

České vysoké učení technické v Praze

---

Fakulta elektrotechnická  
Katedra elektromagnetického pole



## Diplomová práce

Dvoupásmová vázaná mikropásková anténa jako harmonický transpondér pro činnost  
na lidském těle

Dualband wearable coupled patches antenna as harmonic transponder

Květen 2020

Vypracoval:

Bc. Václav Hubata-Vacek

Vedoucí práce:

Ing. Milan Švanda, Ph.D.

## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Hubata-Vacek** Jméno: **Václav** Osobní číslo: **434652**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektromagnetického pole**  
Studijní program: **Elektronika a komunikace**  
Studijní obor: **Rádiová a optická technika**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Dvoupásmová vázaná mikropásková anténa jako harmonický transpondér pro činnost na lidském těle**

Název diplomové práce anglicky:

**Dualband Wearable Coupled Patches Antenna as Harmonic Transponder**

Pokyny pro vypracování:

Sestavte přehled nízkoprofilových antén pro činnost v blízkosti vodivých a dielektrických objektů (např. lidského těla). Navrhněte dvoupásmovou nositelnou anténu s komplexní hodnotou vstupní impedance v UHF nebo mikrovlnném kmitočtovém pásmu založenou na principu vázaných patchů, která bude pracovat při zatížení pasivním nelineárním prvkem jako harmonický transpondér v blízkosti lidského těla. Analyzujte parametry antény zatížené nelineárním prvkem pomocí metody harmonické rovnováhy. Studujte vliv velikosti zemní desky a topologie motivu zářiče na impedanční parametry antény při jejím blízkém i přímém umístění na fantomu lidského těla. Anténu realizujte a její vlastnosti ověřte měřením.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Hall, P. S., Yang, H., Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications, Artech House, 2006
- [2] Švanda M., Polívka M.: Matching Technique for an On-Body Low-Profile Coupled-Patches UHF RFID Tag and for Sensor Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 63, No. 5, 2015
- [3] K. Hoffmann, P. Hudec, V. Sokol, Aktivní mikrovlnné obvody, skriptum ČVUT, 2009
- [4] AWRDE Simulation and Analysis Guide (Online). Available at [https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/simulation/Simulation\\_Analysis.htm](https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/simulation/Simulation_Analysis.htm)
- [5] H.D. Lang, X. Zhang, The Harmonic Balance Method, ECE Report, 2013 (Online). Available at [http://www.hade.ch/docs/report\\_HB.pdf](http://www.hade.ch/docs/report_HB.pdf)
- [6] Kazantsev A.: Harmonické transpondéry pro identifikaci osob, Diplomová práce, ČVUT FEL, Katedra elektromagnetického pole, 2017

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**Ing. Milan Švanda, Ph.D., katedra elektromagnetického pole FEL**

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

Datum zadání diplomové práce: **12.02.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

Ing. Milan Švanda, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## Prohlášení

Prohlašuji že jsem práci *Dvoupásmová vázaná mikropásková anténa jako harmonický transpondér pro činnost na lidském těle* vypracoval samostatně a všechny zdroje použité při zpracování této práce uvedl v seznamu literatury.

V Praze dne 22. května 2020

.....

Podpis

## Poděkování

Tímto bych chtěl poděkovat vedoucímu mé diplomové práce Ing. Milanu Švandovi, Ph.D. za jeho čas, ochotu a mnohé rady udělené při zpracování této práce. Dále bych rád poděkoval doc. Ing. Milanu Polívkovi, Ph.D. za poskytnuté konzultace a náměty. V neposlední řadě pak také své rodině, blízkým a přátelům za podporu v průběhu studia i zpracování této práce.

## Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací harmonického transpondéru pro činnost v blízkosti lidského těla. Důraz je v práci kladen především na návrh nositelné antény jako části harmonického transpondéru. V úvodu je krátce shrnuta motivace vývoje a současný stav na poli nositelných antén a harmonických transpondérů. V následující části je popsán návrh dvou antén a je prezentována analýza vlivu lidského těla na parametry antény. Dále jsou prezentovány výsledky simulace a měření harmonického transpondéru. V závěru je výsledek návrhu, simulací a měření diskutován.

**Klíčová slova:** harmonický transpondér, nositelné antény, patchová anténa, dvoupásmová anténa

## Abstract

This thesis deals with design of harmonic transponder for on-body applications. Focus of the thesis is mainly on design of wearable antenna as a part of the harmonic transponder. At the beginning, short motivation of development and state-of-art in the field of wearable antennas and harmonic transponders is given. Following part describes design of two antennas and analysis of human body influence on antenna parameters is presented. Results of simulation and measurement of designed harmonic transponder are presented. Finally results of the design, simulation and measurements are discussed.

**Keywords:** harmonic transponder, wearable antennas, patch antenna, dualband antenna



# Obsah

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Úvod</b>  | <b>1</b>  |
| <b>1 Teoretický úvod a přehled současného stavu</b>                      | <b>3</b>  |
| 1.1 Nositelné antény . . . . .   | 3         |
| 1.1.1 Varianty nositelných antén . . . . .                               | 4         |
| 1.1.2 Eliminace vlivu lidského těla pro antény se zemní deskou . . . . . | 6         |
| 1.2 Harmonické transpondéry . . . . .                                    | 7         |
| 1.2.1 Výběr frekvenčního pásma a antény . . . . .                        | 7         |
| 1.2.2 Výběr nelineárního prvku . . . . .                                 | 8         |
| <b>2 Návrh harmonického transpondéru</b>                                 | <b>11</b> |
| 2.1 Návrh antény - varianta 1 . . . . .                                  | 13        |
| 2.1.1 Realizace antény . . . . .   | 14        |
| 2.1.2 Diskuze dosažených výsledků . . . . .                              | 15        |
| 2.2 Návrh antény - varianta 2 . . . . .                                  | 18        |
| 2.2.1 Simulace vlivu fantomu na parametry antény . . . . .               | 22        |
| 2.2.2 Parametrická studie antény . . . . .                               | 26        |
| 2.2.3 Simulace a výroba antény . . . . .                                 | 28        |
| <b>3 Simulace harmonického transpondéru</b>                              | <b>29</b> |
| 3.0.1 Výkonová bilance harmonického transpondéru . . . . .               | 31        |
| <b>4 Měření antény a harmonického transpondéru</b>                       | <b>35</b> |
| 4.1 Měření impedance antény . . . . .                                    | 35        |
| 4.1.1 Zhodnocení výsledků měření . . . . .                               | 37        |
| 4.2 Měření výkonové bilance . . . . .                                    | 38        |
| 4.2.1 Zhodnocení výsledků měření . . . . .                               | 41        |
| <b>5 Diskuze dosažených výsledků</b>                                     | <b>43</b> |
| <b>6 Závěr</b>   | <b>47</b> |





# Seznam obrázků

|      |  |    |
|------|--|----|
| 1.1  | Nositelná čtvrtvlnná vázaná patchová anténa s přizpůsobením ke komplexní impedanci RFID chipu, převzato z [6]. . . . .                   | 4  |
| 1.2  | Nositelná půlvlnná patchová textilní anténa vyrobená tkanou technologií v pásmu 2,4 GHz, převzato z [9]. . . . .                         | 5  |
| 1.3  | Nositelná dvoupásmová šěrbinová anténa napájená koplanárním vedením pro datové komunikace, převzato z [13]. . . . .                      | 5  |
| 1.4  | Nositelná planární monopólová anténa na umělém magnetickém povrchu komponovaném z I profilů, převzato z [16]. . . . .                    | 6  |
| 2.1  | Náhradní schéma diody včetně pouzdra pro lineární simulaci její impedance. .   | 12 |
| 2.2  | Výkres navržené antény s jejími rozměry, anténa je symetrická v ose Y. . . .   | 13 |
| 2.3  | Simulovaný frekvenční průběh impedance antény ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu s vynesenu impedancí diody. . . . .         | 14 |
| 2.4  | Výsledná geometrie antény uzpůsobené pro výrobu. . . . .   | 15 |
| 2.5  | Povrchové proudy na struktuře antény na frekvenci 867 MHz (a) a 1734 MHz (b). . . . .  | 15 |
| 2.6  | Normované směrové diagramy v E a H rovině pro frekvence 867 a 1734 MHz. . . . .  | 16 |
| 2.7  | Koeficient odrazu mezi anténou a diodou při umístění antény ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu. . . . .                      | 17 |
| 2.8  | Výkres antény s jejími rozměry. . . . .  | 18 |
| 2.9  | Simulovaný frekvenční průběh impedance antény a diody ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu s vynesenu impedancí diody. . . . . | 19 |
| 2.10 | Simulovaný frekvenční průběh koeficientu odrazu mezi anténou a diodou ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu. . . . .            | 19 |
| 2.11 | Povrchové proudy na struktuře antény na frekvenci 867 MHz (a) a 1734 MHz (b). . . . .  | 20 |
| 2.12 | Směrové diagramy v E a H rovině pro frekvence 867 MHz a 1734 MHz normované maximální směrovostí ve volném prostoru. . . . .              | 21 |
| 2.13 | Frekvenční průběh vyzařovací účinnosti antény ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu. . . . .                                    | 21 |

|      |  |    |
|------|--|----|
| 2.14 | Hustota energie elektrického pole na základním kmitočtu (a), druhé harmonické frekvenci (d) a na všech blízkých rezonančních frekvencích (b),(c) a (e). . . . .                          | 22 |
| 2.15 | Nastavení simulace antény v přítomnosti fantomu pro rozšíření $W_{ext} = 6$ mm a prodloužením $L_{ext} = 5$ mm. . . . .  | 23 |
| 2.16 | Velikost odladění ( $\Delta f$ ) minima koeficientu odrazu v přítomnosti fantomu na obou frekvencích při zvětšování zemní desky v šířce (a) a v délce (b). . . . .                       | 24 |
| 2.17 | Velikost odladění ( $\Delta f$ ) minima koeficientu odrazu v přítomnosti fantomu na obou frekvencích v závislosti na separaci antény od fantomu pro různé velikosti zemní desky. . . . . | 25 |
| 2.18 | Parametrická studie rozměrů antény nejvíce ovlivňujících naladění její impedance, rozměry dle obr. 2.8. . . . .  | 26 |
| 2.18 | Parametrická studie rozměrů antény nejvíce ovlivňujících naladění její impedance, popis rozměrů dle obr. 2.8. . . . .  | 27 |
| 3.1  | Zapojení obvodu pro simulaci výkonové bilance harmonického transpondéru. . . . .   | 30 |
| 3.2  | Výsledek simulace obvodu na obr. 3.1 s výkony v rovině harmonického transpondéru $P_{ht}$ a na diodě $P_d$ . . . . .   | 31 |
| 3.3  | Konverzní ztráty v rovině transpondéru $CL_{ht}$ a v rovině diody $CL_d$ . . . . .   | 32 |
| 3.4  | Simulovaná výkonová bilance harmonického transpondéru. . . . .   | 33 |
| 3.5  | Závislost maximální detekovatelné vzdálenosti transpondéru $d_{max}$ na vysílacím výkonu $P_{tx}$ . . . . .  | 33 |
| 4.1  | Sestava pro měření impedance antény (a) a detail sondy při měření impedance antény na fantomu (b). . . . .   | 36 |
| 4.2  | Naměřené průběhy impedance antény ve volném prostoru (obr. 4.1a) a v těsné blízkosti fantomu (4.1b). . . . .   | 36 |
| 4.3  | Průběhy koeficientu odrazu mezi anténou a diodou ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu na základě naměřené impedance. . . . .   | 37 |
| 4.4  | Měřicí pracoviště v bezodrazové komoře pro měření výkonové bilance antény (a) a uspořádání měření transpondéru při umístění na lidské tělo. (b). . . . .                                 | 39 |
| 4.5  | Naměřená výkonová bilance harmonického transpondéru a její srovnání se simulací s anténou mající naměřenou impedancí (obr. 4.2). . . . .   | 41 |
| 4.6  | Naměřené konverzní ztráty v rovině harmonického transpondéru. . . . .  | 42 |

# Seznam tabulek

|     |   |    |
|-----|---|----|
| 2.1 | Hodnoty malosignálové impedance diody na frekvencích 867 a 1734 MHz. . .  | 12 |
| 2.2 | Účinnost antény pro různé kombinace rozšíření a prodloužení zemní desky ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu svalové tkáně. . . . .                   | 25 |
| 3.1 | S-parametry antény jako dvojbranu pro pseudoobousměrný mód dle [31]. . .  | 30 |
| 4.1 | Naměřené hodnoty výkonové bilance harmonického transpondéru umístěného ve volném prostoru, na fantomu svalové tkáně, na kovové desce a na lidském těle. . . . . | 40 |

# Seznam zkratek

|      |                                    |
|------|------------------------------------|
| RFID | Radio Frequency Identification     |
| SIW  | Substrate Integrated Waveguide     |
| ISM  | Industrial Medical Scientific      |
| PMC  | Perfect Magnetic Conductor         |
| EIRP | Effective Isotropic Radiated Power |
| FSL  | Free Space Loss                    |
| CL   | Conversion Loss                    |



# Úvod

Cílem této práce je analyzovat problematiku antén pro činnost v blízkosti vodivých a dielektrických objektů, jakým je lidské tělo. Na základě analýzy pak navrhnout anténu pro harmonický transpondér sloužící k identifikaci osob.

Harmonický radar je druh radaru vysílajícího na frekvenci  $f_1$  a přijímajícího na frekvenci  $f_2$ . Ke kmitočtové konverzi dochází na cíli a to díky vlastní nelinearitě cíle nebo přítomností harmonického transpondéru obsahujícího nelineární prvek na cíli. Vlastní harmonický transpondér je tedy složen z antény naladěné na základní kmitočet, nelineárního prvku a druhé antény naladěné na některý z harmonických kmitočtů nebo intermodulačních produktů kmitočtu základního. Harmonický radar je s výhodou používán v aplikacích, kde efektivní odrazná plocha cíle je v porovnání s odrazem od pozadí (clutter) zanedbatelná. Jelikož odpověď od cíle je detekována na jiném než základním kmitočtu radaru, její přítomnost je jasnou identifikací cíle. V prostředích s velkou koncentrací služeb v radiovém spektru, kde by identifikace cíle nebyla jednoznačná se pak nabízí možnost použití modulací nebo identifikačních kódů.

Mezi již zavedené aplikace harmonického radaru patří sledování pohybu hmyzu ve venkovním prostředí, kde je efektivní odrazná plocha hmyzu v porovnání s odrazem od pozadí zanedbatelná [1]. Úspěšně je pak tento princip komerčně využit systémem RECCO® pro hledání obětí zavalených v lavinách [2]. Mezi perspektivní aplikace patří identifikace chodců v provozu a to jak pro autonomní, tak konvenční vozidla, kde s konceptem harmonického radaru pracujícího s intermodulační frekvencí přichází např. v [3].

Tato práce se zaměřuje na možnost využití harmonického transpondéru pro aplikace detekce osob, kdy je transpondér umístěn na lidské tělo. Pro takovou aplikaci je klíčová odolnost antény jako prvku harmonického transpondéru vůči okolnímu prostředí. Takovými anténami jsou tzv. platform tolerant či nositelné antény, které nemění své parametry v závislosti na okolí. Nositelné antény pak lze rozdělit do několika kategorií dle jejich aplikace:

- Podle komunikačního kanálu na tzv. on-body a off-body, které se liší zejména potřebným tvarem vyzářovacího diagramu.

- Dle tvaru na nízkoprofilové nebo monopólové knoflíkové.
- Dle určení na úzkopásmové např. pro komunikaci se senzory a na vícepásmové či širokopásmové datové komunikační antény.
- Podle materiálu pak na pevné, používající klasické elektrotechnické substráty a na flexibilní textilní antény zakomponované v rámci oděvů.

Tato práce se dále zabývá pouze nízkoprofilovými a úzkopásmovými nositelnými anténami, které odpovídají požadavkům harmonického transpondéru.

# Kapitola 1

## Teoretický úvod a přehled současného stavu

### 1.1 Nositelné antény

Jak již bylo uvedeno, přítomnost vodivých a dielektrických předmětů jakými je lidské tělo v blízkosti antény, vede ke zhoršení jejich parametrů oproti umístění ve volném prostoru. Anténa je v závislosti na její konstrukci frekvenčně odladěna, změní se její vstupní impedance, klesá její vyzařovací účinnost a mění se vyzařovací diagram [4]. Změna všech těchto parametrů je pro funkci harmonického transpondéru nežádoucí. Možností eliminace vlivu lidského těla na impedanční přizpůsobení je návrh antény v daném konkrétním prostředí, kdy je impedance naladěna s ohledem na jeho přítomnost. Nevýhodou takové antény je však nemožnost jejího použití v jiném prostředí, než pro které byla naladěna. Značný vliv pak může hrát jen separace antény od těla nebo změna elektrických parametrů v rámci různých částí těla. V aplikacích při nichž je anténa umístěna na lidské tělo v rámci běžného pohybu, a kde se vzdálenost mezi tělem a transpondérem může náhodně měnit, je tak tato možnost přizpůsobení nevhodná a je nutné se zabývat návrhy odolnými vůči vnějšímu prostředí.

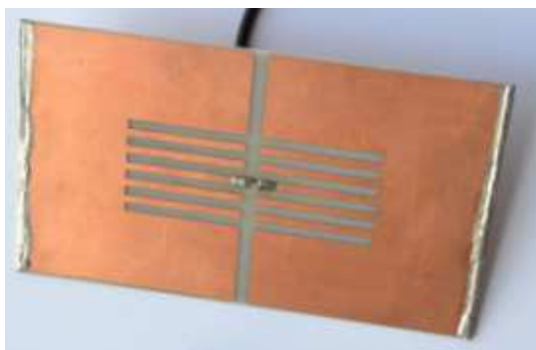
V případě použití běžných elektrických antén, např. elektrického dipólu je nutné anténu od těla separovat vzdáleností nebo izolovat vodivou deskou. V případě dipólu se v obou případech pro malou separaci od těla nebo vodivé desky snižuje jeho účinnost, což je dáno zrcadlením proudů na elektrickém vodiči s opačnou fází [4]. Studie provedená v [5] pak pomocí numerických simulací analyzuje antény typu planární dipól, monopól, invertovaná L a smyčková anténa v blízkosti lidského těla. Ze studie plyne, že tyto antény nejsou pro činnost v blízkosti těla vhodné, avšak nejmenší změny parametrů vykazovaly antény s částečnou zemní deskou, jako například planární monopól. V bezprostřední blízkosti těla lze pak použít magnetické antény, např. magnetickou smyčku a to díky zrcadlení magnetických proudů ve fázi na vodivém povrchu těla [4]. Jejich použití je však takto limitováno na definované těsné umístění a nejedná se tudíž o anténu nezávislou na prostředí.



### 1.1.1 Varianty nositelných antén

#### Patchové antény

Vhodným řešením pro nositelné aplikace se zdají být patchové antény, které nativně obsahují zemní desku a poskytují nízký profil při zachování přijatelné vyzařovací účinnosti. Výrazné vylepšení vyzařovací účinnosti nabízí modifikace na čtvrtvlnnou vázanou patchovou anténu, s přímým napájením použitou např. v [6] a [7], s vazební smyčkou pak v [8]. Pole zde vyzařuje pouze z vazební štěrby a oproti klasickému patchi je tak eliminován vliv permitivity substrátu na účinnost. Tato varianta je pak rozměrově srovnatelná s půlvlnným patchem avšak vzhledem k symetrii vyžaduje diferenční napájení. V [6] je anténa pomocí zářezů modifikována pro přizpůsobení ke komplexní impedanci RFID chipu a na 866 MHz jsou její rozměry  $105 \times 60 \times 0.76 \text{ mm}^3$  (obr. 1.1). V dané konfiguraci poskytuje anténa účinnost okolo 60 % ve volném prostoru a okolo 50 % při přiložení na lidské tělo.



Obrázek 1.1: Nositelná čtvrtvlnná vázaná patchová anténa s přizpůsobením ke komplexní impedanci RFID chipu, převzato z [6].

Patchové antény jsou pak jedním z nejčastějších motivů pro textilní nositelné antény a to zejména díky jejich jednoduché geometrii. Takovou je například anténa z [9] navržená na 2,4 GHz pro datové komunikační účely a napájenou kapacitní sondou (obr. 1.2). Daný návrh je robustní a přiložením k lidskému tělu nemění své parametry. Díky velké šířce pásma poskytuje rezervu pro případné odladění způsobené ohybem antény v rámci oděvu. Při rozměrech  $53 \times 53 \times 4 \text{ mm}^3$  má vyzařovací účinnost 98 % ve volném prostoru, 85 % v blízkosti lidského těla a zisk přes 6 dBi. Výsledná výška nemusí být v případě textilní antény komplikací, jelikož je plně integrována do oděvu a nepředstavuje tak pro uživatele snížení komfortu. Ze stejného důvodu textilní antény umožňují také integraci větší zemní desky, čímž lze dosáhnout zvýšené odolnosti vůči lidskému tělu [4]. Nevýhodou textilních antén jsou však technologické limity jejich výroby, kdy je nutno počítat s většími tolerancemi a efekty způsobenými ohyby antény. Další možné textilní antény na bázi patchových antén

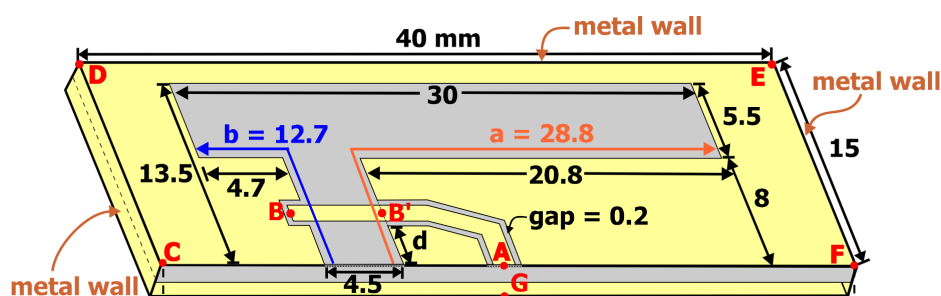
byly publikovány např v [10] a [11], textilní štěrbinová anténa napájená pomocí SIW pak byla představena [12].



Obrázek 1.2: Nositelná půlvlnná patchová textilní anténa vyrobená tkanou technologií v pásmu 2,4 GHz, převzato z [9].

### Štěrbínové antény

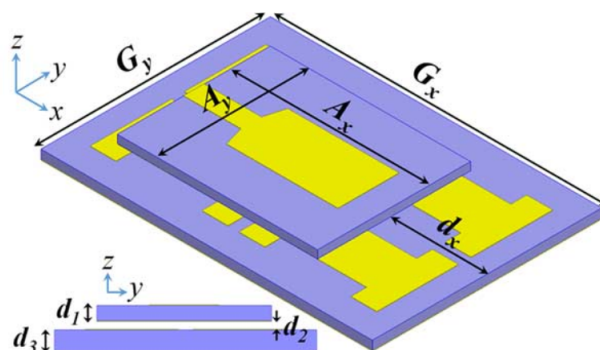
Další variantou nositelné antény může být štěrbinová anténa, např. v [13] adaptována jako koplanární vedením buzená dvoupásmová nositelná anténa. Daná anténa slouží pro komunikační účely na frekvencích 2,45 a 5,8 GHz a je tudíž napájena 50 Ohmovým vedením. Konstrukce antény je zobrazena na obrázku 1.3. a její celkové rozměry pro dané pásmo jsou  $40 \times 15 \times 0,8 \text{ mm}^3$ . Dle [13] je anténa odolná vůči změnám impedance v přítomnosti lidského těla, avšak její účinnost klesá ze zhruba 75 % na 40 % v obou pásmech. Další typy štěrbinových antén pro činnost v blízkosti lidského těla byly publikovány např. v [14] a [15].



Obrázek 1.3: Nositelná dvoupásmová štěrbinová anténa napájená koplanárním vedením pro datové komunikace, převzato z [13].

## Antény s umělými magnetickými povrchy

Další možností je použití umělého magnetického povrchu, který zrcadlí proudy ve fázi a nesnižuje tak účinnost elektrických antén. Takový povrch je složen z buněk vykazujících na určité frekvenci paralelní rezonanci a tudíž mající vysokou impedanci blížící se té ideálního magnetického vodiče (PMC). Monopólová anténa s podkladem z umělého magnetického povrchu je představena v [16], jde o jednopásmovou anténu pro medicínské využití na frekvenci 2,36-2,4 GHz (obr. 1.4). Anténa je dle provedených simulací odolná vůči vlivům lidského těla, její rozměry jsou  $62 \times 42 \times 4 \text{ mm}^3$ , vyzařovací účinnost však není uvedena. Autoři vyzdvihují zvýšení zisku oproti samotnému monopólu z 2 na 6 dBi a předozadní poměr přes 20 dB, zajišťující nižší vyzařování do těla v případě použití antény jako vysílače. Nevýhodou umělého magnetického povrchu je však vyšší profil výsledné antény zejména pak na nižších frekvencích, kde je výška substrátu oproti vlnové délce menší. Dalšími příklady antén využívajících umělý magnetický povrch pak mohou být např. [17] a [18] vyrobené textilní technologií.



Obrázek 1.4: Nositelná planární monopólová anténa na umělém magnetickém povrchu komponovaném z I profilů, převzato z [16].

### 1.1.2 Eliminace vlivu lidského těla pro antény se zemní deskou

Velikost zemní desky antény výrazně ovlivňuje její odolnost vůči prostředí na němž je anténa umístěna. Například teoretická patchová anténa s nekonečně rozlehlou zemní deskou, či její reálné provedení se zemní deskou několikanásobně větší než vrchní motiv patche poskytuje dokonalé odstínění od prostředí na jejím rubu. Její vyzařovací diagram má v obou hlavních rovinách maximum ve směru vyzařování a nulu ve směru opačném. Takové uspořádání je však pro nositelné aplikace vzhledem k jeho rozměrům nevhodné, je tedy třeba hledat kompromis a zabývat se minimalizací rozměrů zemní desky na úkor kvality odstínění. Rigorózní postup pro nalezení vhodné velikosti a tvaru zemní desky poskytuje studie uvedená v [19]. Ve studii je za kritérium pro určení tvaru zemní desky použita hustota

energie elektrického a magnetického pole. Simulacemi je pak prokázáno, že rozšiřování zemní desky ve směru s vysokou hustotou elektrického pole vede ke snížení vlivu lidského těla na parametry antény, naopak rozšiřování zemní desky v místech s vysokou hustotou magnetického pole ke snížení vlivu nevede. Ve studii jsou dále porovnávány různé typy antén se zemní deskou a zmíněným kritériem je pak ukázáno, že antény mající maximum hustoty elektrické energie uvnitř struktury vykazují lepší odolnost vůči změnám než ty co mají maxima při okraji struktury.

## 1.2 Harmonické transpondéry

### 1.2.1 Výběr frekvenčního pásma a antény

Specifikem pro tuto práci je možnost použití transpondéru jakožto nositelného na lidském těle, například pro aplikaci sledování chodců v provozu. To klade požadavky na návrh antény jak z elektrického hlediska, tak z hlediska jejích rozměrů. Navržená anténa by měla být kompaktní a nízko profilová pro možnost umístění na lidské tělo v rámci běžného oblečení nebo jako identifikační visačka. Zároveň by však přítomnost lidského těla, či jiného vodivého předmětu neměla výrazně zhoršovat její elektrické parametry jako je zisk, přizpůsobení a účinnost na dané pracovní frekvenci.

Kritickým je pro harmonický transpondér výběr frekvenčního pásma, do kterého vstupuje více protichůdných faktorů:

- Z hlediska použitelnosti transpondéru pro nositelné aplikace chceme minimalizovat jeho velikost a pracovat tedy na vyšších frekvencích minimalizujících rozměry antény.
- Pro harmonické transpondéry je jedním z nejdůležitějších parametrů účinnost antény [20], tím se vylučuje možnost elektrického zmenšení antény na úkor její účinnosti.
- Ztráty šířením volným prostorem se zvyšují s rostoucí frekvencí a snižují tak dosah detekovatelnosti transpondéru.
- Nalezení vhodného volného kmitočtového pásma - pásem.
- Přizpůsobení nelineárního prvku k anténě je jednodušší na vyšších kmitočtech.
- Ztráty vlivem lidského těla rostou s frekvencí (absorpce) [4].

Volba kmitočtu je pak kompromisem mezi zmíněnými faktory.

Pro transpondér používající k odpovědi násobků základního kmitočtu vzniká problém nalezení příslušných volných pásem, které by byly svým násobkem. To lze řešit použitím

intermodulačních produktů nelineárního prvku namísto násobků základního kmitočtu, takový systém pak poskytuje větší volnost frekvenčního plánování. Tento princip využívá např. [21], kde je základní kmitočet 2.45 GHz směřován na 5.85 GHz, v obou případech volná ISM pásma. Zvolené frekvenční pásmo zároveň musí poskytovat na základním kmitočtu dostatečný maximální povolený vyzářený výkon pro vybudování nelineárního prvku. Ten je podstatný jednak z hlediska dosahu detekovatelnosti, tak pro dostatečné vybudování nelineárního prvku, jehož konverzní účinnost stoupá s budícím výkonem [22]. Pro praktické realizace je pak nutné při výběru frekvenčního pásma zvážit použití modulace, která zvýší nárok na jeho šířku.

Pro miniaturizaci transpondéru se nabízí použití dvoupásmové antény namísto dvou jednopásmových antén. Daná anténa by měla zároveň poskytovat možnost přizpůsobení nelineárního prvku na příslušných kmitočtech, opět při zachování minimálních rozměrů transpondéru.

### 1.2.2 Výběr nelineárního prvku

Úkolem nelineárního prvku harmonického transpondéru je kmitočtová konverze ze základního kmitočtu na kmitočet odpovědi, který je obecně rozdílný od základního. Využít lze některý z vyšších harmonických kmitočtů generovaných na nelinearitě nebo intermodulačních produktů. Jak již bylo zmíněno, v případě použití intermodulačních kmitočtů lze dosáhnout větší volnosti frekvenčního plánování, avšak za cenu zvýšení složitosti transpondéru. Podle typu zvolené kmitočtové konverze se následně odvíjí výběr nelineárního prvku, jímž může obecně být jakákoliv nelineární součástka. Z hlediska minimalizace konverzních ztrát však hledáme takovou, která je pro danou konverzi optimální.

### Harmonické transpondéry využívající intermodulační produkty

Transpondér využívající intermodulačních produktů může být aktivní s vlastním lokálním oscilátorem nebo pasivní bez vlastního zdroje kmitočtu. Vlastní lokální oscilátor zajišťuje dostatečné vybudování nelineárního prvku a minimalizuje tak konverzní ztráty, což umožní navýšení dosahu detekovatelnosti. Lokální oscilátor může být napájený akumulátorem integrovaným v rámci transpondéru nebo konverzí radiových signálů na stejnosměrné napětí (energy harvesting) použitou například v [23]. Použitím takového systému se autorům podařilo zvýšit konverzní účinnost až o 15 dB oproti systému pasivnímu. Další možností s použitím intermodulačního kmitočtu je transpondér pasivní s třípásmovou anténou, přijímající dva rozdílné kmitočty základní a vysílající některý z jejich produktů. Této koncepci je využito v [3] při detekci zranitelných cílů v rámci automobilového provozu, kdy je použito pásmo 77 až 81 GHz pro radarovou detekci s krátkým dosahem. Na těchto

frekvencích není z hlediska rozměrů problém implementace třípásmové antény a nabízí se zde možnost použití produktů  $2f_1 - f_2$ , kdy kmitočet odpovědi spadá do stejného pásma nebo  $f_1 - f_2$ , kdy může být kmitočet odpovědi konvertován např. do pásma ISM 2.45 GHz.

### Harmonické transpondéry využívající harmonické produkty

Tato práce se dále zabývá pouze transpondéry využívajícími některého z harmonických kmitočtů základní frekvence. Takové transpondéry se vyznačují minimální složitostí, jelikož k jejich fungování je zapotřebí pouze antény a nelineárního prvku. Následující kritéria výběru jsou tak platná pro tento typ konverze využívající nelinearity polovodičové diody.

Kritéria pro výběr diody jakožto nelineárního prvku byla publikována např. v [20] a [22]. V obou případech je analyzován přínos jednotlivých parametrů diod k nelinearitě produkující nejvyšší úroveň druhého harmonického kmitočtu. Z analýzy v [22] plyne, že nelinearitu generující nejsilnější úroveň druhé harmonické frekvence lze maximalizovat minimalizací kapacity přechodu diody  $C_{j0}$  a maximalizací rezistivity přechodu  $R_{j0}$  (minimalizace saturačního proudu  $I_S$ ). Poměr jejich přínosu je pak dán základním kmitočtem a výkonem, kterým je dioda buzena. V [20] je pak vypočteno, že od frekvencí vyšších než 800 MHz převažuje pro většinu diod vliv kapacitní nelinearity. Mezi další uváděné parametry dle [22] pak patří minimalizace bariérového napětí přechodu  $V_j$  a minimální sériový odpor  $R_s$ . Tato kritéria slouží k obecnému porovnání jednotlivých diod, avšak přesné porovnání lze učinit pouze na základě simulace zahrnující anténu [20].

Obecně tak lze považovat za dobrou volbu použití rychlé Schottkyho diody mající nízké bariérové napětí a malou kapacitu přechodu. Volba diody s velmi nízkou kapacitou  $C_{j0}$  však vede na velmi vysokou hodnotu reaktance diody, ke které je zapotřebí anténu přizpůsobit. Tento fakt činí některé diody nepřizpůsobitelné bez použití přizpůsobovacích obvodů, které však zvětšují rozměry a složitost transpondéru. Výběr diody je tak opět kompromisem a musí být činěn s ohledem na určení transpondéru jakožto levného a jednoduchého, nebo složitějšího v rámci sofistikovaného systému.



## Kapitola 2

# Návrh harmonického transpondéru

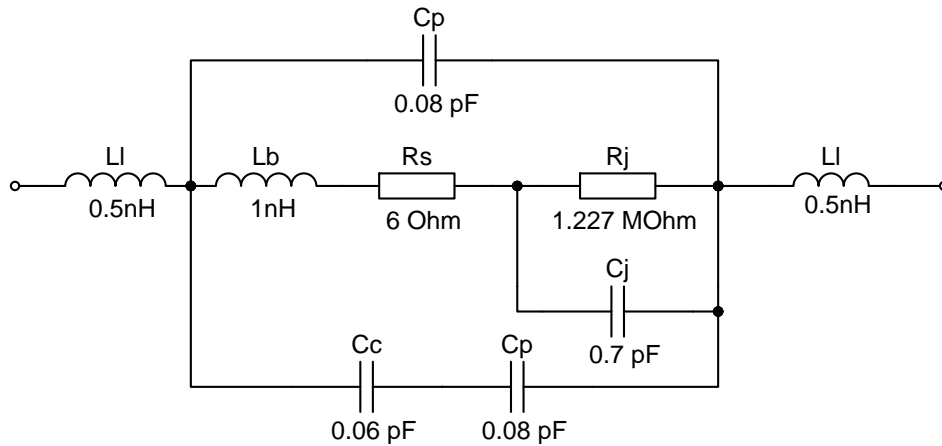
Jako výchozí bod návrhu byl zvolen základní kmitočet a to s ohledem zejména na velikost antény na něm navržené a určení daného pásma. Vzhledem k charakteru navrhovaného transpondéru jakožto experimentálního není dodržení pravidel regulátora natolik klíčové, avšak pro názornost a porovnatelnost s obdobnými návrhy je vhodná volba některého z volně dostupných používaných pásem. Jako vhodné byly uvažovány kmitočty v pásmu ISM 434 MHz, 2,4 - 2,5 GHz a Short-range devices 863 - 870 MHz. Zvolen byl kmitočet 867 MHz ze zmíněného pásma a to s ohledem na přijatelnou velikost antény zhruba odpovídající svou velikostí identifikační visačce. Volba kmitočtu také neklade zvýšené nároky na tolerance výroby a montáž součástek, které by mohly vyvstat na vyšších pásmech.

Jelikož cílem této práce je zejména vývoj nositelné antény pro harmonický transpondér, byla zvolena jednoduchá koncepce použití diody jako zdvojovače kmitočtu nevyžadující složitější obvodové zapojení. Za tímto účelem byla vybrána Schottkyho dioda výrobce Avago HSMS 2820 splňující kritéria zmíněná v kapitole 1.2.2. Tato dioda nepatří z hlediska konverzní účinnosti dané kapacitní nelinearitou mezi nejlepší na trhu, avšak z hlediska impedanční přizpůsobitelnosti na zvolené frekvenci je dobrým kompromisem. Frekvence 1734 MHz, která je dvojnásobkem kmitočtu základního leží v licencovaném pásmu, avšak pro experimentální účely při daném vysílaném výkonu v tomto pásmu nebyl na tento fakt brán ohled. Jako odpovídací frekvenci je možné zvolit i některou z vyšších harmonických frekvencí, avšak za cenu jejich nižší konverzní účinnosti, způsobující snížení maximální detekovatelné vzdálenosti transpondéru.

### Impedance diody a přizpůsobení antény

S modelem diody dle datasheetu [24] včetně náhradního obvodu jejího pouzdra dle [25] (obr. 2.1) byla provedena simulace v programu NI AWR Microwave office za účelem zjištění její impedance na daných kmitočtech. Impedance byla získána lineární simulací S-parametrů obvodu a její hodnota je uvedena v tabulce 2.1.





Obrázek 2.1: Náhradní schéma diody včetně pouzdra pro lineární simulaci její impedance.

Tabulka 2.1: Hodnoty malosignálové impedance diody na frekvencích 867 a 1734 MHz.

$$Z_D = 4.5 + j216 \Omega @ f = 867 \text{ MHz}$$

$$Z_D = 4.55 + j93,7 \Omega @ f = 1734 \text{ MHz}$$

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_D^*}{Z_A + Z_D} \quad (2.1)$$

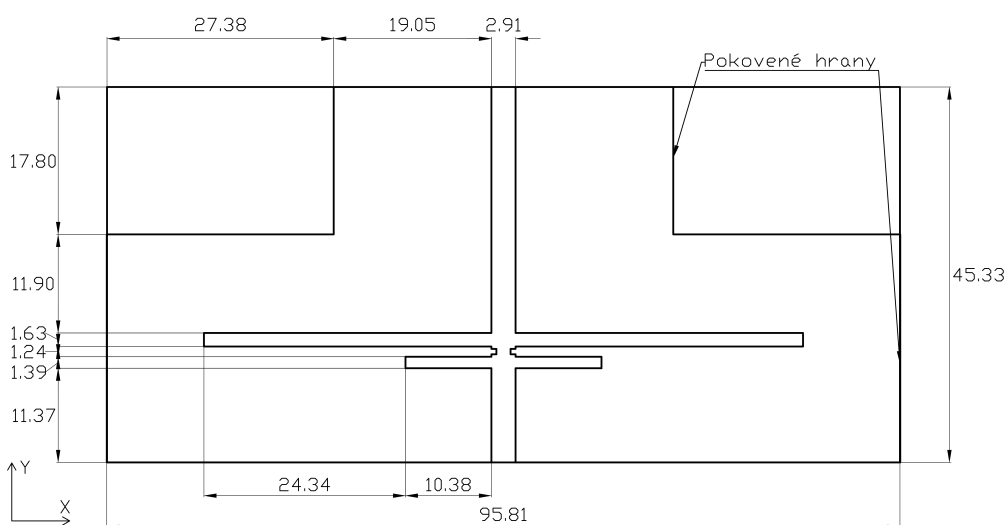
Cílem návrhu antény je přizpůsobení antény na obou kmitočtech k impedanci diody pro minimalizaci koeficientu odrazu a tím maximalizaci výkonového přenosu mezi nimi. Ze vzorce pro koeficient odrazu komplexní charakteristické impedance (2.1) plyne, že jeho minimalizace nastává při  $Z_A = Z_D^*$ , tj. když je vstupní impedance antény komplexně sdružená impedancí diody. Z toho plyne, že anténa musí být na obou kmitočtech odladěna z rezonance pro dosažení potřebné imaginární části impedance.

Dalšími výchozími body pro návrh antény je vysoká vyzářovací účinnost a kladný zisk v ose vyzářování. Z požadavku na maximální účinnost na obou kmitočtech plyne, že anténa musí být v jejich blízkosti rezonanční a že povrchové proudy tekoucí po anténě musí mít stejnou orientaci. Tím je omezena možnost zmenšení rozměrů antény například přidáním meandrů prodlužujících efektivní délku povrchových proudů na úkor účinnosti.

V rámci diplomové práce byly provedeny dva návrhy antény, oba vycházející z čtvrtvlnné vázané patchové antény. První varianta byla navržena v rámci diplomového projektu [26], na jejím základě a s nabytými poznatky pak byla navržena druhá varianta řešící některé nedostatky prvního návrhu.

## 2.1 Návrh antény - varianta 1

Jako výchozí bod návrhu byla vzata čtvrtvlnná patchová vázaná anténa z [6] poskytující možnost přizpůsobení ke komplexní impedanci RFID čipu pomocí hřebenových zářezů. Cílem je modifikovat tuto anténu na dvoupásmovou tak, aby byla přizpůsobená na obou kmitočtech a zároveň poskytovala maximální možnou vyzařovací účinnost. Pro návrh byl použit nízkoztrátový substrát Rogers RO4350B s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 3.66$ ,  $\tan \delta = 0.003$  a výškou  $h = 0.762$  mm. Návrh byl proveden v CST Studio Suite ® 2020 s použitím Time domain solveru.



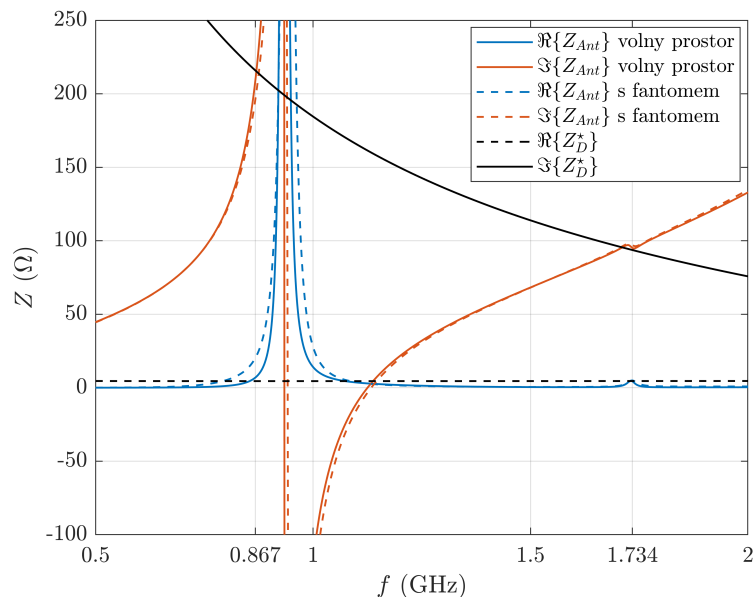
Obrázek 2.2: Výkres navržené antény s jejími rozměry, anténa je symetrická v ose Y.

Čtvrtvlnný patch byl modifikován na dvoupásmový jeho rozdělením na dvě části přes šířku. K dosažení komplexní vstupní impedance antény byla tato geometrie doplněna hřebenovou strukturou dle [6]. Experimentálně bylo zjištěno, že velikost impedance efektivně ovlivňují pouze zářezy vedoucí okolo místa napájení a další přidané zářezy pouze zvyšují rezonanční frekvenci změnou efektivní permitivity, což je pro minimalizaci rozměrů nežádoucí. V dalších krocích tak byly použity pouze zářezy vedoucí okolo napájecího pásku podél nichž se budí rezonance ovlivňující velikost impedance. Frekvence této rezonance je však úměrná délce pásku a při jeho prodloužení za účelem zvýšení imaginární části impedance na základním kmitočtu se blíží druhé harmonické frekvenci základního kmitočtu. Při délce pásku potřebné ke komplexnímu přizpůsobení na základním kmitočtu je impedance na druhé harmonické frekvenci příliš velká a znemožňuje tak současné přizpůsobení na obou kmitočtech.

Další možností zvýšení imaginární části impedance patchové antény je její zúžení, které však způsobuje zvýšení rezonanční frekvence a vyžaduje tak nežádoucí prodloužení antény. Dalším faktorem jdoucím proti zmenšování šířky je větší náchylnost ke změnám

parametrů antény v blízkosti lidského těla. Tento efekt lze zdůvodnit nedostatečným poklesem intenzity elektrického pole na hranách úzké patchové antény, způsobující větší náchylnost k jejímu ovlivnění.

Postupnou změnou rozměrů zářezů bylo zjištěno, že chování jednotlivých pásem lze ovlivnit vždy jedním ze zářezů, kdy mód rezonující na pásku mezi zářezy odpovídá délce kratšího ze zářezů a neovlivňuje tak významně druhou harmonickou frekvenci (obr. 2.2). Impedance byla doladěna dále pomocí pozice napájení a šířky patche. Za účelem dosažení přizpůsobení na obou frekvencích byla provedena optimalizace rozměrů pomocí nástroje optimize. Při daném nastavení optimalizátoru nebylo pro tuto geometrii antény dosaženo požadované impedance a pro další analýzu tak bylo zvoleno řešení s impedancí  $Z_{Ant@867\text{ MHz}} = 6.9 + j208\ \Omega$  a  $Z_{Ant@1734\text{ MHz}} = 3.3 + j96\ \Omega$  (obr. 2.3).

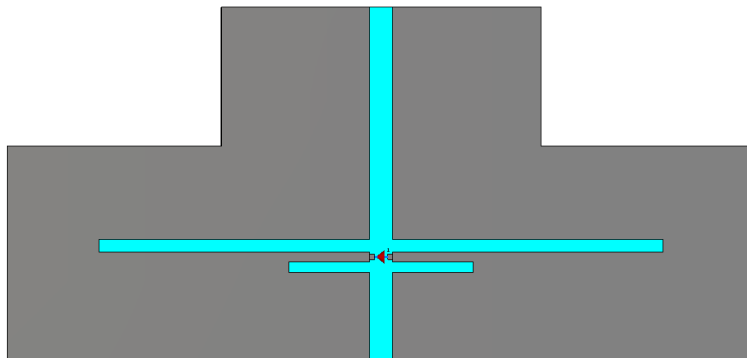


Obrázek 2.3: Simulovaný frekvenční průběh impedance antény ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu s vynesenu impedance diody.

### 2.1.1 Realizace antény

Navrženou anténu (obr. 2.2) lze vyrobit pomocí běžné technologie leptaných plošných spojů. Napájecí pásek byl uzpůsoben dle roztečí vývodů pouzdra diody aby mohl sloužit jako pájecí ploška pro její osazení [24]. Zkrat na vnějších hranách čtvrtvlnných patchových antén lze vyrobit přímým pokovením hrany chemickou cestou. Jedinou úpravou nutnou pro realizaci antény je zkrat na vyšším pásmu, který je vnořen do struktury a v navržené podobě nelze vyrobit. Řešením je použití řady prokovů v místě zkratu nebo odfrézování části antény bez vrchního motivu a následné chemické pokovení již volné hrany (obr. 2.4). V rámci projektu

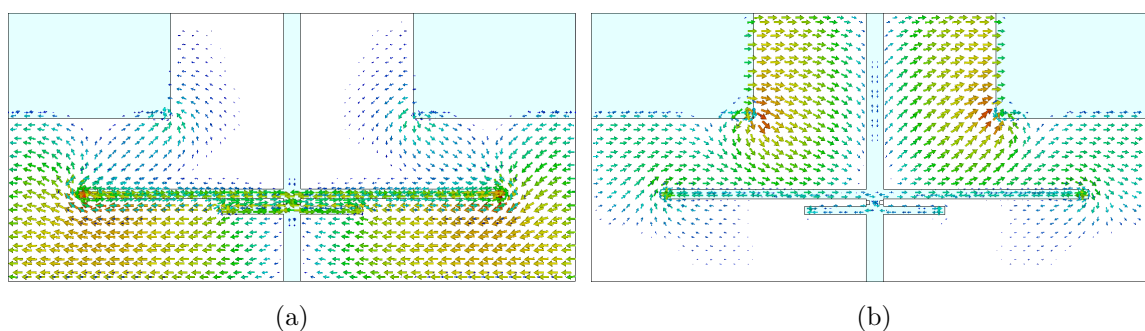
byla zvoleno odfrézování a to zejména z důvodu minimálních úprav. Nevýhodou takového řešení však může být vyšší náchylnost k ovlivnění parametrů antény v blízkosti lidského těla. Tato varianta zároveň v této části znemožňuje případné rozšíření zemní desky.



Obrázek 2.4: Výsledná geometrie antény uzpůsobené pro výrobu.

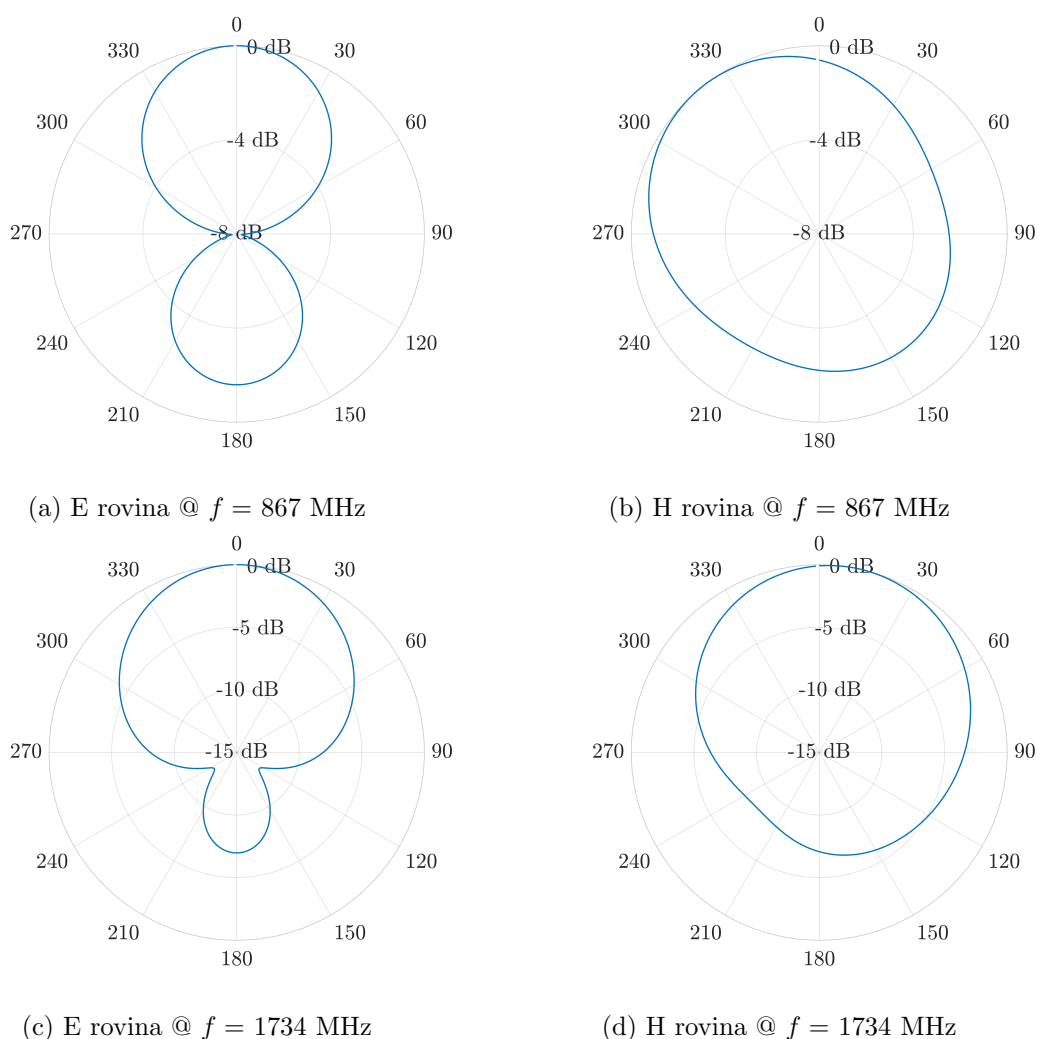
### 2.1.2 Diskuze dosažených výsledků

Z povrchových proudů na frekvenci 867 MHz (obr. 2.5a) je patrné, že delší zářez prakticky rozděljuje anténu na dvě části, přičemž proudy na této frekvenci rezonují pouze na její polovině. Tomu lze pravděpodobně přičíst zvýšení impedance na tomto kmitočtu, jelikož se anténa jeví jako efektivně užití.



Obrázek 2.5: Povrchové proudy na struktuře antény na frekvenci 867 MHz (a) a 1734 MHz (b).

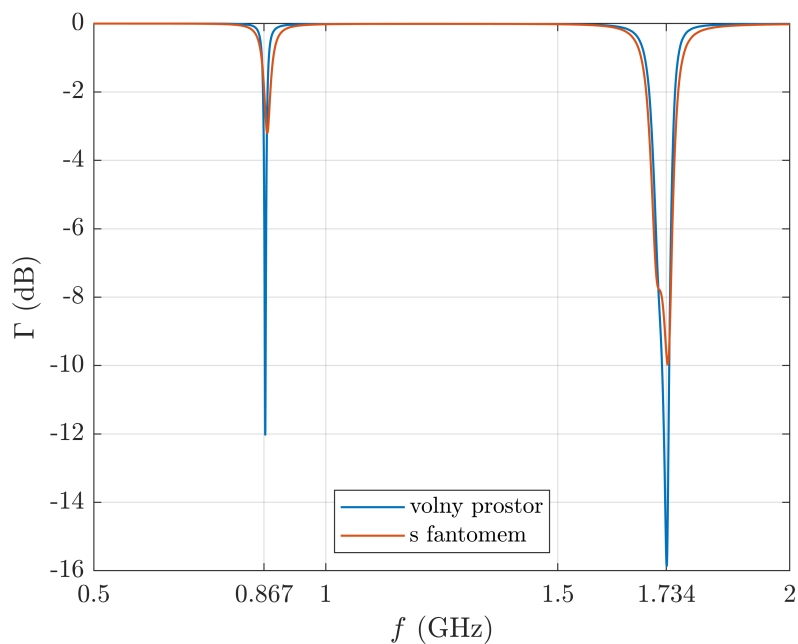
Ze směrových charakteristik (obr. 2.6) je patrný odklon hlavního laloku od osy antény pro obě frekvenční pásma, odklon je daný konstrukcí antény, kdy povrchové proudy v rezonanci tečou vždy asymetricky k ose antény. Pro danou aplikaci není směrovost antény určující, avšak je nutno s jejím poklesem v hlavní ose počítat při kalkulacích výkonové bilance. Směrovost antény je 2.9 dBi s odklonem  $38^\circ$  na frekvenci 867 MHz a 4.7 dBi



Obrázek 2.6: Normované směrové diagramy v E a H rovině pro frekvence 867 a 1734 MHz.

s odklonem  $13^\circ$  na frekvenci 1734 MHz. Vyzařovací účinnost je 59,5 % na 867 MHz a 73,3 % na 1734 MHz. Navržená anténa je v E rovině na obou kmitočtech lineárně polarizovaná s osovým poměrem minimálně 40 dB.

Prizpůsobení antény k diodě na základním kmitočtu nebylo v rámci navržené struktury dosaženo. Pro dosažení lepšího prizpůsobení je nutná změna geometrie antény nebo přidání prizpůsobovacích prvků, které by uvolnily nároky na vstupní impedanci antény. Na daném kmitočtu se při zachování rozměrů antény nezdá prizpůsobení úseky vedení jako vhodné. Možností je prizpůsobení soustředěnými prvky, kdy například induktor v sériovém zapojení s diodou, by kompenzoval část kapacitní reaktance diody a uvolnil tak nároky na anténu.

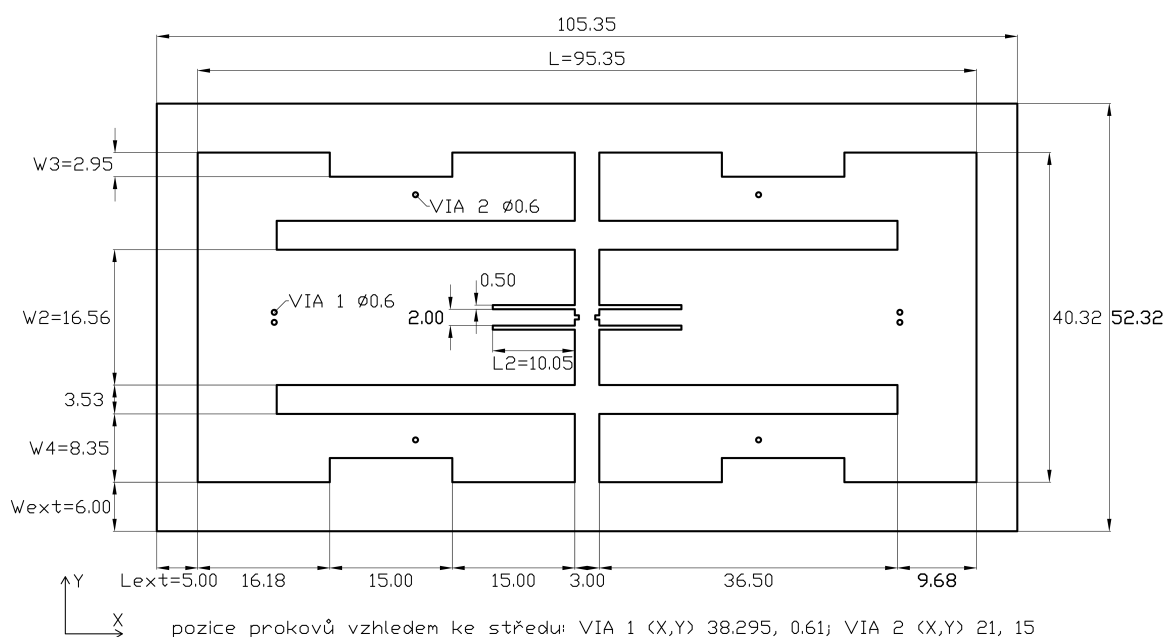


Obrázek 2.7: Koefficient odrazu mezi anténou a diodou při umístění antény ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu.

U navržené antény byla v rámci diplomového projektu provedena simulace vlivu lidského těla na parametry antény. Z frekvenčního průběhu impedance (obr. 2.3) a koefficientu odrazu (obr. 2.7) je zřejmé, že navržená anténa je bez dodatečného rozšíření zemní desky pro aplikaci v blízkosti lidského těla nevhodná. Avšak rozšířením zemní desky, lze efekt těla znatelně omezit a anténa by mohla být použita.

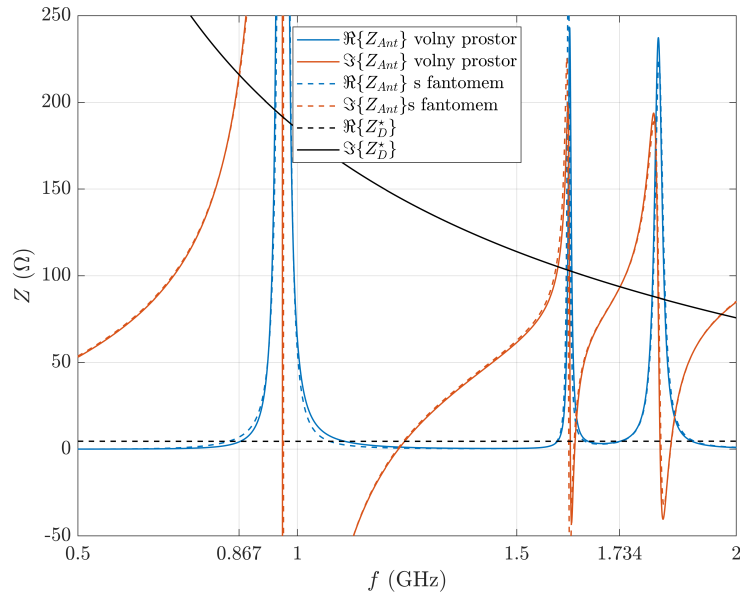
## 2.2 Návrh antény - varianta 2

Na základě nedostatků první varianty antény byla namodelována nová anténa z původní částečně vycházející. Při návrhu bylo zohledněno kritérium pro stanovení optimální velikosti zemní desky a geometrii vrchního motivu, tak aby byla anténa použitelná v blízkosti lidského těla. Geometrie by měla být dle [19] taková, aby se maximum hustoty elektrické energie nejlépe na obou kmitočtech nacházelo uvnitř struktury. Úkolem pro nový návrh bylo vytvořit symetrickou strukturu, tak aby byl eliminován odklon maxim vyzařovacích diagramů od osy antény. Pro jednodušší výrobitelnost byly pokovené hrany nahrazeny prokovy. Pro návrh byl použit stejný substrát Rogers RO4350B, avšak s výškou  $h = 1,524$  mm oproti původnímu návrhu dvojnásobnou, poskytující tak vyšší vyzařovací účinnost a lepší impedanční přizpůsobení. Geometrie antény s jejími rozměry je na obrázku 2.8. Průběh impedance na obrázku 2.9 a odpovídající koeficient odrazu mezi anténou a diodou pak na obrázku 2.10.

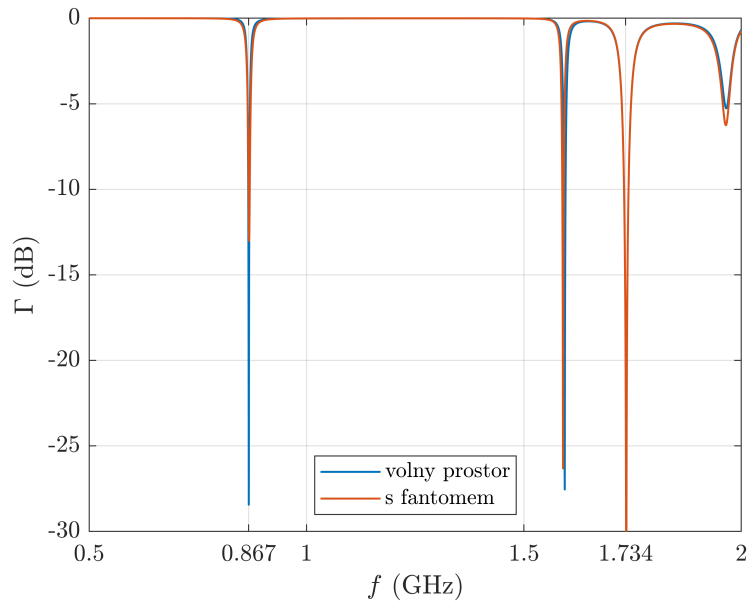


Obrázek 2.8: Výkres antény s jejími rozměry.

Z frekvenčního průběhu impedance (obr. 2.9) lze pozorovat její minimální změnu v přítomnosti fantomu. Na průběhu koeficientu odrazu v přítomnosti fantomu (obr. 2.10) lze pak pozorovat jeho navýšení v důsledku zvýšení reálné části impedance na nižším kmitočtu, kde zároveň došlo k posunu minima o 0,85 MHz. Koeficient odrazu je na 867 MHz však stále nižší než -10 dB a anténu tak lze považovat za použitelnou v blízkosti lidského těla. Na kmitočtu 1734 MHz pak nebylo pozorováno jeho větší zvýšení ani posun jeho minima.



Obrázek 2.9: Simulovaný frekvenční průběh impedance antény a diody ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu s vynesenu impedancí diody.

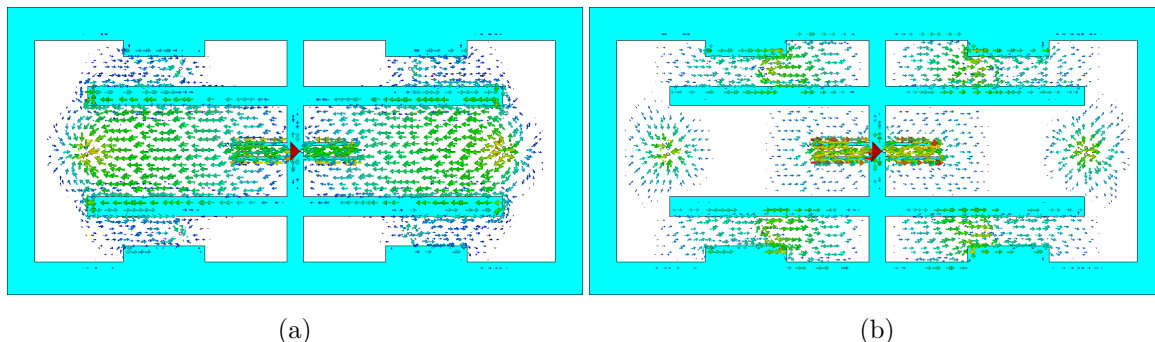


Obrázek 2.10: Simulovaný frekvenční průběh koeficientu odrazu mezi anténou a diodou ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu.

Na základní frekvenci 867 MHz se opět jedná o čtvrtvlnnou vázanou patchovou anténu, na dvojnásobku základní frekvence se pak anténa chová jako půlvlnný vázaný patch. Frekvence první rezonance v okolí 1 GHz ovlivňující základní kmitočet 867 MHz je laděna pomocí pozice skupiny proků VIA 1 v ose X (obr. 2.8). Její jakost lze pak ovlivnit šířkou středního pásku W2, jeho zúžením lze na základním kmitočtu snížit reálná část impedance



a zvýšit imaginární část a naopak. Povrchové proudy na struktuře antény, ilustrující výše zmíněné jsou na obrázku 2.11.

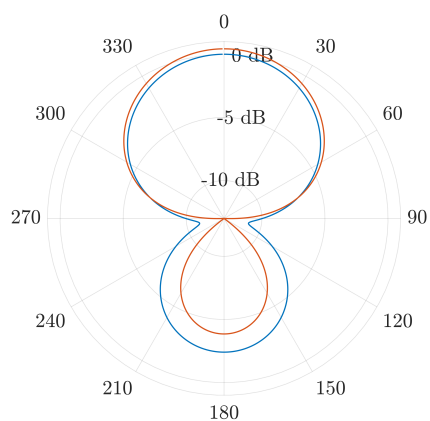


Obrázek 2.11: Povrchové proudy na struktuře antény na frekvenci 867 MHz (a) a 1734 MHz (b).

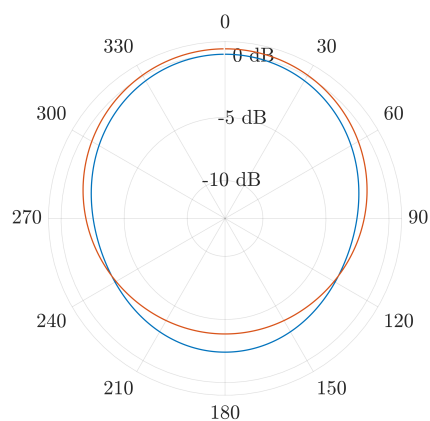
Impedanční přizpůsobení na kmitočtu 1734 MHz je dosaženo dvěma rezonancemi, kde pomocí pozice skupiny prokovů VIA 2 v ose X a délky  $L$  je určena jejich poloha ve frekvenci. Prokovy VIA2 zároveň brání vzniku rezonance v této části na kmitočtu okolo 1 GHz, kde by její přítomnost za dané geometrie snižovala účinnost na základním kmitočtu. Rezonance okolo frekvence 1,65 GHz rezonuje jako čtvrtvlnná od prokovu VIA 2 na otevřený konec. Délka  $L$  je dána polovinou vlnové délky rezonance okolo kmitočtu 1,8 GHz a prodloužením daným deformací módu způsobeným přítomností skupiny prokovů VIA 1. Zářezem podél vnější hrany a především pak jeho hloubkou  $W_3$  je snižován rezonanční kmitočet okolo frekvence 1,8 GHz. Kombinací polohy prokovů VIA 2 v ose X, délkou  $L$ , šířkou vnějšího pásku  $W_4$  a šířkou zářezu  $W_3$  je pak možno nastavit hodnotu impedance na kmitočtu 1734 MHz. Funkce zářezu okolo místa napájení je převzata z [6]. Podél zářezu se budí čtvrtvlnná rezonance s velmi vysokou jakostí, která svou frekvenční blízkostí ovládanou délkou zářezu  $L_2$  zvyšuje imaginární část impedance v obou pásmech. Parametrická studie těchto rozměrů je uvedena v části 2.2.2.

Směrové diagramy antény pro E (XZ rovina dle obr. 2.8) a H (YZ rovina dle obr. 2.8) rovinu jsou na obrázku 2.12, maximální směrovost na frekvenci 867 MHz je 3,2 dBi a na frekvenci 1734 MHz 6,5 dBi. V těsné blízkosti fantomu je pak maximální směrovost 3,7 dBi na 867 MHz a 5,6 dBi na 1734 MHz. Na obou kmitočtech je anténa lineárně polarizovaná s osovým poměrem v ose vyzařováním minimálně 40 dB.

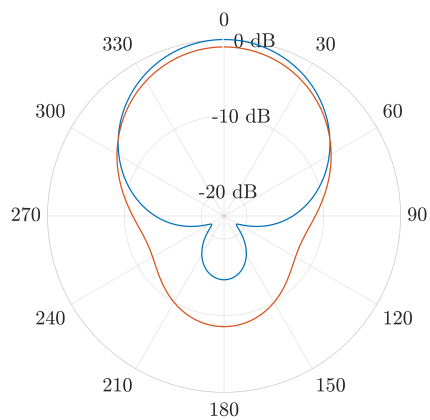
Vyzařovací účinnost jejíž frekvenční průběh je zobrazen na obr. 2.13 je 69,3 % na 867 MHz a 83 % na 1734 MHz. V těsné blízkosti fantomu je pak 72 % na 867 MHz a 71 % na 1734 MHz.



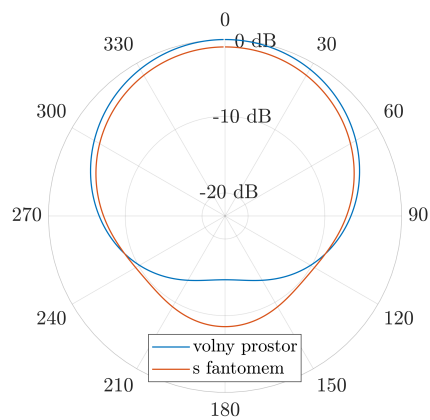
(a) E rovina @  $f = 867$  MHz



(b) H rovina @  $f = 867$  MHz

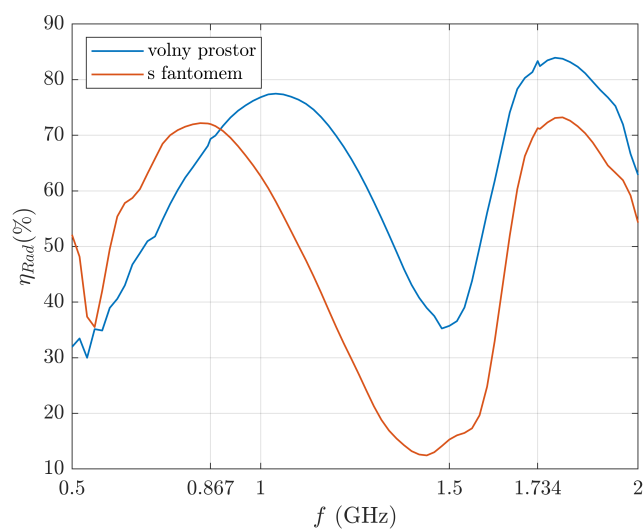


(c) E rovina @  $f = 1734$  MHz



(d) H rovina @  $f = 1734$  MHz

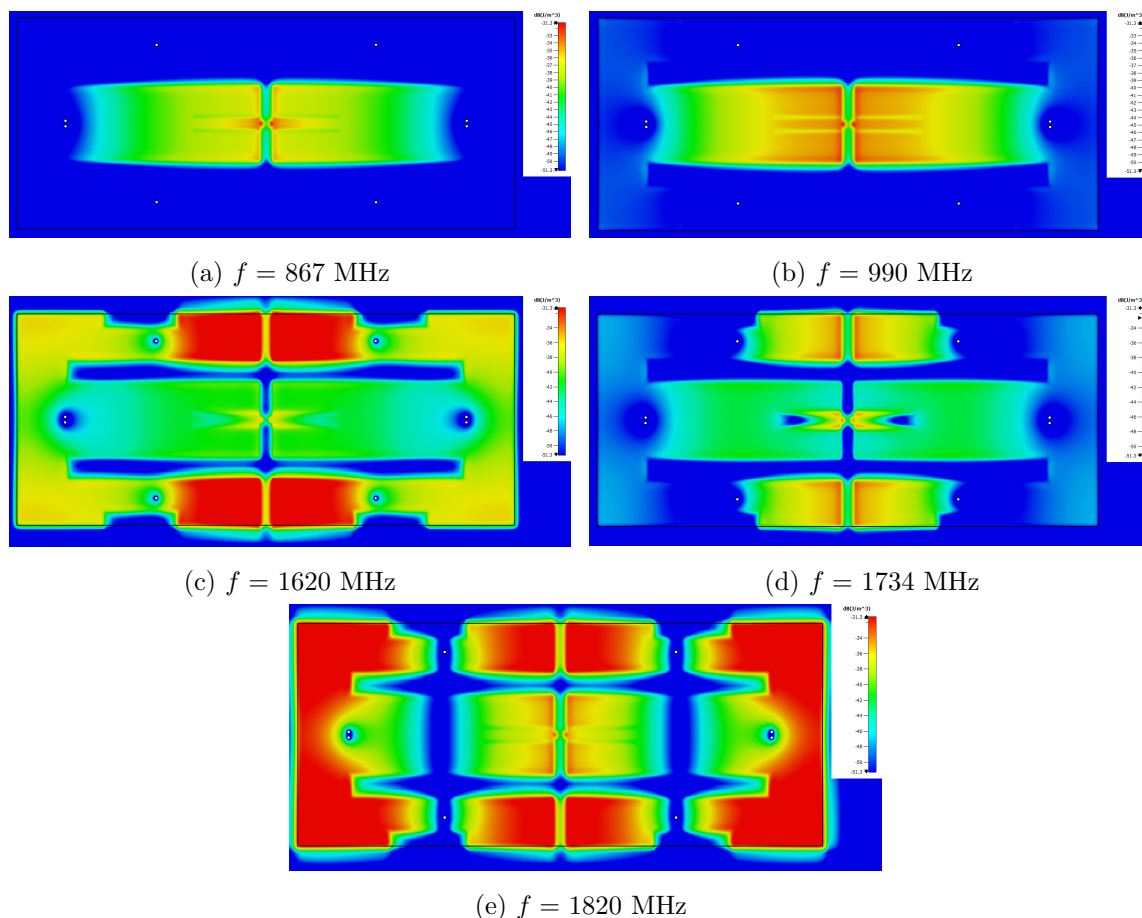
Obrázek 2.12: Směrové diagramy v E a H rovině pro frekvence 867 MHz a 1734 MHz normované maximální směrovostí ve volném prostoru.



Obrázek 2.13: Frekvenční průběh vyzářovací účinnosti antény ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu.

## 2.2.1 Simulace vlivu fantomu na parametry antény

Analýza byla provedena na základě postupu z [19] a blíže popsaného v kapitole 1.1.2. Ten dává za kritérium pro rozšíření zemní desky místo s nejvyšší hustotou energie elektrického pole. Ta byla simulována na základním kmitočtu, druhé harmonické frekvenci a na všech blízkých rezonančních kmitočtech (obr. 2.14). Simulace byla provedena s anténou dle obr. 2.8, avšak s nulovým rozšířením  $W_{ext}$  a prodloužením  $L_{ext}$  zemní desky.

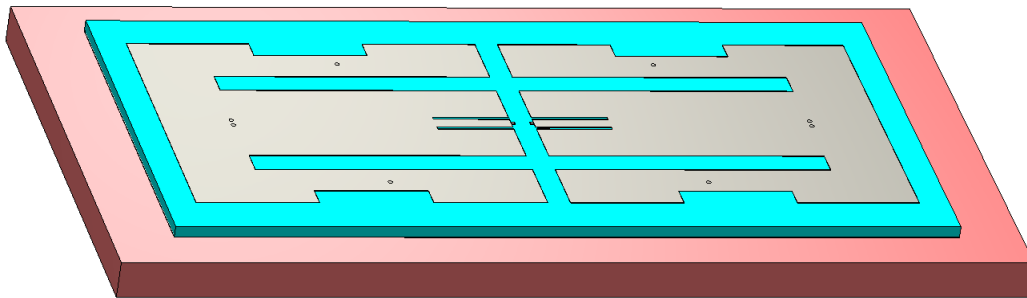


Obrázek 2.14: Hustota energie elektrického pole na základním kmitočtu (a), druhé harmonické frekvenci (d) a na všech blízkých rezonančních frekvencích (b),(c) a (e).

Na základním kmitočtu (2.14a) a k němu přidružené rezonanci (2.14b) je patrné držení elektrického pole uvnitř struktury s maximálními hodnotami okolo vazební štěrby, z které pole vyzařuje. Z hlediska zmíněného kritéria se pro základní kmitočet jeví jako vhodné rozšiřování zemní desky ve směru osy Y (viz obr. 2.8). Energie elektrického pole na kmitočtu 1734 MHz a k němu přidruženými rezonančními kmitočty má svá maxima při okrajích motivu antény a lze tak předpokládat, že vliv lidského těla na této frekvenci bude větší. V případě kmitočtů 1670 a 1734 MHz se maxima energie elektrického pole

nacházejí opět v okolí vazební štěrbin, z které pole vyzařuje. Na kmitočtu 1880 MHz, který je rezonančním pro půlvlnný mód se pak maxima energie nacházejí mimo vazební štěrbinu i na otevřených koncích. Pro tento kmitočet by tak dle zmíněného kritéria mělo mít vliv na odolnost vůči odladění v přítomnosti lidského těla i rozšiřování zemní desky ve směru osy X (viz obr. 2.8).

K ověření kritéria pro určení vhodného tvaru zemní desky a pro stanovení optimálního rozměru zemní desky byla provedena simulace odolnosti antény vůči odladění v přítomnosti fantomu svalové tkáně. Simulován byl vliv rozšíření zemní desky a vliv separace antény od fantomu. Použit byl fantom lidského svalu o rozměrech  $120 \times 65 \times 5 \text{ mm}^3$  a parametrech  $\varepsilon_r = 48$  a  $\sigma = 1,54 \text{ S/m}$  (obr. 2.15).



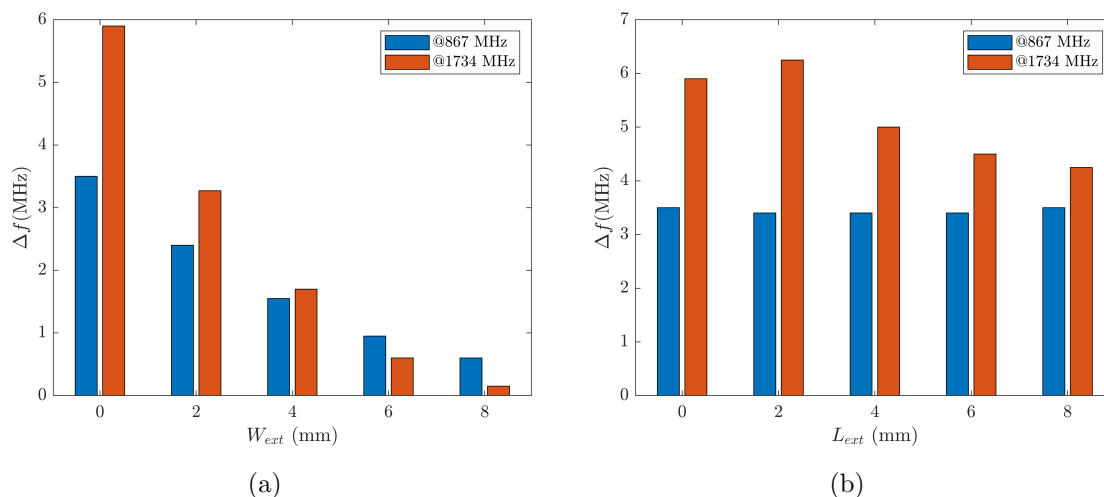
Obrázek 2.15: Nastavení simulace antény v přítomnosti fantomu pro rozšíření  $W_{ext} = 6 \text{ mm}$  a prodloužením  $L_{ext} = 5 \text{ mm}$ .

Změna impedance antény při přiblížení k fantomu je zapříčiněna zejména dvěma efekty a to změnou efektivní permitivity způsobující posun rezonanční frekvence a absorpcí ovlivňující činitel jakosti rezonance. Posun rezonančního kmitočtu pak způsobuje zejména změnu imaginární části impedance a působí tak na odladění minima koeficientu odrazu z pracovní frekvence. Změna činitele jakosti má vliv zejména na reálnou část impedance antény a projevuje se tak zvýšením koeficientu odrazu.

Jako základ pro simulaci byla použita anténa naladěná na obou kmitočtech s rozšířením zemní desky  $W_{ext} = 6 \text{ mm}$  a prodloužením  $L_{ext} = 5 \text{ mm}$  dle obr. 2.8. Všechny simulované varianty zemní desky vycházející z této základní konfigurace pak byly vlivem změny jejich rozměrů na obou kmitočtech odladěny a pro stanovení odolnosti vůči lidskému tělu tak bylo použito pouze posunu minima koeficientu odrazu, nikoliv jeho hodnoty. Pro posouzení odolnosti i na základě hodnoty koeficientu odrazu by bylo nutné naladit všechny simulované varianty na stejný kmitočet s totožnou hodnotou koeficientu odrazu a až následně je simulovat s přítomností fantomu.

## Vliv zemní desky na odolnost antény vůči fantomu

Simulace byla provedena pro hodnoty rozšíření zemní desky na každé straně v ose Y (šířka) o  $W_{ext} = 0 - 8$  mm a prodloužení v ose X (délka) o  $L_{ext} = 0 - 8$  mm (obr. 2.8). Fantom byl umístěn těsně pod zemní deskou antény (obr. 2.15).



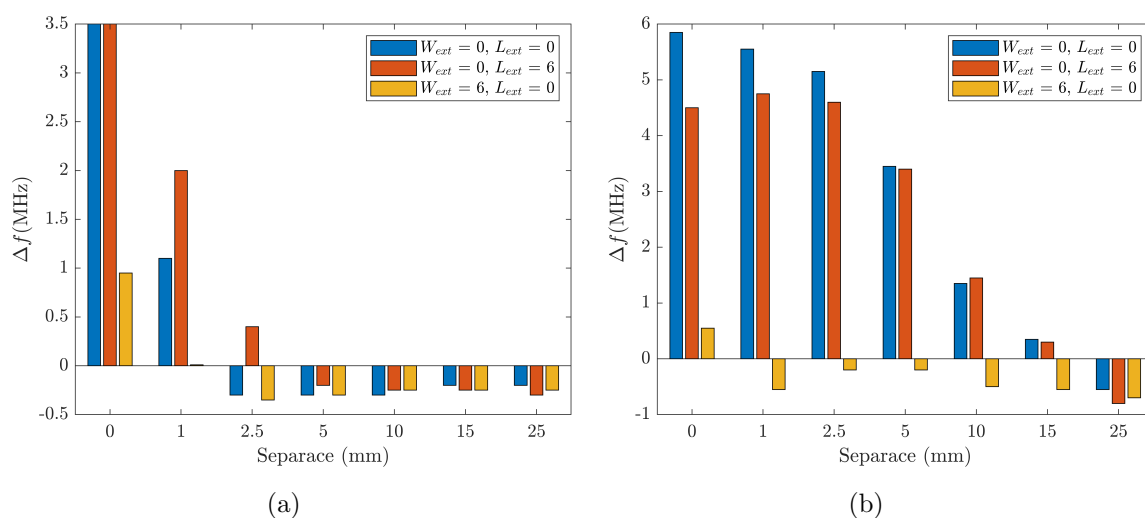
Obrázek 2.16: Velikost odladění ( $\Delta f$ ) minima koeficientu odrazu v přítomnosti fantomu na obou frekvencích při zvětšování zemní desky v šířce (a) a v délce (b).

Výsledek simulace je zobrazen sloupcovými grafy na obr. 2.16 zobrazujícími hodnotu odladění minima koeficientu odrazu obou kmitočtů v přítomnosti fantomu v závislosti na rozšíření zemní desky v šířce (2.16a) a v délce (2.16b). Z grafu 2.16a lze jasně číst, že rozšiřování má dle teoretického předpokladu zásadní vliv na odolnost vůči odladování a to na obou kmitočtech. Z 2.16b pak plyne, že prodloužování nemá dle předpokladu žádný vliv na kmitočtu 867 MHz, na kmitočtu 1734 MHz má vliv pak jen omezený.

## Vliv separace na odolnost antény vůči fantomu

Dále byl simulován vliv vzdálenosti mezi fantomem a anténou a to pro kombinace rozměrů zemní desky  $L_{ext} = 0$  mm  $W_{ext} = 0$  mm,  $L_{ext} = 0$  mm  $W_{ext} = 6$  mm,  $L_{ext} = 6$  mm  $W_{ext} = 0$  mm. Výsledek simulace je zobrazen grafem 2.17a pro kmitočtet 867 MHz a 2.17b pro kmitočtet 1734 MHz.

Z obou grafů je zřejmé, že rozšíření  $W_{ext}$  poskytuje zdaleka nejlepší výsledky pro oba kmitočty. Prodloužení  $L_{ext}$  neskýtá oproti variantě s nulovým zvětšením zemní desky žádné zlepšení. Z grafů je pak patrný trend odladování, kdy se s rostoucí vzdáleností antény od fantomu minimum koeficientu odrazu posouvá směrem k nižším frekvencím. Avšak lze předpokládat, že tato vazba mezi anténou a fantomem bude s jejich rostoucí separací klesat a odladění  $\Delta f$  se ustálí na nule odpovídající anténě ve volném prostoru.



Obrázek 2.17: Velikost odladění ( $\Delta f$ ) minima koeficientu odrazu v přítomnosti fantomu na obou frekvencích v závislosti na separaci antény od fantomu pro různé velikosti zemní desky.

### Vliv zemní desky na vyzařovací účinnost

V rámci simulace vlivu zemní desky na odolnost vůči fantomu byl pozorován i její vliv na vyzařovací účinnost antény. Porovnávána je vyzařovací účinnost pro obě frekvence ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu při různých kombinacích rozšíření  $W_{ext}$  a prodloužení  $L_{ext}$ .

Tabulka 2.2: Účinnost antény pro různé kombinace rozšíření a prodloužení zemní desky ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu svalové tkáně.

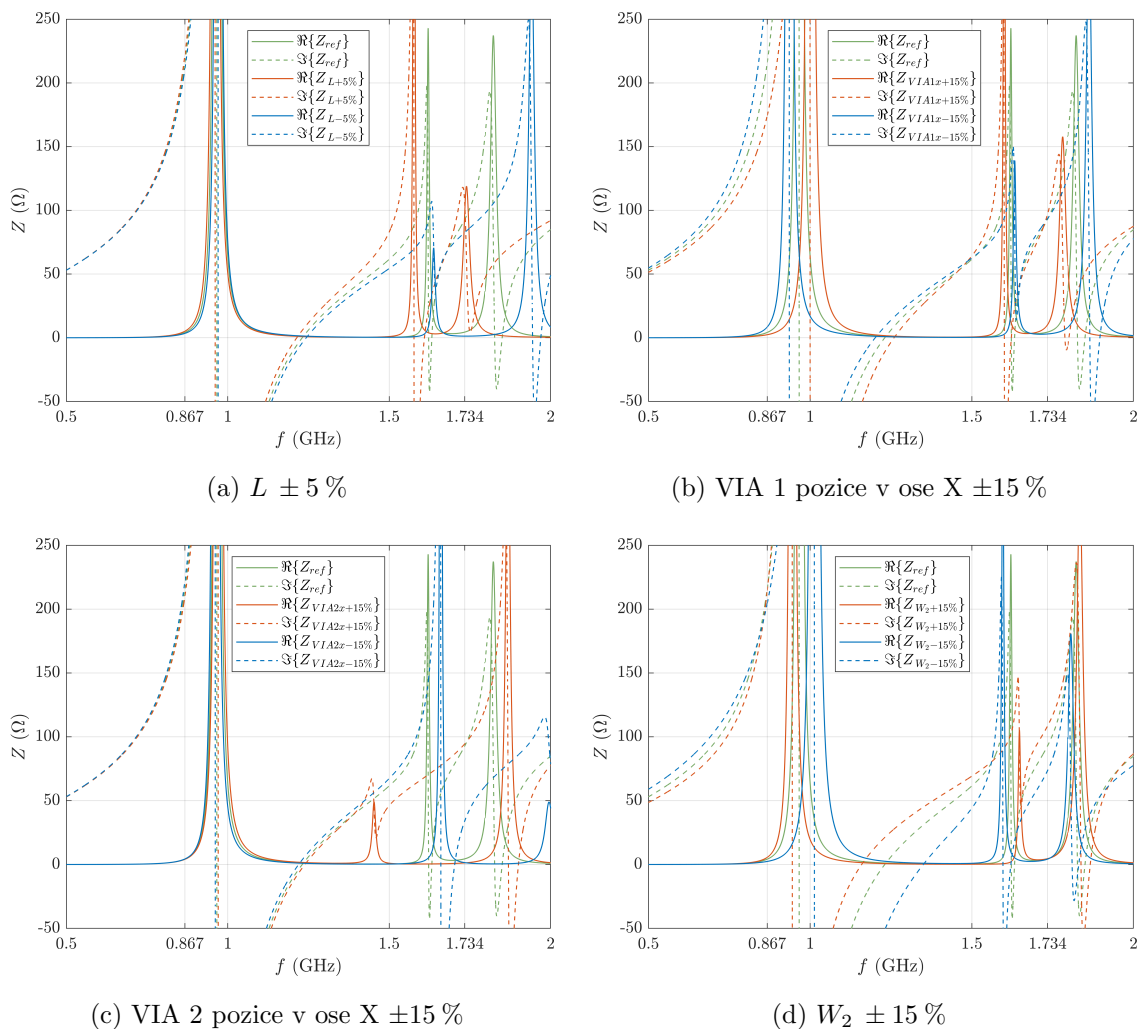
| $\eta_{rad}$ (%)                     | 867 MHz<br>volný prostor | 867 MHz s<br>fantomem | 1734 MHz<br>volný prostor | 1734 MHz s<br>fantomem |
|--------------------------------------|--------------------------|-----------------------|---------------------------|------------------------|
| $L_{ext} = 0$ mm<br>$W_{ext} = 0$ mm | 71,3                     | 57,5                  | 88,7                      | 41,8                   |
| $L_{ext} = 0$ mm<br>$W_{ext} = 6$ mm | 65,5                     | 70                    | 77,6                      | 62,2                   |
| $L_{ext} = 6$ mm<br>$W_{ext} = 0$ mm | 75,9                     | 58,9                  | 89,2                      | 44,1                   |
| $L_{ext} = 6$ mm<br>$W_{ext} = 6$ mm | 70,5                     | 71,9                  | 83,5                      | 71,7                   |

Výsledek simulace je uveden v tabulce 2.2. Pro nulové  $L_{ext}$  a  $W_{ext}$  je na obou kmitočtech znatelný pokles vyzařovací účinnosti v přítomnosti fantomu, zejména pak na vyšší frekvenci, kde účinnost klesla na méně než polovinu. Samotné prodloužení neskýtá

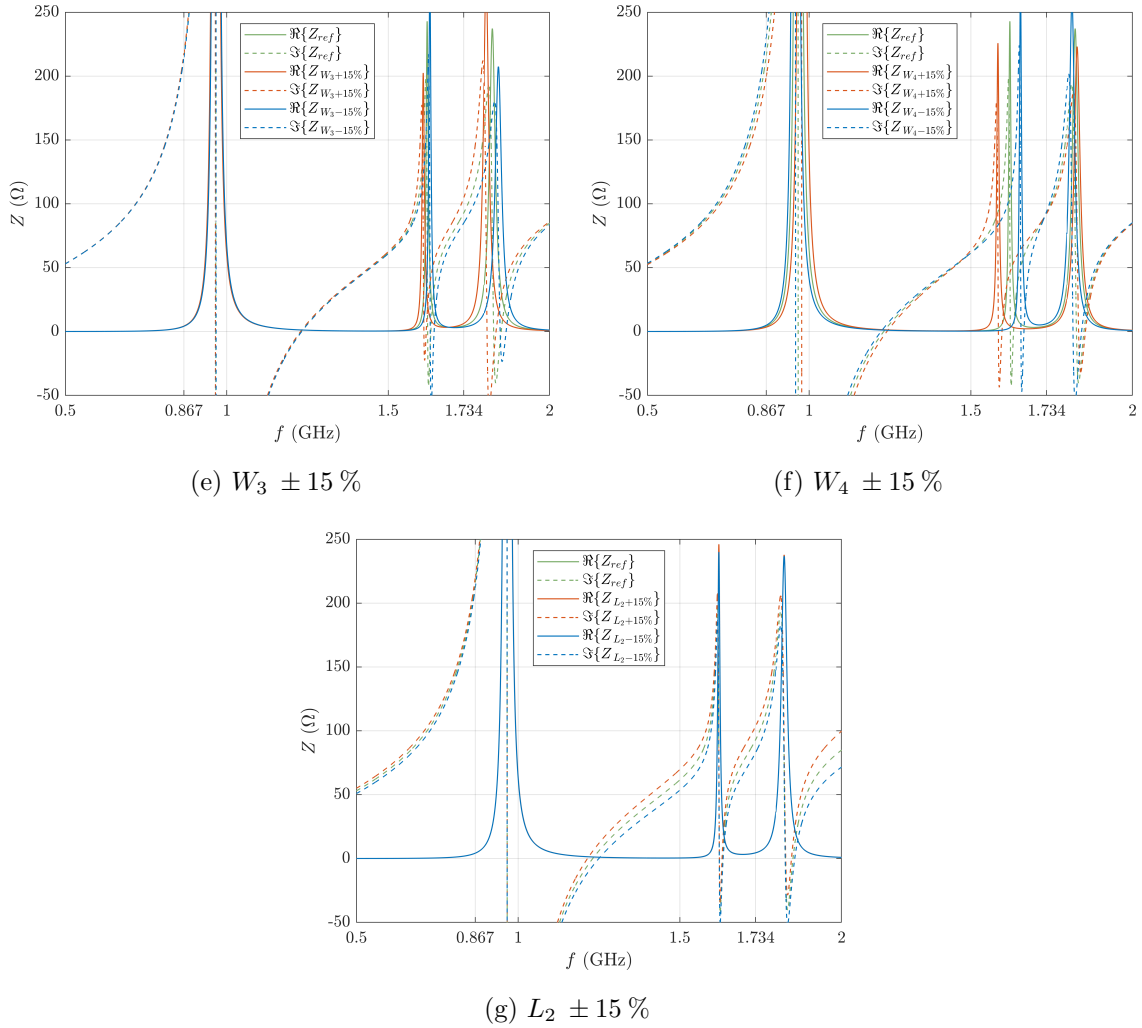
žádné větší vylepšení. Nejlepší účinnosti jak ve volném prostoru, tak v přítomnosti fantomu bylo dosaženo s kombinací rozšíření a prodloužení o 6 mm. Samotným rozšířením  $W_{ext}$  na 6 mm lze dosáhnout dobré účinnosti při současném menším rozměru antény oproti předchozí variantě.

## 2.2.2 Parametrická studie antény

Pro rozměry zásadně ovlivňující ladění impedance antény byla provedena jejich citlivostní analýza. Funkce jednotlivých rozměrů při nastavení požadované impedance na obou kmitočtech byla blíže popsána v sekci 2.2. Daný rozměr byl v rámci analýzy rozladěn o  $\pm 15\%$  ( $\pm 5\%$  v případě délky  $L$ ) od referenčního návrhu odpovídajícího výkresu 2.8. Výsledky analýzy ve formě frekvenčních průběhů impedance jsou uvedeny na obr. 2.18.



Obrázek 2.18: Parametrická studie rozměrů antény nejvíce ovlivňujících naladění její impedance, rozměry dle obr. 2.8.



Obrázek 2.18: Parametrická studie rozměrů antény nejvíce ovlivňujících naladění její impedance, popis rozměrů dle obr. 2.8.

Z obrázku 2.18a je patrné, že délka  $L$  ovlivňuje především rezonanci v okolí 1,8 GHz a lze jí tak ladit výhradně druhé pásmo. Pozice prokovu VIA1 v ose X (obr. 2.18b) pak vedle frekvenčního posuvu první rezonance ovlivňuje i pásmo druhé, to lze zdůvodnit při pohledu na rozložení povrchových proudů na frekvenci 1734 MHz (obr. 2.11b) v okolí prokovů VIA1 a na středním pásmu. Pozice proků VIA2 v ose X má významnější vliv pouze na druhé pásmo, avšak chování zde není zcela lineární, což lze zdůvodnit faktem, že s posuvem prokovu nebyl posouván i vnější zářez a rezonance tak měla rozdílné podmínky. Šířka středního pásku  $W_2$  (obr. 2.18d) ovlivňující jakost první rezonance má vliv i na druhém pásmu, opět odůvodnitelný přítomností příslušné rezonance v této části antény (obr. 2.11b). Šířka zářezu  $W_3$  (obr. 2.18e) a šířka vnějšího pásku  $W_4$  (obr. 2.18f) mají vliv především na druhé pásmo, avšak každá na jinou rezonanci. Šířkou  $W_3$  lze ladit imaginární část impedance a šířkou



$W_4$  pak její reálná část. Délka zářezu  $L_2$  (obr. 2.18g) pak mění hodnotu imaginární části impedance na obou kmitočtech bez ovlivnění reálné části.

### 2.2.3 Simulace a výroba antény

Simulace antény byly provedeny v programu CST Studio Suite ® 2020. Použit byl především časový solver (Time domain solver) s autoregresivním filtrem (AR-Filter) pro zkrácení času simulace silně rezonančních obvodů [28]. Mřížka byla zahušťována s ohledem na ustálení změn impedance při zvýšení počtu buněk. Doladění impedance antény určené pro výrobu bylo simulováno s téměř 20 miliony buněk na strukturu. Obecně se zvyšováním počtu buněk docházelo k nárůstu imaginární části impedance, což bylo přičítáno lepšímu popsání vysoce rezonující části okolo zářezů vedoucích od místa napájení. Tento trend byl potvrzen i simulací provedenou frekvenčním solverem (Frequency domain solver) s adaptivní tetrahedrální mřížkou. Na základě těchto simulací byla navržená struktura považována za korektně popsanou a výsledky za věrohodné.

### Výroba antény

Anténa je vyrobitelná běžnou technologií leptaných plošných spojů. Nový návrh oproti první verzi antény neobsahuje pokovené hrany, pouze prokovy, což činí výrobu jednodušší. Anténa byla vyrobena na běžném nízkoztrátovém substrátu Rogers RO4350B o tloušťce 1,524 mm.

## Kapitola 3

# Simulace harmonického transpondéru

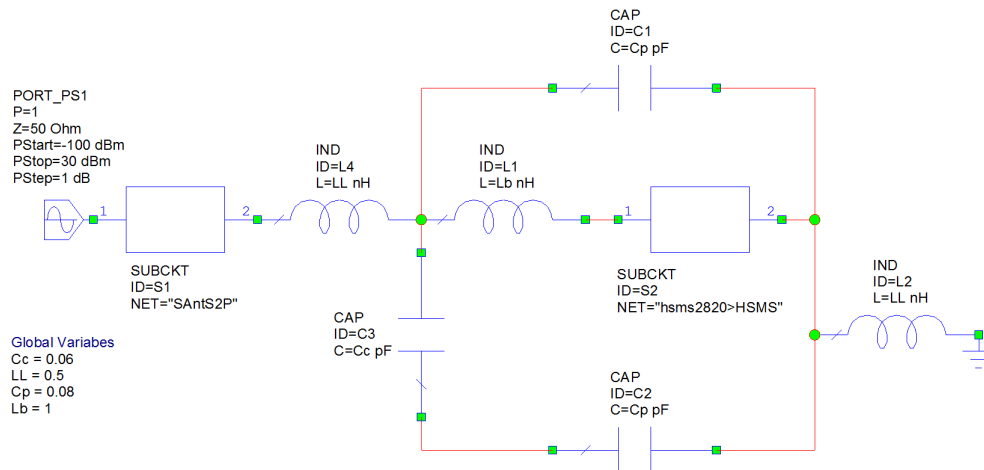
Simulace harmonického transpondéru má za cíl ověřit jeho koncept a stanovit jeho detekovatelnou vzdálenost. Pro simulaci transpondéru jako celku antény a diody je nutné použít simulátoru schopného nelineární analýzy. Takovým simulátorem je např. AWR Microwave Office s implementovanou metodou harmonické rovnováhy poskytující efektivní výpočet nelineárních obvodů. Tato metoda řešení nelineárních obvodů je tzv. hybridní metodou, využívající výhod časové i frekvenční analýzy. Obvod je při řešení rozdělen na lineární část řešenou ve frekvenční oblasti a nelineární část řešenou v časové oblasti. Kritériem výpočtu je pak rovnost proudů lineární a nelineární části obvodu v daném počtu harmonických frekvencí. Algoritmus výpočtu je implementován jako iterativní a jeho detailní popis lze nalézt např. v [29].

AWR Microwave Office jako obvodový simulátor však pracuje s buzením obvodu do brány (portu) a nikoliv buzením antény (resp. transpondéru) rovinou vlnou, tak jak je transpondér koncipován. S možným řešením pro analýzu harmonického transpondéru přichází autor v [30], kde používá model antény jako dvojbranu představený v [31]. Tento model byl vyvinut pro simulace přenosového kanálu zahrnujícího anténu a je založen na analogiích mezi anténou a S-parametrovým dvojbranem. Pro účely simulace harmonického transpondéru je pak z představených módů nejvhodnější tzv. pseudoobousměrný. V tomto módu je blok S-parametrů antény rozdělen do dvou frekvenčních pásem, kdy v jednom pásmu se anténa chová jako přijímací a ve druhém jako vysílací. Konverzní výpočty jednotlivých parametrů dvojbranu jsou uvedeny v tabulce 3.1.

Tabulka 3.1: S-parametry antény jako dvojbranu pro pseudoobousměrný mód dle [31].

|          | $ S_{nm} @f_1$               | $\angle S_{nm}@f_1$   | $ S_{nm} @f_2$               | $\angle S_{nm}@f_2$   |
|----------|------------------------------|-----------------------|------------------------------|-----------------------|
| $S_{11}$ | 0                            | 0                     | 0                            | 0                     |
| $S_{21}$ | $\sqrt{G_1(1 -  \Gamma ^2)}$ | 0                     | 0                            | 0                     |
| $S_{12}$ | 0                            | 0                     | $\sqrt{G_2(1 -  \Gamma ^2)}$ | 0                     |
| $S_{22}$ | $ S_{11_{Ant}} $             | $\angle S_{11_{Ant}}$ | $ S_{11_{Ant}} $             | $\angle S_{11_{Ant}}$ |

Blok S-parametrů je rozdělen na dvě frekvenční pásma s tím, že první pásmo obsahuje základní kmitočet 867 MHz a druhé pásmo obsahuje druhou harmonickou frekvenci 1734 MHz. Parametr  $S_{11}$  je nulován a představuje tak impedanční přizpůsobení pro maximalizaci výkonového přenosu na anténu. Parametry  $G_1$  a  $G_2$  reprezentují zisk antény na příslušných frekvencích, kdy pro jeho stanovení je uvážena směrovost antény a její vyzářovací účinnost na daném kmitočtu. Parametr  $\Gamma$  je koeficient odrazu mezi anténou a diodou počítaný dle vztahu 2.1. Parametry  $S_{21}$  a  $S_{12}$  tak představují realizovaný zisk antény.  $S_{11_{Ant}}$  je koeficient odrazu antény při normalizaci  $50 \Omega$  a reprezentuje její impedanci na portu 2 dvojbranu.

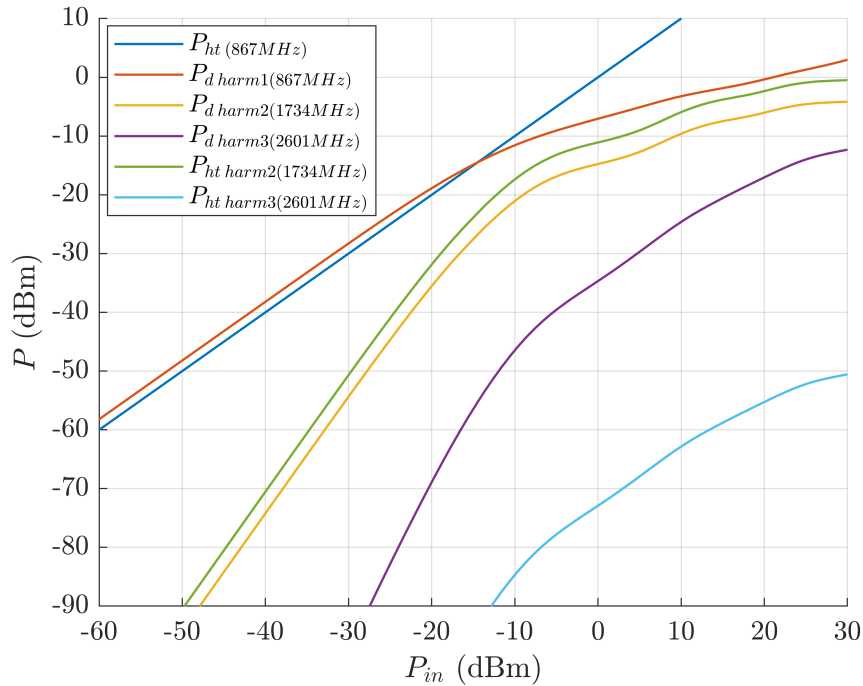


Obrázek 3.1: Zapojení obvodu pro simulaci výkonové bilance harmonického transpondéru.

Port 2 anténního dvojbranu slouží k připojení diody, jež je v simulaci reprezentována svým SPICE modelem doplněným o parametry pouzdra SOT23 [24]. Simulací tohoto zapojení (obr. 3.1) získáváme výkonovou bilanci harmonického transpondéru v rovině jeho antény. Započtením ztrát šířením volným prostorem pak můžeme stanovit jeho maximální detekovatelnou vzdálenost.

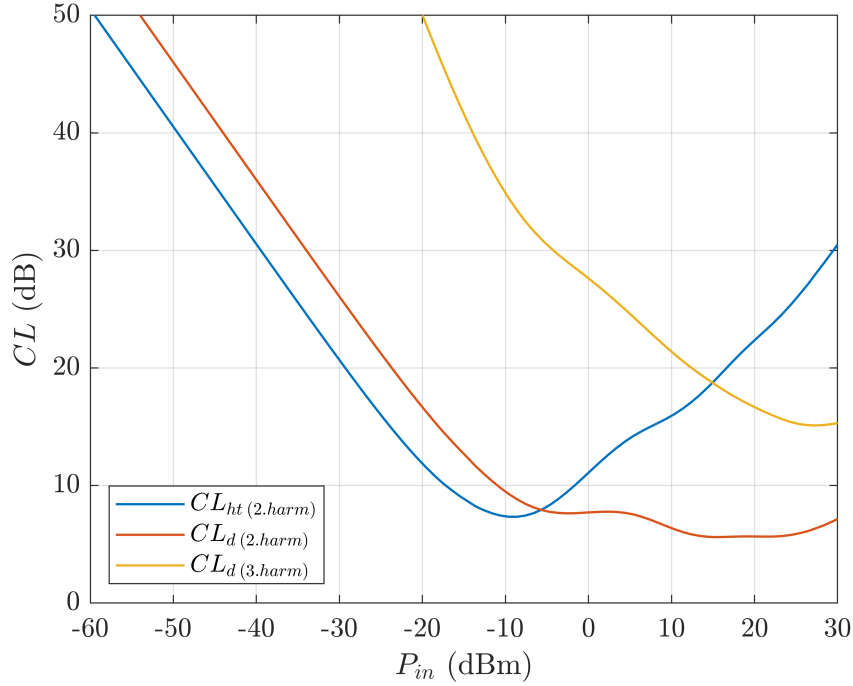
### 3.0.1 Výkonová bilance harmonického transpondéru

Výsledek simulace obvodu 3.1 je uveden na obr. 3.2, kde jsou vyneseny výkonové úrovně první, druhé a třetí harmonické frekvence na diodě ( $P_{d\ harm\ 1-3}$ ) a v rovině harmonického transpondéru ( $P_{ht\ harm\ 1-3}$ ). Rozdíl mezi výkonovou úrovní dané harmonické frekvence na diodě a v rovině transpondéru je dán impedančním přizpůsobením antény na této frekvenci a ziskem antény. Třetí harmonická frekvence je zobrazena pouze pro úplnost a jelikož anténa na ní nebyla přizpůsobována, její porovnávání s druhou harmonickou není možné.



Obrázek 3.2: Výsledek simulace obvodu na obr. 3.1 s výkony v rovině harmonického transpondéru  $P_{ht}$  a na diodě  $P_d$ .

Grafem na obr. 3.3 jsou zobrazeny příslušné konverzní ztráty v daných rovinách. Vyneseny jsou konverzní ztráty v rovině harmonického transpondéru  $CL_{ht}$  zahrnující zisky, přizpůsobení antény a konverzní účinnost diody a v rovině diody  $CL_d$  uvažující pouze konverzní účinnost diody. Minimum ztrát pro rovinu transpondéru nastává při úrovni budicího výkonu přibližně -10 dBm. Nárůst konverzních ztrát při zvyšování budicího výkonu lze přičítat především změně impedance diody ve velkosignálových podmínkách a tím zvýšení koeficientu odrazu mezi anténou a diodou. Zároveň však nastává limitace konverze způsobená samotným tvarem V-A charakteristiky diody, který určuje konverzní účinnost daného harmonického produktu. Tu lze pozorovat z průběhu konverzních ztrát v rovině diody  $CL_d$ .



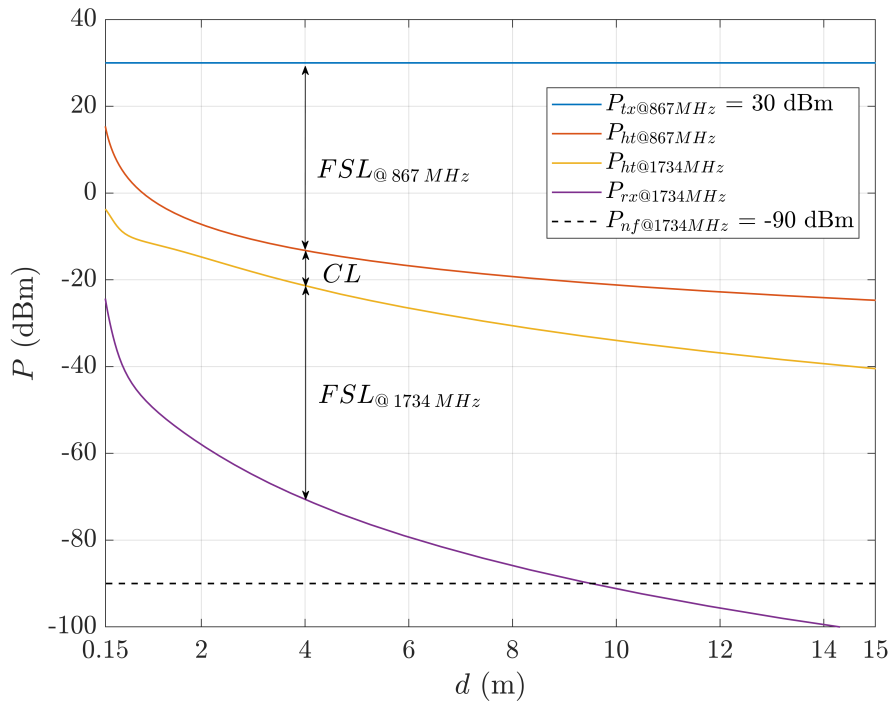
Obrázek 3.3: Konverzní ztráty v rovině transpondéru  $CL_{ht}$  a v rovině diody  $CL_d$ .

Výkonová bilance na obrázku 3.4 byla vypočítána na základě dat z grafu na obr. 3.2. Pro konstantní vysílací výkon 30 dBm (EIRP) byla pomocí ztrát šířením volným prostorem (rovnice 3.1) dopočítána vzdálenost odpovídající příslušné výkonové úrovni v rovině transpondéru ( $P_{ht@867MHz}$ ). Následně je vynesena výkon na druhé harmonické frekvenci v rovině transpondéru ( $P_{ht@1734MHz}$ ) a odečtením ztrát šířením volným prostorem na této frekvenci pak v rovině přijímače ( $P_{rx@1734MHz}$ ). Na základě prahu detekce, stanoveného na -90 dBm pak lze určit maximální detekovatelnou vzdálenost. Ta byla pro toto nastavení simulace určena na zhruba 9,5 m. Pro případný jiný práh detekce lze příslušná maximální vzdálenost detekce z grafu odečíst obdobným způsobem.

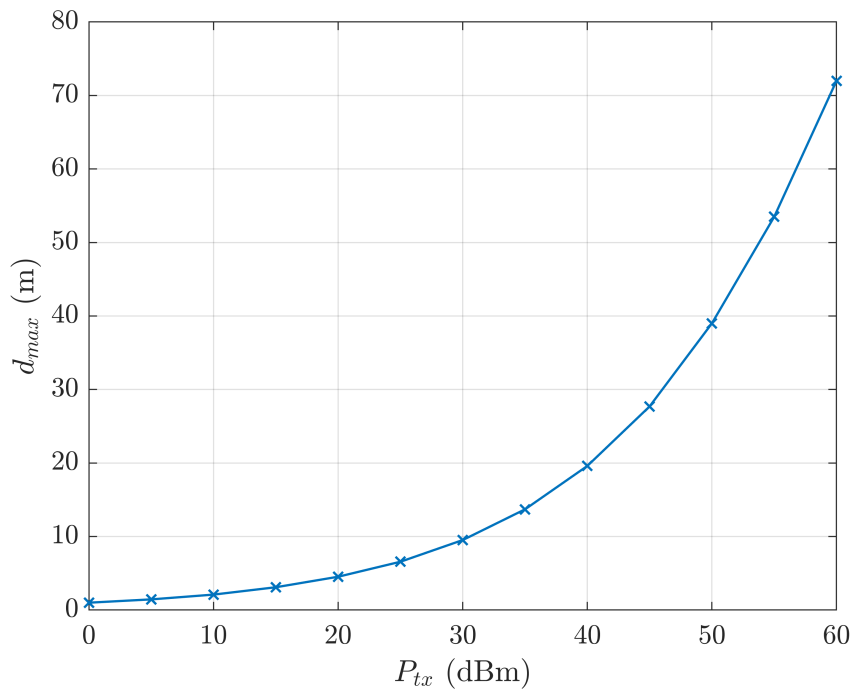
$$FSL = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (3.1)$$

Rozdíl mezi úrovní budicího výkonu v rovině transpondéru na 867 MHz a výkonem na 1734 MHz v této rovině  $CL$  zahrnuje zisk antény transpondéru na obou frekvencích, konverzní účinnost diody a přizpůsobení mezi anténou a diodou na obou frekvencích.

Závislost maximální detekovatelné vzdálenosti transpondéru  $d_{max}$  na vysílacím výkonu  $P_{tx}$  je zobrazena grafem 3.5. Maximální vzdálenost je stanovena za předpokladu prahu detekovatelnosti -90 dBm a opět se tak při jeho odlišném nastavení bude lišit.



Obrázek 3.4: Simulovaná výkonová bilance harmonického transpondéru.



Obrázek 3.5: Závislost maximální detekovatelné vzdálenosti transpondéru  $d_{max}$  na vysílacím výkonu  $P_{tx}$ .



## Kapitola 4

# Měření antény a harmonického transpondéru

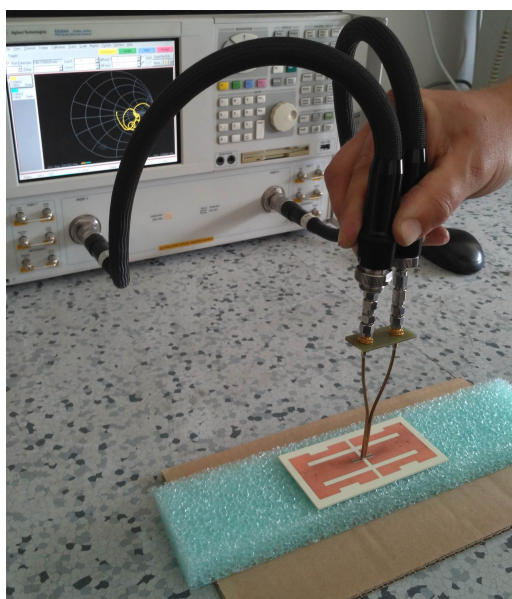
Z nasimulovaných parametrů antény lze měřením ověřit pouze její impedanci. Měření vyzařovacích charakteristik by vzhledem k absenci konektoru na anténě a nutnosti jejího diferenčního napájení vedlo k nepřesným výsledkům, tudíž by jeho realizace postrádala smysl. K ověření odolnosti antény vůči vlivům lidského těla bylo měření její impedance provedeno i v těsné blízkosti fantomu simulujícího svalovou tkáň. Použit byl kompozitní fantom svalové tkáně o parametrech  $\epsilon_r = 48$  a  $\sigma = 1,54$  S/m na frekvenci 1 GHz a rozměrech  $150 \times 110 \times 20$  mm<sup>3</sup> blíže popsany v [32]. Pro ověření funkčnosti konceptu harmonického transpondéru pak byla měřena jeho výkonová bilance a to pro jeho umístění ve volném prostoru, v těsné blízkosti fantomu, na kovové podložce a na lidském těle. Z naměřených hodnot byla následně dopočtena maximální detekovatelná vzdálenost transpondéru.

### 4.1 Měření impedance antény

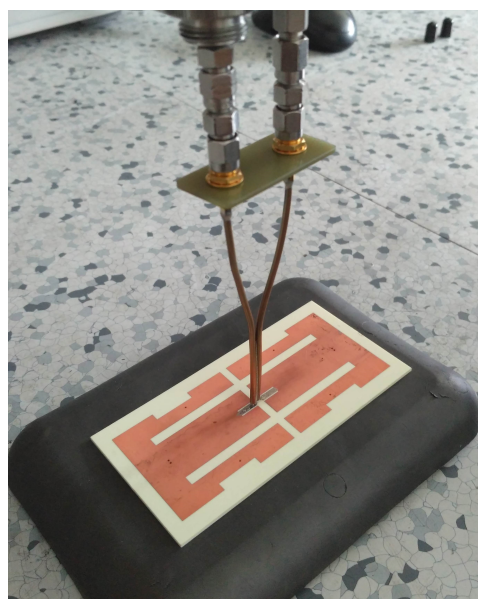
Pro ověření návrhu a charakterizaci antény byla změřena její impedance. Vzhledem ke koncepci antény jakožto pasivní - bez konektoru a s diferenčním napájením nelze impedanci měřit běžnými metodami. Metoda představená v [33] staví na reprezentaci diferenční antény jako dvou samostatných portů s mezilehlou imaginární zemní rovinou. Samotné měření je pak provedeno standardním dvouportovým vektorovým měřením s tím, že je použita diferenční sonda na jejíž konec posunuta referenční rovina kalibrace (obr. 4.1b). Diferenční impedance se následně stanoví výpočtem z naměřených s-Parametrů dle rovnice 4.1.

$$Z_{dif} = \frac{2Z_0(1 - S_{11}^2 + S_{21}^2 - 2S_{12})}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (4.1)$$



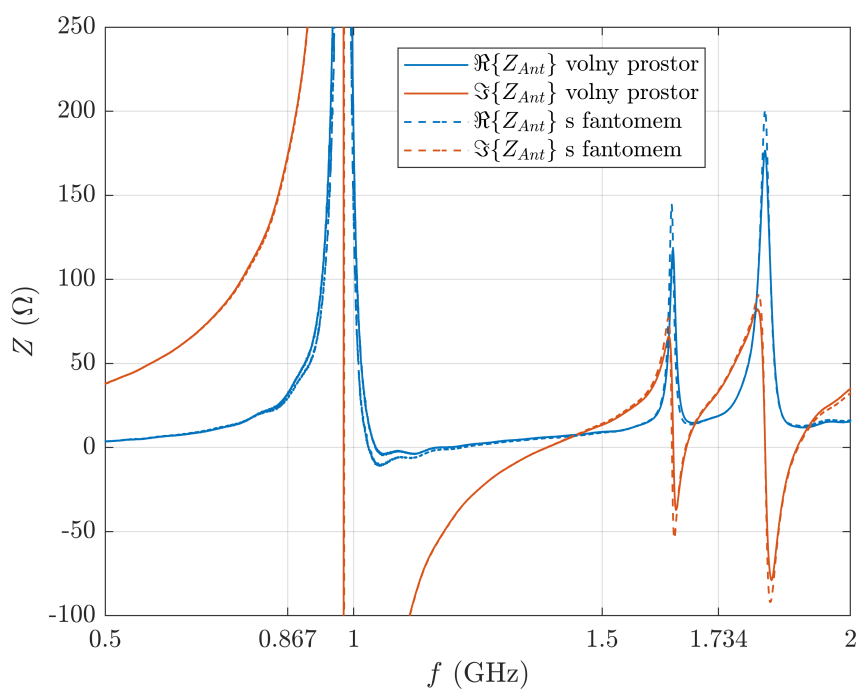


(a)

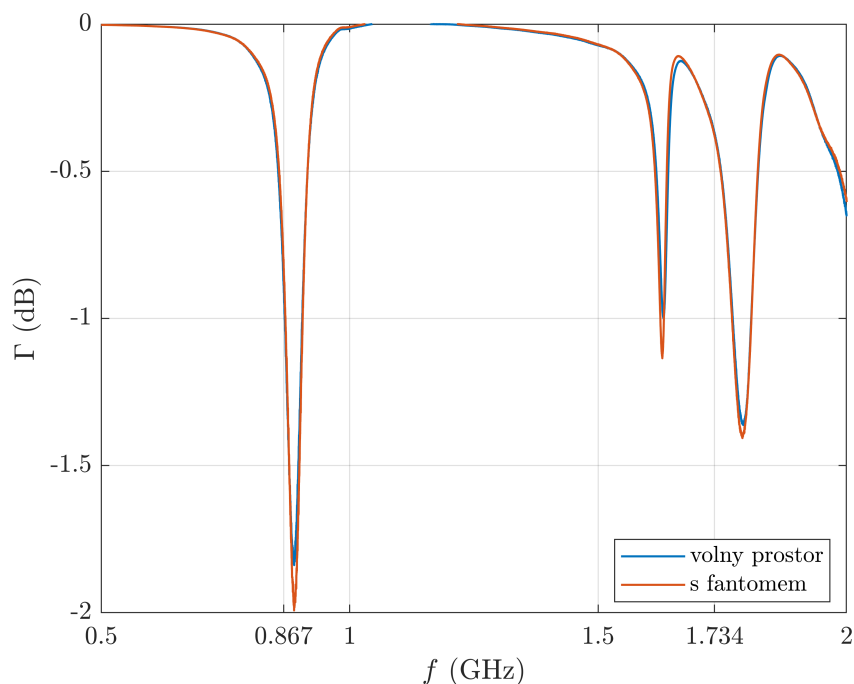


(b)

Obrázek 4.1: Sestava pro měření impedance antény (a) a detail sondy při měření impedance antény na fantomu (b).



Obrázek 4.2: Naměřené průběhy impedance antény ve volném prostoru (obr. 4.1a) a v těsné blízkosti fantomu (4.1b).



Obrázek 4.3: Průběhy koeficientu odrazu mezi anténou a diodou ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu na základě naměřené impedance.

### Použité měřicí přístroje a pomůcky

|                      |   |
|----------------------|---|
| vektorový analyzátor | Agilent E8364A                              |
| kalibrační sada SOLT | Rosenberger mechanical calibration kit 2,92 |
| diferenční sonda     | dle [33]                                    |

#### 4.1.1 Zhodnocení výsledků měření

Před samotným měřením byla provedena kalibrace vektorového analyzátoru metodou SOLT, následné připojení sondy a posun roviny kalibrace na hroty sondy.

Z naměřeného průběhu impedance (obr. 4.2) je zřejmý výrazný rozdíl oproti simulovanému průběhu (2.9) a to jak v reálné, tak imaginární části impedance. Velikost reálné části impedance je zejména v okolí rezonancí výrazně vyšší, mající charakter nižší jakosti rezonancí. Imaginární část je pak na obou kmitočtech nižší, což by se také dalo považovat za důsledek nižší jakosti rezonancí.

Nutné je však uvážit i možnost chyb měření, které mohly mít na výsledné průběhy vliv. Tomu napovídá nefyzikální pokles reálné části impedance okolo kmitočtu 1 GHz do záporných hodnot. Skutečná hodnota impedance se tak od naměřené může lišit, avšak nelze ověřit jak významně. Rozdíly mohou být způsobené faktem, že testovací kabely vektorového analyzátoru jsou při měření ve výrazně jiném ohybu než při kalibraci. Další možností je

nesprávný posun referenční roviny kalibrace daný nemožností dokonalého zkratování hrotů sondy v rovině měření.

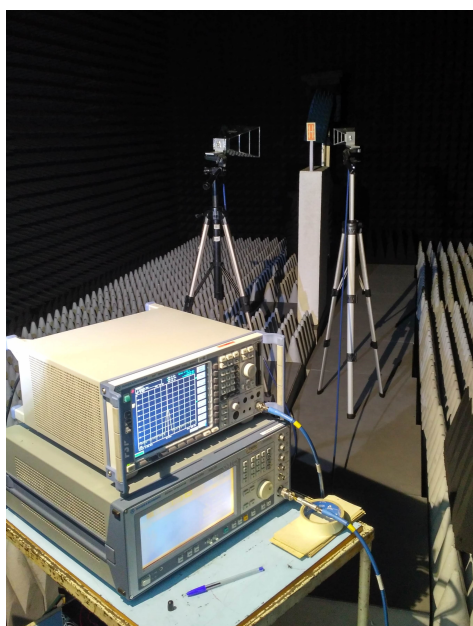
Příslušný koeficient odrazu mezi anténou a diodou (obr. 4.3) pak dobře ilustruje rozdíl mezi simulací a naměřenou impedancí. Na návrhových kmitočtech není anténa vůbec přizpůsobená a minima koeficientu odrazu jsou vlivem snížení imaginární části impedance posunuta směrem k vyšším kmitočetům. Na těchto kmitočtech však v důsledku výrazného nárůstu reálné části impedance stoupá koeficient odrazu na významné hodnoty, které již nelze za impedanční přizpůsobení považovat.

Z průběhu impedance (obr. 4.2) i koeficientu odrazu (obr. 4.3) je však patrný jejich minimální rozdíl ve volném prostoru a v těsné blízkosti fantomu. Navržená anténa je tak odolná vůči vlivům lidského těla, což bylo jedním z požadavků návrhu.

## 4.2 Měření výkonové bilance

Měření výkonové bilance bylo provedeno v bezodrazové komoře v uspořádání dle obrázku 4.4a, kde harmonický transpondér byl umístěn na polystyrenovém bloku a naproti němu ve vzdálenosti 0,8 m postaveny vysílací a přijímací anténa. Před započítáním měření bylo ověřeno, že generátor a zesilovač neprodukují harmonické frekvence, které by znemožnily rozlišení harmonického signálu transpondéru. Pro zamezení vysílání harmonických frekvencí byl za zesilovač zařazen dolnoproustný filtr s mezní frekvencí 650 MHz.

Na základě měření impedance lze předpokládat, že anténa není naladěna na návrhový kmitočet a maximum přenosu je tak nutno najít. Za tímto účelem bylo provedeno měření přenosu při základním kmitočtu v pásmu 860 až 915 MHz, jehož výsledkem bylo nalezení maxima na frekvenci 894 MHz a jí odpovídající druhé harmonické na 1788 MHz. Experimentálně však bylo zjištěno, že frekvenční maximum přenosu se mění s vysílaným výkonem a potvrzuje tak nelinearitu impedance diody. Zvolen byl tedy kompromis na pomezí mezi lineární a nelineární částí impedance zhruba odpovídající minimu konverzních ztrát dle simulace (obr. 3.3). Maximum přenosu pak frekvenčně zhruba odpovídá koeficientu odrazu vypočítanému z naměřené impedance (obr. 4.3), kde se jeho minima nachází na 888 MHz a 1792 MHz. Všechna následující měření byla provedena se základním kmitočtem 894 MHz.



(a)



(b)

Obrázek 4.4: Měřicí pracoviště v bezodrazové komoře pro měření výkonové bilance antény (a) a uspořádání měření transpondéru při umístění na lidské tělo. (b).

### Použité měřicí přístroje a pomůcky

|                       |                           |
|-----------------------|---------------------------|
| signálový generátor   | Rohde&Schwarz SMIQ 03B    |
| spektrální analyzátor | Rohde&Schwarz FSP         |
| anténa vysílací       | RFspin DRH10              |
| anténa přijímací      | RFspin DRH20E             |
| filtr                 | Mini-Circuits VLFX-650+   |
| zesilovač             | Mini-Circuits ZHL-4W-422+ |
| atenuátor             | 30 dB                     |

### Kalibrace měřicí trasy

Pro možnost porovnání výkonové bilance se simulací (3.0.1) byly vysílané a naměřené hodnoty výkonů přepočítány do roviny harmonického transpondéru. Změřen byl přenos trasy od generátoru k vysílací anténě a od přijímací antény k spektrálnímu analyzátoru. Zisky antén byly odečteny z jejich katalogového listu a výkon generátoru byl považován za odpovídající uváděné hodnotě. Ztráty šířením volným prostorem byly pro obě frekvence vypočítány pomocí vztahu 3.1.

Trasa od generátoru k harmonickému transpondéru:

$$L_{tx} = L_1 - G_{DRH10} + FSL_{@894\text{ MHz}} = -23,2 - 6 + 29,53 = 0,33\text{ dB} \quad (4.2)$$

Kde  $L_1$  představuje přenos trasy od generátoru k vysílací anténě a zahrnuje ztráty v kabelech, vložený útlum filtru na kmitočtu 894 MHz a zisk zesilovače.

Budicí výkon v rovině transpondéru je pak:

$$P_{ht @ 894\text{ MHz}} = P_{gen} - L_{tx} = -10 - 0,33 = -10,33\text{ dBm} \quad (4.3)$$

Trasa od harmonického transpondéru ke spektrálnímu analyzátoru:

$$L_{rx} = L_2 - G_{DRH20E} + FSL_{@1788\text{ MHz}} = 1,3 - 7,16 + 35,55 = 29,7\text{ dB} \quad (4.4)$$

Kde  $L_2$  představuje útlum kabelu od přijímací antény k spektrálnímu analyzátoru.

Výkon druhé harmonické frekvence v rovině transpondéru je pak:

$$P_{ht @ 1788\text{ MHz}} = P_{meas} + L_{rx} = -48,2 + 29,7 = -18,5\text{ dBm} \quad (4.5)$$

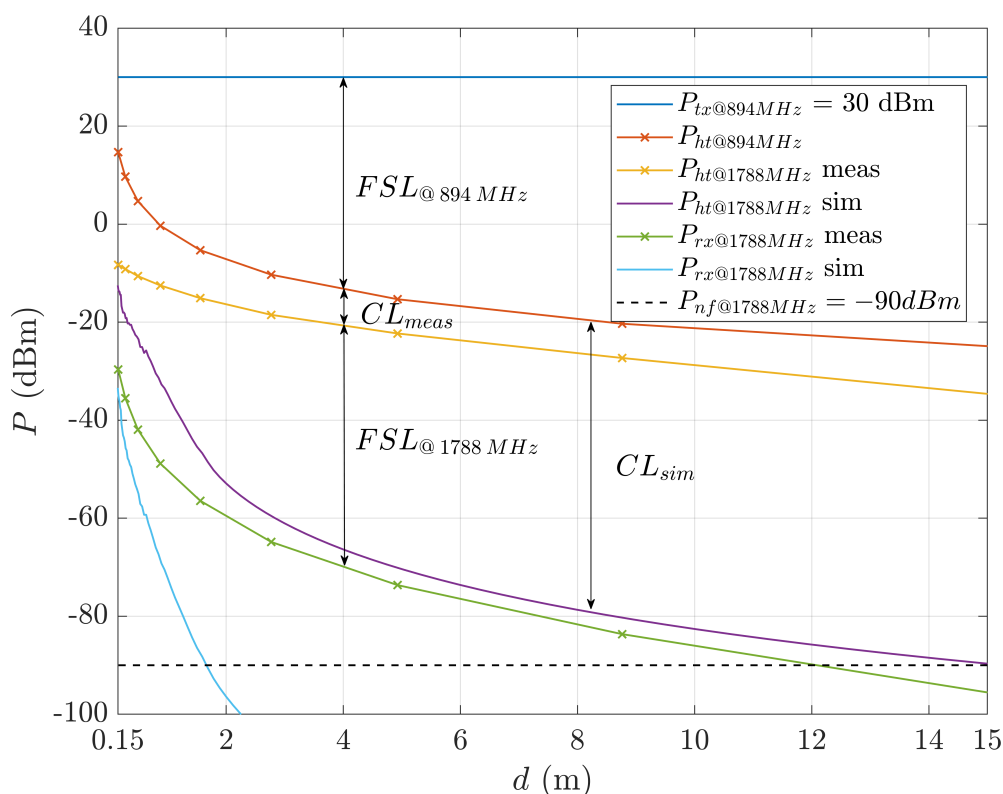
Tabulka 4.1: Naměřené hodnoty výkonové bilance harmonického transpondéru umístěného ve volném prostoru, na fantomu svalové tkáně, na kovové desce a na lidském těle.

| $P_{gen}$<br>(dBm) | $P_{meas}$ (dBm)<br>volný prostor | $P_{meas}$ (dBm)<br>volný prostor<br>3. harm. | $P_{meas}$ (dBm)<br>s fantomem | $P_{meas}$ (dBm)<br>kovová deska | $P_{meas}$ (dBm)<br>lidské tělo |
|--------------------|-----------------------------------|---|--------------------------------|----------------------------------|---------------------------------|
| -40                | -                                 | -   | -                              | -                                | -                               |
| -35                | -85                               | -   | -84                            | -85                              | -85                             |
| -30                | -74                               | -   | -74,5                          | -74,5                            | -76,3                           |
| -25                | -65                               | -   | -65,6                          | -65,5                            | -67,1                           |
| -20                | -57                               | -   | -58                            | -57,7                            | -59                             |
| -15                | -52                               | -   | -52,8                          | -52,2                            | -53,8                           |
| -10                | -48,2                             | -85   | -49,6                          | -49                              | -50                             |
| -5                 | -44,8                             | -82   | -46,2                          | -45,9                            | -46,6                           |
| 0                  | -42,2                             | -78,8   | -43,5                          | -43,1                            | -44                             |
| 5                  | -40,3                             | -75   | -41,5                          | -41,1                            | -42                             |
| 10                 | -38,85                            | -73   | -39,8                          | -39,6                            | -40,25                          |
| 15                 | -38                               | -72,3   | -38,8                          | -38,8                            | -39,3                           |

V tabulce 4.1 jsou uvedeny naměřené výkonové úrovně druhé harmonické frekvence pro scénáře umístění transpondéru ve volném prostoru, na fantomu svalové tkáně, na kovové desce a na hrudníku lidského těla. Pro ilustraci jsou uvedeny i naměřené výkonové úrovně

třetí harmonické frekvence. Parametry fantomu jsou popsány v úvodu kapitoly, použita kovová deska o rozměrech  $20,5 \times 15,5$  cm je vyrobena z pocínovaného plechu a uspořádání měření při umístění na lidském těle je na obrázku 4.4b.

Výkonová bilance v rovině harmonického transpondéru (obr 4.5) je vypočítána pomocí rovnic 4.3 a 4.5 z naměřených dat (tabulka 4.1). Vzdálenost  $d$  harmonického transpondéru je dopočítána stejným způsobem jako v případě simulace, kdy pro daný vysílací výkon (30 dBm EIRP) je pomocí ztrát šířením volným prostorem (rovnice 3.1) vypočtena vzdálenost, ve které je na transpondéru výkonová úroveň odpovídající naměřeným datům. V bilanci na obrázku 4.5 je zobrazeno měření ve volném prostoru, ostatní scénáře měření mají obdobný průběh a jsou tak uvedeny pouze v tabulce naměřených dat.

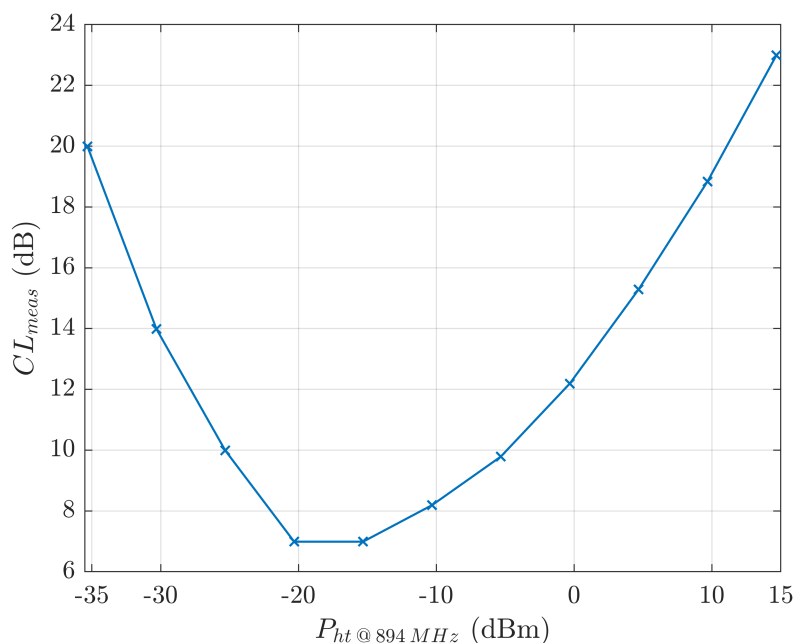


Obrázek 4.5: Naměřená výkonová bilance harmonického transpondéru a její srovnání se simulací s anténou mající naměřenou impedanci (obr. 4.2).

#### 4.2.1 Zhodnocení výsledků měření

Maximální detekovatelná vzdálenost pro stanovený práh detekce -90 dBm je 12 m pro umístění transpondéru ve volném prostoru, 11,7 m pro umístění na fantomu, 11,8 m pro umístění na kovové desce a 11 m pro umístění na hrudníku lidského těla.

Pokles v přijímaném výkonu při umístění na lidském těle je oproti volnému prostoru v rozmezí 1 až 2 dB, v případě fantomu a kovové desky pak do 1 dB. Takové změny jsou minimální a navržený transpondér tak lze považovat za použitelný při umístění v blízkosti lidského těla a jiných vodivých a ztrátových materiálů.



Obrázek 4.6: Naměřené konverzní ztráty v rovině harmonického transpondéru.

Závislost konverzních ztrát v rovině harmonického transpondéru na budicím výkonu je uvedena na obr. 4.6. Z průběhu plyne, že jejich minimum je okolo 7 dB a nastává při budicím výkonu mezi -20 až -15 dBm. Konverzní ztráty stejně jako v případě simulace zahrnují zisk antény transpondéru na obou frekvencích, impedanční přizpůsobení mezi anténou a diodou a samotnou konverzní účinnost diody. Bližší popis charakteru průběhu konverzních ztrát je uveden u simulovaných konverzních ztrát v sekci 3.0.1. Za předpokladu přizpůsobení se po přičtení zisků antény pohybuje samotná maximální konverzní účinnost diody okolo -15 dB, což lze považovat za reálné.

Kromě naměřené výkonové bilance je v obr. 4.5 vynesena i bilance simulovaná s anténou mající impedanci shodnou se změřenou v části 4.1. Z porovnání vyznačené velikosti konverzních ztrát měřené a simulované varianty lze jasně vidět, že simulovaná vychází výrazně horší než naměřená. Výsledek simulace je očekávatelný, jelikož anténa je s naměřenou impedancí velmi špatně přizpůsobena (obr. 4.3) avšak lze tak potvrdit tezi, že naměřená impedance (obr. 4.1) neodpovídá skutečné impedanci antény. Pokud by tomu tak bylo a naměřená impedance by odpovídala skutečné, lze na základě porovnání z obr. 4.5 předpokládat, že by naměřená výkonová bilance transpondéru byla výrazně horší, odpovídající více simulované bilanci.

## Kapitola 5

# Diskuze dosažených výsledků

V rámci této kapitoly jsou diskutovány výsledky návrhu, simulací a měření antény navržené v rámci diplomové práce (varianta 2, sekce 2.2), respektive harmonického transpondéru vzniklého na jejím základě. Diskuze výsledků antény navržené v rámci diplomového projektu (varianta 1, sekce 2.1) je uvedena v sekci 2.1.2.

Navržená anténa je na základě simulací provedených v sekci 2.2 naladěná na zvolený základní kmitočet 867 MHz a jemu odpovídající druhou harmonickou frekvenci 1734 MHz. Na obou kmitočtech je koeficient odrazu mezi anténou a diodou menší než -25 dB (obr. 2.10). V těsné blízkosti fantomu svalové tkáně pak nedochází k větším změnám impedance a příslušný koeficient odrazu je pro obě pásma menší než -10 dB. Anténu tak na základě simulace lze považovat za použitelnou v blízkosti lidského těla. Simulace je za daných podmínek považována za korektní, jelikož navyšování počtu buněk již nevede ke změnám parametrů antény (více v sekci 2.2.3).

Realizovaný zisk antény je dle simulace 1,6 dBi na 867 MHz a 5,7 dBi na 1734 MHz, při přiložení na fantom pak 2 dBi na 867 MHz a 4,1 dBi na 1734 MHz (směrové diagramy viz obr. 2.12).

Simulace vlivu fantomu svalové tkáně na parametry antény pro různé rozměry její zemní desky a pro různé vzdálenosti od fantomu provedená v sekci 2.2.1 ukazuje, že zemní deska navržené antény by mohla být menší. Konkrétně v jejím delším rozměru kde by nemusela být oproti svrchnímu motivu prodlužována a za cenu přijatelného snížení vyzařovací účinnosti by mohla být o 10 mm kratší.

Dle simulace celku harmonického transpondéru uvedené v kapitole 3 je pro vysílaný výkon 30 dBm a práh detekce -90 dBm transpondér detekovatelný na maximální vzdálenost 9,5 m.

Naměřená impedance vyrobené antény (obr. 4.2) je oproti simulované (obr. 2.9) zejména v reálné části výrazně odlišná. Avšak věrohodnost tohoto měření je diskutovatelná a možné



příčiny jeho chyb jsou uvedeny v části 4.1.1. Z koeficientu odrazu mezi diodou a anténou s danou naměřenou impedancí (obr. 4.2) pak vyplývá frekvenční posun o zhruba 20 MHz směrem k vyšším kmitočetům v obou pásmech.

Měření výkonové bilance harmonického transpondéru tento frekvenční posun prokazuje a maximum přenosu je nalezeno pro základní kmitočet 894 MHz a jemu odpovídající dvojnásobek 1788 MHz. Pro tuto frekvenci se stejným vysílaným výkonem a detekovatelným prahem jako v případě simulace je maximální detekovatelná vzdálenost stanovena na 12 m, při umístění antény na fantom pak 11,7 m, na kovovou desku 11,8 m a na lidské tělo 11 m. Na základě porovnání naměřených konverzních ztrát se simulovanými za použití naměřené impedance (obr. 4.5) se lze domnívat, že skutečná impedance diody té naměřené neodpovídá. To je blíže diskutováno v sekci 4.2.1.

Na základě výše zmíněného tedy lze konstatovat:

- Anténa je skutečně odladěna z návrhového základního kmitočtu 867 MHz na 894 MHz a imaginární část naměřené impedance tak zhruba odpovídá skutečné.
- Skutečná hodnota koeficientu odrazu mezi anténou a diodou je nižší než na obr. 4.3 a reálná část naměřené impedance tak neodpovídá skutečné.

Důvod vyšší maximální detekovatelné vzdálenosti měřeného transpondéru oproti simulaci je patrný při pohledu na konverzní ztráty simulace (obr. 3.3) a měření (obr. 4.6). Ty hodnotou svého minima zhruba odpovídají, avšak pro měření nastává minimum při nižších budících výkonech. To znamená, že ve větší vzdálenosti odpovídající nižšímu výkonu má měřený transpondér vyšší výkon na druhé harmonické a může tak být detekován na delší vzdálenost. Samotný rozdíl polohy minim měřené a simulované varianty naznačuje, že reálná dioda má lepší konverzní účinnost než její simulovaný model. To může být způsobené rozdílnými impedančními poměry nebo jevy, které nejsou v simulaci a použitém modelu diody zohledněny.

Při pohledu na měřenou bilanci (obr. 4.5) a z ní vyplývající konverzní ztráty (obr. 4.6) lze konstatovat, že přizpůsobení antény k lineární impedanci diody je zvolené správně. Z hlediska nalezení kmitočtu s maximálním přenosem je pak vhodné volit malosignálové podmínky s lineární impedancí. Obojí lze odůvodnit tím, že ve vzdálenostech na hraně detekovatelnosti jsou v úrovni transpondéru takové výkony, při kterých lze považovat impedanci diody za lineární. Pro maximalizaci dosahu detekovatelnosti je tak klíčové mít minimální ztráty nepřizpůsobením právě v této oblasti. Nepřizpůsobení pro malé vzdálenosti není tak klíčové, protože ztráty šířením volným prostorem jsou nižší a poskytují tak rezervu pro vyšší konverzní ztráty.

Pravděpodobnou příčinou frekvenčního posunu z návrhového kmitočtu 867 MHz na 894 MHz je nižší jakost rezonancí a zejména pak té podél pásky  $L_2$ , která zvyšuje imaginární část impedance na obou kmitočtech (obr. 2.18g). Útlum její intenzity může být způsoben přítomností diody, která leží ve stejném místě jako tato rezonance a nebyla při simulaci antény uvažována. Další možným důvodem je tolerance výroby a parametrů použitého substrátu. Pokles imaginární části způsobující posun minima koeficientu odrazu k vyšším kmitočtům lze však jednoduše kompenzovat právě posunem této rezonance směrem k nižším kmitočtům. Což je proveditelné jednoduše prodloužením délky zářezu  $L_2$  (obr. 2.18g).

Lze tedy předpokládat, že doladěním rozměrů antény na základě frekvenčního posuvu měřeného vzorku bude možné vyrobit anténu na původním návrhovém kmitočtu.



# Kapitola 6

## Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout vázanou patchovou anténu pro činnost na lidském těle, která bude osazením nelineárního prvku pracovat jako harmonický transpondér pro detekci osob.

V úvodu práce byla provedena rešerše současných nositelných antén a typů harmonických transpondérů. Na základě rešerše byla zvolena koncepce čtvrtvlnné vázané patchové antény odpovídající zadání, která bude po osazení Schottkyho diodou fungovat jako harmonický transpondér v podobě zdvojovače frekvence. Zvolen byl základní kmitočet 867 MHz a jemu odpovídající druhá harmonická frekvence 1734 MHz. Na bázi čtvrtvlnného vázaného patche byla navržena dvoupásmová anténa přizpůsobená na obou kmitočtech ke komplexní impedanci diody a odolná vůči vlivům lidského těla. S navrženou anténou byla provedena analýza vlivu fantomu svalové tkáně na její parametry v závislosti na rozměrech zemní desky a na vzdálenosti antény od fantomu. Rozměry zásadně ovlivňující ladění impedance pak byly podrobeny parametrické analýze.

Harmonický transpondér na bázi navržené antény byl simulován za použití metody harmonické rovnováhy a na základě simulace byla stanovena jeho výkonová bilance.

Navržená anténa byla vyrobena a pro ověření byla změřena její impedance. Po osazení antény diodou bylo s takto vzniklým harmonickým transpondérem provedeno měření jeho výkonové bilance v bezodrazové komoře. Z naměřené bilance byla dopočítána maximální vzdálenost, ve které lze transpondér detekovat na 12 m při umístění ve volném prostoru, 11,7 m při umístění na fantom svalové tkáně, 11,8 m při umístění na kovovou desku a 11 m při umístění na hrudník lidského těla. Podrobnější diskuze dosažených výsledků je uvedena v kapitole 5.

Realizovaný transpondér lze na základě výše uvedeného považovat za použitelný v blízkosti lidského těla a může být využit pro detekci osob do vzdálenosti 10 m. Rozměry transpondéru jsou  $105 \times 52 \times 1,5 \text{ mm}^3$  a je tak možné jej umístit například v rámci identifikační visačky. Pro zmenšení jeho rozměrů lze zvážit přesun na vyšší kmitočtová pásma avšak za cenu nižšího dosahu detekce.



# Literatura

- [1] BOTTIGLIERO Stefano, a kol., An innovative harmonic radar prototype for miniaturized lightweight passive tags tracking, 2019 *IEEE Radar Conference (RadarConf)*, Boston, MA, USA, 2019, pp. 1-6. doi: 10.1109/RADAR.2019.8835705, dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8835705>
- [2] RECCO ®Rescue system, A System for Locating Avalanche Victims, Lidingö, Sweden, Recco AB, dostupné z: <http://www.recco.com/technology>
- [3] SAEBBOE J., a kol., Harmonic automotive radar for VRU classification, 2009 *International Radar Conference "Surveillance for a Safer World" (RADAR 2009)*, Bordeaux, 2009, s. 1-5., dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5438383>
- [4] HALL P. S. a HAO Y., *Antennas and propagation for body-centric wireless communications*, 2nd ed. Boston: Artech House, 2012. Artech House antennas and propagation library. ISBN 978-1-60807-376-4.
- [5] ALOMAINY A., YANG HAO a D.M. DAVENPORT. Parametric study of wearable antennas with varying distances from the body and different on-body positions In: *IET Seminar on Antennas and Propagation for Body-Centric Wireless Communications* [online]. IEE, 2007, s. 84-89 [cit. 2020-05-07]. DOI: 10.1049/ic:20070552. ISBN 9780863418044. Dostupné z: <https://digital-library.theiet.org/content/conferences/10.1049/ic.20070552>
- [6] SVANDA Milan a Milan POLIVKA. Matching Technique for an On-Body Low-Profile Coupled-Patches UHF RFID Tag and for Sensor Antennas. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2015, 63(5), s. 2295-2301 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/TAP.2015.2403399. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7041157/>
- [7] POLIVKA Milan a Milan SVANDA. Stepped Impedance Coupled-Patches Tag Antenna for Platform-Tolerant UHF RFID Applications. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2015, 63(9), s. 3791-3797 [cit. 2020-05-16]. DOI:

- 10.1109/TAP.2015.2447034. ISSN 0018-926X. Dostupné z:  
<https://ieeexplore.ieee.org/document/7128365/>
- [8] YANG Peng H., a kol., Compact Metallic RFID Tag Antennas With a Loop-Fed Method. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2011, 59(12), s. 4454-4462 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/TAP.2011.2165484. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5991909/>
- [9] MARTINEZ Idellyse, a kol., Compact, Low-Profile and Robust Textile Antennas with Improved Bandwidth for Easy Garment Integration In: *IEEE Access* [online]. 2015, 63(1), s. 1-1 [cit. 2020-05-04]. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2989260. ISSN 2169-3536. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9075226/>
- [10] HERTLEER Carla, a kol., A Textile Antenna for Off-Body Communication Integrated Into Protective Clothing for Firefighters. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2009, 57(4), s. 919-925 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/TAP.2009.2014574. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4812194/>
- [11] LOCHER Ivo, Maciej KLEMM, Tnde KIRSTEIN a Gerhard TROSTER. Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas. In: *IEEE Transactions on Advanced Packaging* [online]. 2006, 29(4), s. 777-788 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/TADVP.2006.884780. ISSN 1521-3323. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4012257/>
- [12] SPUREK Jan, a kol., Slot loop antennas printed on 3D textile substrate. In: *2016 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 1-3 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/MIKON.2016.7492085. ISBN 978-1-5090-2214-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7492085/>
- [13] WONG Kin-Lu, a kol., Very-Low-Profile Grounded Coplanar Waveguide-Fed Dual-Band WLAN Slot Antenna for On-Body Antenna Application. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. 2020, 19(1), s. 213-217 [cit. 2020-05-04]. DOI: 10.1109/LAWP.2019.2958961. ISSN 1536-1225. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8935183/>
- [14] OCCHIUZZI Cecilia, Stefano CIPPITELLI a Gaetano MARROCCO. Modeling, Design and Experimentation of Wearable RFID Sensor Tag In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2010, 58(8), s. 2490-2498 [cit. 2020-05-07]. DOI: 10.1109/TAP.2010.2050435. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5466049/>

- [15] HEBELKA V., a kol., Slot antennas for on-body communication. In: *ICECom 2013* [online]. IEEE, 2013, 2013, s. 1-6 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/ICECom.2013.6684723. ISBN 978-953-6037-66-7. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6684723/>
- [16] JIANG Zhi Hao, a kol., A Compact, Low-Profile Metasurface-Enabled Antenna for Wearable Medical Body-Area Network Devices In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2014, 62(8), s. 4021-4030 [cit. 2020-05-04]. DOI: 10.1109/TAP.2014.2327650. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6824248/>
- [17] ZHU Shaozhen a Richard LANGLEY. Dual-Band Wearable Textile Antenna on an EBG Substrate In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2009, 57(4), s. 926-935 [cit. 2020-05-07]. DOI: 10.1109/TAP.2009.2014527. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4812233/>
- [18] JOSHI Rahil, a kol., Dual-Band, Dual-Sense Textile Antenna with AMC Backing for Localization using GPS and WBAN/WLAN. In: *IEEE Access* [online]. s. 1-1 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/ACCESS.2020.2993371. ISSN 2169-3536. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9090212/>
- [19] CASULA G. A., a kol., Robustness of Wearable UHF-Band PIFAs to Human-Body Proximity, In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2016, 64(5), s. 2050-2055 [cit. 2020-04-17]. DOI: 10.1109/TAP.2016.2537368. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7423720/>
- [20] RASILAINEN Kimmo, a kol., On Design and Evaluation of Harmonic Transponders. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2015, 63(1), s. 15-23 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1109/TAP.2014.2366193. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6942150/>
- [21] WU C. M., DONG Y. and ITOH T., Transponder using SIW based negative and zeroth order resonance dual-band antenna and sub-harmonic self-oscillating mixer, *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Melbourne, VIC, 2011, s. 1218-1221., dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6173977/>
- [22] GU Xiaoqiang, a kol., Diplexer-Based Fully Passive Harmonic Transponder for Sub-6-GHz 5G-Compatible IoT Applications, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* , vol. 67, no. 5, s. 1675-1687, May 2019., doi: 10.1109/TMTT.2018.2883979, dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8574923/>



- [23] LAZARO Antonio, Ramon VILLARINO a David GIRBAU, A Passive Harmonic Tag for Humidity Sensing, *International Journal of Antennas and Propagation*. 2014, 1-11. DOI: 10.1155/2014/670345. ISSN 1687-5869. Dostupné z: <http://www.hindawi.com/journals/ijap/2014/670345/>
- [24] AVAGO Technologies, HSMS-282x Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes, AV02-1320EN - May 28, 2009, dostupné z: <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-1320EN>
- [25] HEWLETT PACKARD, Linear Models for Diode Surface Mount Packages, Application Note 1124, [online], 1997, dostupné z: [http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4\\_downld/lit/diodelit/an1124.pdf](http://www.hp.woodshot.com/hprfhelpl/4_downld/lit/diodelit/an1124.pdf)
- [26] HUBATA-VACEK V., Modelování dvoupásmové vázané mikropáskové antény s komplexní vstupní impedancí, Praha, 2020. *Diplomový projekt*. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Ing. Milan Švanda, Ph.D.
- [27] KUROKAWA K., Power Waves and the Scattering Matrix, In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no. 2, s. 194-202, Březen 1965, dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1125964>
- [28] CST Studio Suite ® 2020 Help, AR-Filter Overview, 2020
- [29] LANG H.D., X. ZHANG, The Harmonic Balance Method, ECE Report, 2013 [Online]. dostupné z: [http://www.hade.ch/docs/report\\_HB.pdf](http://www.hade.ch/docs/report_HB.pdf).
- [30] KAZANTSEV Alexey, Harmonické transpondéry pro identifikaci osob, Praha, 2017. *Diplomová práce*. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce doc. Ing. Milan Polívka, Ph.D.
- [31] PRAKOSO Teguh, a kol., Antenna representation in two-port network scattering parameter. In: *Microwave and Optical Technology Letters* [online]. 2011, 53(6), s. 1404-1409 [cit. 2020-05-16]. DOI: 10.1002/mop.26005. ISSN 08952477. Dostupné z: <http://doi.wiley.com/10.1002/mop.26005>
- [32] SPURNÝ P., Návrh suchých heterogenních fantomů pro mikrovlnné zobrazování a hypertermii pomocí numerických simulací, Kladno, 2016. *Diplomová práce*. České vysoké učení technické v Praze. Vedoucí práce Dr.-Ing. Jan Vrba, MSc. Dostupné z: <https://dspace.cvut.cz/handle/10467/67547>
- [33] XIANMING QING, CHEAN KHAN GOH a ZHI NING CHEN. Impedance Characterization of RFID Tag Antennas and Application in Tag Co-Design. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 2009, 57(5), s. 1268-1274

[cit. 2020-04-24]. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2017288. ISSN 0018-9480. Dostupné z:  
<http://ieeexplore.ieee.org/document/4806170/>