

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Vliv dielektrika na šířku pásma mikropáskových antén

**Vedoucí práce: Ing. Jan Mráz, Ph.D.
Autor: Jan Kalčík**

2013

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2012/2013

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Jan KALČÍK**
Osobní číslo: **E10B0311P**
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**
Název tématu: **Vliv dielektrika na šířku pásma mikropáskových antén**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

V rámci vyhotovení práce demonstřujete vliv vlastností dielektrika na vlastnosti mikropáskových antén.

1. Seznamte se základními vlastnostmi mikropáskových antén (antén realizovaných s využitím technologie plošných spojů).
2. Vyberte analytické vztahy, které dávají do souvislosti vyzařovací a impedanční vlastnosti těchto antén a vlastnosti použitého substrátu.
3. Demonstřujete s využitím vhodného simulačního nástroje závislost vlastností mikropáskových antén na parametrech zvoleného dielektrika, příp. doplňující vzduchové mezery.
4. Realizujte vybranou anténu formou prototypu a ověřte její vlastnosti měřením na vektorovém analyzátoru.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **20 - 30 stran**
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.


Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Jan Mráz, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací
Konzultant bakalářské práce: **Ing. Jan Mráz, Ph.D.**
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání bakalářské práce: **15. října 2012**
Termín odevzdání bakalářské práce: **7. června 2013**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan



L.S.


Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2012

Abstrakt

Předkládaná práce obsahuje stručný popis simulačního softwaru FEKO. Zahrnuje popis způsobů provedení mikropáskových antén a jejich napájení, způsoby analýzy patch antén s využitím náhrady zářiče mikropáskovým vedením "model vedení" a náhradou zářiče dutinovým rezonátorem "dutinový model". Dále je uveden princip vyzařování pole mikropáskových antén. V práci je proveden výběr materiálů k simulaci a realizaci patch antén, spočteny návrhy rozměrů a vlastností těchto antén. Simulačním softwarem jsou data doladěna a vykresleny požadované charakteristiky. Pro vybrané substráty je proveden návrh plošného spoje, následuje vyrobení těchto antén, odměření charakteristik parametrů a porovnání se simulovanými daty.

Klíčová slova

Anténa, patch, mikropásková anténa, parametr, model vedení, dutinový model, návrh antény, analýza, simulace, rezonanční délka.

Abstrakt

This work contains a brief description of simulation software FEKO. Includes description of how the design of microstrip antennas and their feed, ways of analyzing patch antennas using replacement emitter microstrip transmission line "transmission line model" and replacing emitter cavity resonator "cavity model". The following is principle of radiation field of microstrip antennas. In the work is performed for simulate the selection of materials and execution of patch antennas, calculate design dimensions and parameters of these antennas. Data are tuned and depict characteristics in the simulation software. For selected substrates is done design of printed circuit board, followed by making these antennas, measuring characteristics parameters and compared with simulated data.

Key words

Antenna, patch, microstrip antenna, parameter, transmission line model, cavity model, design of antenna, analysis, simulation, resonant length.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....
podpis

V Plzni dne 7.6.2013

Jan Kalčík

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Mrázovi Ph.D. za cenné profesionální rady, připomínky a metodické vedení práce.

Obsah

Obsah.....	8
Seznam symbolů a zkratek.....	9
Úvod.....	10
1 FEKO.....	11
1.1 Struktura programu.....	11
1.1.1 CADFEKO.....	11
1.1.2 POSTFEKO.....	11
1.1.3 OPTFEKO.....	11
2 Anténa.....	12
2.1 Mikropásková anténa.....	12
2.2 Analýza mikropáskových antén.....	15
2.2.1 Model vedení.....	16
2.2.2 Dutinový model.....	18
2.2.3 Vyzářené pole.....	20
3. Vliv dielektrika na vyzářovací vlastnosti antén.....	23
3.1 Výběr materiálů pro simulaci a realizaci antén.....	23
3.2 Návrh antén.....	23
3.3 Simulace antén.....	25
3.4 Realizace antény a měření parametrů.....	26
Závěr.....	28
Seznam použité literatury.....	30
Přílohy.....	1

Seznam symbolů a zkratk

L	rezonanční délka zářiče
W	šířka zářiče
h	hloubka substrátu
ϵ_r	relativní permitivita
ϵ_{ef}	efektivní permitivita
Z_{IN}	vstupní impedance
Z_{ξ}	impedance štěrbiny
Y_{ξ}	admitance štěrbiny
G_{ξ}	reálná složka admitance štěrbiny
B_{ξ}	imaginární složka admitance štěrbiny
Z_{CH}	charakteristická impedance
X_f	reaktance napájecí sondy
β	fázová konstanta šíření vedením
dl	délka zdánlivého prodloužení
λ	délka vlny v materiálu
λ_0	délka vlny ve volném prostoru
PEC	perfect electric conductor
PMC	perfect magnetic conductor
R	činitel odrazu
E	intenzita elektrického pole
H	intenzita magnetického pole
J_t	náhradní elektrická proudová hustota metalizace
J_{ξ}	náhradní elektrická proudová hustota štěrbiny
M_{ξ}	náhradní magnetická proudová hustota štěrbiny
f_r	rezonanční frekvence
ko	koeficient odrazu
$\check{c}sv$	činitel stojatých vln
B_{10}	frekvenční šířku pásma
S_3	šířka svazku

Úvod

Tato práce se zabývá vlastnostmi mikropáskových antén, jejich návrhem, praktickou realizací a principem vyzařování.

Text je rozdělen do tří hlavních částí. První popisuje software použitý pro potřeby simulací v této práci. Druhá část textu obsahuje teoretický popis mikropáskové antény, způsoby analýzy antén, možnosti jejich provedení a princip vyzařování. Třetí část zahrnuje návrh, simulaci, praktickou realizaci a s tím spojená měření vlastností mikropáskových antén.

1 FEKO

Software FEKO je určený k simulaci elektromagnetických polí. Tato kapitola pojednává o částech softwaru které byly použity pro potřeby této práce. Nejedná se tedy o souhrn všech vlastností a funkcí programu.

1.1 Struktura programu

1.1.1 CADFEKO

Pro potřeby simulací v programu FEKO je prvotní podmínkou 2D nebo 3D návrh simulované součástky či přístroje. Pro tyto potřeby je součástí programového balíčku CADFEKO, který má velmi přívětivé uživatelské prostředí, díky němuž je možné zvládnou složité tvary. Je zde možnost definovat vlastní konstanty i materiály, nichž je dostatečné množství definováno vlastními knihovnamy programu. Dále je možnost definovat porty, které jde například použít jako napáječe. Vzhledem k simulovaným průběhům veličin je potřeba ohraničit oblasti snímání těchto veličin pomocí nástrojů „Far Fields“ a „Near Fields“. Před samotnou simulací elektromagnetických polí je nutnost provést diskretizaci oblasti čili Mesh.

1.1.2 POSTFEKO

K vyřešení problému dojde spuštěním „FEKO solver“, následuje možnost zobrazení výsledků pomocí další součásti programového balíčku POSTFEKO. Výsledky je možné promítnout v 3D zobrazení, kartézském, polárním nebo smith souřadných systémech. Je zde také možnost ovlivnit proměnlivost frekvence či času.

1.1.3 OPTFEKO

Nesporně velkou výhodou je možnost využití součásti programového balíčku OPTFEKO, tedy optimalizačního nástroje. Princip spočívá v nastavení parametrů v CADFEKO a následné simulaci. Například může být jako proměnná nastavena jedna z konstant, která byla dříve zvolna (vzdálenost napájení od okraje) a také meze, které nesmí optimalizační nástroj překročit. Dále musí být určena vlastnost antény, kterou chceme zlepšit optimalizací, a její ideální velikost. Samozřejmě proměnná a vlastnost antény (vstupní impedance) na sobě musejí být závisle. Při následném spuštění OPTFEKO program provede řadu simulací pokaždé s jinou velikostí proměnné. Nejlepší výsledek vypíše na monitor a vytvoří nový v CADFEKO spustitelný soubor s požadovanými parametry.

2 Anténa

Anténu lze brát jako prvek přenosového řetězce, tedy jako prvek, který transformuje elektromagnetické pole šířící se ve vedení a v jeho těsné blízkosti na elektromagnetické pole šířící se ve volném prostoru.

2.1 Mikropásková anténa

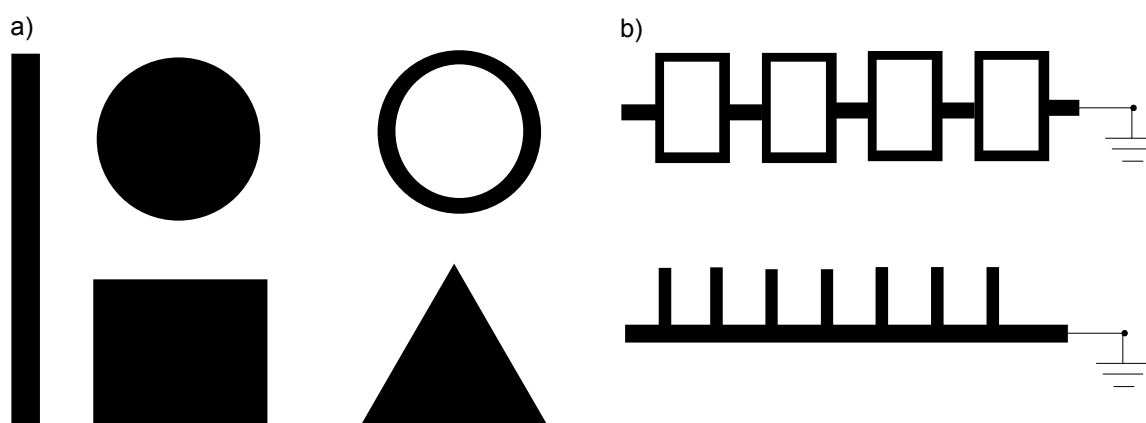
V této práci je pojednáváno o mikropáskových anténách, jejich parametrech vlastnostech a výhodách.

Anténním prvkem v planární struktuře může být teoreticky libovolně tvarovaný kovový útvar – pásek, ploška resp. Štěrbina ve vodivé ploše – vytvořený na jedné straně dielektrického substrátu, jehož druhá strana je pokovena a tvoří zemní rovinu, který je schopen při vhodně umístěném napájení vytvořit na svém povrchu stojatou proudovou vlnu. Tato stojatá proudová vlna (jí odpovídající tvar rozložení pole se nazývá mód či vid elektromagnetického pole) je pak zdrojem vyzařovaného pole. Pro účely vyzařování je možné použít libovolných geometrických tvarů zářičů. Z důvodů snadné analýzy byly původně zkoumány a popisovány pouze základní tvary zářičů, jako jsou obdélníky, čtverce, kruhy, elipsy, rovnoramenné trojúhelníky či prstence (obr. 2.1). Principiálně jde vlastně o vyzařující planární rezonátor. Kromě antén se stojatou proudovou vlnou je též možné při vhodně tvarovaném motivu a impedančním zakončení zářiče vybudit postupnou proudovou vlnu, která je podél anténní struktury vedena a vyzařuje elektromagnetickou vlnu do prostoru. V anglosaské literatuře je pro zmíněný vodivý útvar používán název patch (v překladu záplata, flíček, skvrna či ploška). V česky psané literatuře lze nalézt pojmenování flíčková nebo patchová anténa. Vzhledem k neustálenému překladu tohoto slova do českého jazyka a potřebě jednoslovného pojmenování antény, je v tomto textu dále používáno původní anglické slovo patch.

[1]

Základní principy pro vyzařování mikropáskovými anténami jsou samozřejmě zachovány, ovšem oproti klasickým anténám jsou velmi rozdílné což je především dáno výrobou technologií plošných spojů. Rozměrové omezení vzniká především v ose z, patch antény jsou tedy především realizovány v rovině, případně ve více rovinách nad sebou. U klasických antén převažuje dielektrické oddělení vzduchem, zatímco u patch antén je vyzařování velmi ovlivněno nosným dielektrickým substrátem. Použití správného substrátu ovlivňuje velikost dielektrických ztrát daných ztrátovým činitelem dielektrika. Samozřejmě oproti klasickým anténám je také

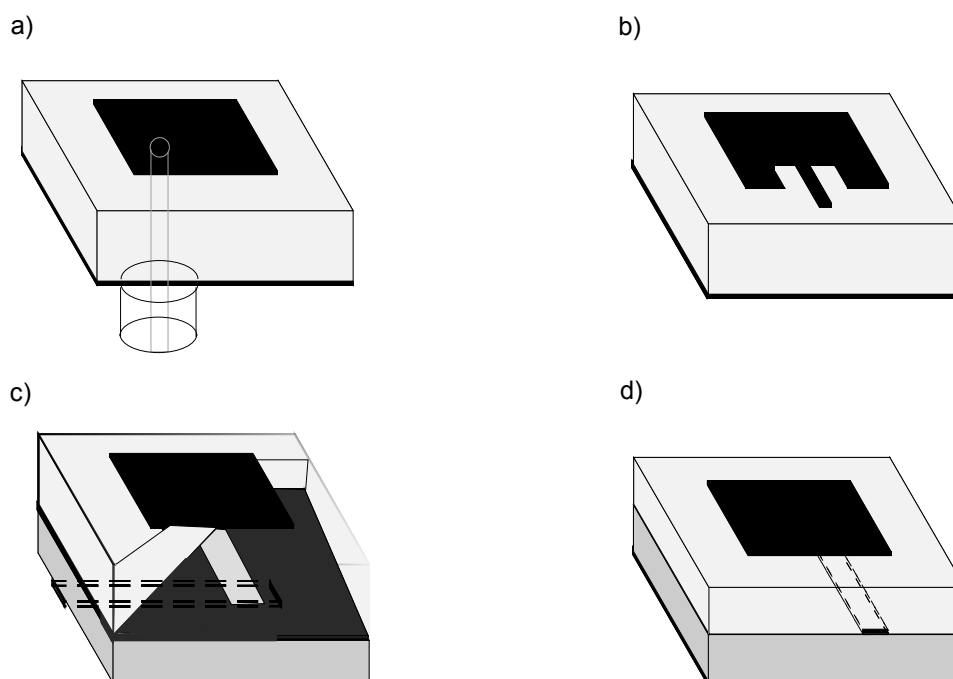
rozdíl ve ztrátách vodivých, což je dáno použitím tenkých vodivých vrstev na substrátu. Účinnost vyzařování je ovlivněna především ztrátami v dielektriku a vznikem povrchových vln. Dle použitých materiálů můžeme dosáhnout účinnosti od 40 % až téměř do 100 % (nejvyšší hodnoty jsou pro nízko-ztrátové materiály např. pěnová dielektrika). Důsledkem existence rozhraní dielektrikum/vzduch (u dielektrik s permitivitou vyšší než 1) je vybudena povrchová vlna, což má za následek vazbu mezi napájecím vedením a patchem, tedy zhoršení vyzařovacích a impedančních vlastností. Příkladem je vznik nepřizpůsobení antény k napáječi a zvýšení úrovně postranního laloku. Mezi výhody patch antén patří malá hmotnost, malé rozměry, snadná výroba, možnost umístění antény včetně konektoru na desku plošného spoje a tedy integrace na společné desce s ostatními součástkami, vysoká směrovost. Naopak nevýhodami jsou malá výkonová zatížitelnost, úzká šířka pásma, parazitní vyzařování na napájecích vedeních, dielektrické a vodivostní ztráty.



Obr. 2.1 Základní tvary zářičů a) se stojatou vlnou, b) s postupnou proudovou vlnou
 K napájení patche je možné využít více způsobů připojení. U všech způsobů je důležité určit v jaké vzdálenosti (podél délky patche L) bude napáječ spojen s patchem. Na tomto parametru je závislá vstupní impedance antény, tedy velikost odražené energie vlivem impedančního nepřizpůsobení antény a napáječe. Vstupní impedance se mění podél rezonanční délky L dle funkce $\cos^2(\pi x/L)$ v rozsahu hodnot od zhruba 200Ω (podle šíře patche a permitivity substrátu) na krajích patche až k hodnotě blízké se k 0Ω ve středu zářiče.

Nejsnazší způsob v případě napájení jednoho osamocené patche je připojení pomocí koaxiálního kabelu (obr. 2.2a) přímo uvnitř vyzařovací struktury. Napájení je tvořeno připojením koaxiálního kabelu zespoda k zemní rovině, jejímž nevodivým otvorem prochází střední vodič na druhou stranu substrátu, kde je vodivě spojen s patchem.

V případě použití antény složené z více patchů je nejsnazším způsobem napájení mikropáskovým vedením (obr. 2.2b). Napájení je tvořeno připojením mikropásku k hraně zářiče nebo zanořením do jeho vnitřku. Právě zanořením je možno dosáhnout velmi dobrého přizpůsobení. Pro zlepšení vlastností napájení je možno použít také čtvrtvlnné transformační vedení.



Obr. 2.2 Způsoby napájení mikropáskových antén a) koaxiálně, b) mikropáskovým vedením, c) vazební štěrbinou, d) otevřeným koncem vedení

Další dva způsoby přivedení napáječe jsou realizovány bezkontaktně, tedy mezi patchem a napáječem je vždy nevodivý substrát, což vede k nižším hodnotám rušivého vyzařování. Nevýhodou je ovšem nutnost realizace na vícevrstvých strukturách a složitější způsob přizpůsobení. Napájení vazební štěrbinou (obr. 2.2c) je realizováno zemní rovinou, obsahující úzkou štěrbinu podél šířky W , pod středem zářiče mezi dvěma vrstvami substrátu. Tato štěrbinu je excitována mikropáskem vedeným pod substrátem v rovinně kolmé ke štěrbině. Následně je polem procházejícím štěrbinou vybuzen patch umístěný nad substrátem.

Napájení s otevřeným koncem (obr. 2.2d) je realizováno patchem na substrátu, zemní rovinou pod ním a napáječem vedeným uvnitř substrátu, tedy mezi dvěma vrstvami dielektrika. Energie je v tomto případě přenesena kapacitní vazbou, ale na rozdíl od napájení vazební štěrbinou není

napáječ oddělen od zářiče zemní rovinou. Rušivé vyzařování bude v tomto případě tedy větší, ovšem menší než v případech kontaktního napájení (mikropáskové a koaxiální).

2.2 Analýza mikropáskových antén

Analýza mikropáskových antén je ztížena jejich specifickými vlastnostmi, např. několikanásobnost dielektrického rozhraní, způsob napájení či tvar patche. Obecně při analýzách platí, že je třeba nalézt vyhovující kompromis v poměru mezi složitostí metody (může záviset na výpočetním systému) a přesností řešení pro splnění účelu (závisí na budoucím použití antény). Analytické metody jsou jednoduché a rychlé, což vyplývá z použití zjednodušujících předpokladů, a jsou tedy s malou přesností. Numerické metody analyzují strukturu bez zjednodušení a jsou v rámci dané realizace přesné.

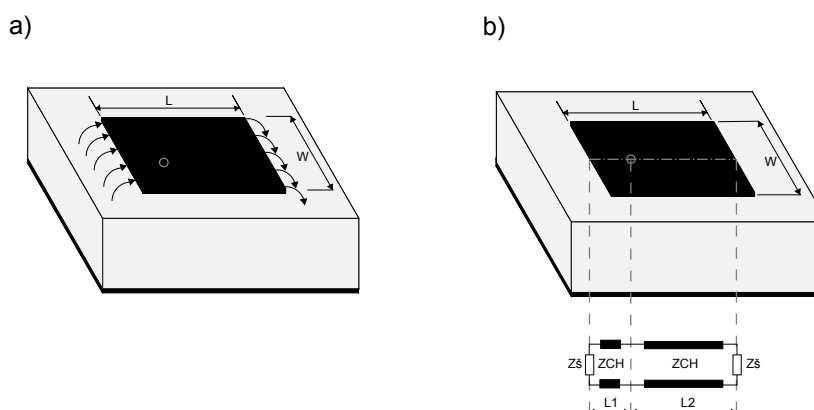
Modely použité k analýze mikropáskových patchových antén zabírají velkou škálu od těch nejjednodušších analytických jako jsou model vedení (transmission line model, TLM) a dutinový model (cavity model) přes segmentační techniky až po komplexní přístupy založené na formulaci diferenciálního a integrálního tvaru Maxwellových rovnic pro daný problém. Diferenciální tvar rovnic je vhodný nebo nezbytný pro analýzu struktur, kde se vyskytují konečné objemy vodičů a dielektrik s různými elektrickými a magnetickými parametry. Vyskytují-li se v analyzovaných strukturách rozlehlé (teoreticky nekonečné) dielektrické vrstvy konečné tloušťky (jako je tomu u planárních obvodů antén) bývá efektivnější použít integrální tvar Maxwellových rovnic. Ve formulaci integrálních modelů (integral equation model) existuje několik přístupů v závislosti na tom, zda jsou použity přímo intenzity polí elektrického resp. Magnetického nebo potenciály. V každém případě jsou použitím integrálního případně diferenciálního tvaru rovnic uvažovány v řešení všechny vlnové efekty jako vzájemná vazba mezi proudovými elementy, vyzařování elektromagnetických vln, vybuzení vln povrchových či unikajících. Tento přístup umožňuje popsat a analyzovat libovolně tvarované metalické povrchy ve vrstvených dielektrických prostředích bez zjednodušujících předpokladů, které jsou činěny v modelech analytických. Nejpoužívanějšími vlnovými technikami (full-wave techniques) pro řešení planárních struktur jsou spektrální metoda (spectral-domain full wave solution), metoda integrální rovnice smíšených potenciálů (mixed-potential electric field integral equation, MPIE) a metoda konečných diferencí v časové oblasti (finite-difference time-domain, FDTD).

[1]

2.2.1 Model vedení

Použití analýzy principem modelu vedení je vlastně náhrada patche širokým úsekem mikropáskového vedení délky L přibližně rovno $\lambda/2$ na daném substrátu. V půlvlnné rezonanci dochází ke změně intenzity elektrického pole podél délky L dle funkce $\cos(\pi x/L)$, v ostatních rozměrech, tedy podél h a W , se intenzita elektrického pole nemění. Největší objem vyzařované energie vzniká na protilehlých okrajích patche vzdálených L . Normálové složky pole vzhledem k rovině patche jsou fázově posunuty o 180° , takže se vruší. Naopak tečné složky pole jsou ve fázi a tak je maximum pole rovnoběžné s rovinnou patche.

Vedení poměrné délky W/h je zakončeno otevřenými konci, pro ideální dielektrikum by tedy impedance štěrbiny mezi hranou patche a zemní rovinnou dosahovala nekonečna. V reálném stavu je reprezentována veličinou Z_s . Pro následující výpočty je nutné předpokládat homogenní dielektrický substrát s relativní permitivitou ϵ_r a výšky h .



Obr. 2.3 a) Rozložení intenzity elektrického pole mezi patchem a zemní rovinnou
b) Náhradní model koaxiálně napájeného pravoúhlého patche

Vstupní impedance (2.1) je možné určit z náhradního schématu (obr. 2.3b) pomocí výpočtu obsahující Z_s impedance štěrbiny, Z_{CH} charakteristickou impedanci od napájecího bodu, β fázovou konstantu šíření vedením, X_f reaktanci napájecí sondy koaxiálního vedení o průměru d a vzdálenosti napájecího bodu od okrajů patche L_1, L_2 .

$$Z_{IN} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} + i X_f \quad (2.1)$$

$$Z_1 = Z_{CH} \frac{Z_s + i Z_{CH} \operatorname{tg}(\beta L_1)}{Z_{CH} + i Z_s \operatorname{tg}(\beta L_1)} \quad Z_2 = Z_{CH} \frac{Z_s + i Z_{CH} \operatorname{tg}(\beta L_2)}{Z_{CH} + i Z_s \operatorname{tg}(\beta L_2)} \quad (2.2) (2.3)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\varepsilon_{ef}} \quad (2.4)$$

$$X_f = \frac{-Z_0 k h}{2\pi} \left[\ln \frac{k d}{4} + 0,577 \right] \quad (2.5)$$

Impedance štěrbin Z_s (2.6) je převrácená hodnota admitance Y_s (2.7), složená z reálné složky G_s (2.8) vyjadřující vyzařovací ztráty a imaginární složky B_s (2.9) vyjadřující energii akumulovanou v části vedení dl . Vzdálenost dl je délka na níž dochází k rozptylu směrem od hrany patche.

$$Z_s = \frac{1}{Y_s} \quad Y_s = G_s + i B_s \quad (2.6) (2.7)$$

$$G_s = \frac{W}{120 \lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad W \gg \lambda_0, \frac{h}{\lambda_0} \ll \frac{1}{10} \quad (2.8)$$

$$B_s = \frac{W}{120 \lambda_0} (1 - 0,636 \cdot \ln(k_0 h)) \quad \frac{h}{\lambda_0} \ll \frac{1}{10} \quad (2.9)$$

Při výpočtu Z_{CH} charakteristické impedance (2.10) je použita ε_{ef} efektivní permitivita (2.11) díky níž je do výpočtů zahrnuto i pole rozptýlené mimo substrát.

$$Z_{CH} = \frac{120 \pi}{\sqrt{\varepsilon_{ef}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \frac{W}{h} \geq 1 \quad (2.10)$$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad \frac{W}{h} > 1 \quad (2.11)$$

Zdánlivé prodloužení dl , ke kterému dochází vlivem rozptylového pole na velikosti rezonanční délky L je vyjádřeno v rovnici (2.12). K návrhu zářiče je třeba určit jeho skutečné rozměry L (2.13) a W (2.14).

$$dl = 0,412 \cdot h \frac{(\varepsilon_{ef} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{ef} + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)} \quad (2.12)$$

$$L = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{ef}} f_r} - 2 dl \quad (2.13)$$

$$W = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.14)$$

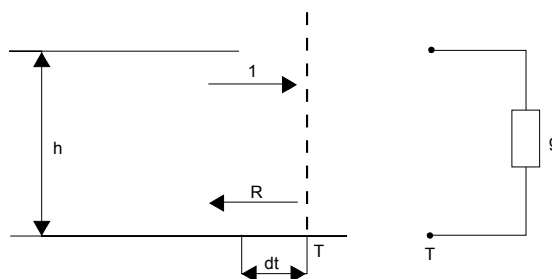
Určení velikosti substrátu, resp. přesahu substrátu přes patch vychází z délky vlny v dielektriku λ (2.15).

$$\lambda = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.15)$$

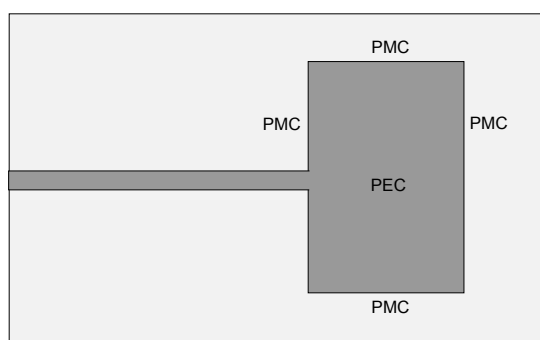
Model vedení není příliš přesný, což vyplývá z použití zjednodušujících předpokladů, které zahrnují vyzařování pouze z protilehlých hran patche, nulové ztráty na vedení, frekvenční nezávislost efektivní permitivity a zanedbání vzájemné vazby šěrbin.

2.2.2 Dutinový model

Další možností jak pochopit princip vyzařování patche je přirovnání k dvoudeskovému vlnovodu s otevřenými konci, na nichž budeme sledovat odraz vln.



Obr. 2.4 Dvoudeskový vlnovod jako náhrada konce mikropáskového vedení



Obr. 2.5 Patch anténa s naznačenými okrajovými podmínkami

$$R = |\Gamma| e^{-j\Phi} \quad (2.16)$$

R činitel odrazu je zapsán rovnicí (2.16), kde Γ modul a Φ fáze jsou složitými funkcemi

permitivity, výšky a vlnové délky substrátu. Vzhledem k velmi vysoké impedanci deskového vlnovodu s otevřeným koncem je možné zavést radikální zjednodušení. Vzhledem ke vztahu

$Z_V = E/H$ je zřejmé, že pro $Z \rightarrow \infty$ platí $H \rightarrow 0$, je tedy splněna podmínka pro dokonalou magnetickou stěnu (perfect magnetic conductor dále jen PMC).

Mikropáskovou anténu můžeme nahradit dutinou s okrajovými podmínkami (obr. 2.5). Na hranici antény se nachází magnetická stěně (vysokoimpedanční podmínka), elektrické pole tedy na okraji dosáhne maxima, magnetické pole minima. Pro anténu bez buzení je možné provést tyto zjednodušující kroky.

- 1) Aproximace rozhraní k dokonalé magnetické stěně (PMC). Patch, napáječ a zemní rovinu nahradíme dokonalou elektrickou stěnou (perfect electric conductor dále jen PEC).

Matematicky vyjádřeno

$$\vec{E} \times \vec{n} = 0, \text{ tj. } E_t = 0 \text{ a } \vec{H} \cdot \vec{n} = 0, \text{ tj. } H_n = 0 \text{ na elektrické stěně}$$

$$\vec{H} \times \vec{n} = 0, \text{ tj. } H_t = 0 \text{ a } \vec{E} \cdot \vec{n} = 0, \text{ tj. } E_n = 0 \text{ na magnetické stěně,}$$

kde \vec{n} je normálový vektor k příslušné stěně. Těmito aproximacemi vznikla uzavřená 3D dutina se schopností vybudení nekonečného množství rezonančních módů různých frekvencí.

- 2) Výška dutiny (mikropáskové antény) je ve srovnání s vlnovou délkou velmi malá (z pravidla do $\lambda/10$), lze tedy zanedbat změny pole ve směru osy z a platí zjednodušení

$E_x = E_y = H_z = 0$. Nezávislost na výšce umožňuje řešení problému pouze ve dvou rozměrech, v nichž nenulové složky jsou E_z, H_x, H_y . Magnetické pole obsahuje pouze příčné (transverzální) složky x a y , vyznačuje se charakterem TM módů.

Původní vektorová rovnice pro výpočet pole popsané v dutině se nám díky kroku 2 zredukovala na skalární Helmholtzovu vlnovou rovnici pro složku E_z (složky H_x a H_y dále vypočteme z E_z , podobně jako se postupuje při řešení vlnovodů):

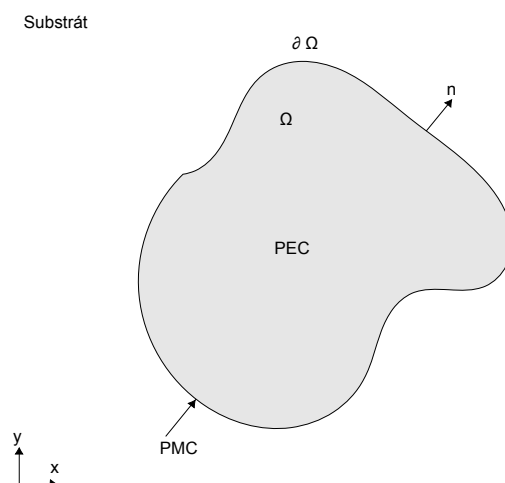
$$(\Delta_t + k_n^2) E_{z,n} = 0 \text{ na oblasti } \Omega \quad (2.17)$$

s hraniční podmínkou PMC $\frac{\partial E_{z,n}}{\partial n} = 0$ na hranici $\partial\Omega$ (viz. obr. 2.6), kde Δ_t je příčný

operátor $\Delta_t = \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right)$, k_n^2 jsou vlastní čísla a $E_{z,n}$ vlastní funkce (tzv. módy

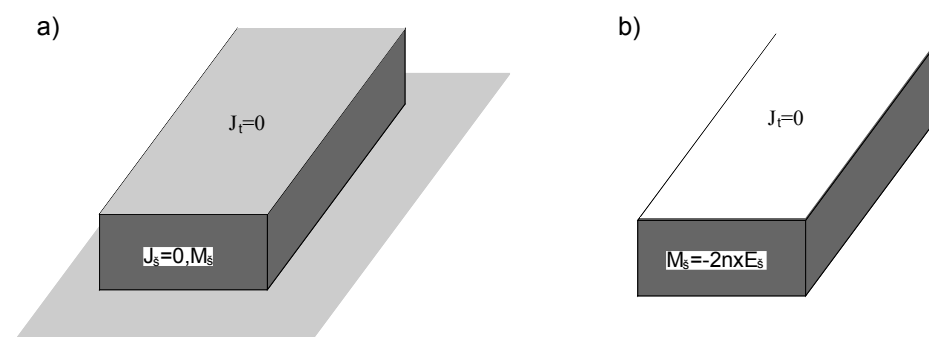
elektromagnetického pole). Okrajová podmínka $\frac{\partial E_{z,n}}{\partial n} = 0$ se také nazývá Neumannova, derivace je podle vnější normály \vec{n} (obr. 2.6). Úkolem je najít takové funkce $E_{z,n}$ a čísla k_n^2 , aby byla rovnice (2.17) splněna. Analytický výpočet např. metodou separace proměnných lze provést pouze u tzv. kanonických tvarů (obdélník, trojúhelník, kruh, elipsa) oblasti Ω .

[1]

Obr 2.6 Oblast Ω na níž je definována dvourozměrná Helmholtzova vlnová rovnice

2.2.3 Vyzářené pole

Směrové charakteristiky patche je možné popsat analytickými vztahy vycházejícími z principu ekvivalence pole. Výsledkem použití této metody je nahrazení štěrbiny mezi okrajem patche a zemní rovinnou plochou, ze které dochází k vyzařování. Z toho vychází možnost definice ekvivalentních proudových hustot (obr. 2.7).

Obr. 2.7 Ekvivalentní proudové hustoty na plochách štěrbin pravoúhlého patche
a) se zemní rovinnou, b) bez zemní roviny

Náhradní elektrická proudová hustota J_t , způsobená přítomností zbytkového elektrického pole nad patchem, je vzhledem k malému poměru W/h u planárních antén zanedbatelná, proto

$J_t=0$. Na plochách štěrbin jsou definovány následujícími vztahy náhradní elektrická proudová hustota J_s a náhradní magnetická proudová hustota M_s . Podél štěrbin antény je tečná složka elektrického pole zanedbatelná tudíž $J_s=0$.

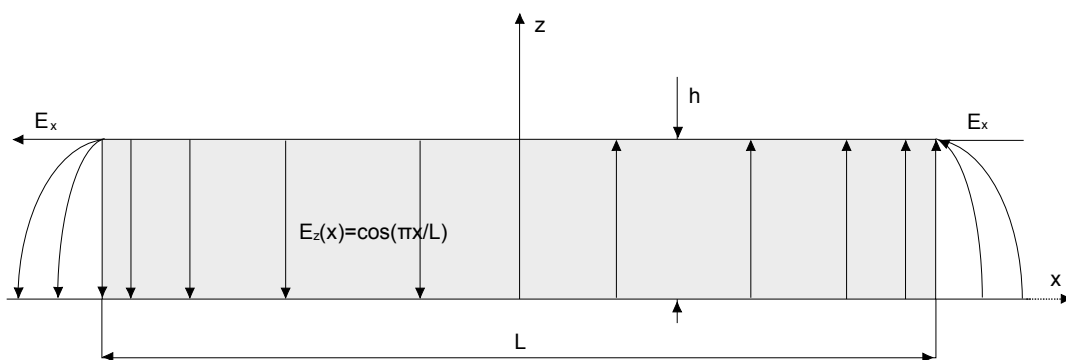
$$\vec{J}_s = \vec{n} \times \vec{H}_s \quad (2.18)$$

$$\vec{M}_s = -\vec{n} \times \vec{E}_s \quad (2.19)$$

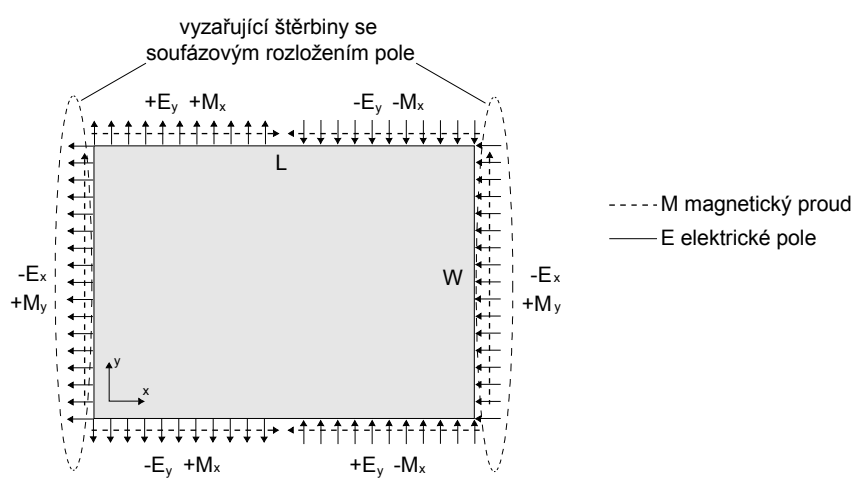
Díky zjednodušujícím předpokladům zůstala nenulová pouze náhradní magnetická proudová hustota M_s podél boční stěny dutiny za přítomnosti zemní roviny. Pomocí principu zrcadlení za přítomnosti zemní roviny dojdeme ke zdvojnásobení náhradní magnetické proudové hustoty M_s dle následujícího vztahu.

$$\vec{M}_s = -2 \vec{n} \times \vec{E}_s \quad (2.19)$$

Rozložení magnetické proudové hustoty a elektrického pole je na obr. 2.9 znázorněno pro základní mód TM_{10} , toto označení je dáno nepřítomností složky H_z v prostoru mezi motivem zářiče a zemní rovinou. Z obr. 2.9 jsou patrné čtyři zdrojové štěrbin, ale jak již bylo zmíněno na vyzařování se podílejí pouze dvě. Štěrba podél rozměru W má pole na celé ploše téměř konstantní, díky čemuž z ní dochází k vyzařování (vyzařující štěrba). Na štěrbině podél rozměru L je pole rozloženo podle funkce \cos (obr. 2.8), k vyzařování tedy dochází ovšem vzhledem k opačné orientaci proudů na protilehlých stranách se jejich účinek v hlavních rovinách vyruší (nevyzařující štěrbin). Vynucená kolmost vektoru elektrického pole ke kovovým plochám způsobuje na okrajích rozptylové pole v němž dochází ke vzniku tečných složek E_x a E_y (z původně jen normálové složky E_z) vyzařujících pole v přesahu přes fyzické rozměry antény.



Obr. 2.8 Rozložení pole základního módu s rozptylovým polem (pohled z boku)



Obr. 2.9 Ukázka magnetických proudových hustot na obvodu dutiny v základním módu

3. Vliv dielektrika na vyzařovací vlastnosti antén

3.1 Výběr materiálů pro simulaci a realizaci antén

Materiály substrátů antén byly vybrány dle několika kritérií. Antény prakticky realizované odleptáním mědi byly vyrobeny na materiálu FR4, který se běžně používá na DPS. Materiály simulovaných anténních substrátů (tab 3.1) byly zvoleny dle velikosti relativní permitivity a dle obsahu vlastních knihoven programu FEKO.

3.2 Návrh antén

Návrhy antén v této kapitole byly provedeny dle kapitoly 2.2.1 Model vedení. Ukázka výpočtů byla zvolena pro běžně používaný substrát FR4 výšky 1,5 mm.

$$\varepsilon_r = 4,8 \quad h = 1,5 \text{ mm} \quad f_r = 2,4 \text{ GHz}$$

$$W = \frac{c}{2 f_r} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 2,4 \cdot 10^9} \sqrt{\frac{2}{4,8 + 1}} = 36,7 \text{ mm} \quad (3.1)$$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-1/2} = \frac{4,8 + 1}{2} + \frac{4,8 - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{36,7 \cdot 10^{-3}} \right)^{-1/2} = 4,5 \quad (3.2)$$

$$dl = 0,412 \cdot h \frac{(\varepsilon_{ef} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,264 \right)}{(\varepsilon_{ef} + 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,8 \right)}$$

$$dl = 0,412 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3} \frac{(4,5 + 0,3) \left(\frac{36,7 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-3}} + 0,264 \right)}{(4,5 + 0,258) \left(\frac{36,7 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-3}} + 0,8 \right)} = 0,684 \text{ mm} \quad (3.3)$$

$$L = \frac{c}{2 \sqrt{\varepsilon_{ef}} f_r} - 2 dl = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \sqrt{4,5} \cdot 2,4 \cdot 10^9} - 2 \cdot 0,000648 = 28,09 \text{ mm} \quad (3.4)$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_r} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,4 \cdot 10^9} = 125 \text{ mm} \quad (3.5)$$

$$\lambda = \frac{c}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2,4 \cdot 10^9 \sqrt{4,8}} = 57,05 \text{ mm} \quad (3.6)$$

Přesah substrátu přes rozměry patche byl zvolen $\lambda/4$.

$$L_{substrate} = L + 2 \frac{\lambda}{4} = 0,02809 + 2 \frac{0,05705}{4} \approx 58 \text{ mm} \quad (3.7)$$

$$W_{substrate} = W + 2 \frac{\lambda}{4} = 0,036,7 + 2 \frac{0,05705}{4} \approx 67 \text{ mm} \quad (3.8)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi}{0,125} = 50,27 \text{ m}^{-1} \quad (3.9)$$

$$G_s = \frac{W}{120 \lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] = \frac{36,7 \cdot 10^{-3}}{120 \cdot 125 \cdot 10^{-3}} \left[1 - \frac{1}{24} (50,27 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3})^2 \right] = 2,45 \cdot 10^{-3} \text{ S} \quad (3.10)$$

$$B_s = \frac{W}{120 \lambda_0} (1 - 0,636 \cdot \ln(k_0 h))$$

$$B_s = 36,7 \cdot \frac{10^{-3}}{120 \cdot 0,125} (1 - 0,636 \cdot \ln(50,27 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3})) = 6,47 \cdot 10^{-3} \text{ S} \quad (3.11)$$

$$Y_s = G_s + i B_s = (2,45 + i 6,47) \cdot 10^{-3} \text{ S} \quad (3.12)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{ef}} = 50,27 \sqrt{4,5} = 106,64 \text{ m}^{-1} \quad (3.13)$$

$$k = k_0 \sqrt{\epsilon_{er}} = 50,27 \sqrt{4,8} = 110,13 \text{ m}^{-1} \quad (3.14)$$

$$X_f = \frac{-Z_0 k h}{2\pi} \left[\ln \frac{k d}{4} + 0,577 \right]$$

$$X_f = \frac{-75 \cdot 110,13 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{2\pi} \left[\ln \frac{110,13 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{4} + 0,577 \right] = 3,9 \Omega \quad (3.15)$$

$$Z_{CH} = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]}$$

$$Z_{CH} = \frac{120 \pi}{\sqrt{4,5} \left[\frac{36,7 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-3}} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{36,7 \cdot 10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-3}} + 1,444 \right) \right]} = 6,339 \Omega \quad (3.16)$$

$$Z_s = \frac{1}{Y_s} = \frac{1}{(2,45 + i 6,47) \cdot 10^{-3}} = 51,187 + i 135,176 \Omega \quad (3.17)$$

Hodnota $Z_{IN} = 50 \Omega$ odpovídala pro rozměry $L_1 = 0,0060956 \text{ m}$ a $L_2 = 0,021994 \text{ m}$

$$Z_1 = Z_{CH} \frac{Z_s + i Z_{CH} \operatorname{tg}(\beta L_1)}{Z_{CH} + i Z_s \operatorname{tg}(\beta L_1)} = 0,24189 - i 7,66006 \Omega \quad (3.18)$$

$$Z_2 = Z_{CH} \frac{Z_s + i Z_{CH} \operatorname{tg}(\beta L_2)}{Z_{CH} + i Z_s \operatorname{tg}(\beta L_2)} = 0,20918 + i 6,73153 \Omega \quad (3.19)$$

$$Z_{IN} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} = 21,825 + i 44,985 \Omega \quad |Z_{IN}| = 50 \Omega \quad (3.20)$$

materiál	h [mm]	ϵ_r	ϵ_{ef}	W [mm]	L [mm]	L_1 [mm]
FR4	1	4.8	4.584	36.701	28.274	7.13
FR4	1.5	4.8	4.5	36.701	28.091	6.096
FR4	2.4	4.8	4.377	36.701	27.7	5.6
teflon	1.5	2.08	2.014	50.364	42.437	12.36
vzduch	1.5	1	1	62.492	60.347	11.9
oxid berylatý	1.5	6.4	5.933	32.492	24.334	3.95
glazovaná keramika	1.5	7.2	6.643	30.867	22.939	2.92

Tab 3.1 Vypočítané parametry antén daných dielektrických substrátů

3.3 Simulace antén

K simulacím antén byl použit software FEKO. Prvním krokem bylo vymodelování patch antény a definice napájecího portu dle parametrů v předchozí kapitole programem CADFEKO. Při následné simulaci elektromagnetických vln programem POSTFEKO byla zjištěna hodnota

$Z_{IN} \neq 50 \Omega$, což byl očekávaný výsledek, protože byl použit snadný návrh antény se zjednodušujícími předpoklady. Bylo tedy třeba optimalizovat parametry antény, aby nedocházelo ke ztrátám energie způsobeným impedančním nepřizpůsobením koaxiálního napáječe a antény. Několikanásobné optimalizace rezonanční délky antény L a vzdálenosti napáječe od hrany patche L_1 , vedly k uspokojivým výsledkům. Tab. 3.2 obsahuje rozměry patche optimalizované nástrojem OPTFEKO (materiál bez indexu). Rozměry antén z materiálu s indexem byly zaokrouhleny pro potřeby praktické realizace na jedno desetinné místo. Tab. 3.3 a přílohy obsahují vstupní impedanci antény rozdělenou na reálnou Z_{INre} a imaginární složku Z_{INim} , koeficient odrazu k_o , činitel stojatých vln $\check{c}sv$, frekvenční šířku pásma B_{10} pro hodnotu $\leq -10 \text{ dB}$ a šířku anténního svazku S_3 pro pokles o 3 dB oproti maximu.

materiál	h [mm]	W [mm]	L [mm]	L ₁ [mm]
FR4	1	36,7	26,615	6,5
FR4 _z	1	36,7	26,5	6,5
FR4 _m	1	36,7	26,5	6,5
FR4	1,5	36,7	26,125	19,509
FR4 _z	1,5	36,7	26,1	19,5
FR4 _m	1,5	36,7	26,1	19,5
FR4	2,4	36,7	25,094	18,471
teflon	1,5	50,36	40,616	12,36
vzduch	1,5	62,49	59,344	16,782
oxid berylnatý	1,5	32,49	22,688	7,273
glazovaná keramika	1,5	30,87	21,184	5,383

Tab. 3.2 Rozměry antén optimalizované programem FEKO

materiál	h [mm]	ko [dB]	čsv	Z _{INre} [Ω]	Z _{INim} [Ω]	B ₁₀ [MHz]	S ₃ [°]
FR4	1	-31	1,08	47,7	1,48	46,88	84
FR4 _z	1	-15,3	1,42	46,2	16,3	46,68	84
FR4 _m	1	-23,31	1,53	46,6	4,76	50	93
FR4	1,5	-15,56	1,4	47,8	16,4	58,39	84
FR4 _z	1,5	-14,6	1,46	47,5	18,4	58,56	84
FR4 _m	1,5	-29,22	1,07	52,3	-2,7	65	94
FR4	2,4	-14,13	1,49	45,7	18,7	74,52	84
teflon	1,5	-19,6	1,25	56,6	-9,08	35,9	69
vzduch	1,5	-17,7	1,3	48,6	12,8	33,9	64
oxid berylnatý	1,5	-24,5	1,14	49,7	5,91	35,38	90
glazovaná keramika	1,5	-43,3	1,04	49,8	-0,651	58,25	93

Tab. 3.3 Parametry antén

Frekvenční závislosti parametrů Z_{INre} , Z_{INim} , ko , $čsv$ a směrové charakteristiky byly doloženy v přílohách př. 1 až př.16.

3.4 Realizace antény a měření parametrů

K účelům praktické realizace patch antény pro potřeby měření parametrů k této práci byla využita cesta výroby srovnatelná s výrobou plošných spojů a byl použit materiál FR4. Tento materiál není běžně používán jako dielektrikum antén.

Antény byly navrženy dle rozměrů z tab. 3.2 v softwaru EAGLE, jehož gerber výstupy byly

předány zaměstnancům Katedry technologií a měření. K výrobě antén byly využity desky plošných spojů hloubky 1,5 mm a 1 mm s oboustrannou metalizací a fotocitlivou vrstvou. Po osvit přes masku následovalo odleptání plochy mimo patch a zemní rovinu, po navrtání otvoru pro konektor a ostříhnutí přebytečného substrátu byl výrobek dokončen napájením SMA konektoru.

V bezdrazové laboratoři byly naměřeny parametry Z_{INre} , Z_{INim} , ko , $čsv$, B_{10} , S_3 viz. tab. 3.3 a přílohy materiály s indexem m. K měření byl využit vektorový analyzátor, přijímací anténa a elektrická točna. Zřejmě odlišná velikost relativní permitivity substrátu FR4 zavinila rezonanci patche na frekvenci 2,67 GHz pro hloubku substrátu 1,5 mm a pro hloubku 1 mm na frekvenci 2,69 GHz, na místo navržené frekvence 2,4 GHz. Hodnoty Z_{INre} , Z_{INim} , ko , $čsv$ byly uvedeny v tab. 3.3 pro simulované antény při frekvenci 2,4 GHz, zatímco naměřené hodnoty byly uvedeny pro již zmíněné rezonanční kmitočty.

Závěr

Návrh patch antény využitím vzorců vycházejících z principu přirovnání antény k modelu vedení je díky zjednodušujícím předpokladům nepřesný. Rozdíl mezi hodnotami rozměrů patche spočtenými tímto způsobem a optimalizovanými simulačním softwarem FEKO dosahuje téměř 2 mm. Řešením je tedy přibližné spočítání výsledků metodou modelu vedení a následné dolazení výpočetním systémem.

Z tabulek ve třetí kapitole je patrné, že při vzrůstající relativní permitivitě či vzrůstající hloubce substrátu, se zmenšuje rozměr patche. Např. při porovnání substrátů vzduchu $\epsilon_r=1$ a glazované keramiky $\epsilon_r=7,2$ dochází ke zmenšení rozměru W na jednu polovinu a rozměru L téměř na jednu třetinu.

Zřejmě odlišná velikost relativní permitivity substrátu FR4 zavinila rezonanci patche na frekvenci 2,67 GHz pro hloubku substrátu 1,5 mm a pro hloubku 1 mm na frekvenci 2,69 GHz, na místo navržené frekvence 2,4 GHz. Vzhledem k této nepřesnosti soudím, že pro návrh antény je potřeba otestování přímo daného materiálu. Případně provést realizaci několika antén navržených pro různé velikosti permitivit v řadě a následně dle naměřených charakteristik zhodnotit skutečnou velikost permitivity dle podobnosti charakteristik simulovaných a změřených.

Z detailního zobrazení simulovaných charakteristik $\check{c}_{sv}(f)$ (př. 13 – př. 16) je zřejmý (se zanedbáním frekvenčního nedolazení) lepší výsledek při použití nižšího substrátu a vyšší permitivity. Výjimkou je vzduch 1,5 mm, anténa s tímto dielektrikem dosáhla hodnoty $\check{c}_{sv}=1,1$. Nejnižší hodnota byla simulována pro glazovanou keramiku 1,5 mm $\check{c}_{sv}=1,04$, nejvyšší pro FR4 2,4 mm $\check{c}_{sv}=1,3$ a teflon 1,5 mm $\check{c}_{sv}=1,25$.

Podobných výsledků seřazení substrátů dle kvality bylo dosaženo i dle charakteristiky $ko(f)$ (př. 9 – př. 12). Výjimkou je opět vzduch 1,5 mm s hodnotou $ko=-29\text{ dB}$. Nejnižší hodnota byla simulována pro glazovanou keramiku 1,5 mm $ko=-43,3\text{ dB}$ a FR4 1 mm $ko=-31\text{ dB}$, nejvyšší pro FR4 2,4 mm $ko=-17,6\text{ dB}$ a teflon 1,5 mm $ko=-19,6\text{ dB}$.

Šířka pásma WLAN je dle standardu IEEE 802.11g/n 20 resp. 40 MHz. Antény simulované a realizované pro tuto práci dosahují šířky pásma od hodnoty 33,9 MHz do 74,52 MHz. Šířka pásma narůstá s vzrůstající velikostí hloubky h dielektrického substrátu. V porovnání se střední frekvencí je šířka pásma 33,9 MHz rovna 1,4% a šířka pásma 74,52 MHz je rovna 3,1%.

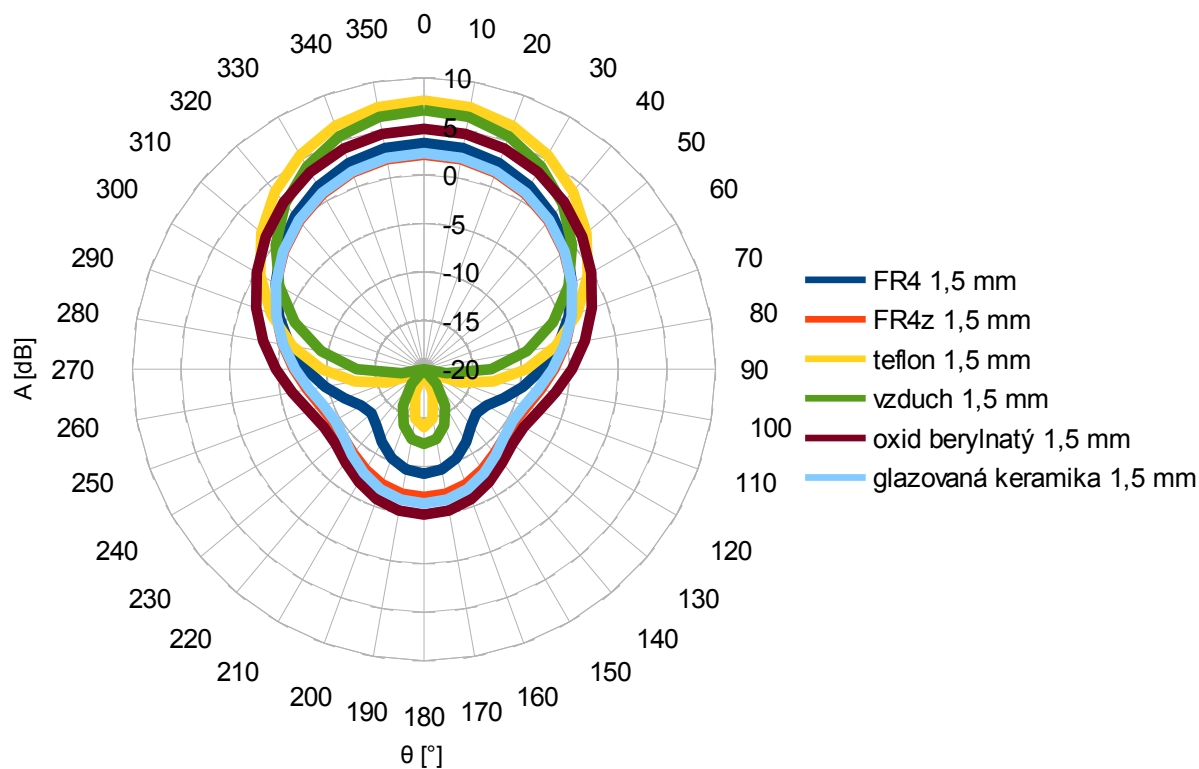
Podle tabulek v třetí kapitole je možné konstatovat, že šířka svazku patch antény roste s narůstající relativní permitivitou substrátu. Podobný závěr byl očekáván i pro změnu parametru h , ale rozdíl velikostí zřejmě nebyl dostatečný a na výsledek se nijak neprojevil.

Seznam použité literatury

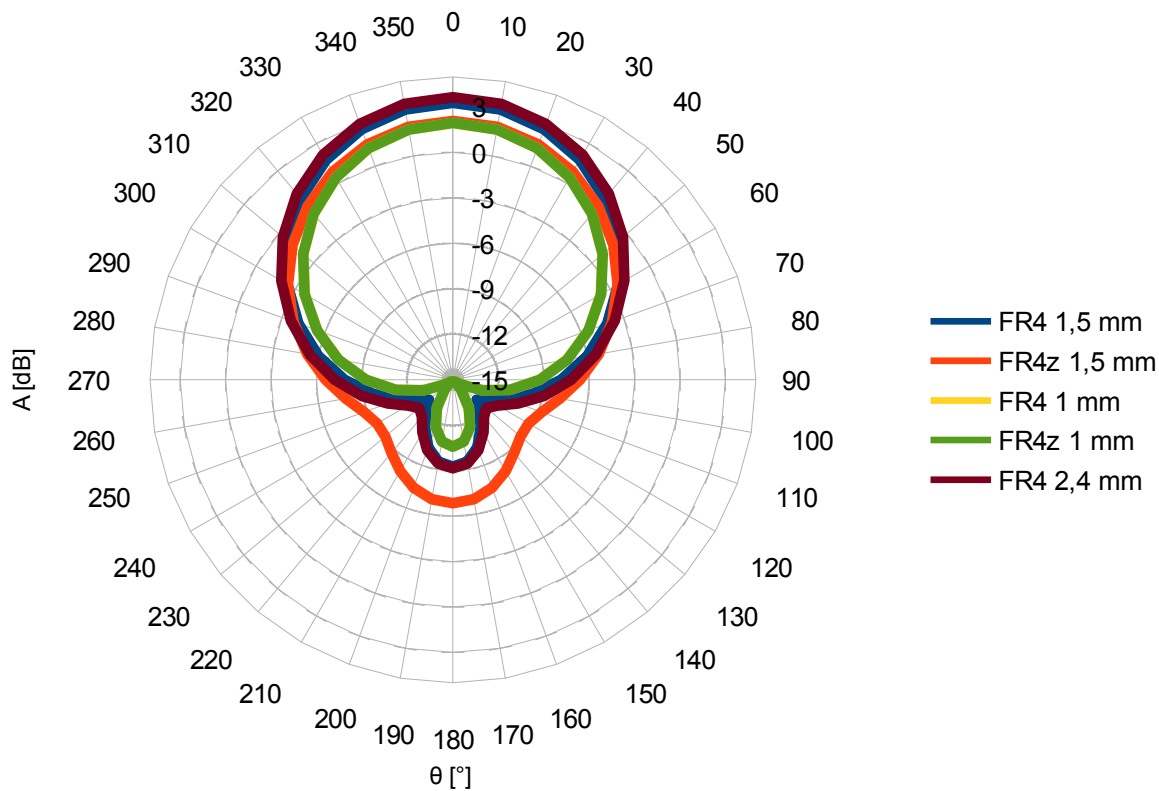
[1] MAZÁNEK, Miloš a Pavel PECHAČ. *Šíření elektromagnetických vln a antény*. Vyd. 2., přeprac. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. ISBN 80-010-3032-6.

[2] ČESKÝ, Tomáš a Graf. úprava Jana DOUBĚTOVÁ. *Antény pro příjem televize*. 3., upravené a dopl. vyd. Praha: SNTL, 1991. ISBN 80-030-0615-5.

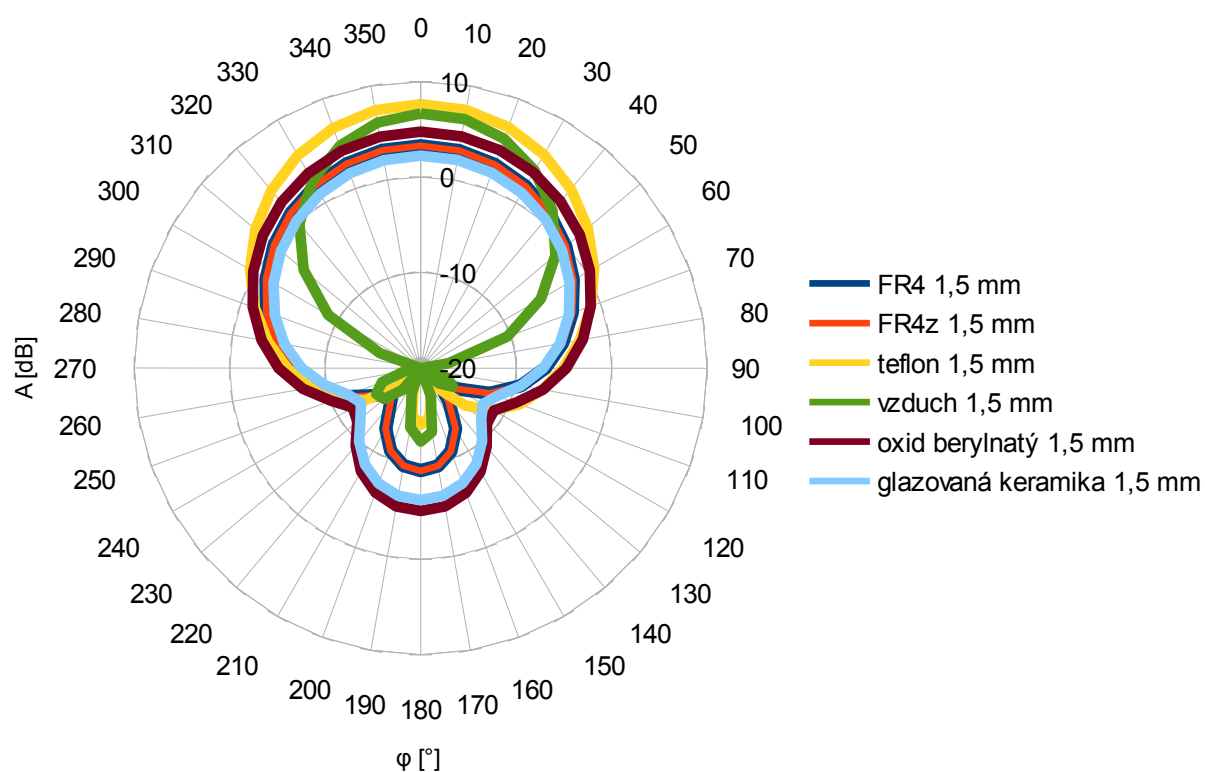
Přílohy



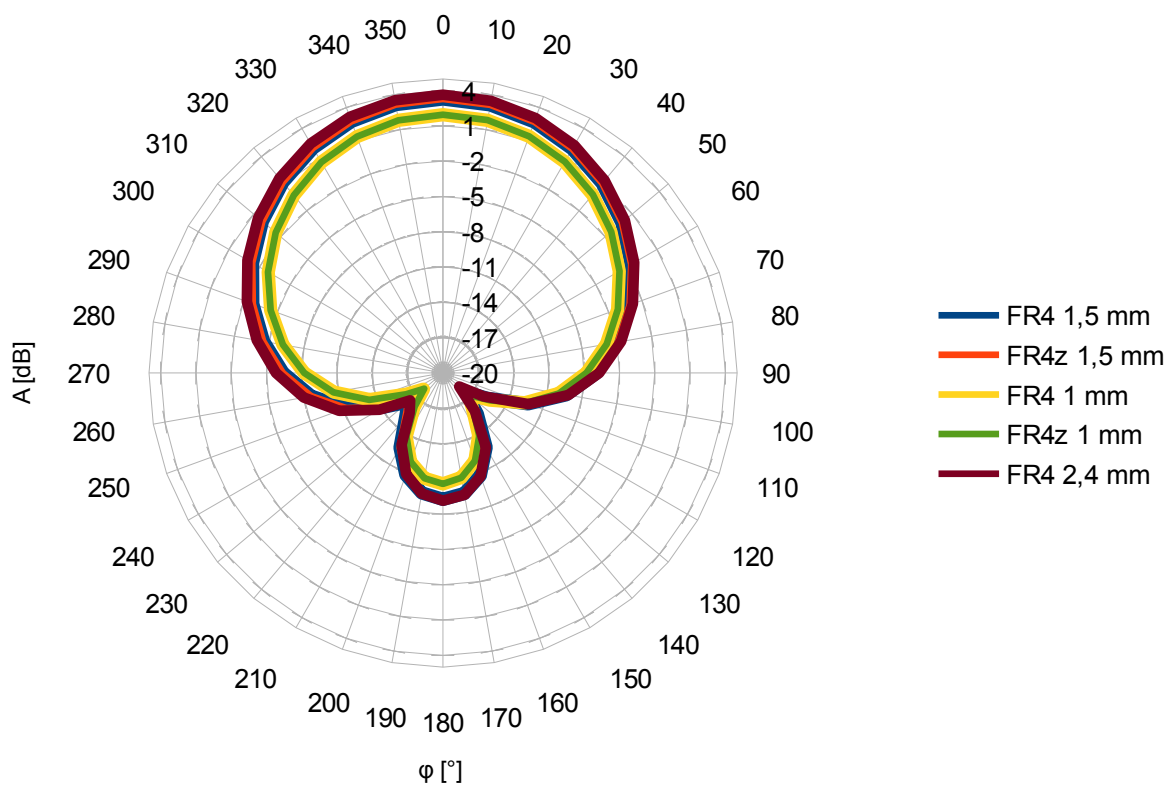
Př. 1 Směrový diagram otáčení ve směru vyzařování E



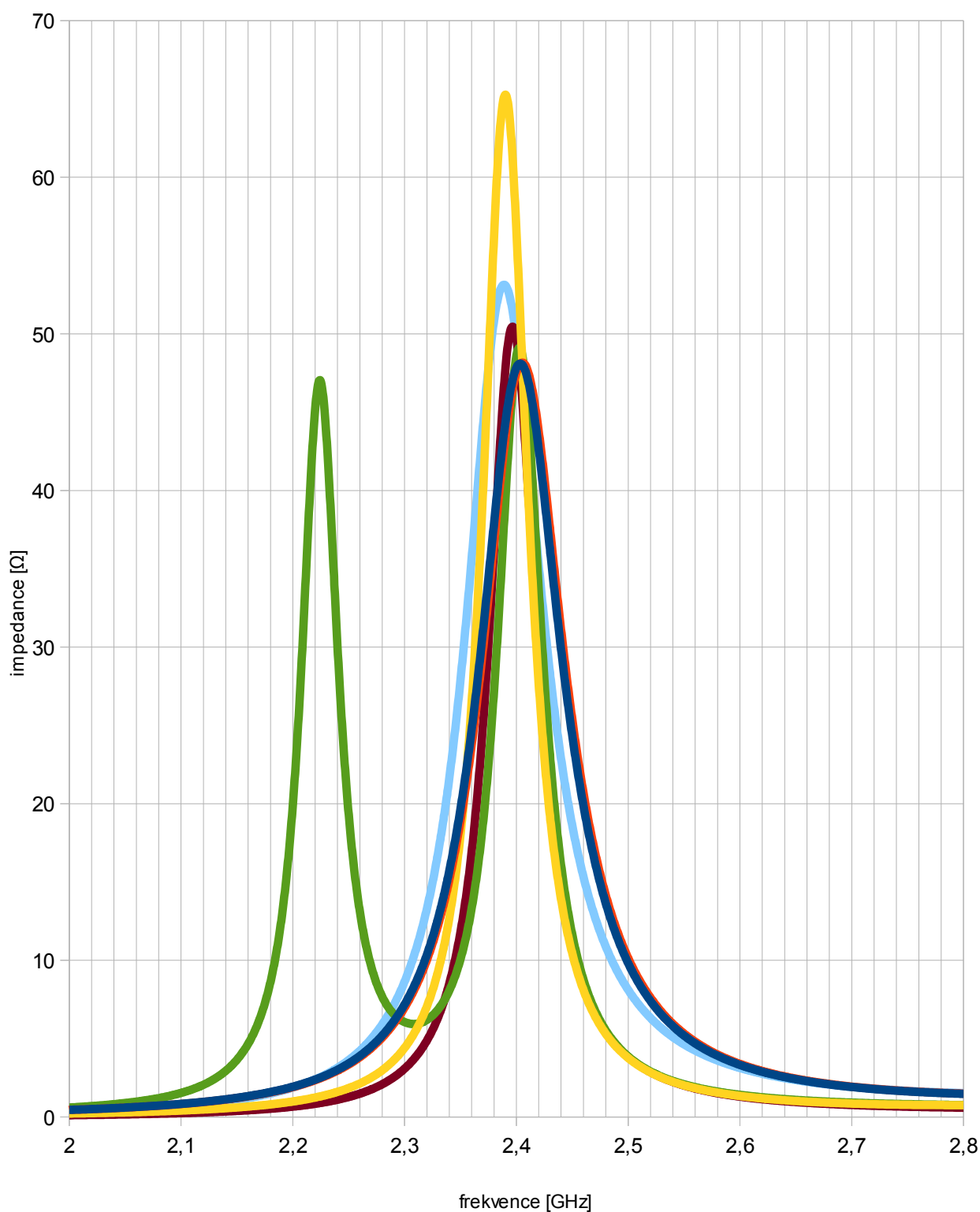
Př. 2 Směrový diagram otáčení ve směru vyzařování E



Př. 3 Směrový diagram otáčení ve směru vyzařování H

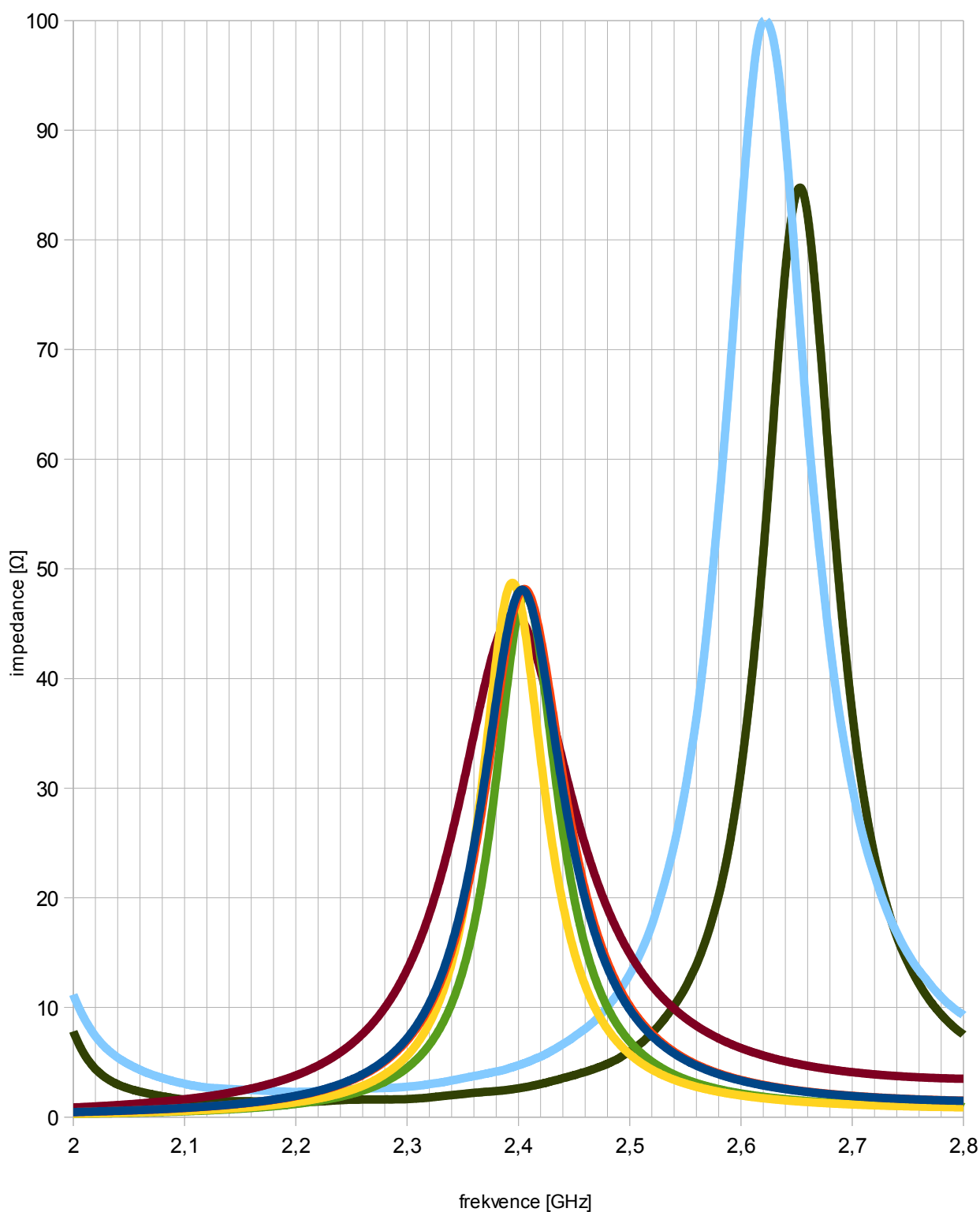


Př. 4 Směrový diagram otáčení ve směru vyzařování H



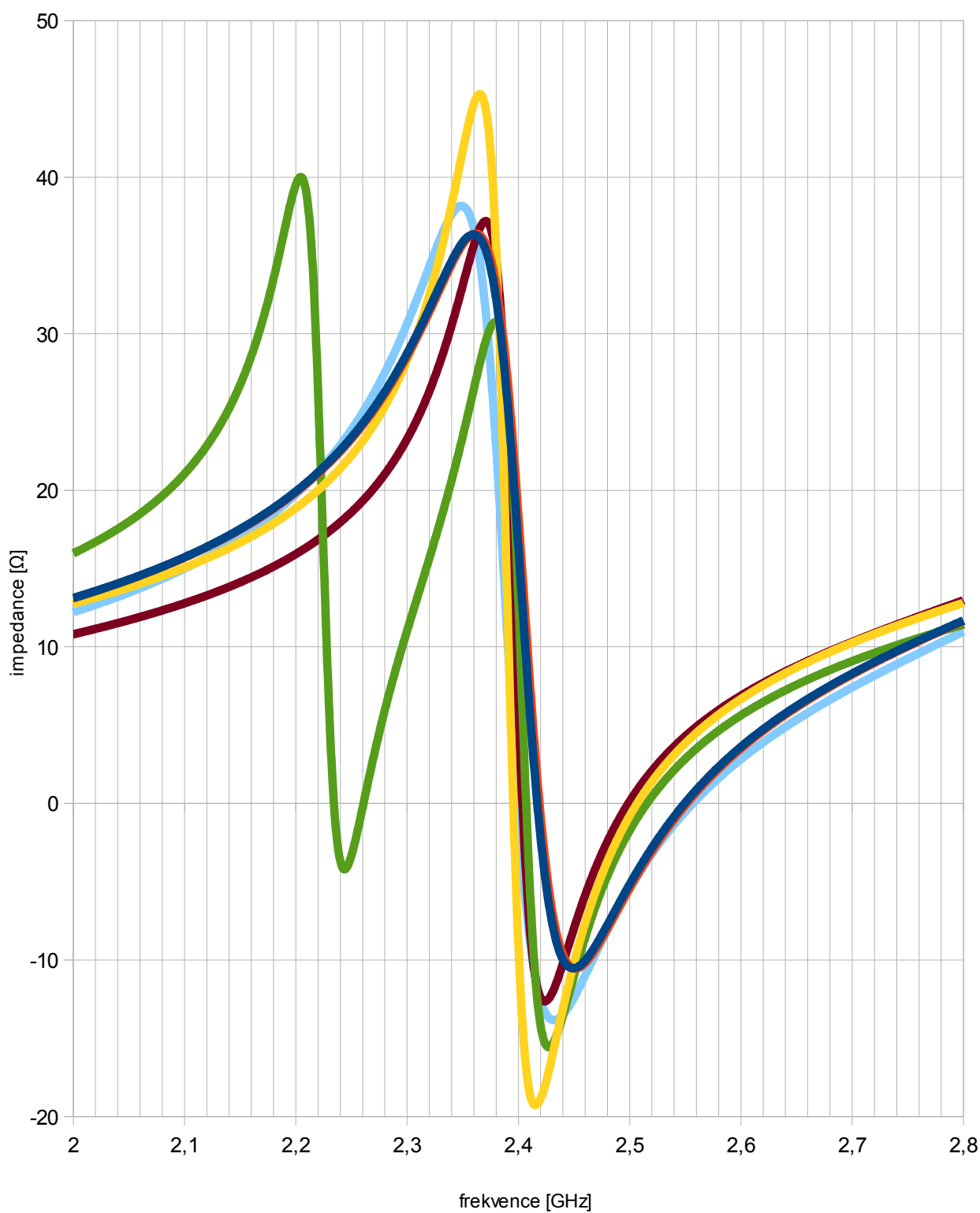
— FR4 1,5 mm — FR4z 1,5 mm — teflon 1,5 mm
— vzduch 1,5 mm — oxid berylnatý 1,5 mm — glazovaná keramika 1,5 mm

Př. 5 Závislost reálné vstupní impedance na frekvenci



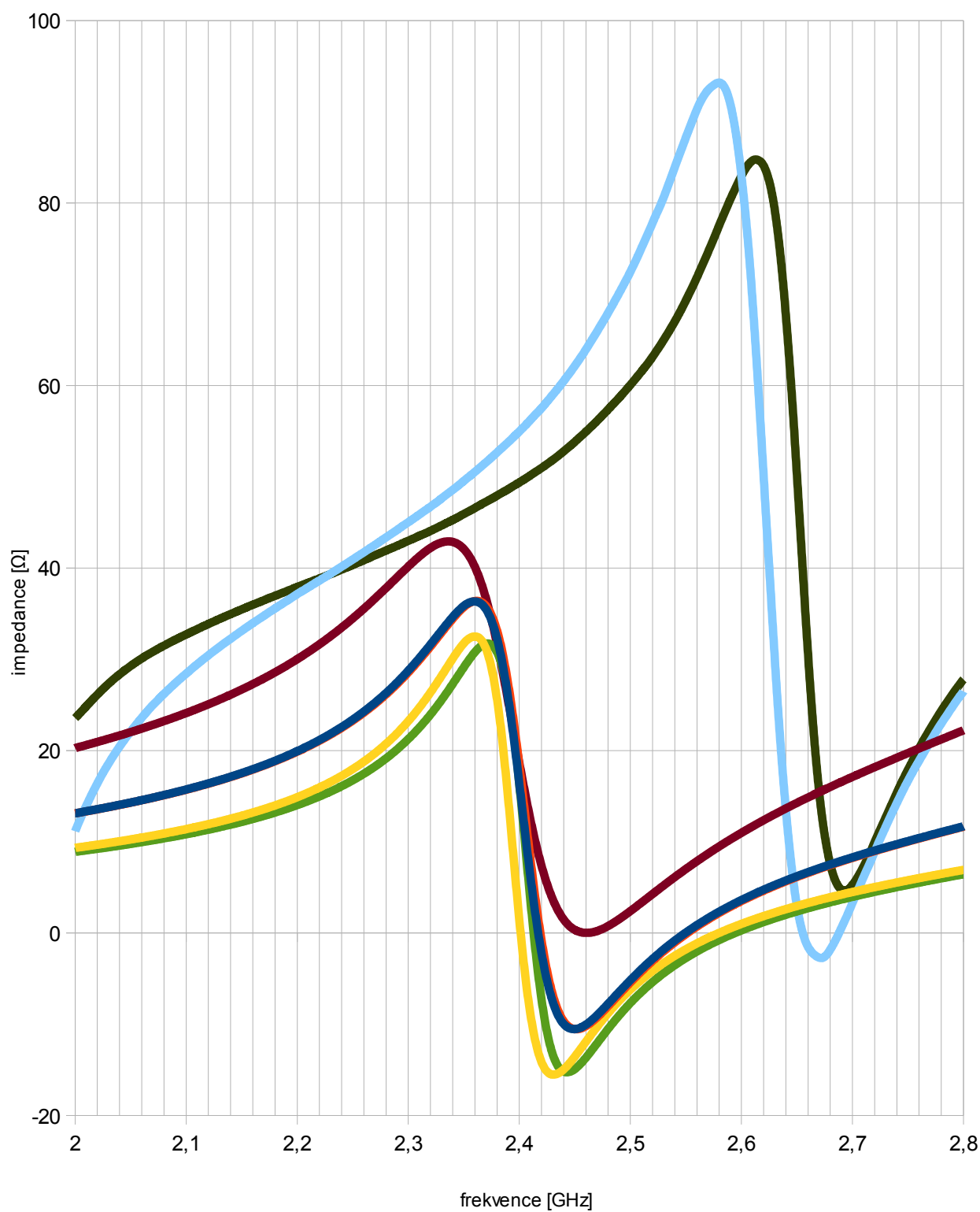
— FR4 1,5 mm
 — FR4z 1,5 mm
 — FR4 1 mm
 — FR4z 1 mm
— FR4 2,4 mm
 — FR4m 1,5 mm
 — FR4m 1 mm

Př. 6 Závislost reálné vstupní impedance na frekvenci

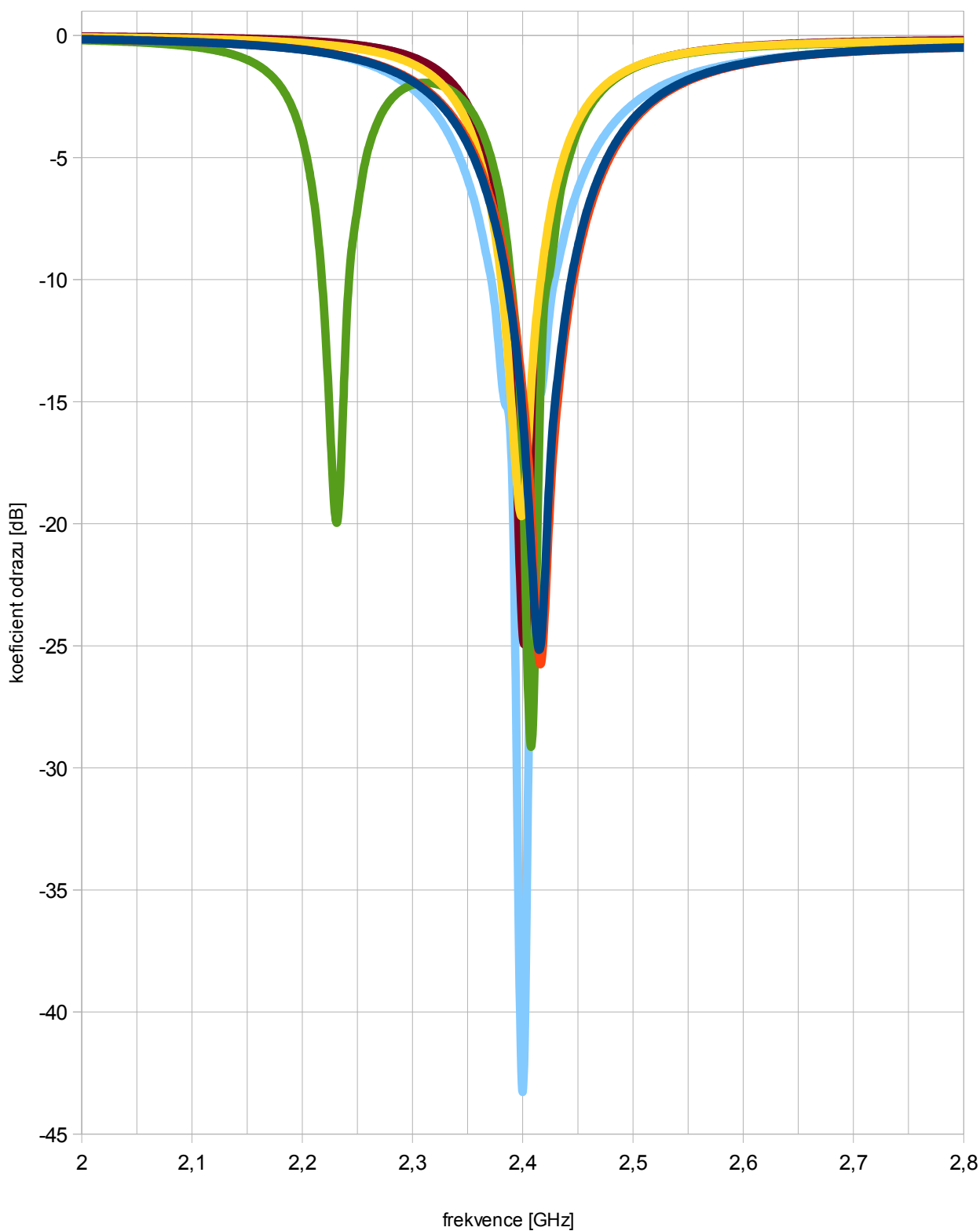


— FR4 1,5 mm — FR4z 1,5 mm — teflon 1,5 mm
— vzduch 1,5 mm — oxid berylnatý 1,5 mm — glazovaná keramika 1,5 mm

Př. 7 Závislost imaginární vstupní impedance na frekvenci

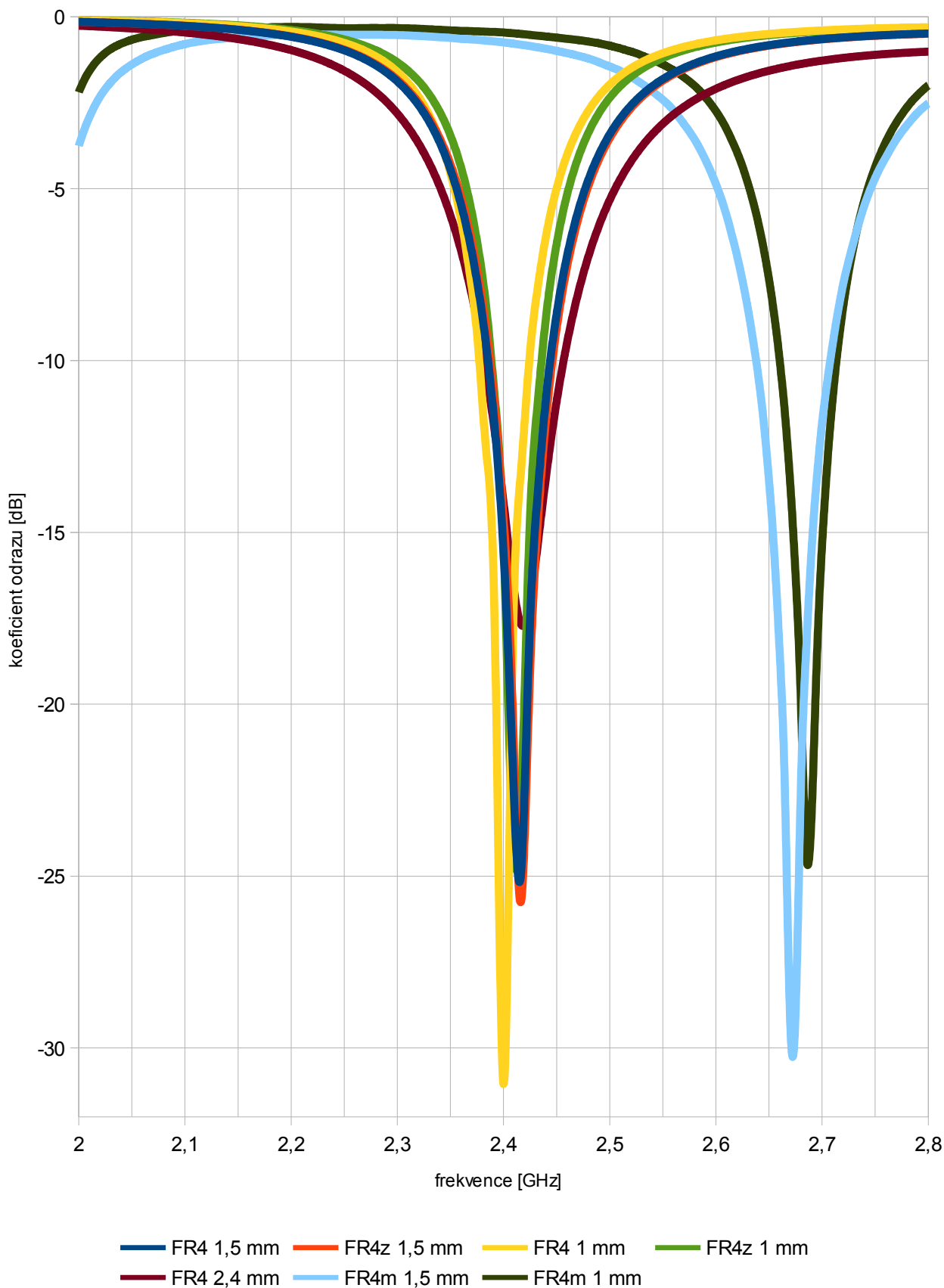


Př. 8 Závislost imaginární vstupní impedance na frekvenci

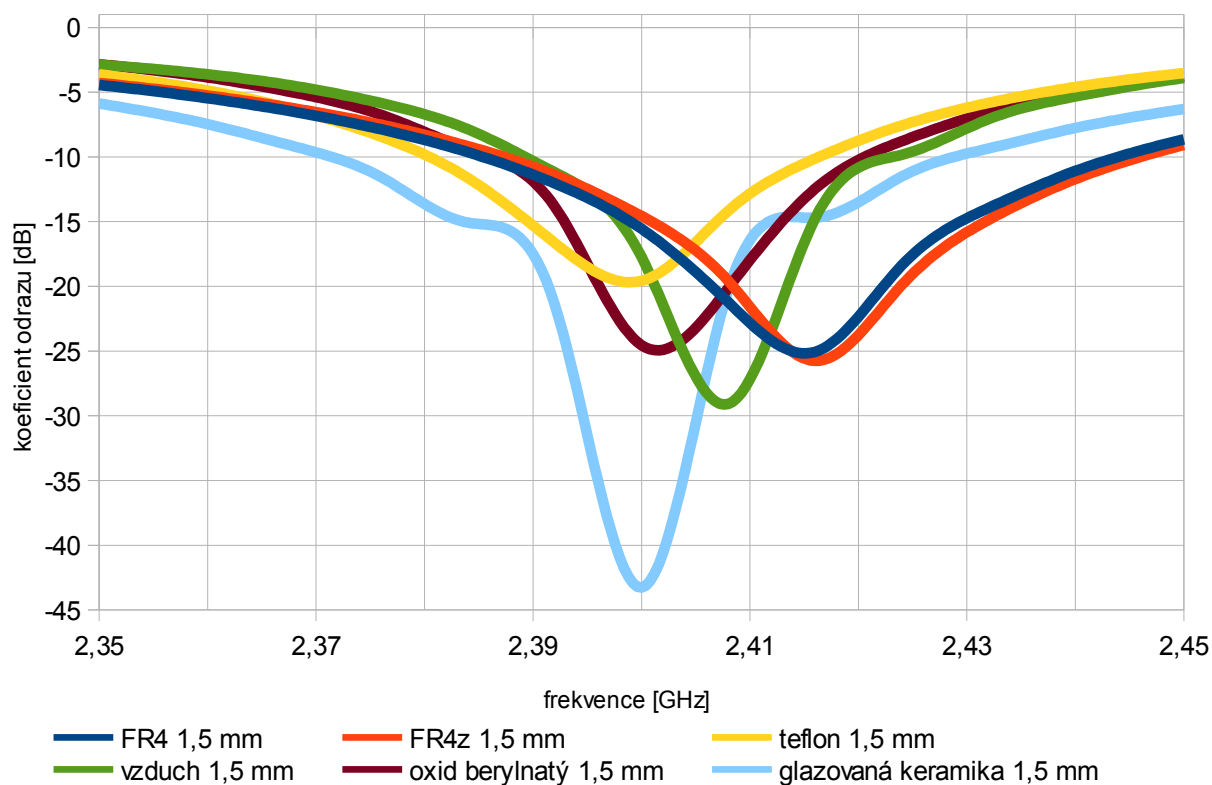


- FR4 1,5 mm
- FR4z 1,5 mm
- teflon 1,5 mm
- vzduch 1,5 mm
- oxid berylnatý 1,5 mm
- glazovaná keramika 1,5 mm

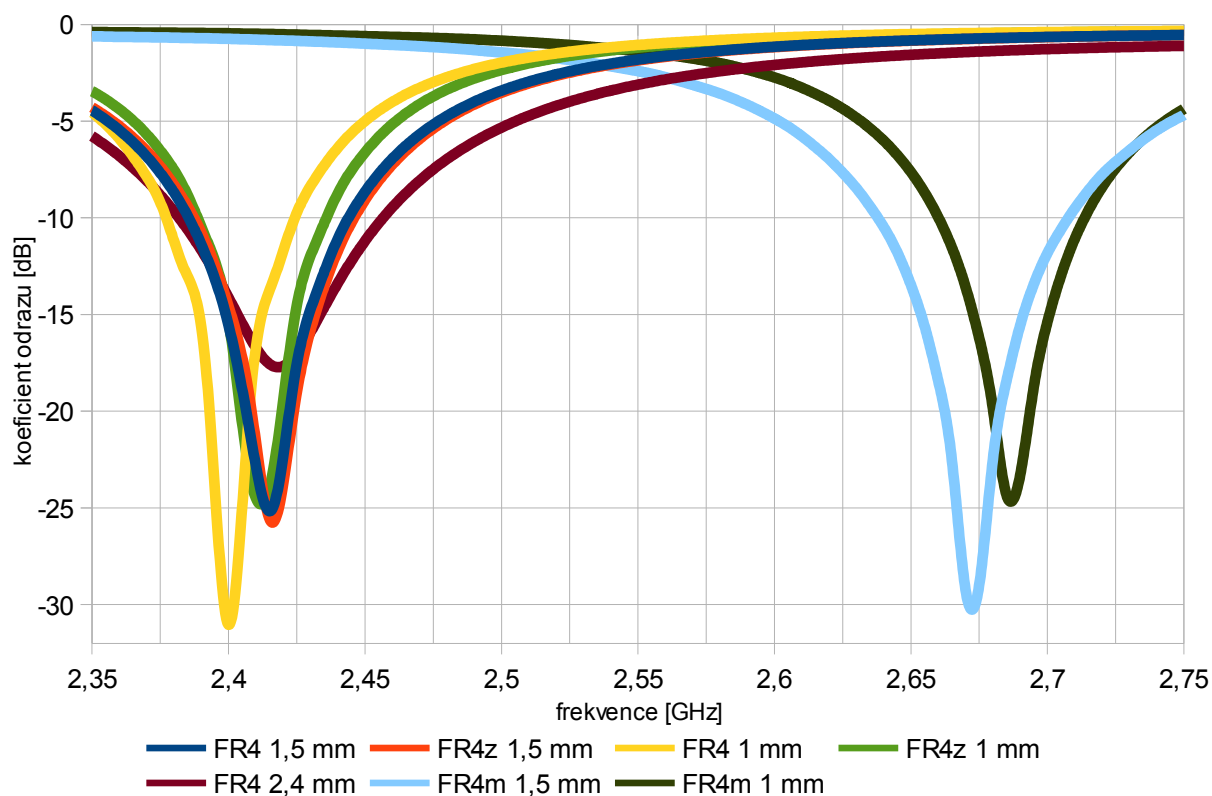
Př. 9 Závislost činitele odrazu na frekvenci



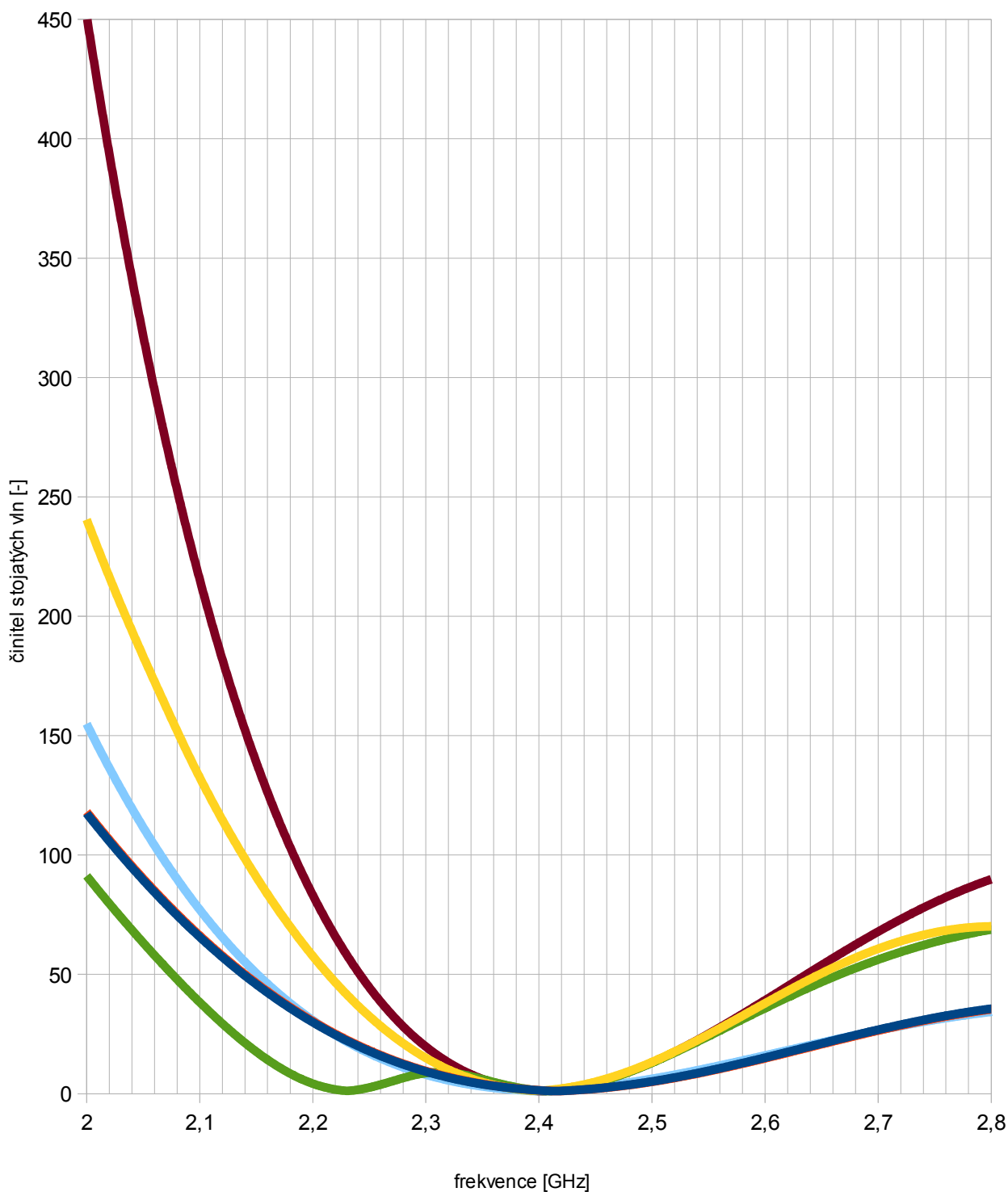
Př. 10 Závislost činitele odrazu na frekvenci



Př. 11 Závislost činitele odrazu na frekvenci detail

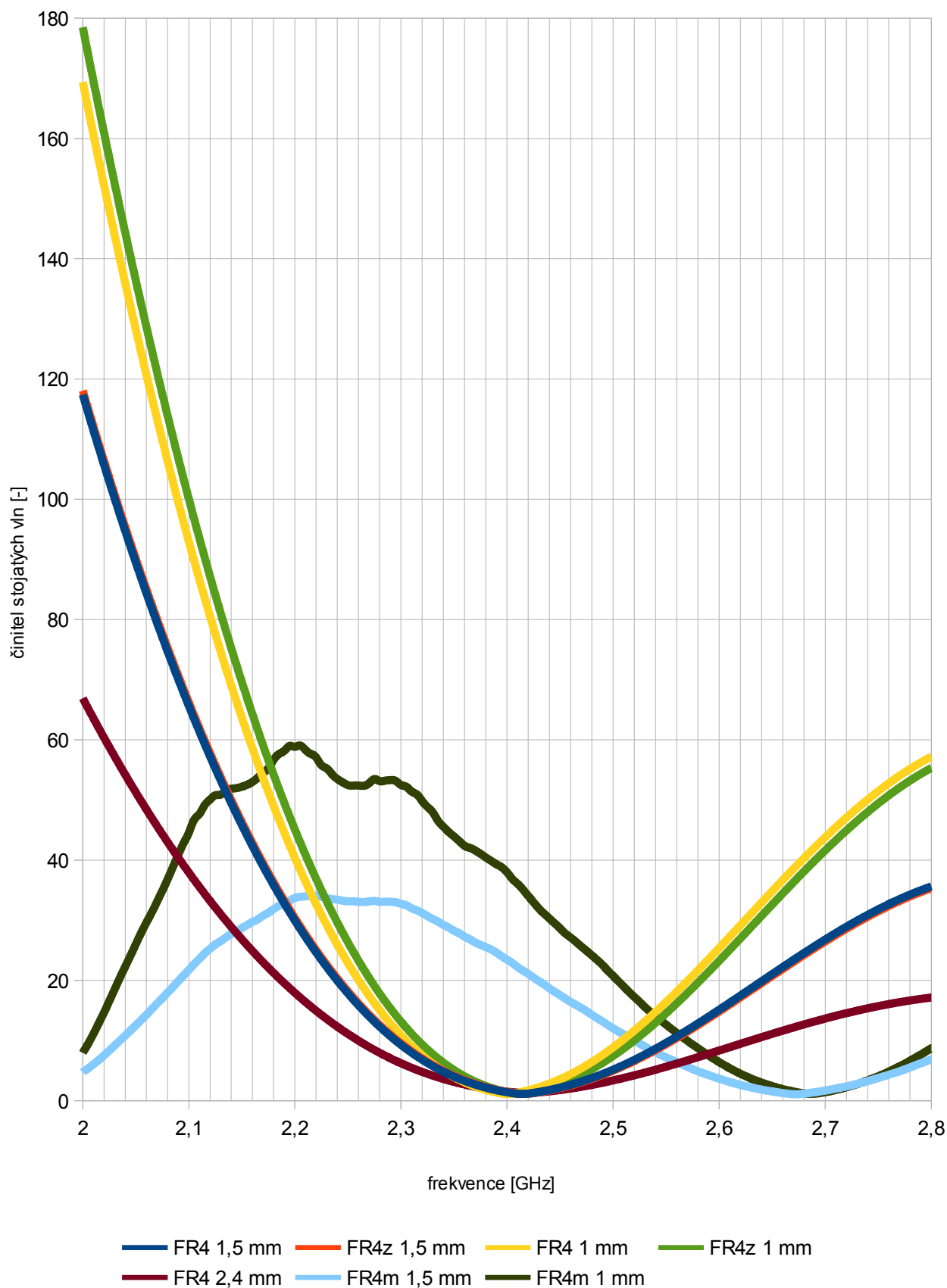


Př. 12 Závislost činitele odrazu na frekvenci detail

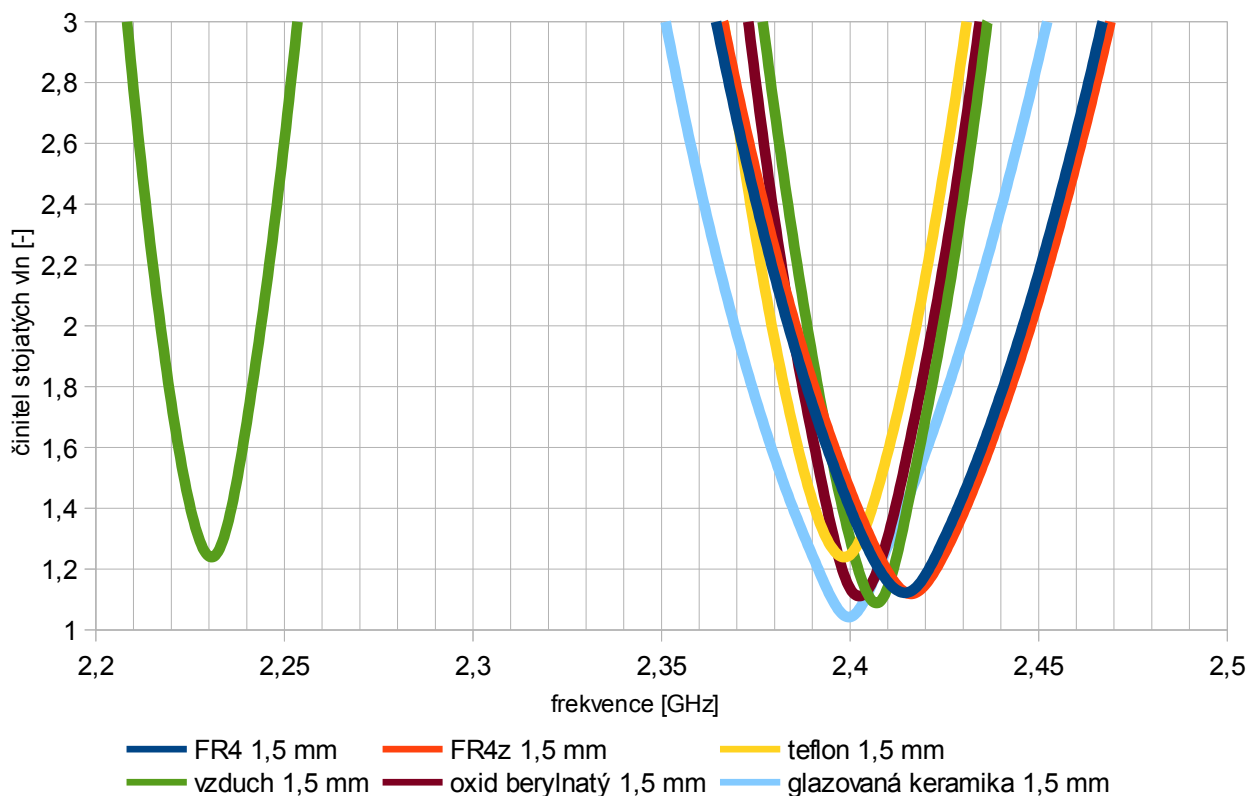


- FR4 1,5 mm FR4z 1,5 mm teflon 1,5 mm
- vzduch 1,5 mm oxid berylnatý 1,5 mm glazovaná keramika 1,5 mm

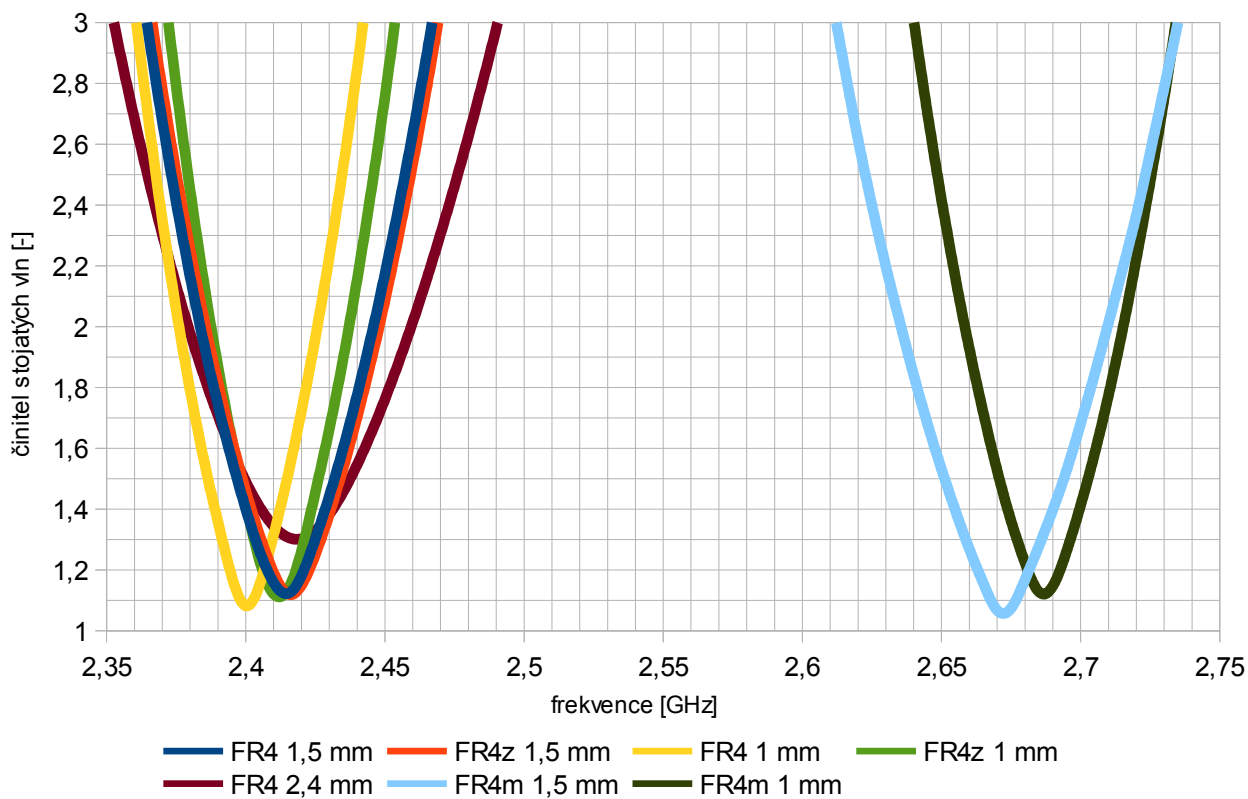
Př. 13 Závislost činitele stojatého vlnění na frekvenci



Př. 14 Závislost činitele stojatého vlnění na frekvenci



Př. 15 Závislost činitele stojatého vlnění na frekvenci detail



Př. 16 Závislost činitele stojatého vlnění na frekvenci detail