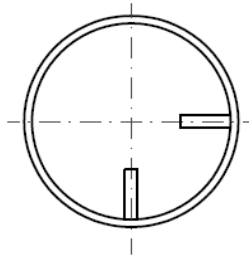


Obr. 3.3: Kruhový polarizátor s kovovou lištou

3.2.3 Další způsoby vytvoření kruhově polarizované vlny

Fázový posuv 90° je možno vytvořit i jinými členy – např. pomocí kapacitního a indukčního kolíku nebo clonou ve vlnovodu (septum polarizer), blíže v [19], [21].

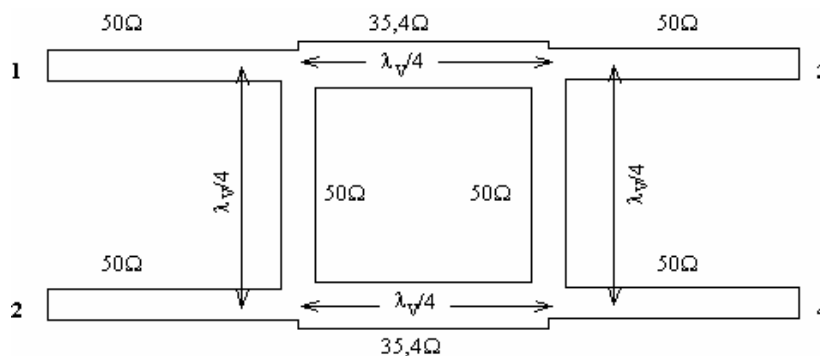
Kruhově polarizovanou vlnu ve vlnovodu je možné vybudit také pomocí dvou budících proudových sond, které jsou vzájemně kolmé – viz obr. 3.4.



Obr. 3.4: Příčný řez kruhového vlnovodu se dvěma kolnými sondami

Pokud budou sondy v jedné rovině, je potřeba vhodným způsobem zajistit fázové posunutí dvou signálů. K tomu můžeme použít větвовé odbočnice realizované pomocí mikropáskových vedení. Motiv větвовé odbočnice je na obr. 3.5. Vstupní energie (rameno 1) se dělí v poměru 1:1, takže vazba je -3dB . Vlny vystupující z ramen 3 a 4 jsou vzájemně posunuté o 90° . Dosahovaná šířka pásma bývá kolem 5% ze střední frekvence.

Dvě proudové sondy se zapojí do ramen 1 a 2. Rameno 4 se uzemní přes odpor 50Ω . Vstupní (výstupní) signál se bude odebírat z ramene 3. [1].



Obr. 3.5: Motiv větвовé odbočnice

3.2.4 Rozptylová matice kruhového polarizátoru

Pro popis vlastností polarizátoru budeme na něj nahlížet jako na čtyřbran – aby bylo možno vystihnout vlastnosti rozdílného chování polarizátoru ke dvěma vzájemně kolmým složkám intenzity elektrického pole. První rameno pro E_1 , druhé pro E_2 , ze třetího a čtvrtého ramene budou vlny jen vystupovat, a to s intenzitami pole E_3 a E_4 , mezi nimiž je fázový posun -90° . Pro vlny vstupující \mathbf{a} a pro vlny vystupující \mathbf{b} lze tedy psát

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{b} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ -j \end{bmatrix}$$

kde $\varphi = 2\pi l/\lambda$, přičemž l je délka lišty polarizátoru. Orientace vektorů elektrického pole a směru šíření vlny je znázorněna na obr. 3.6. Dosadíme-li do základní rovnice $\mathbf{b} = \mathbf{s}\mathbf{a}$, dostaneme

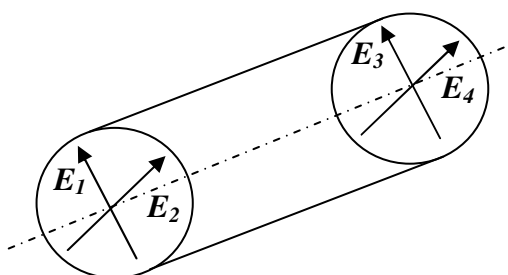
$$\begin{bmatrix} s_{11} & s_{21} & s_{31} & s_{41} \\ s_{12} & s_{22} & s_{32} & s_{42} \\ s_{13} & s_{23} & s_{33} & s_{43} \\ s_{14} & s_{24} & s_{34} & s_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

a po rozepsání

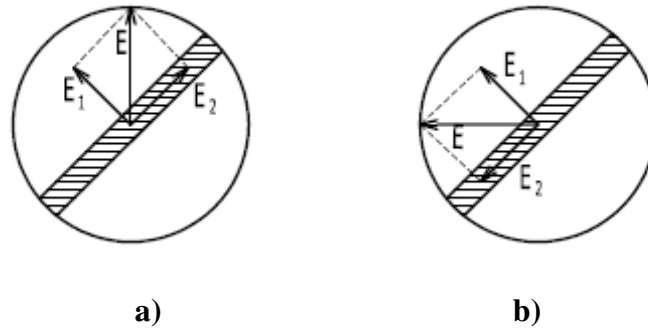
$$s_{11} + s_{12} = 0; \quad s_{12} + s_{22} = 0; \quad s_{13} + s_{23} = e^{-j\varphi}; \quad s_{14} + s_{24} = -je^{-j\varphi}$$

Předpokládejme, že polarizátor je přizpůsoben, takže $s_{11} = s_{22} = s_{33} = s_{44} = 0$. Z principu funkce vyplývá, že $s_{23} = s_{14} = 0$. Výsledný tvar rozptylové matice je

$$\mathbf{s} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$



Obr. 3.6: Orientace ramen polarizátoru



Obr. 3.7: Možnosti orientace polarizátoru (směr šíření vlny – od pozorovatele)

Použití rozptylové matice - mohou nastat čtyři případy:

- a) Vlna je polarizovaná lineárně s rovina polarizace je svislá (obr. 3.7a), takže je-li $\mathbf{a}_1 = \mathbf{a}_2 = \mathbf{a}$ (vstupující vlny), bude na výstupu polarizátoru

$$\mathbf{b} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a \\ -ja \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Vlna na výstupu je kruhově polarizovaná a je pravotočivá.

- b) Vlna je polarizována ve vodorovné rovině (obr. 3.7b). Situaci je možno chápat jako na obr. 3.7a s lištou otočenou o 90° vlevo. Je-li $\mathbf{a}_1 = -\mathbf{a}_2 = \mathbf{a}$, je na výstupu

$$\mathbf{b} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ -a \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a \\ ja \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Vlna na výstupu je kruhově polarizovaná a je levotočivá.

- c) Na vstupu polarizátoru je pravotočivá, kruhově polarizovaná vlna, tedy $\mathbf{a}_1 = \mathbf{a}$, $\mathbf{a}_2 = -j\mathbf{a}$. Na výstupu je

$$\mathbf{b} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -j \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -j & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ -ja \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = e^{-j\varphi} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ a \\ -a \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

tedy vlna polarizovaná lineárně ve vodorovné rovině.

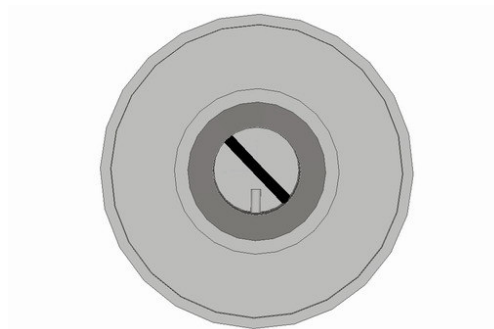
- d) Analogicky lze zjistit, že vstupní levotočivě polarizovaná vlna se transformuje na vlnu lineárně polarizovanou ve svislé rovině.

Nahradíme-li v matici (3.15) členy $s_{24} = s_{42}$ zápornou jedničkou, dostaneme rozptylovou matici tzv. půlvlnného polarizátoru, který posouvá fázi o 180° a může být použitý pro transformaci pravotočivé kruhově polarizované vlny na levotočivou.

K přenosu kruhově polarizovaných vln lze použít vlnovod kruhového nebo čtvercového průřezu. Obdélníkovým vlnovodem to možné není. Lineárně polarizovaná vlna je však v obdélníkovém vlnovodu vedena pevně, kdežto v kruhovém nebo čtvercovém vlnovodu to tak není. Mohou se v nich totiž současně vytvořit dva na sebe kolmé vidy. I velmi malé nehomogenity (např. eliptičnost), které jinak mohou být impedančně téměř nezávadné, vyvolají nežádoucí natočení polarizační roviny, které je nutno dodatečně korigovat. [1].

3.3 Návrh kruhového polarizátoru

Pro vytvoření kruhově polarizované vlny byl zvolen polarizátor s dielektrickou lištou. Návrh byl proveden v programu CST Microwave Studio. Lišta je do ozařovače vložena tak, že vzniklá polarizace je pravotočivá. Simulace byla prováděna u trychtýře s jednoduchým tlumivkovým límcem.

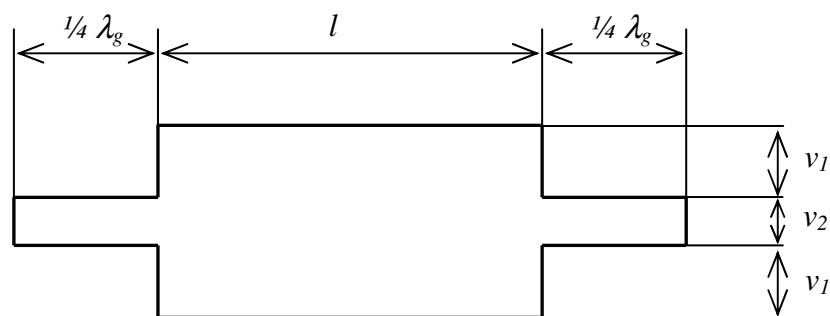


Obr. 3.8: Model ozařovače v CST – pohled do ústí

Lišta je z dielektrického materiálu *RT Duroid 5870*, který má parametry:

relativní permitivita: $\epsilon_r = 2,33$
 tloušťka lišty: $tl = 1,56 \text{ mm}$
 ztrátový činitel $tg \delta = 0,0012$

Na obr. 3.9 je zobrazen tvar lišty a označení jejích rozměrů



Obr. 3.9: Označení rozměrů kruhového polarizátoru

Při simulaci byla optimalizována délka lišty l . Šířka lišty je upravena pro lepší impedanční přizpůsobení, rozdělení je rovnoměrné:

$$v_1 = 2,83 \text{ mm}$$

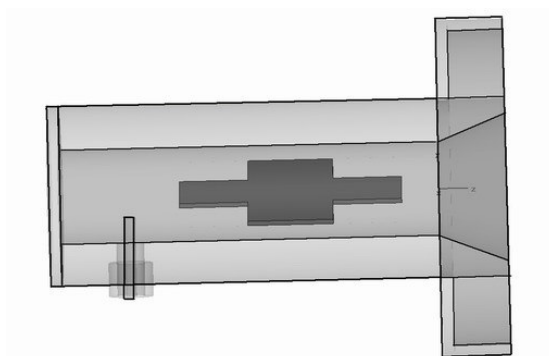
$$v_2 = 2,84 \text{ mm}$$

$$\frac{1}{4} \lambda_g = 6,165 \text{ mm}$$

Nejlépeších výsledků bylo dosaženo při délce lišty

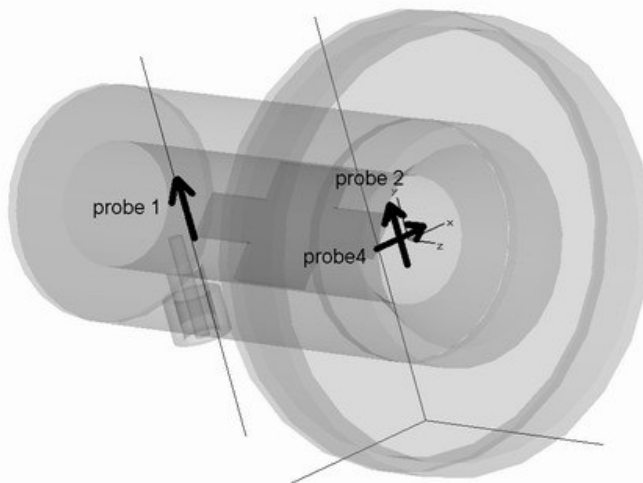
$$l = 9,67 \text{ mm}$$

(celková délka lišty je tedy 22 mm (6,165 mm + 9,67 mm + 6,165 mm = 22 mm))



Obr. 3.10: Umístění lišty ve vlnovodu

Bylo zjišťováno rozložení elektromagnetického pole za lištou – u ústí trychtýře. Délka lišty musí být zvolena tak, aby amplituda intenzity elektrického pole ve vodorovné rovině byla shodná s amplitudou intenzity elektrického pole v rovině svislé. Poloha lišty v podélném směru nemá na výsledek vliv, důležitý je přesný úhel natočení (45° vzhledem ke svislé ose). Na obr. 3.11 je nakresleno umístění a orientace měřících sond. Sonda č.1 je umístěna před lištou – intenzita elektrického pole ve vodorovné rovině zde je nulová. Sonda č.2 je za lištou a je orientována svisle. Ve stejné rovině je sonda č.4, která je orientována vodorovně. Všechny sondy leží v ose z – tj. ve směru maximálního záření antény.

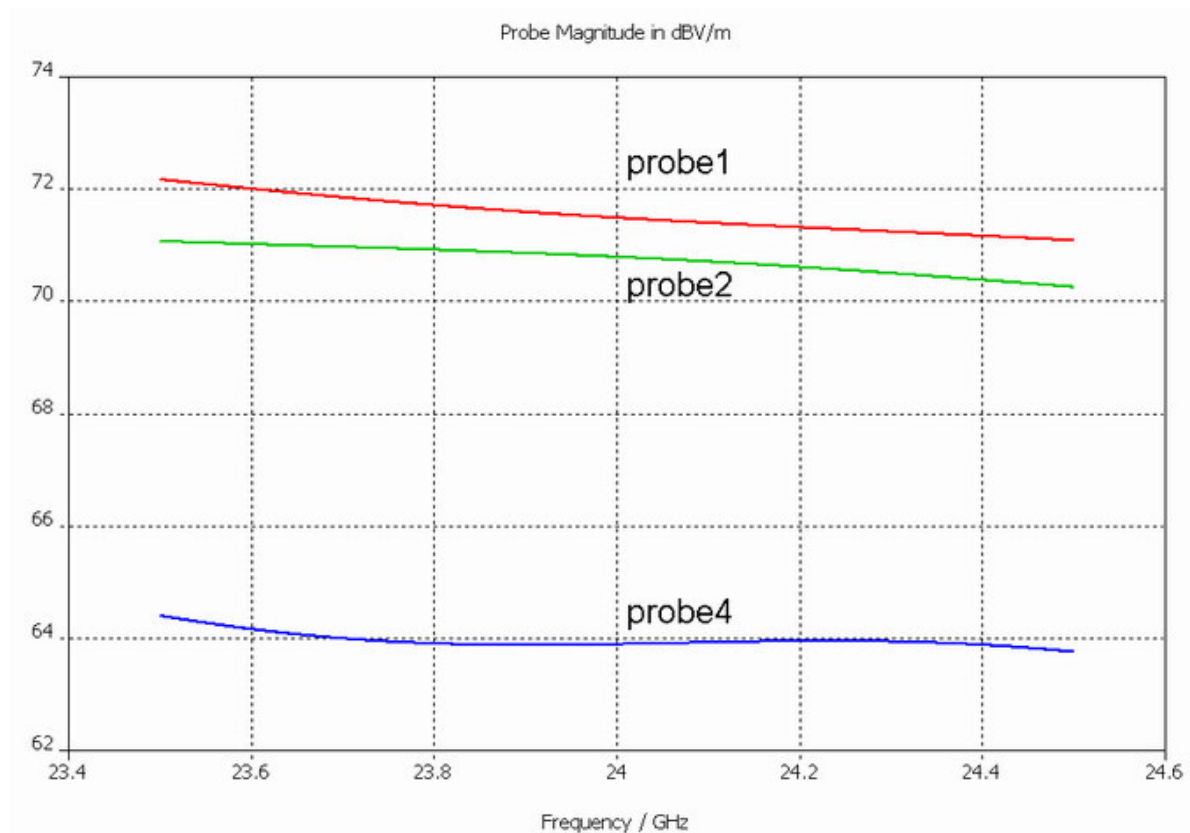


Obr. 3.11: Umístění měřících bodů – sond – v ozařovači

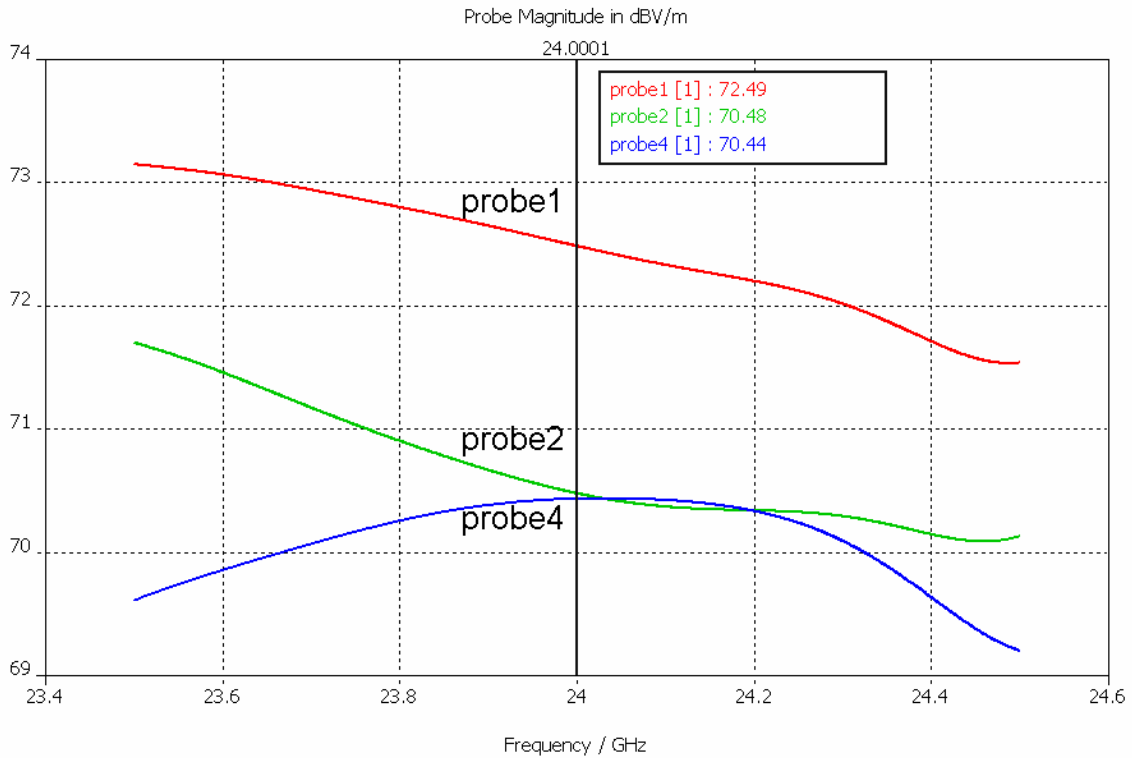
Výsledky simulací jsou zobrazeny na obrázcích 3.12 až 3.14. Ke zjištění rozložení pole lze také v programu CST použít zobrazení směrových charakteristik v souřadné soustavě „Ludwig 3“. Zde je možno zobrazit mj. směrové charakteristiky horizontální polarizace a směrové charakteristiky vertikální polarizace. Pokud je anténa orientována pro vertikální polarizaci, potom je ve směrové charakteristice pro tuto polarizaci max. záření antény. Ve směrové charakteristice pro horizontální polarizaci je v ose antény záření nulové. Podobně pro horizontální polarizaci. Pro kruhovou polarizaci jsou hodnoty záření v ose antény stejné jak pro horizontální, tak pro vertikální polarizaci.

Realizace a měření ozařovače s kruhovým polarizátorem nebyla provedena.

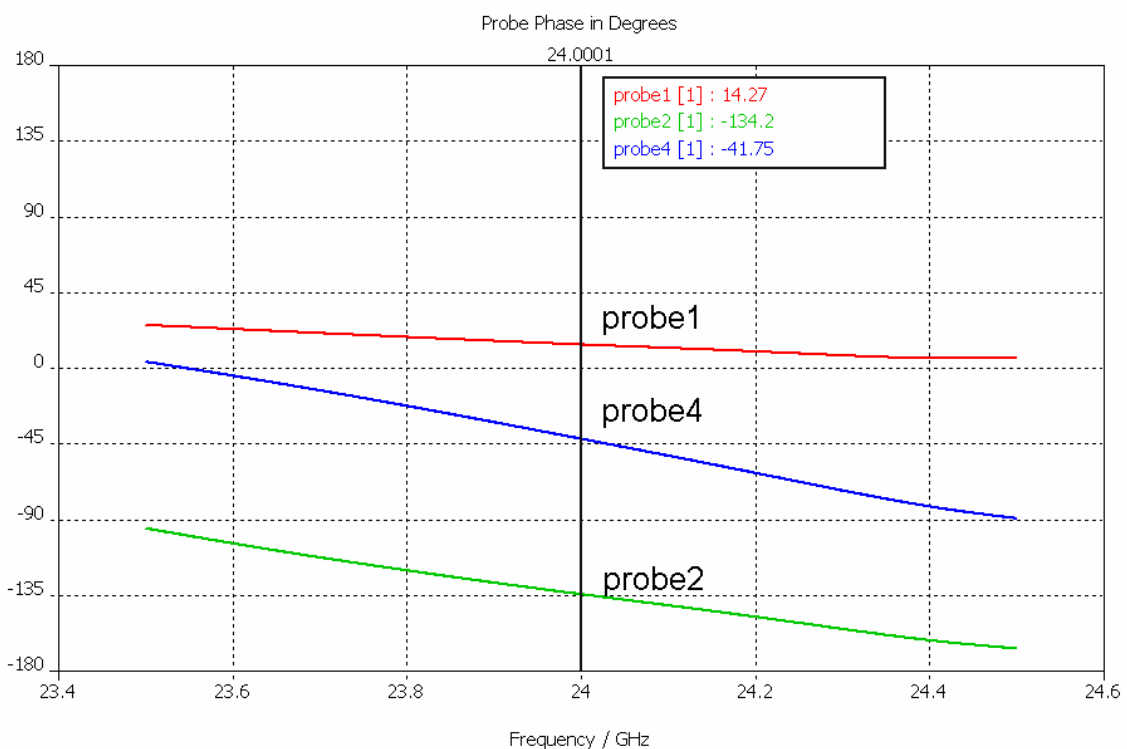
Pozn.: V obrázku 3.11 je zobrazena lišta orientovaná pro levotočivou kruhovou polarizaci. Výsledky simulace jsou uvedeny s lištou orientovanou pro polarizaci kruhovou pravotočivou.



Obr. 3.12: Amplitudy intenzity elektrického pole nesprávně navrženého polarizátoru ($A^v \neq A^h$) ($tl = 0,5\text{mm}$, celková délka 22 mm)



Obr. 3.13: Amplitudy intenzity elektrického pole správně navrženého polarizátoru ($A^v = A^h$)



Obr. 3.14: Fáze intenzity elektrického pole správně navrženého polarizátoru ($\varphi = 90^\circ$)

Vložení dielektrické lišty se zhorší poměr stojatých vln ve vlnovodu. K přizpůsobení slouží čtvrtvlnné úseky na liště. Poměr stojatých vln s použitou lištou je

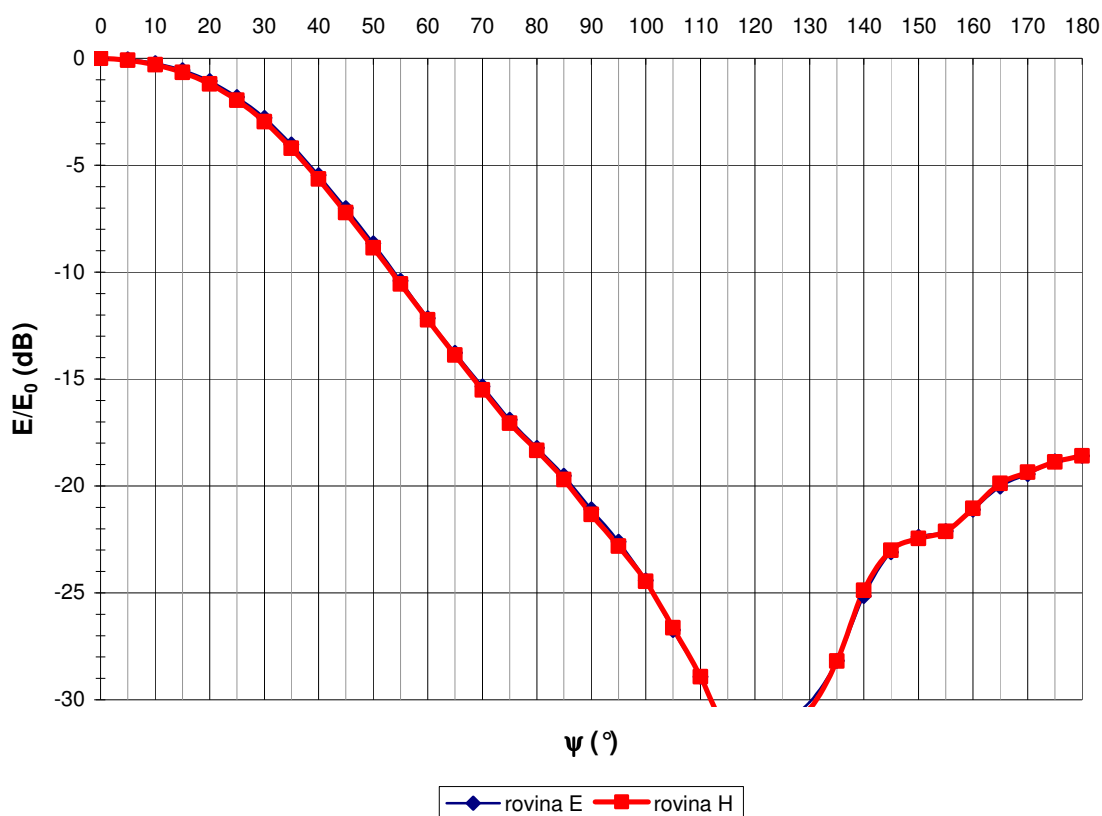
$$PSV = 1,664.$$

Důsledkem změny rozložení elektrického pole v ústí trychtýře je změna vyzařovacího diagramu antény – viz. obr. 3.15. Dokonale souměrný vypočtený vyzařovací diagram je dán otáčením roviny E v ústí.

Parametry simulovaného trychtýře s jednoduchým límcem a dielektrickou lištou:

šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině **H**: **109 °**
 šířka hl. laloku pro pokles 10 dB v rovině **E**: **109 °**

pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině **H**: **13 dB**
 pokles úrovně záření pro šířku laloku 128° v rovině **E**: **13 dB**



Obr. 3.15: Vyzařovací diagram trychtýře s jednoduchým tlumivkovým límcem a dielektrickou lištou

4 Nízkošumové zesilovače

4.1 Nízkošumové zesilovače obecně – LNA (Low Noise Amplifier)

Nízkošumové zesilovače patří mezi speciální zesilovače a používají se obvykle na vstupech přijímačů tam, kde se zpracovávají extrémně slabé signály. Pro návrh nízkošumových zesilovačů je nutné vedle signálových parametrů (zisk, útlumy odrazů, apod.) počítat i šumové parametry. [8].

4.1.1 Šumový činitel, šumové číslo, ekvivalentní šumová teplota

Šumový činitel F lze definovat pomocí odstupů signál-šum nebo pomocí výkonů.

$$F = \frac{\frac{S_1}{N_1}}{\frac{S_2}{N_2}}, \quad (4.1)$$

kde S_1 je výkon signálu na vstupu 2-branu (zesilovače)
 N_1 je výkon šumu na vstupu 2-branu (zesilovače)
 S_2 je výkon signálu na výstupu 2-branu (zesilovače)
 N_2 je výkon šumu na výstupu 2-branu (zesilovače)

Poměr S_1/N_1 závisí pouze na parametrech zdroje. Nezávisí na parametrech zesilovače, protože vstupní admitance zesilovače zatěžuje stejně zdroj signálu i zdroj šumu. Šumový činitel je bezrozměrné číslo, které udává kolikrát je větší poměr signál/šum na vstupu zesilovače než na jeho výstupu. Ideální bezšumový zesilovač nezhoršuje poměr S/N , jeho šumový činitel je $F=1$. Reálný zesilovač má $F>1$. Velikost šumového činitele závisí i na admitanci generátoru. Stav, kdy je zesilovač buzen ze zdroje signálu s vnitřní admitancí Y_{GOPT} (resp. s výstupním činitelem odrazu Γ_{GOPT}) se nazývá šumové přizpůsobení zesilovače a šumový činitel v tomto stavu dosahuje své minimální hodnoty.

Šumové číslo F_{dB} (Noise figure NF) je logaritmické vyjádření šumového činitele podle vztahu

$$F_{dB} = 10 \cdot \log F \quad (4.2)$$

Ideální bezšumový zesilovač má $F_{dB} = 0$, reálný $F_{dB} > 0$.

U kvalitních zesilovačů s malým šumem je šumový činitel pouze nepatrně větší než jedna. Malé změny šumového činitele však nedávají dostatečně názornou představu o změně šumových vlastností zesilovače. Pro jemnější rozlišení těchto malých změn šumových vlastností byla proto zavedena tzv. **ekvivalentní šumová teplota T_e** .

$$T_e = T_0(F - 1) \quad (4.3)$$

F je šumový činitel vypočítaný při teplotě $T_0 = 290\text{K}$ ($16,8^\circ$). Korekce pro jinou teplotu zesilovače viz [7].

4.1.2 Kaskádní řazení šumových dvojbranů

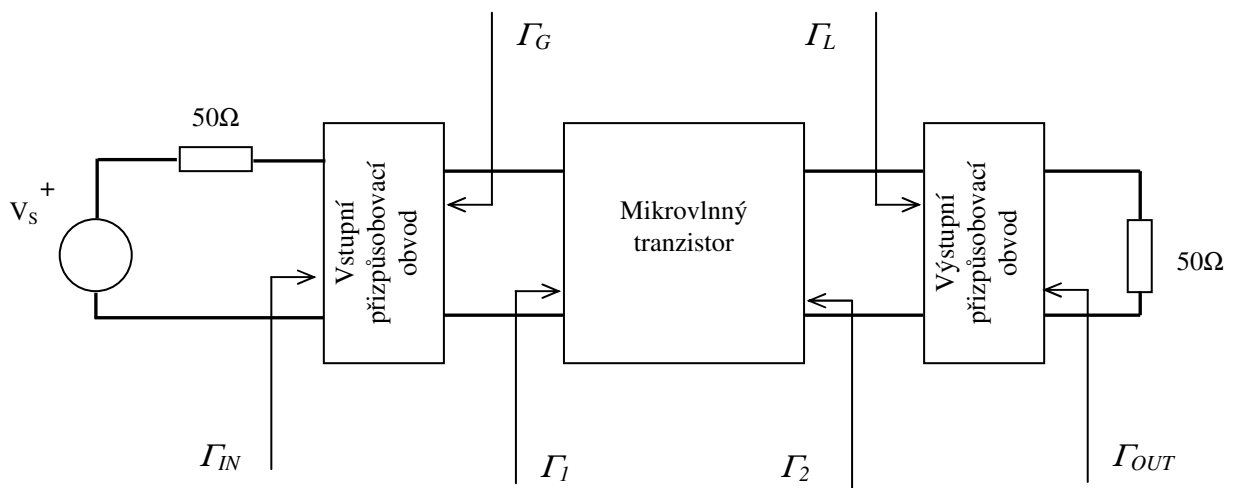
Při návrhu nízkošumových zesilovačů i při návrhu rádiových složitější řetězců je velmi užitečný tzv. Friisův vztah, definující šumový čítel (resp. šumové číslo) kaskády n šumových dvojbranů. Jeho tvar pro 3 kaskádně řazené šumové dvojbrany je

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}, \quad (4.4)$$

kde F je šumový čítel celé soustavy
 F_n a G_n jsou šumové činitele jednotlivých dvojbranů a jejich dosažitelná výkonová zesílení

Friisův vztah ukazuje 2 důležité výsledky: Výsledné šumové číslo kaskády je dominantně dáno šumovým číslem prvního stupně F_1 . Proto jsou nízkošumové zesilovače zapojovány vždy na vstupech rádiových přijímačů. Dále ukazuje, že na výsledné šumové číslo mají vliv i následující stupně a to tím méně, čím vyšší je zisk prvního i následujících stupňů. To je důvod proč musí mít nízkošumové zesilovače i dostatečný přidružený zisk. [7], [8].

4.1.3 Struktura nízkošumových zesilovačů



Obr. 4.1: Vnitřní struktura VF zesilovače

Na obrázku 4.1 je obecné zapojení vysokofrekvenčního zesilovače. Význam uvedených parametrů je následující:

- $\Gamma_1 = s_{11}'$ vstupní čítel odrazu tranzistoru zatíženého Γ_L
- $\Gamma_2 = s_{22}'$ výstupní čítel odrazu tranzistoru s Γ_G na vstupu
- Γ_G čítel odrazu, který „vidí“ vstup tranzistoru
- Γ_L čítel odrazu, který „vidí“ výstup tranzistoru
- Γ_{IN} vstupní čítel odrazu výsledného zesilovače
- Γ_{OUT} výstupní čítel odrazu výsledného zesilovače

Vlastní tranzistor má na vstupu i výstupu na všech pracovních frekvencích obvykle příliš velké koeficienty odrazu Γ_1 , Γ_2 na to, aby jej bylo možné ve funkci zesilovače zapojit přímo do impedance Z_0 . Mezi vstupní a výstupní konektory s impedancí Z_0 je nutné zapojit vstupní a výstupní přizpůsobovací obvod. Vstupní přizpůsobovací obvod transformuje impedanci Z_0 na koeficient odrazu Γ_G . Při návrhu zesilovače je koeficient odrazu Γ_G optimalizován tak, aby se dosáhlo žádaného stavu – v našem případě je optimalizace vstupního přizpůsobovacího obvodu taková, aby se dosáhlo stavu $\Gamma_G = \Gamma_{GOPT}$.

Výstupní přizpůsobovací obvod transformuje impedanci Z_0 na činitel odrazu Γ_L . Vztahy pro Γ_1 a Γ_2 jsou následující:

$$\Gamma_1 = s_{11}' = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1 - s_{22}\Gamma_L} \quad (4.5)$$

$$\Gamma_2 = s_{22}' = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_G}{1 - s_{11}\Gamma_G} \quad (4.6)$$

Pokud nenastanou odrazy vln na vstupu tranzistoru ($\Gamma_G = 0$), bude $\Gamma_2 = s_{22}$. [8].

4.2 Návrh nízkošumového zesilovače s absolutně stabilním tranzistorem

S absolutně stabilními tranzistory lze realizovat zesilovače s nejlepšími možnými systémovými parametry. Při $K \geq 1$ lze na návrhové frekvenci dosáhnout ideálního přizpůsobení $|\Gamma_{IN}| \rightarrow 0$ a současně $|\Gamma_{OUT}| \rightarrow 0$. Přenosový zisk nabývá hodnoty $G_T = G_{amax}$.

G_{amax} je maximální dosažitelný zisk a je definován pouze pro absolutně stabilní tranzistor.

$$G_{amax} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \left(k - \sqrt{k^2 - 1} \right) \quad (4.7)$$

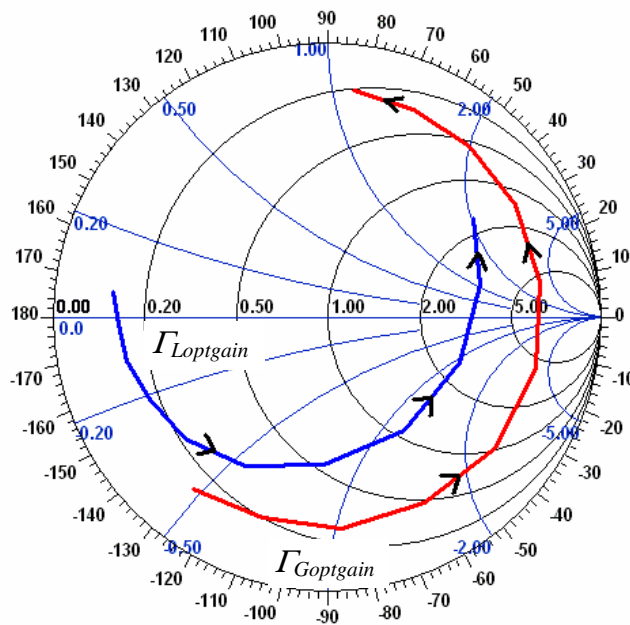
Zesilovač s výše uvedenými parametry lze dosáhnout za podmínek:

$$\Gamma_{Goptgain}^* = \Gamma_1 = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_{Loptgain}}{1 - s_{22}\Gamma_{Loptgain}} \quad (4.8)$$

$$\Gamma_{Loptgain}^* = \Gamma_2 = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_{Goptgain}}{1 - s_{11}\Gamma_{Goptgain}} \quad (4.9)$$

Uvedené podmínky představují soustavu 2 rovnic pro 2 neznámé $\Gamma_{Goptgain}$ a $\Gamma_{Loptgain}$. V [8] je uveden bližší rozbor. Výsledky vynesené ve Smithově impedančním diagramu v závislosti na frekvenci ukazují, že hodnoty $\Gamma_{Goptgain}$ a $\Gamma_{Loptgain}$ se točí proti směru hodinových ručiček (viz obr. 4.2). Přitom parametry Γ_G a Γ_L jakéhokoliv přizpůsobovacího obvodu se vždy (kromě smyček) točí ve směru hodinových ručiček. K protnutí obou charakteristik může dojít pouze v jednom nebo nanejvýše v několika navzájem izolovaných bodech. Je tedy fyzikálně nemožné realizovat širokopásmový zesilovač s ideálním přizpůsobením $|\Gamma_{IN}| \rightarrow 0$ a současně $|\Gamma_{OUT}| \rightarrow 0$, byť i jen na 2 sousedních frekvencích.

Při znalosti hodnot $\Gamma_{Goptgain}$ a $\Gamma_{Loptgain}$ je možná přímá syntéza vstupního přizpůsobovacího obvodu zesilovače (transformuje Z_0 na $\Gamma_{Goptgain}$) a výstupního přizpůsobovacího obvodu (transformuje Z_0 na $\Gamma_{Loptgain}$).



Obr. 4.2: Body optimálního impedančního přizpůsobení tranzistoru NE350184C na frekvenci 15 až 25 GHz

4.3 Návrh nízkošumového zesilovače s potenciálně nestabilním tranzistorem

Při návrhu zesilovače s tranzistorem, které vykazují na návrhové frekvenci potenciální nestabilitu (Rolletův činitel stability $K < 1$), je potřeba vyšetřovat stabilitu zesilovače a syntetizovat vstupní a výstupní přizpůsobovací obvody tak, aby zesilovač pracoval ve stabilní oblasti.

V podmíněně stabilním stavu není definován maximální dosažitelný zisk G_{amax} . Provozní zisk zesilovače bude menší než maximální stabilní zisk G_{ms} .

$$G_{ms} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \quad (4.10)$$

Dosažitelný zisk zesilovače G_a je definován tak, že je funkcí pouze Γ_G a s -parametrů. Platí za podmínky $\Gamma_L = \Gamma_2^*$:

$$G_a = \frac{(1 - |\Gamma_G|^2) |s_{21}|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_G|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)} \quad (4.11)$$

Teoreticky je možné k zajištění absolutní stability použít vnějších odporů, viz [8]. Jakýkoliv pasivní prvek na vstupu zesilovače ale významným způsobem zvyšuje jeho šumové číslo. Z tohoto důvodu je tedy i nevhodné syntetizovat příliš složité přizpůsobovací obvody.

Postup návrhu nízkošumového zesilovače je následující:

1. Výběr vhodného tranzistoru: Zvolený tranzistor musí mít na dané frekvenci vyhovující hodnotu F_{min} a G_{amax} (resp. G_{ms}).
2. Šumové přizpůsobení se navrhuje na vstupu tranzistoru v rovině Γ_G . Při optimálním šumovém přizpůsobení musí být $\Gamma_G = \Gamma_{GOPT}$, vstupní činitel odrazu Γ_{IN} však přitom dosahuje poměrně vysokých hodnot (někdy i 0,6 – 0,9). To snižuje přidružený zisk a zhoršuje systémové parametry zesilovače. Proto je někdy vhodné hledat kompromis mezi šumovým a impedančním přizpůsobením.
3. Do roviny Γ_G je možné vynést kružnice konstantního dosažitelného zisku G_a (středů a poloměry kružnic viz [8]).
4. Současně je možné vynést kružnice konstantního šumového čísla NF (středů a poloměry kružnic viz [8]).
5. Současně můžeme vynést kružnice stability, které rozdělují impedanční diagram na stabilní a nestabilní oblast. Pro stabilní zesilovač je potřeba vybrat takové Γ_G , které leží ve stabilní oblasti. Jemu odpovídající Γ_2 musí taktéž ležet ve stabilní oblasti.
6. Dosazením zvolené hodnoty Γ_G do vztahu (4.6) je možné vypočítat odpovídající hodnotu Γ_2 . Pokud zvolíme $\Gamma_L = \Gamma_2^*$, tak je možné zajistit ideální impedanční přizpůsobení na výstupu zesilovače. To je i podmínka pro platnost G_a .
7. Syntéza přizpůsobovacích článků transformujících impedanci Z_0 ($\Gamma = 0$) ze strany vstupu na zvolené Γ_G , a na $\Gamma_L = \Gamma_2^*$ na straně výstupu.
8. Výsledný zesilovač bude mít zvolenou míru šumového přizpůsobení na vstupu (nejčastěji $\Gamma_G = \Gamma_{GOPT}$ vede na $F \rightarrow F_{min}$). Na vstupu bude obecně nenulový činitel odrazu. Na výstupu bude takto navržený zesilovač ideálně přizpůsobený.

5 Návrh nízkošumového zesilovače

5.1 Výběr tranzistoru

Nejdůležitějším bodem celého návrhu je výběr vhodného tranzistoru. Pro pásmo Ka se dají použít i tranzistory, které jsou původně určeny pro nižší kmitočty. Problémem u těchto tranzistorů je však znalost rozptylových a šumových parametrů až do požadovaného kmitočtu 24 GHz.

Byl vybrán tranzistor od výrobce NEC, typ **NE350184C**, který je výrobcem přímo určen pro pásmo Ka. Je zde absolutně stabilní, má velmi dobré šumové parametry a vysoký zisk (viz katalogový list [12]).

Parametry tranzistoru NE350184C:

$f = 18 \text{ GHz}$	$F_{MIN} = 0,61 \text{ dB}$	$s_{21} = 12,28 \text{ dB}$
$f = 24 \text{ GHz}$	$F_{MIN} = 1,01 \text{ dB}$	$s_{21} = 9,07 \text{ dB}$

Byl proveden návrh zesilovače s tímto tranzistorem. Distributor však tranzistor nedodal ani 3 měsíce po objednání, proto byl vybrán jiný, dostupnější, tranzistor který je původně určen pro nižší kmitočty. Jedná se o tranzistor od výrobce Agilent, typ **ATF-36077**. Vzhledem k tomu, že výrobce udává rozptylové a šumové parametry pouze do 18 GHz, byly na vyšších kmitočtech parametry dopočítány extrapolací.

Parametry tranzistoru Agilent ATF-36077:

$f = 18 \text{ GHz}$

$F_{MIN} = 0,65 \text{ dB}$

$s_{21} = 10,35 \text{ dB}$

Tranzistor ATF-36077 má také velmi dobré vlastnosti. Nevýhodou jsou tedy dopočítané parametry na požadovaném kmitočtu.

Oba tranzistory jsou typu **p-HJFET** = pseudomorphic Hetero-Junction Field Effect Transistor, typ **HEMT** = High Electron Mobility Transistor, tedy JFET s vysokou pohyblivostí elektronů. Tranzistor pracuje v ochuzovacím režimu (při nulovém napětí U_{GS} je kanál mezi D a S vodivý).

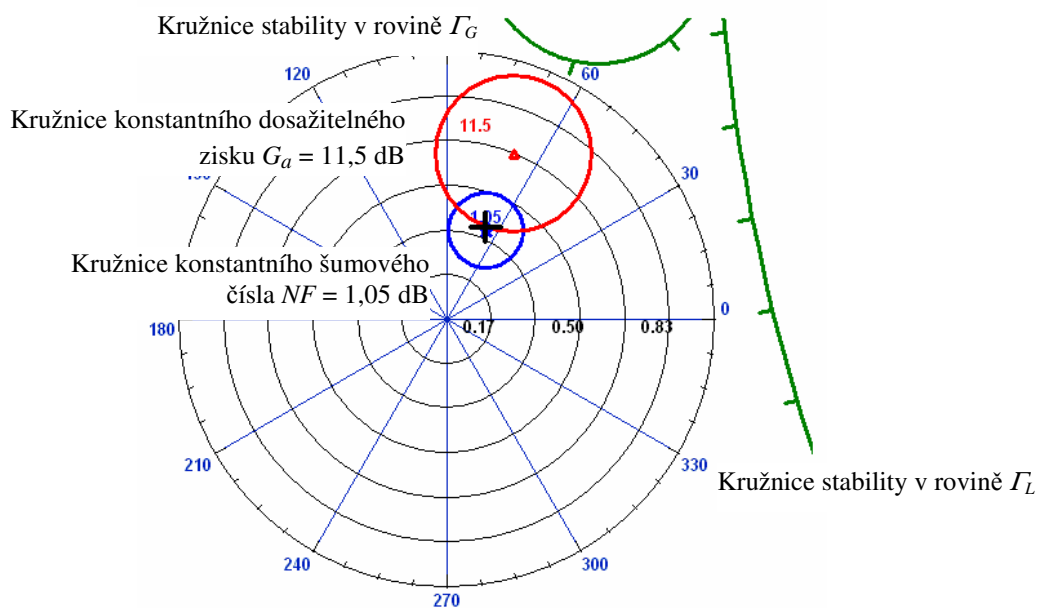
V následujícím textu je popsán návrh zesilovače. Ilustrace a výpočty jsou uvedeny pro zesilovač s tranzistorem NE350184C. Návrh byl proveden v programu SERENADE 8.5. Zesilovač s tranzistorem ATF-36077 byl realizován. Výsledky měření jsou v kapitole 5.6.

Stejnoseměrný pracovní bod tranzistorů je zvolen podle doporučení výrobce:

	NE350184C	ATF-36077
U_{DS} (V)	2	1,5
I_D (mA)	10	10
U_{GS} (V)	-(0,4 ÷ 0,3)	-0,2

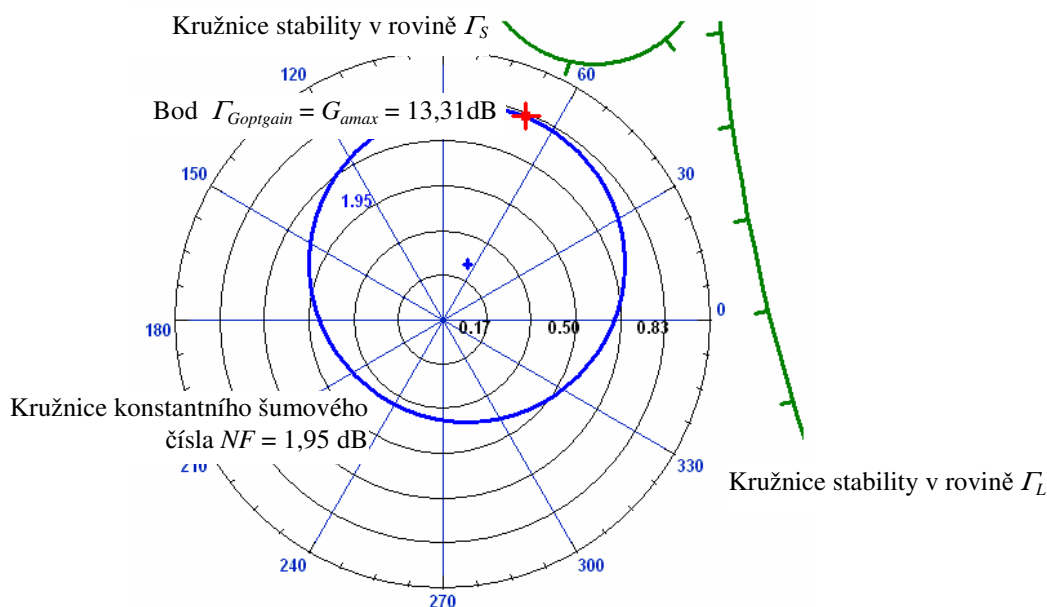
Tab. 5.1: Volba ss. pracovního bodu tranzistorů

5.2 Volba vstupního a výstupního činitele odrazu Γ_G , Γ_L



Obr. 5.1: Zobrazení kružnic konstantního dosažitelného zisku a šumového čísla pro 1.stupeň zesilovače s tranzistorem NE350184C

Na obrázku 5.1 je volba vstupního činitele odrazu pro první stupeň zesilovače s tranzistorem NE350184C. Poloha kružnic stability (mimo diagram) ukazuje, že tranzistor je absolutně stabilní. Je vidět, že při šumovém přizpůsobení ($\Gamma_G = \Gamma_{GOPT}$) je dosažitelný zisk $G_a = 11,5$ dB. Pro dostatečný zisk byl zesilovač navržen jako dvoustupeňový. Z Friisova vztahu (4.4) plyne, že druhý stupeň už nemusí být přizpůsoben šumově. V případě absolutně stabilního tranzistoru můžeme volit impedanční přizpůsobení na vstupu i na výstupu. Na obrázku 5.2 je znázorněna volba vstupního činitele odrazu pro druhý stupeň zesilovače.



Obr. 5.2: Volba Γ_G pro druhý stupeň zesilovače s tranzistorem NE350184C

Hodnota $\Gamma_{Goptgain}$ je v podstatě střed kružnice maximálního dosažitelného zisku $G_a = G_{amax} = 13,31$ dB.

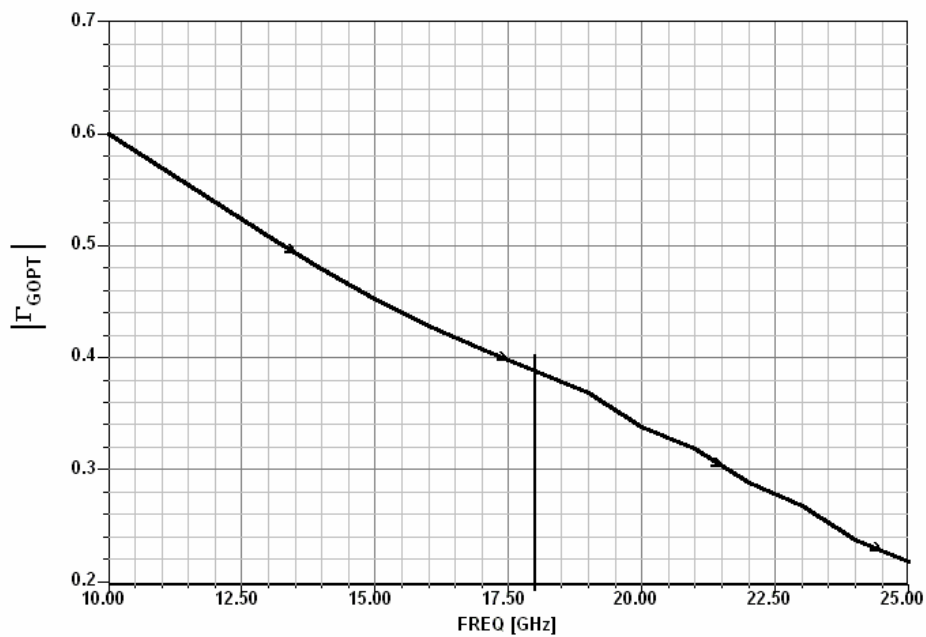
Výsledná volba činitelů odrazu Γ_G je v tab. 5.2

	NE350184C		ATF-36077	
	Γ_G	NF	Γ_G	NF
1. stupeň	$\Gamma_{GOPT} = 0,37 \angle 66^\circ$	$NF_{MIN} = 1,01$ dB	$\Gamma_{GOPT} = 0,24 \angle 36^\circ$	$NF_{MIN} = 1,28$ dB
2. stupeň	$\Gamma_{Goptgain} = 0,82 \angle 68^\circ$	1,95dB	$\Gamma_{GOPT} = 0,24 \angle 36^\circ$	$NF_{MIN} = 1,28$ dB

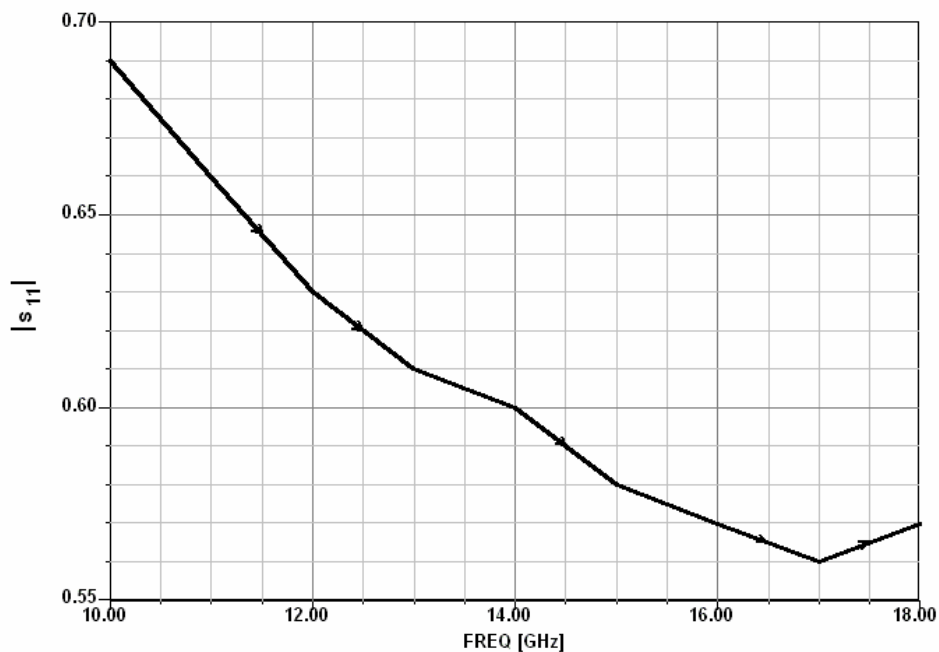
Tab. 5.2: Hodnoty Γ_G u jednotlivých zesilovačů

Vstupní přizpůsobovací obvod tedy bude transformovat impedanci Z_0 na požadovaný činitel odrazu Γ_{G1} u prvního stupně zesilovače a na hodnotu činitele odrazu Γ_{G2} u druhého stupně zesilovače. V tabulce 5.2 je také vidět, že druhý stupeň zesilovače s tranzistorem ATF-36077 používá stejně jako 1.stupeň šumové přizpůsobení ($\Gamma_{G1} = \Gamma_{G2} = \Gamma_{GOPT}$). Je to z důvodu lepšího předpokladu hodnoty Γ_{GOPT} . Jak je vidět z obr. 5.3, modul Γ_{GOPT} monotónně klesá se vzrůstajícím kmitočtem. Fáze se mění tak, že při zobrazení v polárním diagramu se Γ_{GOPT} rovnoměrně otáčí proti směru hodinových ručiček. Při extrapolaci neznámých parametrů na vyšších kmitočtech je tato volba „jistější“ (je menší pravděpodobnost

rozkmitání zesilovače), než přizpůsobení na hodnotu $\Gamma_{Goptgain}$. Z obrázku 5.4 je totiž patrné, že hodnota s_{11} ke konci změřeného pásma vzrůstá. Na vyšších kmitočtech tedy hodnota parametru s_{11} není tak předvídatelná jako Γ_{Gopt} .

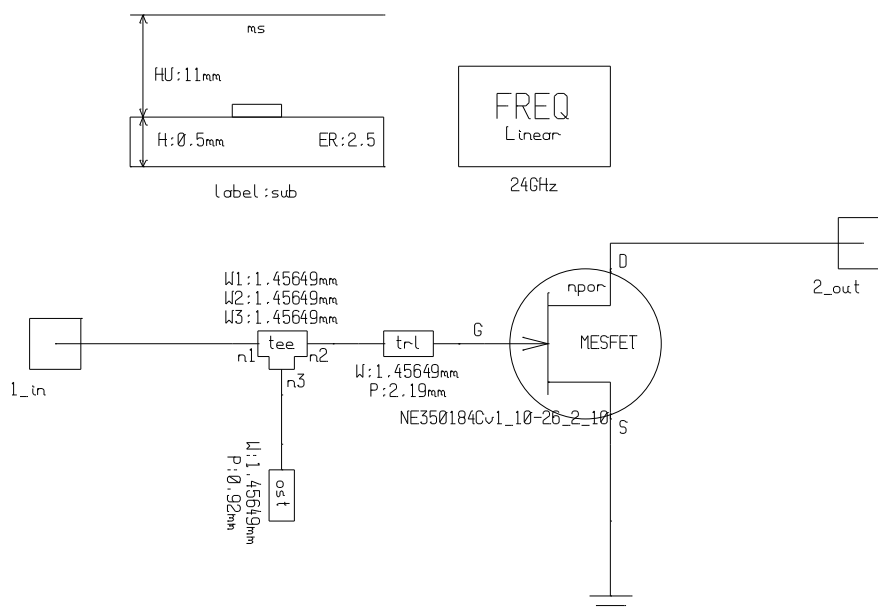


Obr. 5.3: Monotónně klesající hodnota $|\Gamma_{Gopt}|$ tranzistoru ATF-36077, svislou čarou naznačen kmitočet, od kterého je hodnota dopočítána



Obr. 5.4: Frekvenční závislost parametru s_{11} tranzistoru ATF-36077

Ze vztahu (4.6) můžeme vypočítat odpovídající činitele odrazu Γ_2 . Hodnota Γ_2 lze zjistit také několika způsoby v programu Serenade. Na obr. 5.5 je příklad jednoho z nich. K tranzistoru se připojí vstupní přizpůsobovací obvod (tranzistor na svém vstupu „vidí“ činitel odrazu Γ_G) a odečteme výstupní činitel odrazu $s_{22} = \Gamma_2$. Všechny tranzistory jsou na výstupu přizpůsobeny impedančně - hodnota $\Gamma_2^* = \Gamma_L$, tj. činitel odrazu, který je připojen na výstup tranzistoru je komplexně sdružený s vlastním výstupním činitelem odrazu tranzistoru. Výstupní přizpůsobovací obvod transformuje Γ_2 na impedanci Z_0 .



Obr. 5.5: Ukázka zapojení simulačního obvodu pro zjištění Γ_2

Hodnoty Γ_L jsou uvedeny v následující tabulce.

	NE350184C	ATF-36077
	$\Gamma_2^* = \Gamma_L$	$\Gamma_2^* = \Gamma_L$
1. stupeň	$0,32 \angle 29^\circ$	$0,21 \angle -87^\circ$
2. stupeň	$\Gamma_{Loptgain} = 0,57 \angle 12^\circ$	$0,21 \angle -87^\circ$

Tab. 5.3: Hodnoty Γ_L u jednotlivých zesilovačů

Hodnota Γ_L u druhého stupně zesilovače s tranzistorem NE350184C je hodnota $\Gamma_{Loptgain}$ – druhý stupeň je impedančně přizpůsobený na vstupu i na výstupu. Hodnota Γ_L u zesilovače s tranzistorem ATF-36077 je stejná u obou stupňů – oba jsou stejné a šumově přizpůsobené.

5.3 Obvod zesilovače

5.3.1 Přizpůsobovací obvody

Výběr substrátu: Zesilovač bude zhotoven na substrátu **DiClad 522**, od výrobce Arlon.

- tloušťka substrátu: **$t_l = 0,5 \text{ mm}$**

- relativní permitivita: **$\epsilon_r = 2,5$**

Podrobnější vlastnosti v [10].

Syntéza přenosových článků: Určení rozměrů mikropáskového vedení podle zadaných vlastností početní metodou je poměrně složité – viz [7], [9]. Lze však využít pomůcky „TRL – Transmission Line“, kterou program SERENADE obsahuje. Po zadání parametrů (tloušťka substrátu, relativní permitivita, požadovaná charakteristická impedance a frekvence, na které chceme vedení navrhnout) program vypočítá šířku pásku w . Při zadané elektrické délce $E = 360^\circ$ je výsledná délka vedení rovna délce vlny na vedení λ_v .

Výsledek syntézy, návrhová frekvence 24GHz:

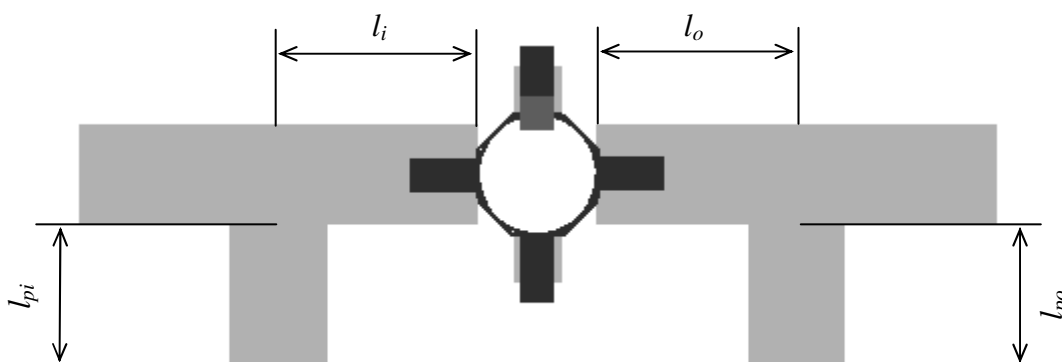
- šířka pásku: **$w = 1,46 \text{ mm}$**

- délka vlny na vedení: **$\lambda_v = 8,50 \text{ mm}$**

Při vlnové délce ve vzduchu $\lambda_0 = 12,5 \text{ mm}$ je činitel zkrácení vlny na vedení

$$\xi = \frac{\lambda_v}{\lambda_0} = \frac{8,5 \cdot 10^{-3}}{12,5 \cdot 10^{-3}} = 0,68 \quad (5.1)$$

Syntéza přizpůsobovacích obvodů: Z požadavku malých ztrát v přizpůsobovacích obvodech plyne jejich konstrukce. Musí být co nejjednodušší. Použijí se úseky vedení se s charakteristickou impedancí 50Ω . Přizpůsobovací obvod je tvořen jednoduchým úsekem vedení a pahýlem, který je na konci otevřený, viz obr. 5.6. Vliv rozptylového pole na konci mikropásku zakončeného naprázdno, se projevuje tak, jakoby vedení na konci bylo zatíženo kapacitou. K dosažení stejné vstupní admitance úseku mikropáskového vedení naprázdno je tedy nutné délku horního vodiče zkrátit o Δl – viz [1]. Program Serenade tuto korekci umožňuje. Výsledkem simulace jsou hledané délky vedení – viz tabulka 5.4.



Obr. 5.6: Přizpůsobovací obvody

	NE350184C		ATF-36077	
	Vstup	Výstup	Vstup	Výstup
1. stupeň	$l_{i1} = 2,19$ mm $l_{pi1} = 0,92$ mm	$l_{o1} = 2,66$ mm $l_{po1} = 0,83$ mm	$l_{i1} = 2,63$ mm $l_{pi1} = 0,72$ mm	$l_{o1} = 2,27$ mm $l_{po1} = 3,44$ mm
2. stupeň	$l_{i2} = 0,97$ mm $l_{pi2} = 2,12$ mm	$l_{o2} = 1,37$ mm $l_{po2} = 2,5$ mm	$l_{i2} = 2,63$ mm $l_{pi2} = 0,72$ mm	$l_{o2} = 2,27$ mm $l_{po2} = 3,44$ mm

Tab. 5.4: Délky přizpůsobovacích úseků vedení u jednotlivých zesilovačů

5.3.2 Vazba mezi stupni

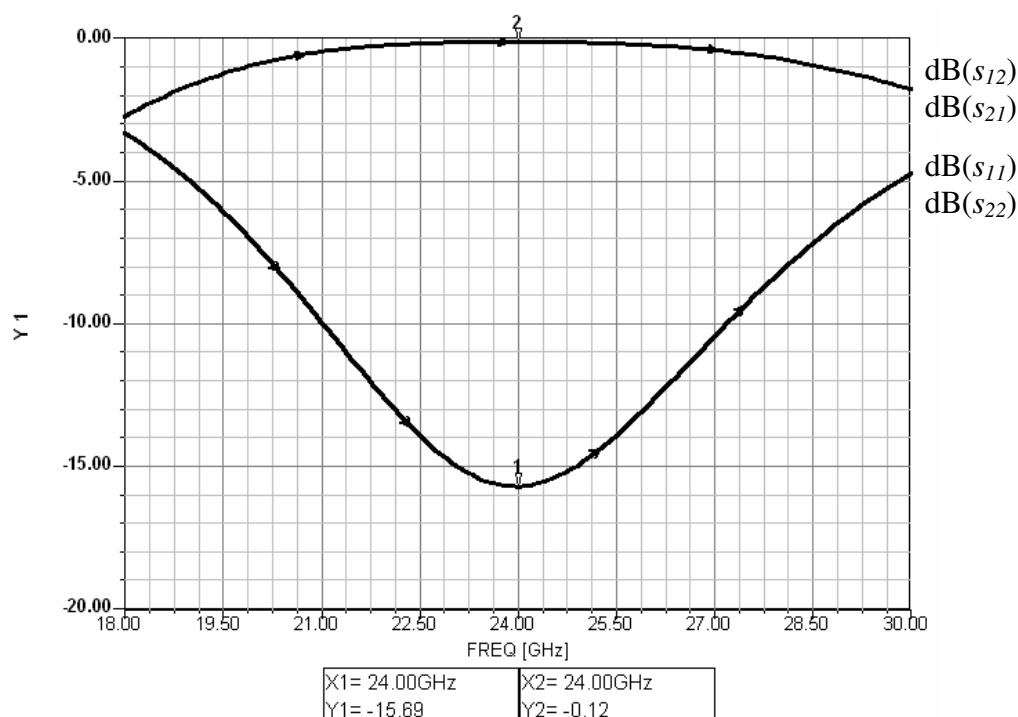
K blokování ss. napětí je mezi stupni a na výstupu zesilovače zapojen jednoduchý filtr z vázaných čtvrtvlnných vedení. Ten současně zlepšuje selektivní vlastnosti zesilovače (viz obr. 5.7). Na vstup zesilovače bude přiveden signál z budící sondy vlnovodu (viz kapitola 2.3), není tedy potřeba sem filtr zapojovat. Útlum filtru by zhoršoval šumové číslo celého zesilovače. Optimalizace rozměrů byla provedena s ohledem na omezení při výrobě (minimální šířka vedení a minimální šířka mezery). Uvedené parametry platí pro filtr, který je realizován. S optimálním filtrem bylo dosaženo celkově lepších parametrů, filtr byl však nerealizovatelný. Výsledné rozměry filtru, který je použitý v zesilovači jsou:

šířka vedení $w = 0,14$ mm

šířka mezery mezi vedeními $s = 0,23$ mm

délka vedení $l = 1,85$ mm

Jako přechod mezi úzkým vedením filtru a 50Ω vedením je zařazen exponenciální přechodový článek, který vylepšuje impedanční přizpůsobení filtru. Motiv filtru je na obrázku 5.8.



Obr. 5.7: Frekvenční charakteristika filtru

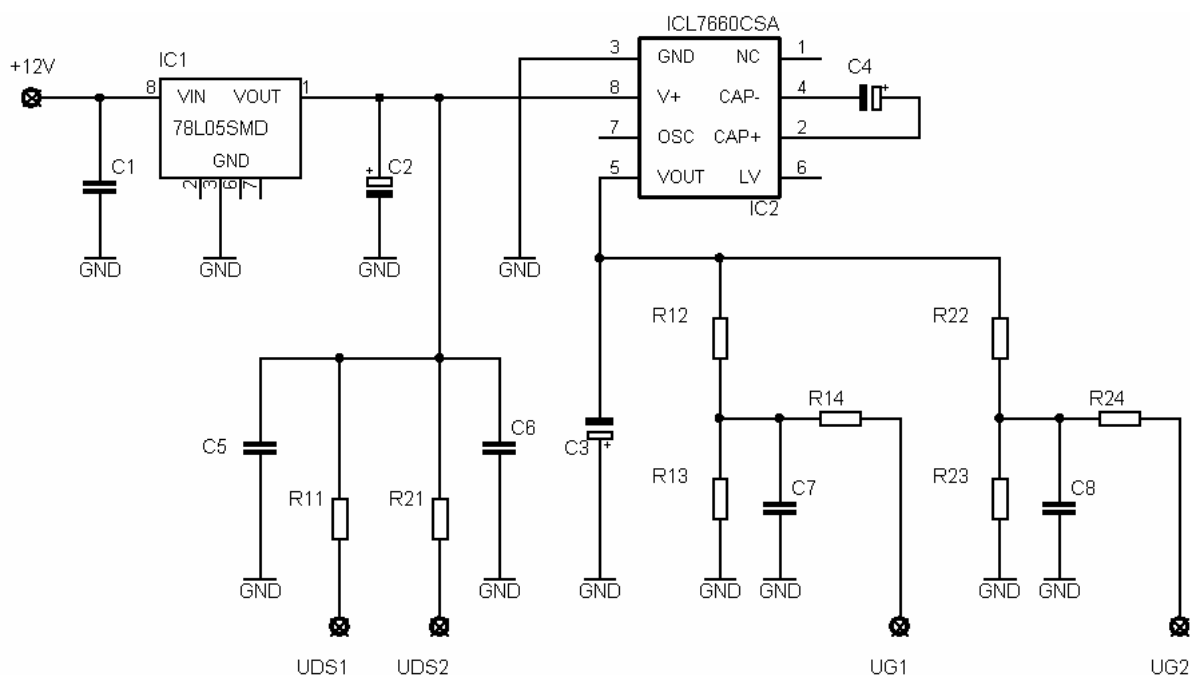


Obr. 5.8: Motiv vázaného vedení

5.3.3 Stejnoseměrné napájení zesilovače

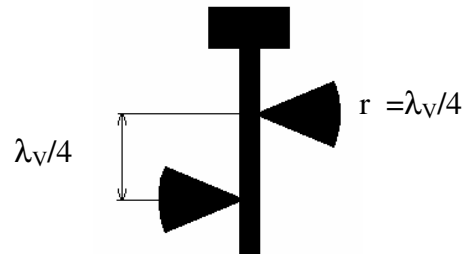
Napájecí obvod je na obr. 5.9. Tranzistory jsou typu JFET, potřebují tedy ke své funkci záporné napájecí napětí na hradle. K tomu je použitý obvod LMC7660. Jedná se o CMOS spínaný měnič napětí, který ze vstupního napětí $U_{VST} = 1,5 \text{ V}$ až 10 V dokáže vytvořit stejně velké výstupní napětí opačné polarity. Účinnost je až 97%.

Vstupní napětí $+12 \text{ V}$ je stabilizátorem 78L05 (SMD provedení, pouzdro SO-8) upraveno na $+5 \text{ V}$. To je vedeno přes odpory R_{11} a R_{21} na kolektory (drain) tranzistorů. Napětí $+5 \text{ V}$ je dále přivedeno do obvodu LMC7660. Za ním následuje odporový dělič, který vytvoří na odporu R_{13} (resp. R_{23}) napětí U_G . Napětí pro hradlo tranzistoru je dále vedeno přes rezistor R_{14} (resp. R_{24}) o hodnotě 47Ω . Ten zlepšuje stabilitu zesilovače mimo pracovní frekvenci - chová se jako paralelně připojený odpor ke vstupu. Na pracovní frekvenci se odpor neuplatní. Obě napětí (U_{DS} i U_G) jsou blokována keramickým kondenzátorem 1 nF pro potlačení vf. šumu, který by mohl přes stejnosměrný napájecí obvod pronikat do zesilovače.



Obr. 5.9: Napájecí obvod zesilovače

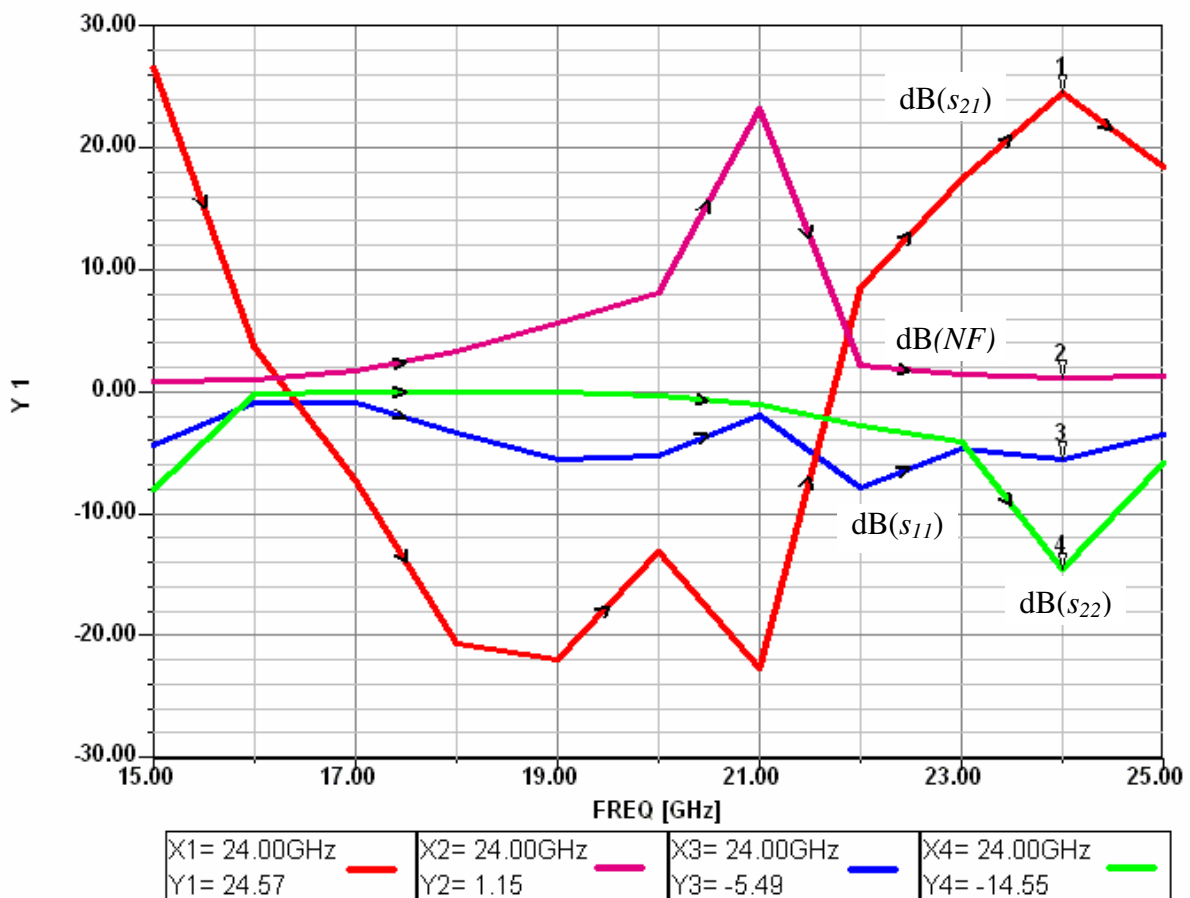
Stejnoseměrné napětí U_{DS} a U_G je přivedeno do místa s velmi nízkou impedancí. To je získáno transformací otevřeného konce mikropáskového vedení přes čtvrtvlnný úsek vedení s nízkou impedancí (filtrační čtvrtvlnné pahýly). Nízká impedance (virtuální zkrat) je přes čtvrtvlnný úsek vedení s vysokou impedancí připojena k napájenému obvodu. Tento úsek vedení transformuje zkrat z místa připojení napájecího zdroje na vysokou impedanci (ideálně nekonečnou). Pro vysokofrekvenční signál se tak obvod jeví jako nezatížený. Pro lepší funkci jsou pahýly použity dva - viz obr. 5.10.



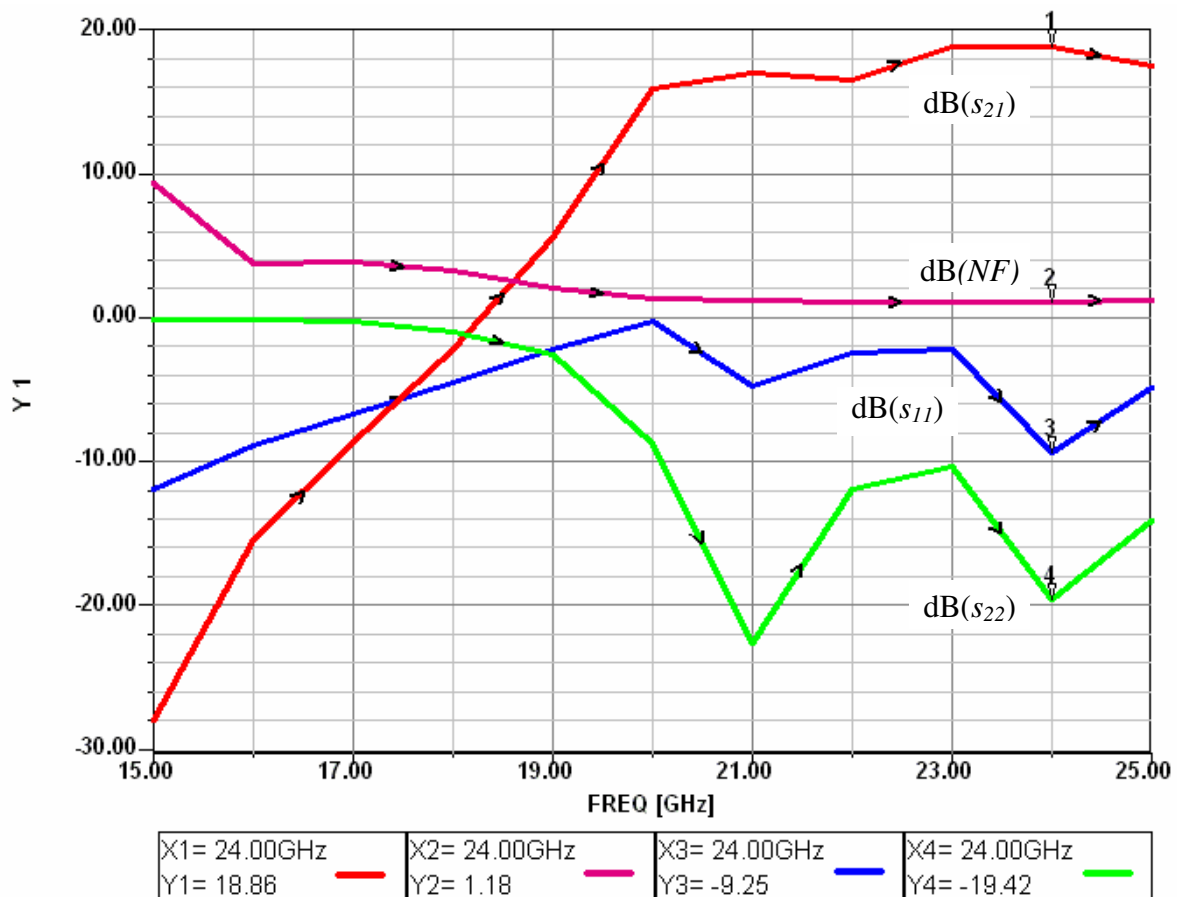
Obr. 5.10: Vedení s vysokou impedancí a filtračními pahýly

Seznam součástek pro obě varianty zesilovače je uveden v příloze.

5.4 Výsledky simulací



Obr. 5.11: Simulované charakteristiky dvoustupňového zesilovače s NE350184C



Obr. 5.12: Simulované charakteristiky dvoustupňového zesilovače s ATF-36077

Simulované zesilovače mají na pracovním kmitočtu $f = 24\text{ GHz}$ tyto parametry:

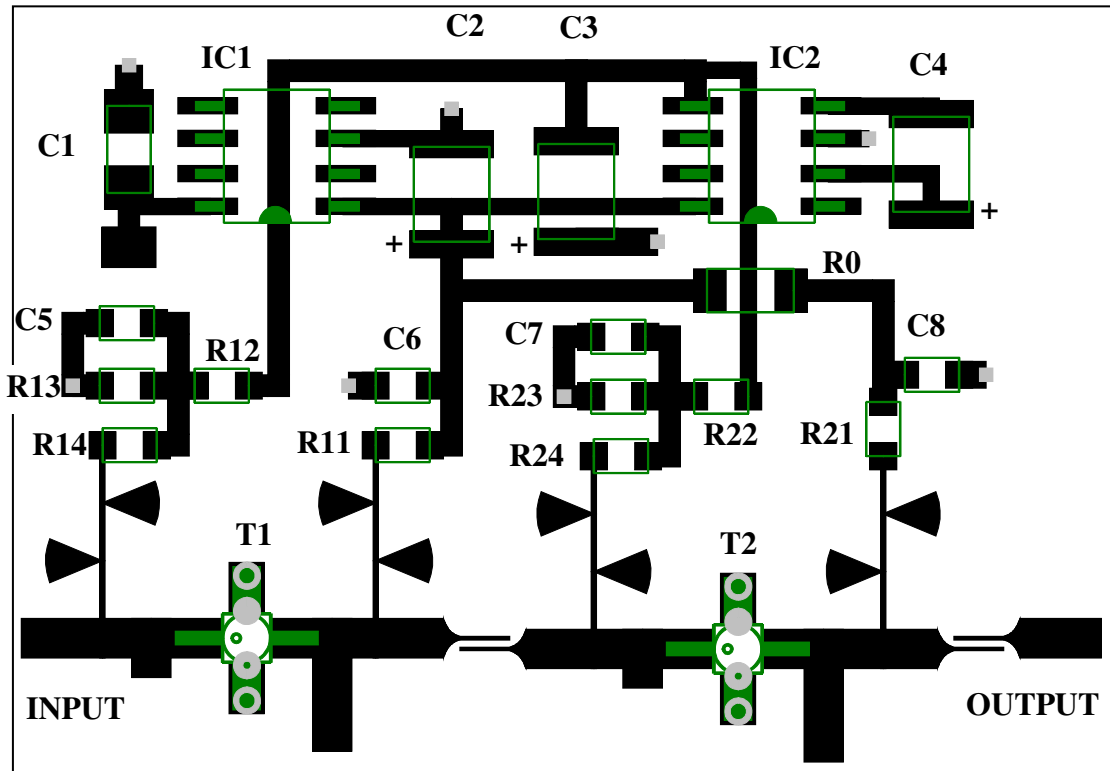
	NE350184C	ATF-36077
zisk G	24,57 dB	18,68 dB
šumové číslo NF	1,15 dB	1,18 dB
vstupní činitel odrazu s_{11}	-5,5dB	-9,25 dB
výstupní činitel odrazu s_{22}	-14,55 dB	-19,42 dB

Vstupní činitel odrazu nabývá poměrně vysokých hodnot. Je to způsobeno šumovým přizpůsobením na vstupu, viz kapitola 5.2. Výstupní činitel odrazu je malý – důsledek impedančního přizpůsobení na výstupu. Jeho hodnotu ovlivňuje zejména výstupní střídavá vazba na výstupu - filtr z vázaného vedení.

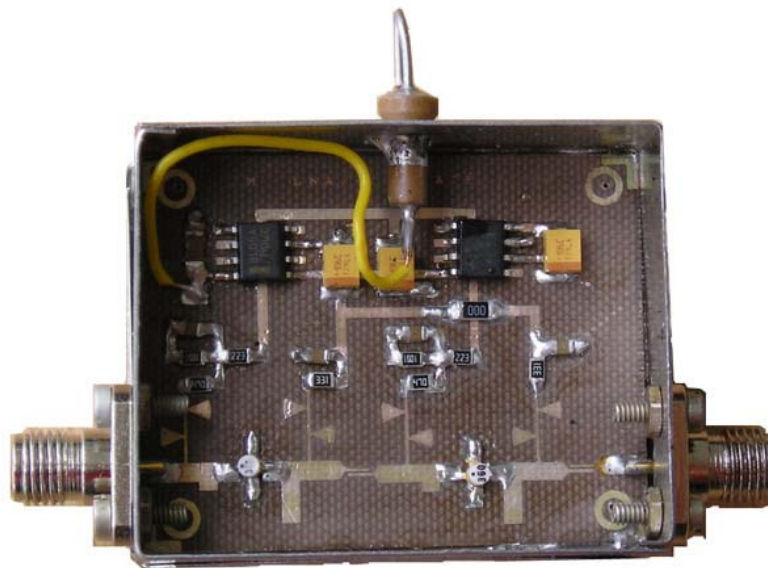
5.5 Konstrukce zesilovače

Zesilovač je umístěn v plechové krabici, kryt nad aktivní plochou mikropásku je 11 mm. S těmito parametry byl také zesilovač simulován. Pro umožnění měření byl zesilovač realizován s konektory SMA na vstupu i výstupu. Motiv plošného spoje této verze s označením součástek je na obrázku 5.13. V místech označených šedou tečkou je plošný spoj provrtán a je provedeno uzemnění aktivní plochy mikropásku (nejlépe prokovením). V případě realizovaného vzorku je toto provedeno protažením měděného drátku vyvrtnou

dírou a připojením na obě strany desky. Přivedení napájecího napětí je přes průchodkový kondenzátor s kapacitou 1 nF. Kvůli útlumu, který vnáší konektory (problematické zejména na vstupu zesilovače) je navržena verze, kde je zesilovač připevněn přímo k ozařovači (viz příloha). Budící sonda vlnovodu je připojena přímo do desky zesilovače. Délka sondy ve vlnovodu bude stejná jak je popsáno v kapitole 2.3.



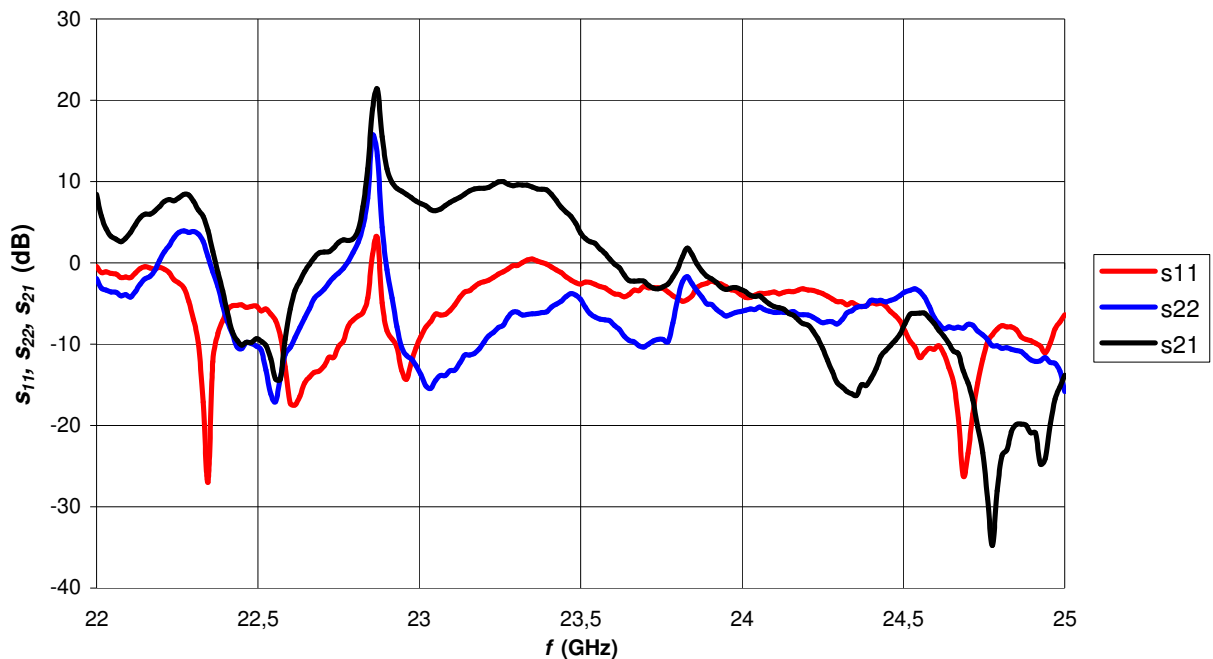
Obr. 5.13: Motiv plošného spoje a označení součástek, rozměry desky: 42x34 mm



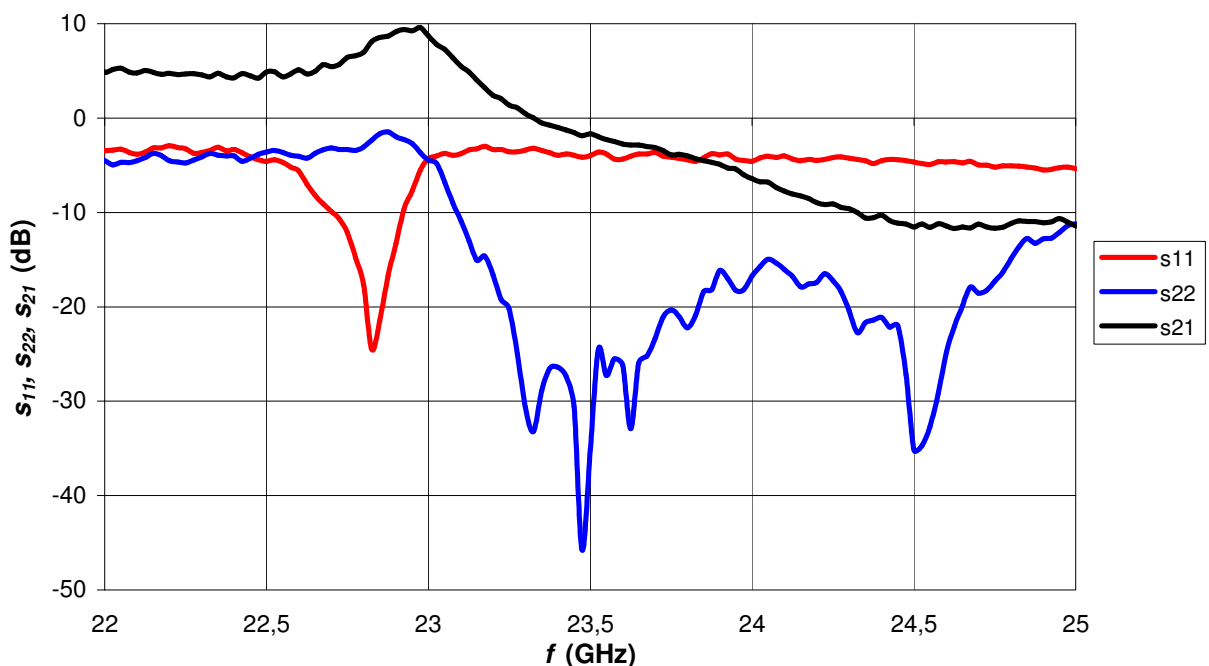
Obr. 5.14: Realizovaný zesilovač s tranzistory ATF-36077

5.6 Výsledky měření zesilovače s tranzistorem ATF-36077

Měření bylo provedeno vektorovým analyzátozem Agilent E8364B. Na obr. 5.15 je zobrazen výsledek měření zakrytovaného zesilovače. Je vidět, že na kmitočtu cca 23 GHz dochází k oscilacím, zesilovač zakmitává. Na pracovním kmitočtu 24 GHz je hodnota parametru s_{21} menší než 0 dB, zesilovač nepracuje správně. Po vložení vodivé pěny pod kryt zesilovače se výsledek zlepšil, oscilace se utlumily. Na kmitočtu 23 GHz zesílení dosahuje 9 dB. Vlastnosti zesilovače na pracovním kmitočtu se nezměnily. Měření šumového čísla nebylo provedeno. Bližší rozbor výsledků měření v závěru diplomové práce.



Obr. 5.15: Frekvenční závislost s -parametrů „nezatlučeného“ zesilovače



Obr. 5.16: Frekvenční závislost s -parametrů „zatlučeného“ zesilovače

Závěr

Navržený ozařovač bez tlumivkových límců byl vyroben a v bezodrazové komoře firmy ERA a.s. Pardubice byla změřena jeho směrová charakteristika. Hlavní lalok směrové charakteristiky je užší, než očekávaný. Důsledkem je menší ozáření paraboly a z toho plynoucí menší činitel využití. Klesnou tak i boční laloky antény a tím pádem se zmenší šumová teplota antény při příjmu signálů z družic. Pro zlepšení axiální souměrnosti vyzařovacího diagramu byly navrženy 2 typy tlumivkových límců. Ozařovač s tlumivkovými límci změřený nebyl. Pro vytvoření kruhové polarizace byl v programu CST Microwave Studio navržen polarizátor s dielektrickou lištou. Polarizátor nebyl vyrobený.

Původní nízkošumový zesilovač byl navržen s tranzistory NEC NE350184C. Objednané tranzistory však distributor do daného termínu nedodal. Proto byl zesilovač navržen s tranzistory Agilent ATF-36077. Nevýhodou těchto tranzistorů je to, že jsou původně určeny pro nižší kmitočtové pásmo. Rozptylové a šumové parametry musely být dopočítány. Zesilovač s tranzistory ATF-36077 byl realizovaný. Jeho funkčnost pro požadované pásmo se nepodařilo zajistit. Důvodem nefunkčnosti zesilovače mohly být nesprávně dopočítané parametry, špatné uzemnění tranzistoru (k uzemnění nebyly k dispozici prokovené otvory) a připájení tranzistoru k přizpůsobovacím obvodům, které mohlo tyto obvody rozladit.

Literatura

- [1] Tysl, V., Růžička, V.: *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. SNTL, Praha 1989
- [2] Procházka, M.: *Primární zářiče pro malé parabolické reflektory*. Sdělovací technika, 6, 1989, s. 211-213
- [3] Garg, R., Bhartia, P., Bahl, I. Ittipibonn, A.: *Microstrip antenna design handbook*. Artech House, Inc., Boston-London 2001
- [4] Nováček, Z.: *Antény a šíření rádiových vln – cvičení a projekty*. Skriptum FEKT VUT v Brně, Brno 2002
- [5] Černohorský, D., Nováček, Z.: *Antény a šíření rádiových vln – přednášky*. Skriptum FEI VUT, Brno 2001
- [6] Nováček, Z.: *Elektromagnetické vlny a vedení*. Skriptum FEKT VUT v Brně, dostupné na <http://www.feec.vutbr.cz/et>
- [7] Hanus, S., Svačina, J.: *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. skriptum FEKT VUT v Brně, Brno 2002
- [8] Hoffman, K., Hudec, P., Sokol, V.: *Aktivní mikrovlnné obvody*. skriptum FEL ČVUT, Praha 2004
- [9] Hoffman, K.: *Planární mikrovlnné obvody*. skriptum FEL ČVUT, Praha 2003
- [10] *katalogový list mikrovlnných substrátů*. dostupný na <http://www.Arlon-med.com>
- [11] *katalogový list LMC7660*. dostupný na <http://www.national.com>
- [12] *katalogový list NE350184C*.dostupný na <http://www.ncsd.necel.com>
- [13] Prokop, J., Vokurka, J.: *Šíření elektromagnetických vln a antény*. SNTL, Praha 1982
- [14] Orfanidis, Sophocles J.: *Electromagnetic Waves and Antennas*; dostupné na <http://www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/>
- [15] Rudge, A.W., Olver, A.D., Knight, P., Milne, K.: *The handbook of antenna design*. dostupné na <http://books.google.com>
- [16] Teshirogi, T., Yonejama, T.: *Modern millimeter - wave technologies*. dostupné na <http://books.google.com>
- [17] Wade, Paul: *W1GHZ: Online microwave antenna book*. dostupné na <http://www.qsl1.net/n1bwt/contents.htm>
- [18] Huelsenbusch, U.: Feeding parabolic dishes with horn antennas. DUBUS. 1, 2, 1986. dostupné na <http://dpmc.unige.ch/dubus>
- [19] Bornemann, J, Labay, V.: Ridge waveguide polarizer with finite and stepped-thickness septum. IEEE Trans. on microwave theory and techniques., vol. 43-8, s. 1782-1787, srpen 1995. dostupné na <http://www.ece.uvic.ca/~jbornema/Journals/046-95mtt-bl.pdf>
- [20] Huang, T., YU, Y., Wu, R.: *Dual-band/Broadband circular polarizers designed with cascaded dielectric septum loadings*. Progress in electromagnetic research symposium 2006, Cambridge, USA. dostupné na <http://piers.mit.edu/pierspublications/piers2k6cam/S3P3>
- [21] Wade, Paul: *Septum polarizers and feeds*. dostupné na <http://www.w1ghz.org/antbook/conf/SEPTUM.pdf>
- [22] *katalogový list tranzistoru ATF36077*. dostupné na www.semiconductor.agilent.com

Přílohy

Příloha č.1: Seznam součástí zesilovačů

Příloha č.2: Motivy plošného spoje zesilovačů

Příloha č.3: Konstrukční výkresy ozařovače

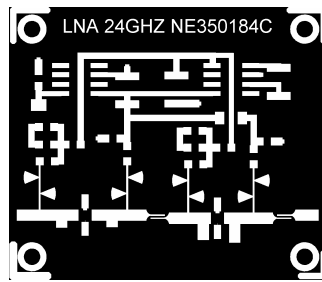
Seznam součástek zesilovače s tranzistorem NE350184C

C ₁	220nF/50V	keramický, SMD 1206
C ₂ , C ₃ , C ₄	10μF/16V	tantalové, SMD velikost B
C ₅ , C ₆ , C ₇ , C ₈	1nF/50V	keramické, SMD 0805
R ₀	0R	SMD 1206
R ₁₂ , R ₂₂	15k	SMD 0805
R ₁₃ , R ₂₃	1k2	SMD 0805
R ₁₄ , R ₂₄	47R	SMD 0805
R ₁₁ , R ₂₁	330R	SMD 0805
T ₁ , T ₂	NE350184C	
IC1	78L05	pouzdro SO-8
IC2	LMC7660	pouzdro SO-8

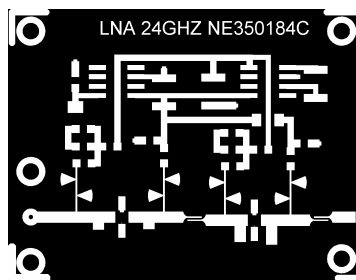
Seznam součástek zesilovače s tranzistorem ATF-36077

C ₁	220nF/50V	keramický, SMD 1206
C ₂ , C ₃ , C ₄	10μF/16V	tantalové, SMD velikost B
C ₅ , C ₆ , C ₇ , C ₈	1nF/50V	keramické, SMD 0805
R ₀	0R	SMD 1206
R ₁₂ , R ₂₂	22k	SMD 0805
R ₁₃ , R ₂₃	1k	SMD 0805
R ₁₄ , R ₂₄	47R	SMD 0805
R ₁₁ , R ₂₁	330R	SMD 0805
T ₁ , T ₂	ATF36077	
IC1	78L05	pouzdro SO-8
IC2	LMC7660	pouzdro SO-8

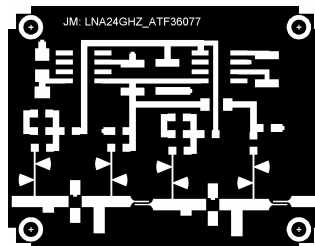
Motiv plošného spoje zesilovače s NE350184C, verze s konektory



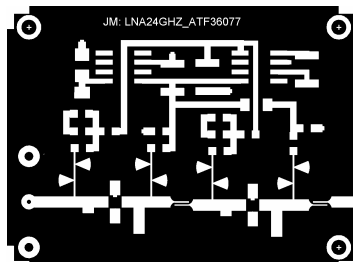
Motiv plošného spoje zesilovače s NE350184C, verze bez vstupního konektoru, připojitelná přímo k ozařovači

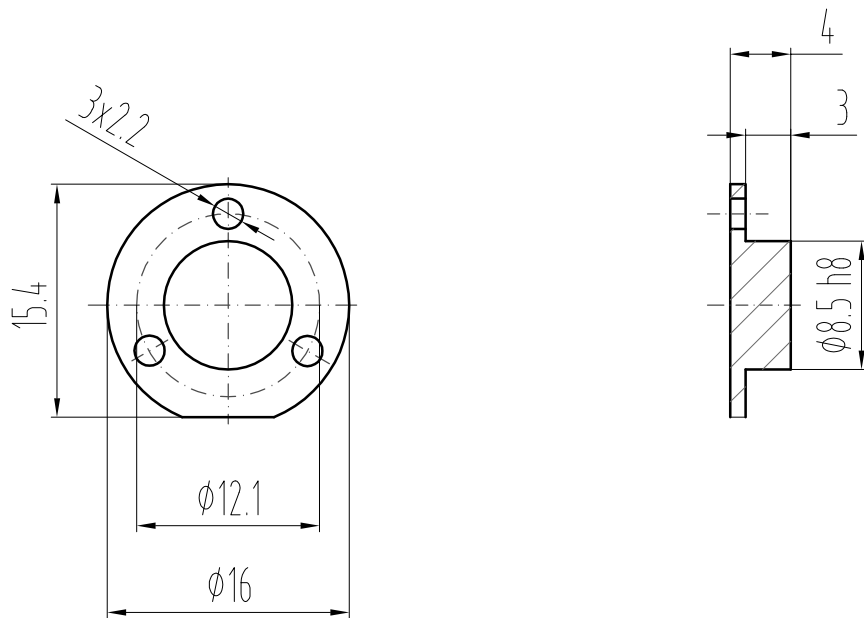


Motiv plošného spoje zesilovače s ATF-36077, verze s konektory



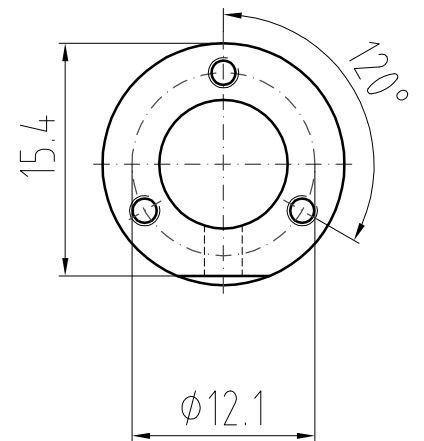
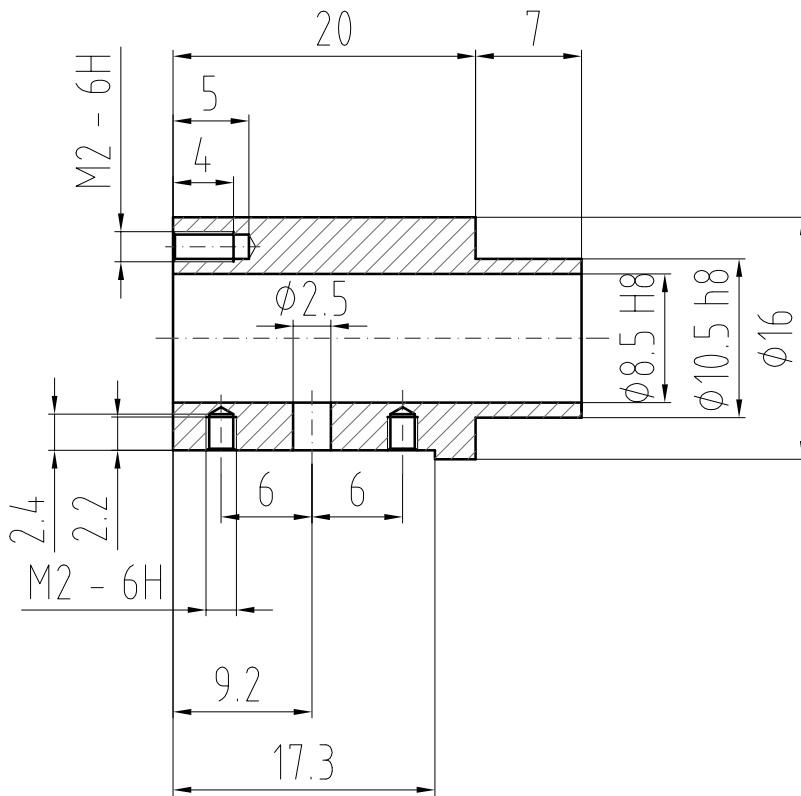
Motiv plošného spoje zesilovače s ATF-36077, verze bez vstupního konektoru, připojitelná přímo k ozařovači





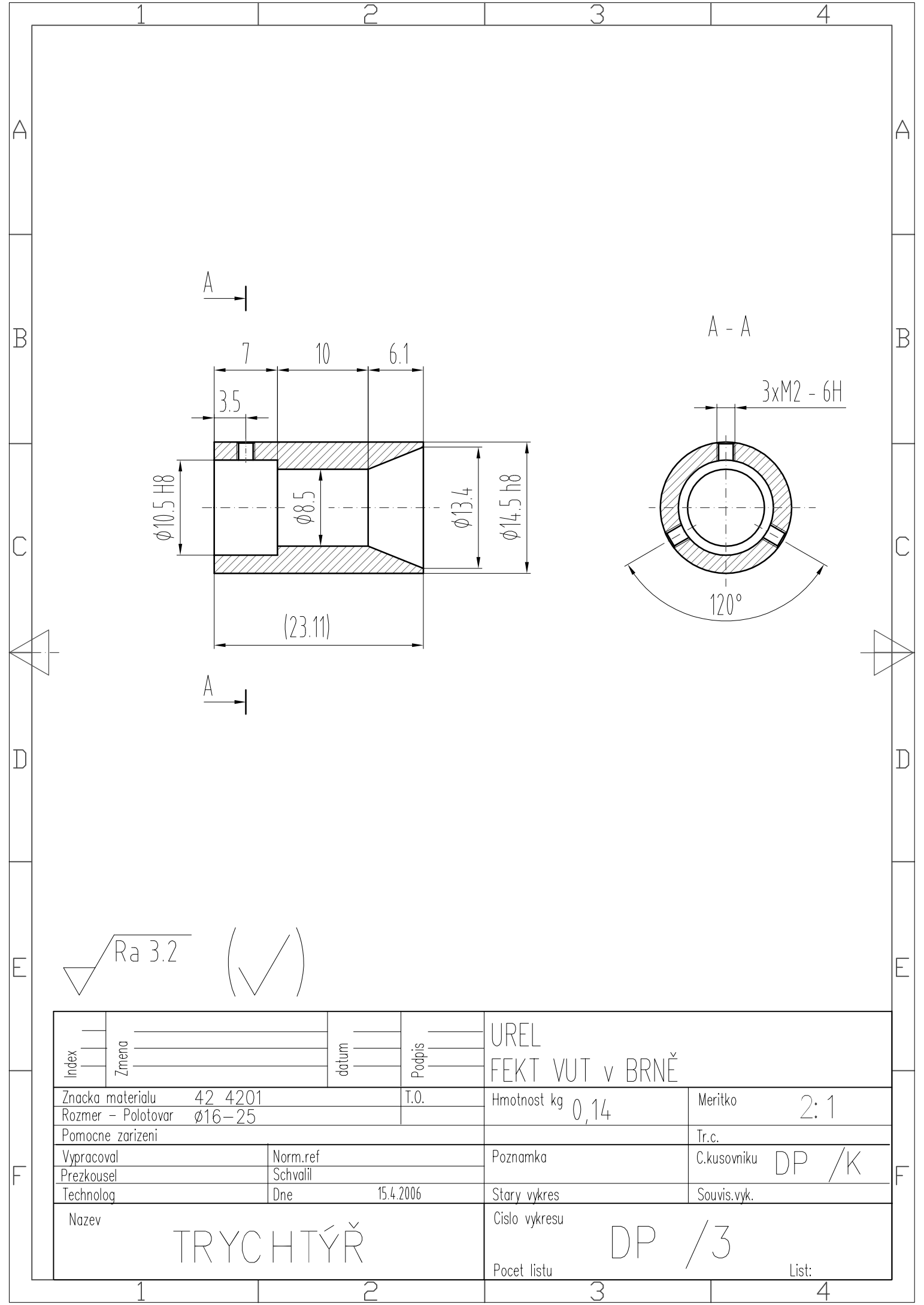
Ra 3.2 (✓)

Index	Změna	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu	42 4201	T.O.	Hmotnost kg	0.05	Meritko 2:1
Rozmer - Polotovar	Ø18-7				Tr.c.
Pomocne zarizeni					
Vypracoval	Norm.ref		Poznamka		C.kusovniku DP /K
Prezkousel	Schválil				
Technolog	Dne	15.4.2006	Stary vykres		Souvis.vyk.
Nazev	PŘÍRUBA		Cislo vykresu	DP /1	
			Pocet listu		List:

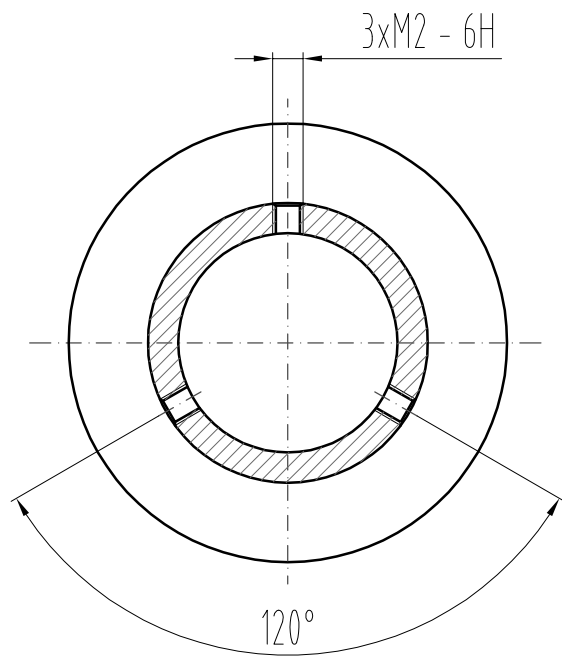
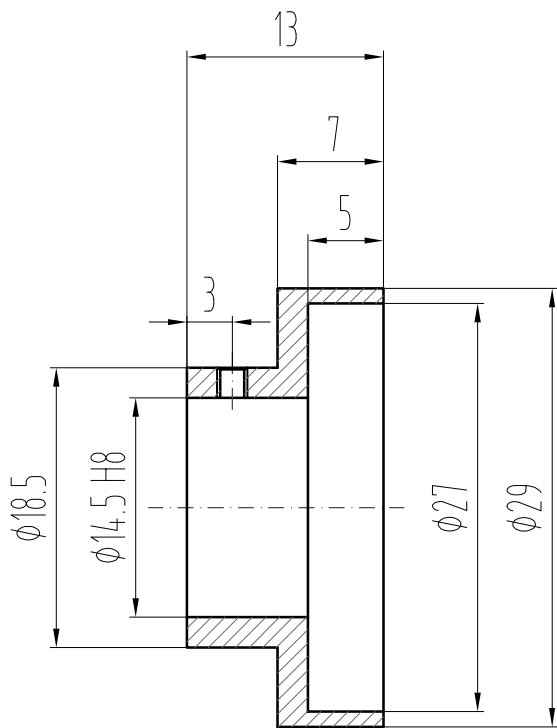


Ra 3.2 (✓)

Index	Zmena	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu	42 4201	T.O.	Hmotnost kg	0.21	Meritko 2:1
Rozmer - Polotovar	Ø18 - 30				
Pomocne zarizeni					Tr.c.
Vypracoval	Norm.ref		Poznamka		C.kusovniku DP /K
Prezkousel	Schvalil				
Technolog	Dne	15.4.2006	Stary vykres		Souvis.vyk.
Nazev	VLNOVOD		Cislo vykresu	DP /2	
			Pocet listu		List:

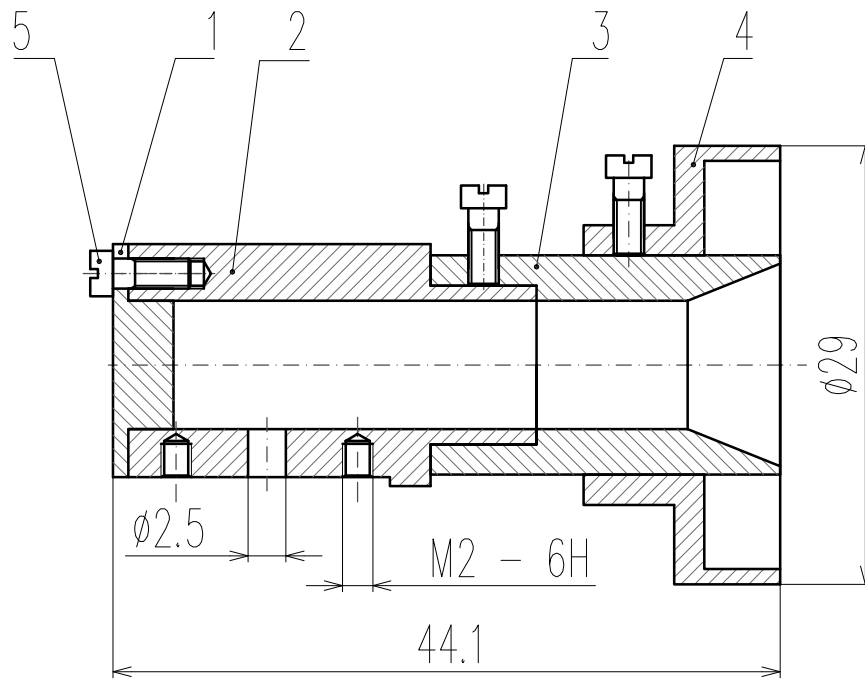


Index	Zmena	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu	42 4201	T.O.	Hmotnost kg	0,14	Meritko 2:1
Rozmer - Polotovar	ø16-25				Tr.c.
Pomocne zarizeni					
Vypracoval	Norm.ref		Poznámka	C.kusovníku DP /K	
Prezkoušel	Schválil				
Technolog	Dne	15.4.2006	Stary vykres	Souvis.vyk.	
Nazev	TRYCHTÝŘ		Cislo vykresu	DP /3	
			Pocet listu		List:



Ra 3.2 (✓)

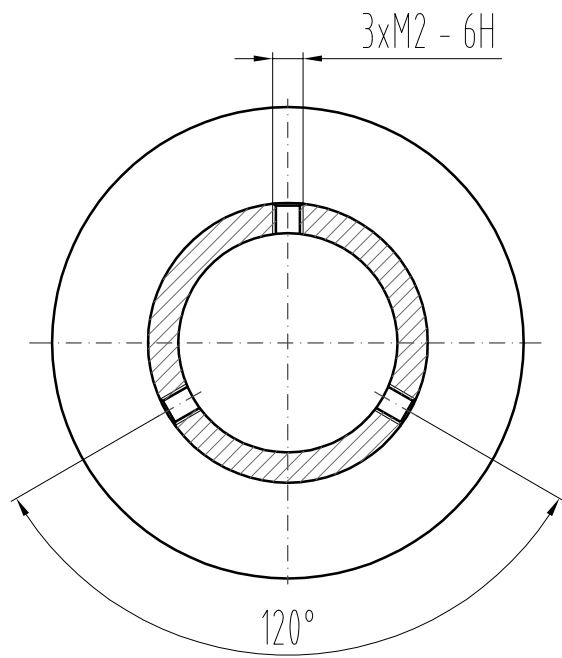
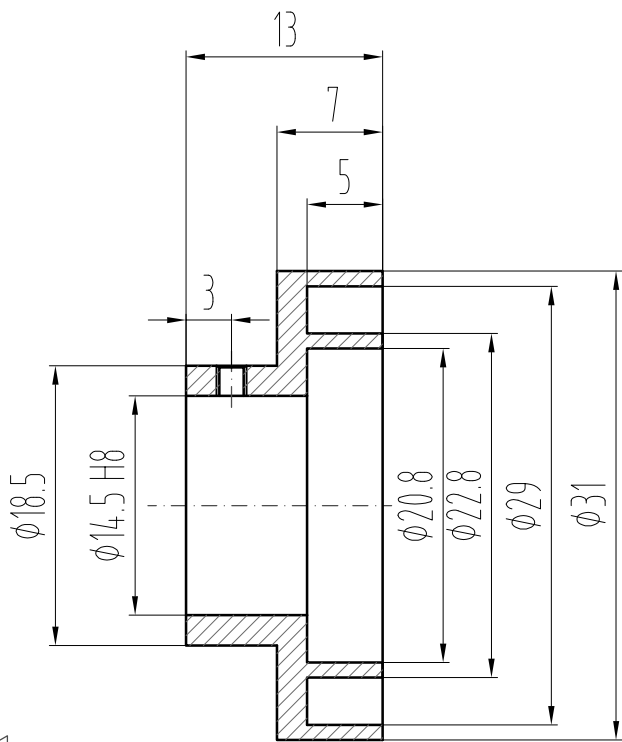
Index	Zmena	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu	42 4201	T.O.	Hmotnost kg	0,33	Meritko 2:1
Rozmer - Polotovar	Ø32-15				Tr.c.
Pomocne zarizeni					
Vypracoval	Norm.ref		Poznamka	C.kusovniku DP /K	
Prezkousel	Schválil				
Technolog	Dne	15.4.2006	Stary vykres	Souvis.vyk.	
Nazev	TLUMIVKA 1		Cislo vykresu	DP / 4	
			Pocet listu		List:

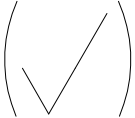


Index	Zmena	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu			T.O.	Hmotnost kg	Meritko 2:1
Rozmer - Polotovar					
Pomocne zarizeni					Tr.c.
Vypracoval	Norm.ref			Poznamka	C.kusovníku DP /K
Prezkoušel	Schválil				
Technolog	Dne	15.4.2006		Stary vykres	Souvis.vyk.
Nazev	OZAŘOVAČ			Cislo vykresu	DP /S
				Pocet listu	List:

Číslo poz.	Název - označení Výkres - Norma	Polotovár Materiál	Hmot	J.	Množ
1	PŘÍRUBA DP/1	Ø18-7 ČSN 42 7610 42 4201	0.05		1
2	VLNOVOD DP/2	Ø18-30 ČSN 42 7610 42 4201	0.21		1
3	TRYCHTÝŘ DP/3	Ø16-25 ČSN 42 7610 42 4201	0.14		1
4	TLUMIVKA 1 DP/4	Ø32-15 ČSN 42 7610 42 4201	0.33		1
5	ŠROUB M2x4 CSN 02 1131		0,002		9

Index	Změna	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu			T.O.	Hmotnost kg	Meritko
Rozmer - Polotovár					
Pomocne zarizeni					Tr.c.
Vypracoval		Norm.ref	Poznamka		C.kusovniku
Prezkousel		Schvalil			
Technolog		Dne 15.4.2006	Stary vykres		Souvis.vyk.
Nazev KUSOVNÍK			Cislo vykresu DP / K		Pocet listu List:



$\sqrt{\text{Ra } 3.2}$


Index	Zmena	datum	Podpis	UREL FEKT VUT v BRNĚ	
Znacka materialu	42 4201	T.O.	Hmotnost kg	0,36	Meritko 2:1
Rozmer - Polotovar	Ø35-15				Tr.c.
Pomocne zarizeni					
Vypracoval	Norm.ref		Poznamka	C.kusovníku DP /K	
Prezkoušel	Schválil				
Technolog	Dne	15.4.2006	Stary vykres	Souvis.vyk.	
Nazev	TLUMIVKA 2		Cislo vykresu	DP /5	
			Pocet listu		List: