



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

## NÁVRH ANTÉNY PRO LORAWAN MODULY

DESIGN OF ANTENNA FOR LORAWAN MODULE

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Tomáš Paulysko**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Vojtěch Bednarský**

**BRNO 2024**

# Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Tomáš Paulysko

**ID:** 238731

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2023/24

**NÁZEV TÉMATU:**

## Návrh antény pro LoRaWAN moduly

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte anténu do 3D tištěného kvádru pro LoRaWAN, která bude pracovat v evropském kmitočtovém pásmu (868 MHz). Pokuste se minimalizovat rozměry navržené antény použitím minimalizačních technik. Vytvořte numerický model antény a anténu optimalizujte z hlediska rozměrů a realizovaného zisku.

Anténu vyrobte a v případě nutnosti navrhněte přizpůsobovací obvod antény. Parametry antény proměřte (včetně účinnosti) a výsledky měření porovnejte s numerickým modelem.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] S. A. Saario, J. W. Lu and D. V. Thiel, "Full-wave analysis of choking characteristics of sleeve balun on coaxial cables", Electronics Letters, vol. 38, no. 7, pp. 304-305, 2002
- [2] S. Vadlamudi, N. Jangam and S. Prasad, "IoT (LoRa WAN) Architecture Design for Meteorological data System," 2021 6th International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES), Coimbatre, India, 2021, pp. 503-506, doi: 10.1109/ICCES51350.2021.9489115.

**Termín zadání:** 16.2.2024

**Termín odevzdání:** 27.5.2024

**Vedoucí práce:** Ing. Vojtěch Bednarský

**doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.**  
předseda rady studijního programu

### UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem, optimalizací a realizací kompaktních antén pro LoRaWAN moduly, které operují v evropském kmitočtovém pásmu 868 MHz. Cílem je vytvořit antény, které jsou nejen efektivní a kompaktní, ale také snadno integrovatelné do 3D tištěných obalů IoT zařízení. V průběhu práce byly navrženy a numericky modelovány tři různé konfigurace mikrovlnných struktur obsahujících anténu. Tyto antény byly následně vyrobeny a měřeny. Měření prokázalo jejich schopnost dosáhnout činitele odrazu pod -15 dB. Nejlepší struktura dosáhla realizovaného zisku 1,13 dBi. Práce rovněž poukazuje na potřebu dalšího ladění a přizpůsobování antén pro zajištění optimálních parametrů v různých aplikacích.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Návrh antén, optimalizace antén, realizace antén, LoRaWAN, 3D tisk, mikrovlnné struktury

## **ABSTRACT**

This bachelor thesis focuses on the design, optimization, and implementation of compact antennas for LoRaWAN modules operating in the European 868 MHz frequency band. The goal is to create antennas that are not only effective and compact but also easily integrated into 3D printed enclosures of IoT devices. During the work, three different configurations of microwave structures containing antennas were designed and numerically modeled. These antennas were subsequently manufactured and tested. The measurements demonstrated their ability to achieve a reflection coefficient below -15 dB. The best structure achieved a realized gain of 1.13 dBi. The work also highlights the need for further tuning and adaptation of antennas to ensure optimal parameters in various applications.

## **KEYWORDS**

Antenna design, antenna optimization, antenna implementation, LoRaWAN, 3D printing, microwave structures

PAULYSKO, Tomáš. *Návrh antény pro LoRaWAN moduly*. Bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2024. Vedoucí práce: Ing. Vojtěch Bednarský,

# Prohlášení autora o původnosti díla

**Jméno a příjmení autora:** Tomáš Paulysko  
**VUT ID autora:** 238731  
**Typ práce:** Bakalářská práce  
**Akademický rok:** 2023/24  
**Téma závěrečné práce:** Návrh antény pro LoRaWAN moduly

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora\*

---

\*Autor podepisuje pouze v tištěné verzi.

## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Vojtěchovi Bednarskému za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.

# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>11</b>
<b>1 Internet věcí (IoT)</b>	<b>12</b>
1.1 Low power wide area network (LPWAN)	12
1.1.1 Long Range Wide Area Network	12
1.1.2 Narrow-band Internet of Things	13
1.1.3 Sigfox	14
1.1.4 Long-Term Evolution Category	14
1.2 Typy elektricky malých antén	14
1.2.1 Mikropáskové antény	15
1.2.2 Čipové antény	15
1.2.3 Spirálové antény	15
1.3 Výpočet parametrů antén	15
1.3.1 Anténa typu invertované F	16
1.3.2 Miniaturizační techniky	17
1.4 Zemněný koplanární vlnovod	17
<b>2 Numerické modely</b>	<b>19</b>
2.1 Modifikace antén typu invertované-F	20
<b>3 Realizace a měření antén</b>	<b>34</b>
3.1 Porovnání vlivu boxu na antény	35
3.2 Optimalizace antény	37
3.3 Porovnání s numerickými modely	39
<b>Závěr</b>	<b>43</b>
<b>Literatura</b>	<b>44</b>
<b>A Podklady pro výrobu</b>	<b>47</b>
A.1 Model 1	47
A.2 Model 2	47
A.3 Model 3	48

# Seznam obrázků

1.1	Architektura sítě LoRaWAN® [5]	13
1.2	Komerční spirálová anténa SW868-TH13 13 mm [16]	15
1.3	Délka zářiče planární invertované F antény	16
1.4	Meandrováný zářič	17
1.5	Rozměry koplanárního vlnovodu se zemní plochou	18
2.1	Geometrie <i>modelu 1</i>	20
2.2	Změna zkratové části	21
2.3	Činitel odrazu a impedance pro různé šířky zkratové části	21
2.4	Změna délky zářiče	22
2.5	Činitel odrazu a impedance pro různé délky zářiče	22
2.6	Činitel odrazu pro různé délky zářiče v boxu	23
2.7	Zisk <i>modelu 1</i> v rovině E, tedy YZ a rovině H, tedy XZ	23
2.8	Orientace roviny E a roviny H	24
2.9	Geometrie <i>modelu 2</i>	25
2.10	Změna zkratové části	25
2.11	Činitel odrazu a impedance pro různé šířky zkratové části	26
2.12	Činitel odrazu a impedance pro různé šířky napájecí cesty	26
2.13	Činitel odrazu a impedance pro různé délky zářiče	27
2.14	Změna délky anény	27
2.15	Činitel odrazu pro různé délky zářiče v boxu	28
2.16	Zisk <i>modelu 2</i> v rovině E, tedy YZ a H, tedy XZ	28
2.17	Schématický návrh přizpůsobovacího obvodu typu L	29
2.18	Geometrie <i>modelu 3</i>	30
2.19	Změna zkratové části	30
2.20	Činitel odrazu a impedance pro různé šířky zkratové části (rozměr H)	31
2.21	Posun zkratové části	31
2.22	Činitel odrazu a impedance pro různé posuny zkratu (rozměr I)	31
2.23	Změna délky zářiče	32
2.24	Činitel odrazu a impedance pro různé délky zářiče (rozměr A)	32
2.25	Činitel odrazu pro různé délky zářiče v boxu	33
2.26	Zisk <i>modelu 3</i> v rovině E, tedy YZ a H, tedy XZ	33
3.1	Realizovaný model 1	34
3.2	Realizovaný model 2	34
3.3	Realizovaný model 3	34
3.4	Box pohled ze spodu	35
3.5	Box pohled shora	35
3.6	Činitel odrazu <i>modelu 1</i> pro různé šířky stěny boxu	35



3.7	Činitel odrazu <i>modelu 2</i> pro různé šířky stěny boxu . . . . .	36
3.8	Činitel odrazu <i>modelu 3</i> pro různé šířky stěny boxu . . . . .	36
3.9	Činitel odrazu <i>modelu 1</i> pro různé délky zářiče . . . . .	37
3.10	Činitel odrazu <i>modelu 2</i> pro různé délky zářiče . . . . .	38
3.11	Činitel odrazu <i>modelu 3</i> pro různé délky zářiče . . . . .	38
3.12	Zisk <i>modelu 2</i> pro modelovanou a realizovanou strukturu . . . . .	40
3.13	Činitel odrazu <i>modelu 1</i> pro modelovanou a realizovanou strukturu .	41
3.14	Činitel odrazu <i>modelu 2</i> pro modelovanou a realizovanou strukturu .	41
3.15	Činitel odrazu <i>modelu 3</i> pro modelovanou a realizovanou strukturu .	42
A.1	Vrchní strana mědi . . . . .	47
A.2	Spodní strana mědi . . . . .	47
A.3	Vrchní strana mědi . . . . .	47
A.4	Spodní strana mědi . . . . .	47
A.5	Vrchní strana mědi . . . . .	48
A.6	Spodní strana mědi . . . . .	48

# Seznam tabulek

1.1	Rozměry koplanárního vlnovodu se zemí pro $w = 1,5$ mm . . . . .	18
1.2	Rozměry koplanárního vlnovodu se zemí pro $w = 2$ mm . . . . .	18
2.1	Parametry použitého kovu . . . . .	19
2.2	Parametry použitého dielektrika . . . . .	19
2.3	Parametry použitého plastu . . . . .	19
2.4	Rozměry <i>modelu 1</i> . . . . .	20
2.5	Rozměry <i>modelu 2</i> . . . . .	25
2.6	Rozměry <i>modelu 3</i> . . . . .	30
3.1	Porovnání činitele odrazu . . . . .	39
3.2	Porovnání délky zářiče . . . . .	40
3.3	Porovnání zisku a realizovaného zisku . . . . .	40

# Úvod

Hlavním účelem této bakalářské práce je návrh antény pro LoRaWAN moduly, jež jsou určeny pro evropské pásmo 868 MHz. V důsledku rostoucí poptávky po IoT zařízeních, která komunikují na velké vzdálenosti a v náročných podmínkách, je návrh kompaktních antén pro LoRaWAN klíčový. Hlavním cílem práce je navrhnout, optimalizovat a vyrobit anténu, která splní základní požadavky pro správnou funkci a bude ji možné implementovat s minimálními úpravami.

Výsledky měření a porovnání s numerickými modely jsou zásadní pro potvrzení úspěšnosti návrhu. Tato práce tak přispívá k lepšímu pochopení problematiky návrhu elektricky malých antén pro 3D tištěné schránky pro zařízení.

Struktura této práce je zaměřena na systematický přístup k návrhu antény, od teoretického základu, přes numerické modelování až po praktické realizace a měření.

# 1 Internet věcí (IoT)

Internet věcí, z anglického termínu Internet of Things (IoT), je skupina zařízení, která komunikuje pomocí internetu. Struktura IoT zahrnuje čtyři specifické části, a těmi jsou: Senzory (případně zařízení), komunikace, zpracování dat a uživatelské rozhraní.

LoRa®(Long Range, dále jen LoRa) je pokročilý bezdrátový standard pro *Nízko-energetickou síť pro rozsáhlé území* anglicky Low Power Wide-Area Network (LPWAN)[1, 2].

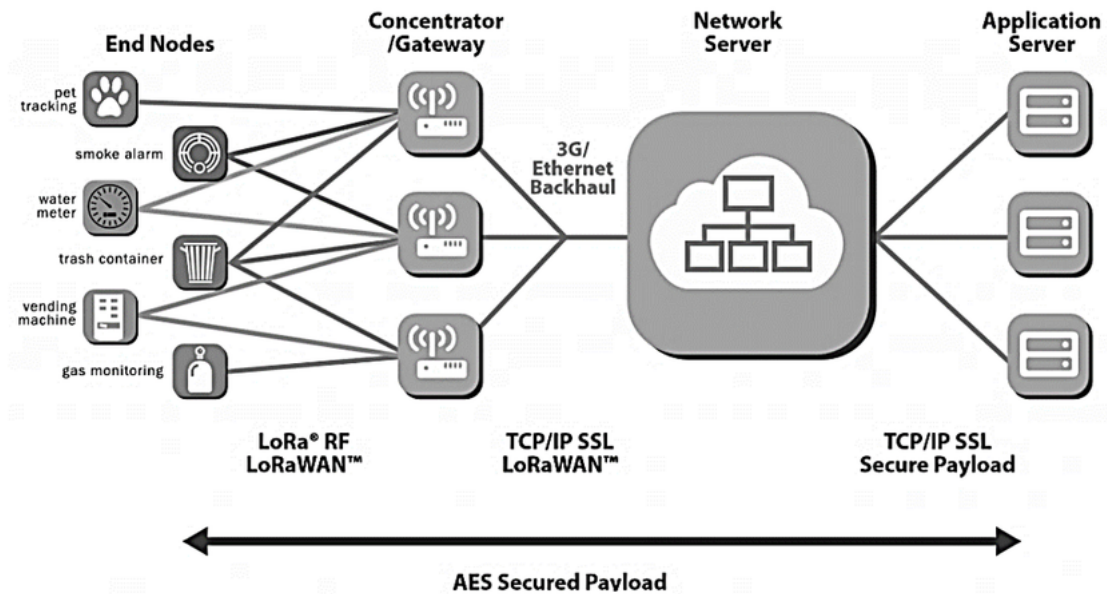
## 1.1 Low power wide area network (LPWAN)

Anglický pojem Low power wide area network (LPWAN), volně přeloženo jako nízko-energetická síť pro rozsáhlé území, je bezdrátová komunikační technologie navržená pro efektivní přenos dat na velké vzdálenosti s nízkou spotřebou energie. Tato síť umožňuje propojení a komunikaci mezi zařízeními v rámci IoT a poskytuje dlouhý dosah, což je ideální pro rozsáhlé a distribuované nasazení. Běžně jsou LPWAN optimalizovány pro případy, kde je klíčovým požadavkem nízká spotřeba energie, dlouhá výdrž baterie a schopnost přenášet data na velké vzdálenosti. Tím se osvědčuje ve sledování a monitorování objektů v různých odvětvích, od průmyslové automatizace přes sledování životního prostředí až po malé domácí projekty [3].

V jednotlivých podkapitolách jsou uvedeny základní informace ohledně nejpoužívanějších LPWAN současnosti.

### 1.1.1 Long Range Wide Area Network

Long Range Wide Area Network LoRaWAN® (dále jen LoRaWAN) je bezdrátový komunikační protokol a síťová architektura, která umožňuje komunikaci mezi zařízeními připojenými k IoT na velké vzdálenosti s nízkou spotřebou energie. LoRaWAN využívá technologii LoRa, která je navržena pro efektivní přenos dat na velké vzdálenosti. Běžný dosah technologie LoRa je 5 km ve městě a 10 km na volném prostranství [4]. LoRaWAN definuje architekturu sítě a komunikační protokol. Její specifikace je standardizovaná a volně dostupná díky organizaci LoRa Alliance. LoRaWAN využívá topologii hvězdy, což v porovnání se standardní sítí typu síť (anglicky mesh) má za důsledek nízkou spotřebu energie, tedy vysokou životnost baterie, případně dlouhou výdrž akumulátoru [5].



Obr. 1.1: Architektura sítě LoRaWAN® [5]

## LoRa

LoRa, představuje modulační techniku šíření spektra, která vychází z technologie chirp spread spectrum (CSS). LoRa, která byla vyvinutá společností Semtech, je bezdrátová platforma s dlouhým dosahem a nízkým příkonem, která se stala standardní bezdrátovou platformou pro IoT. Zařízení a sítě využívající technologii LoRa, (včetně LoRaWAN) běžně řeší problémy, jako jsou například správa energie, úspora přírodních zdrojů, kontrola znečištění, efektivita infrastruktury, prevence přírodních katastrof, ale také umí řešit obyčejné kutilské projekty, jako je třeba kontrola vlhkosti půdy zahrady. Počet zařízení používající technologii LoRa stále expanduje a podle oficiálního zdroje firmy Semtech je aktuální počet zařízení v řádech stovek milionů ve více než sto zemích světa [6].

### 1.1.2 Narrow-band Internet of Things

Úzkopásmové IoT, anglicky Narrow-band Internet of Things (NB-IoT) využívá komunikačního protokolu založeného na „Long-Term Evolution“(LTE) s důrazem na minimalizaci funkčnosti a optimalizaci pro IoT aplikace. Například systém LTE backend slouží k vysílání informací platných pro všechna koncová zařízení v buňce. Ačkoliv vysílání systému LTE backend má vliv na spotřebu baterie koncových zařízení, která jsou obvykle minimalizována co do velikosti i frekvence. To umožňuje efektivní udržování koncových zařízení s nízkými náklady a minimální spotřebou energie [3].

### 1.1.3 Sigfox

Sigfox je operátor sítě LPWAN s vlastními technologiemi pro konektivitu v rámci IoT. Využívá patentované technologie. Sigfox síť poskytuje vlastní stanice. Síť pracuje na bázi IP adres. Tyto stanice jsou propojeny s backendovými servery. Koncová zařízení komunikují s těmito základnovými stanicemi přes modulace klíčování pomocí fáze, z anglického binary phase-shift keying (BPSK). Používají ultra úzké pásmo (100 Hz) v nosné frekvenci pod 1 GHz v nelicencovaném pásmu (např. 868 MHz v Evropě, 915 MHz v Severní Americe, a 433 MHz v Asii). Díky použití ultra úzkého pásma dosahuje systém efektivního využití frekvenční šířky s nízkými úrovněmi šumu, což umožňuje nízkou spotřebu energie, vysokou citlivost přijímače a nízko nákladový design antény na úkor maximální přenosové rychlosti 100 bps [3].

### 1.1.4 Long-Term Evolution Category

Volně přeloženo do českého jazyka jako Dlouhodobá evoluce kategorie 1, tedy Long-Term Evolution Category 1 (LTE Cat-M1) je varianta LTE, která byla speciálně navržena pro podporu zařízení v rámci IoT s nízkou spotřebou energie. Cat-M1, také známá jako LTE-M, je optimalizována pro aplikace IoT, které vyžadují spolehlivou komunikaci na širokém geografickém území s dlouhou výdrží baterie. LTE Cat-M1 využívá nižší šířku pásma než tradiční LTE, což usnadňuje efektivní využití frekvenčních prostředků [7, 8].

## 1.2 Typy elektricky malých antén

Elektricky malá anténa, anglicky electrically small antenna (ESA) má rozměr výrazně menší než její pracovní vlnovou délku [9]. ESA je anténa která má celkový okupovaný objem

$$k \cdot a < 1 \quad (1.1)$$

kde  $a$  je poloměr nejmenší koule obklopující celou strukturu a  $k$  je vlnové číslo ve volném prostoru [10]. ESA jsou běžně implementovány v mobilních aplikacích, u kterých je z pravidla vyžadován co nejmenší rozměr včetně aplikací využívajících technologii LoRa. Návrh ESA je založený na kompromisu. Není prakticky možné dosáhnout stejných výsledků jako u elektricky velkých antén [11].

V následujících sekcích je uvedený výběr běžně používaných elektricky malých antén.

### 1.2.1 Mikropáskové antény

Jsou antény umístěné na desce plošných spojů (DPS) a jsou vyrobeny nejčastěji pomocí jednovrstvého nebo dvouvrstvého plošného spoje. Pro technologii LoRa® to jsou nejčastěji flíčkové, nebo planární invertované F antény (PIFA) obvykle minimalizované pomocí meandrování. Antény jsou v řádech jednotek centimetrů. Výhodou těchto antén jsou především prakticky nulové náklady na výrobu (jsou součástí desky, na které je i zbytek zařízení) [12, 13].

### 1.2.2 Čipové antény

Na trhu existuje řada čipových antén například pro požadovaný kmitočet 868 MHz. Výhodou je velmi malý rozměr. Mezi nevýhody patří cena a nutnost montáže součástky na DPS. U čipových antén je také častá nerovnoměrná vyzařovací charakteristika [14].

### 1.2.3 Spirálové antény

Jak lze vyčíst z názvu anténa má tvar spirály. Tvar spirály může být buď logaritmický nebo kruhový. Spirálové antény jsou často zahrnuty v balení komerčních LoRa modulů. Nejčastěji jsou vyrobeny z měděného drátu [15]. Pro příklad vybraná komerční anténa (SW868-TH13 13 mm) má průměr drátu 0,8 mm a výška antény je 13 mm (obr.1.2). Anténa SW868-TH13 13 mm má zisk 2,15 dBi [16]. Tvar však nemusí být vyhovující pro prostorově náročnější aplikace.



Obr. 1.2: Komerční spirálová anténa SW868-TH13 13 mm [16]

## 1.3 Výpočet parametrů antén

Tato podkapitola se zabývá teoretickými výpočty pro stanovení počátečního bodu numerických modelů. Jako limit pro maximální velikost boxu byly stanoveny rozměry pro šířku 55 mm šířka a pro délku 85 mm. Inspirací pro zvolené rozměry byl

článek [17].

### 1.3.1 Anténa typu invertované F

Pro čtvrtvlnný zářič na kmitočtu 868 MHz. Vlnová délka pro kmitočet 868 MHz je:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} \quad (1.2)$$

Kde  $c_0$  je rychlost světla ve vakuu a  $f$  je požadovaný kmitočet. Po dosazení:

$$\lambda_0 = \frac{299,7 \cdot 10^8}{868 \cdot 10^6} = 345 \text{ mm} \quad (1.3)$$

Délka čtvrtvlnného monopólu odpovídá čtvrtině vlnové délky:

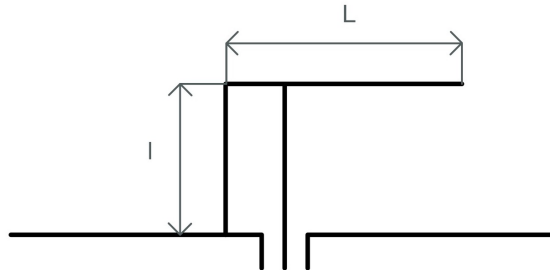
$$l = \frac{\lambda_0}{4} = 86,25 \text{ mm} \quad (1.4)$$

Tento výpočet nemusí zcela odpovídat numerickým modelům, či reálným hodnotám, zejména z důvodu nezahrnutí relativní permitivity prostředí, substrátu a dalších parametrů. Při tvoření numerických modelů bude délka zářiče optimalizována pomocí simulace na délku odpovídající kmitočtemu pásmu 868 MHz [18].

Při návrhu planární invertované L antény a planární invertované F antény obr.1.3 se délka zářiče rozdělí mezi vertikální a horizontální stranu zářiče [18].

$$l + L \approx \frac{\lambda_0}{4} = 86,25 \text{ mm} \quad (1.5)$$

Přesný návrh rozměrů bude zjištěn při návrhu numerických modelů.



Obr. 1.3: Délka zářiče planární invertované F antény

Pro demonstraci vlivu změny rozměru struktury je níže v textu používána průměrná změna na 1 mm. Použitý vzorec je

$$l + L \approx \frac{\lambda_0}{4} = 86,25 \text{ mm} \quad (1.6)$$

V následujícím textu budou porovnány veličiny mikrovlnných struktur na základě rozměrů. Bude využit vztah odvozený z aritmetického průměru:

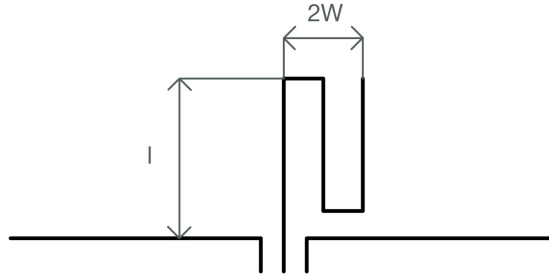
$$\Delta \bar{a} = \frac{\frac{\Delta a_1}{\Delta l_1} + \frac{\Delta a_2}{\Delta l_2} + \dots + \frac{\Delta a_n}{\Delta l_n}}{n} \quad (1.7)$$

kde  $\Delta a$  je změna zkoumané veličiny,  $\Delta \bar{a}$  je průměrná změna veličiny na 1 mm,  $\Delta l$  je změna délky v milimetrech a  $n$  je počet vzorků.



### 1.3.2 Miniaturizační techniky

Miniaturizační techniky se používají pro optimalizaci antény z hlediska rozměrů. Mezi nejčastěji používané miniaturizační techniky patří meandrování.



Obr. 1.4: Meandrováný zářič

Pro meandrováný zářič (obr.1.4) platí, že součet všech délek záhybů odpovídá jedné čtvrtině vlnové délky. Pro zářič s jedním záhybem platí:

$$3l + 2W \approx \frac{\lambda_0}{4} \quad (1.8)$$

Pro zářič s více záhyby:

$$l + n(2l + 2W) \approx \frac{\lambda_0}{4} \quad (1.9)$$

kde  $n$  je počet záhybů. Vzorce jsou odvozené z literatury [18].

## 1.4 Zemněný koplanární vlnovod

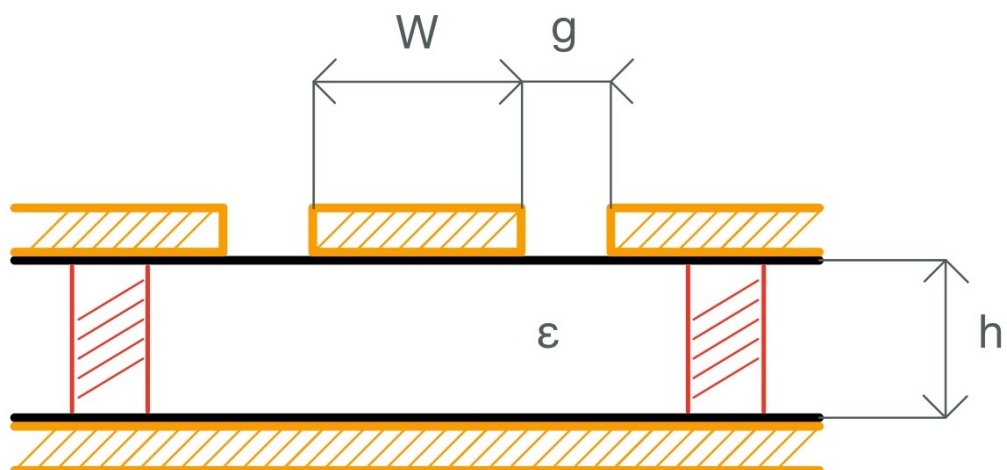
Pro možnost připojení dalších obvodů bude k anténě připojen koplanární vlnovod se zemní plochou (obr.1.5). Vlnovod bude přizpůsoben na charakteristickou impedanci  $50 \Omega$ . Výpočet parametrů vlnovodu byl proveden pomocí programu Computer Science Technology Microwave Studio (CST MWS). O programu bude více informací v sekci 2. V nápovědě programu CST MWS je uvedeno, že podklady pro výpočet vlnovodu jsou odvozeny z knihy [19]. Koplanární vlnovod byl navržen pro šířku mikropásku  $w = 1,5 \text{ mm}$  a  $w = 2 \text{ mm}$ . Všechny rozměry zeměného koplanárního vlnovodu jsou uvedeny v tabulkách 1.1 a 1.2. Pro další postup v návrhu budou rozměry mezer zaokrouhleny z důvodu dostupnosti výrobní technologie.

Frekvence (GHz)	0,868
$h$ (mm)	1,6
$g$ (mm)	0,244
$\epsilon$	4,3
$Z_0$ (Ohm)	50,01

Tab. 1.1: Rozměry koplanárního vlnovodu se zemí pro  $w = 1,5$  mm

Frekvence (GHz)	0,868
$h$ (mm)	1,6
$g$ (mm)	0,424
$\epsilon$	4,3
$Z_0$ (Ohm)	50,01

Tab. 1.2: Rozměry koplanárního vlnovodu se zemí pro  $w = 2$  mm



Obr. 1.5: Rozměry koplanárního vlnovodu se zemní plochou

## 2 Numerické modely

V této kapitole jsou prezentovány vybrané výsledky z řady simulací. Postup návrhu antény je inspirován z [17].

Jak již bylo výše uvedeno, simulace byly prováděny v programu CST MWS. Byl použit Frequency Domain solver (česky řešic ve frekvenční oblasti), který je určený pro řešení úzkopásmových antén. Frekvenční oblast simulace je 200 MHz až 2 GHz. Pro zobrazení výsledků byla vybrána frekvenční oblast 840 MHz do 900 MHz. Mimo zobrazené pásmo nebyla data relevantní.

Pro všechny simulace byl vybrán vlnový port. Orientace a umístění portu jsou zobrazeny na obrázku 2.1. Umístění portu na konci vlnovodu připojeného k anténě je stejné pro všechny numerické modely. Pro časovou úsporu byly prokovy nahrazeny kvádry procházejícími dielektrikem. Kvádry jsou umístěny 1 mm od okrajů DPS a okrajů vlnovodu. Zemní plocha je umístěna z obou stran desky, není umístěna pod zářičem antény.

Jako materiál pro mikropásek byla vybrána měď o výšce vrstvy  $35 \mu\text{m}$  z knihoven CST MWS. Pro substrát byl vybrán materiál FR-4 o výšce 1,6 mm, také z knihoven CST MWS. Tyto materiály byly vybrány z důvodu dobré dostupnosti a nízké ceny. Parametry materiálů jsou uvedeny v tabulce 2.1 a 2.2.

Dále budou v této kapitole modelovány mikrovlnné struktury uloženy do boxu. Box bude při výsledné realizaci vyroben pomocí 3D tisku z polymeru polymléčné kyseliny, známý pod zkratkou PLA. Tento materiál byl vytvořen pomocí editoru materiálů, který je součástí CST MWS. Zvolené parametry materiálu jsou uvedeny v tabulce 2.3. Relativní permitivita  $\epsilon_r$  byla zvolena podle zdroje [20].

<b>Měď (žíhaná)</b>	-
Typ	Ztrátový kov
$\mu$	1
Elektrická vod.	$5,8 \times 10^7$ [S/m]
$\rho$	8930 [kg/m <sup>3</sup> ]
Teplotní vod.	401 [W/K/m]
Měrná tep. kap.	390 [J/K/kg]
Difuzivita	$115,141 \times 10^6$ [m <sup>2</sup> /s]
Youngův modul	120 [kN/mm <sup>2</sup> ]
Teplotní roztažnost	17 [ $1 \times 10^{-6}$ /K]

Tab. 2.1: Parametry použitého kovu

<b>FR-4</b>	-
Typ	Normální
$\epsilon$	4,3
$\mu$	1
Tepelná vod.	0,3 [W/K/m]

Tab. 2.2: Parametry použitého dielektrika

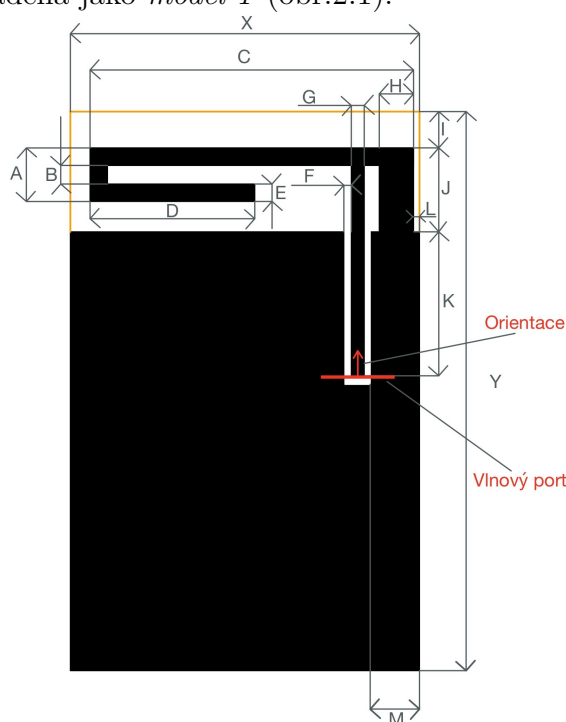
<b>PLA</b>	-
Typ	Normální
$\epsilon$	2,8
$\mu$	1

Tab. 2.3: Parametry použitého plastu

## 2.1 Modifikace antén typu invertované-F

Na následujících grafech v této podkapitole jsou vykreslené výsledky od 840 MHz do 900 MHz pro větší detail. Pro všechny struktury platí, že zemní plocha je na obou stranách návrhu, kromě plochy za zářičem (A). Zvolený maximální prostor pro struktury je  $85 \times 55$  mm.

Pro začátek numerického modelování byla zvolena anténa vycházející z teoretických výpočtů uvedených v kapitole 1.3. Rozměr celé struktury vychází ze stanoveného prostoru. Pro anténu byl zvolen jeden půlzáhyb meandru, aby se vešla do zvoleného maximálního prostoru. Rozměry celé struktury jsou  $85 \times 50$  mm. Výchozí rozměrové informace jsou uvedeny v tabulce 2.4. Tato struktura bude dále v textu uváděna jako *model 1* (obr.2.1).



X	50	G	1,5
Y	85	H	4
A	6	I	2
B	2	J	12
C	47	K	20
D	26,5	L	1
E	2	M	6,01
F	0,24	-	-

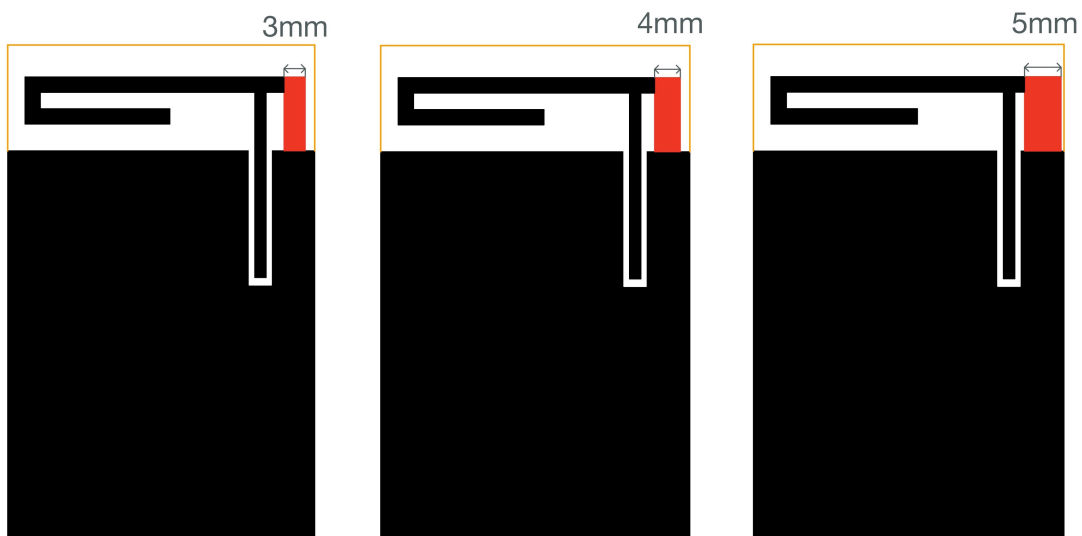
Tab. 2.4: Rozměry *modelu 1*

Obr. 2.1: Geometrie *modelu 1*

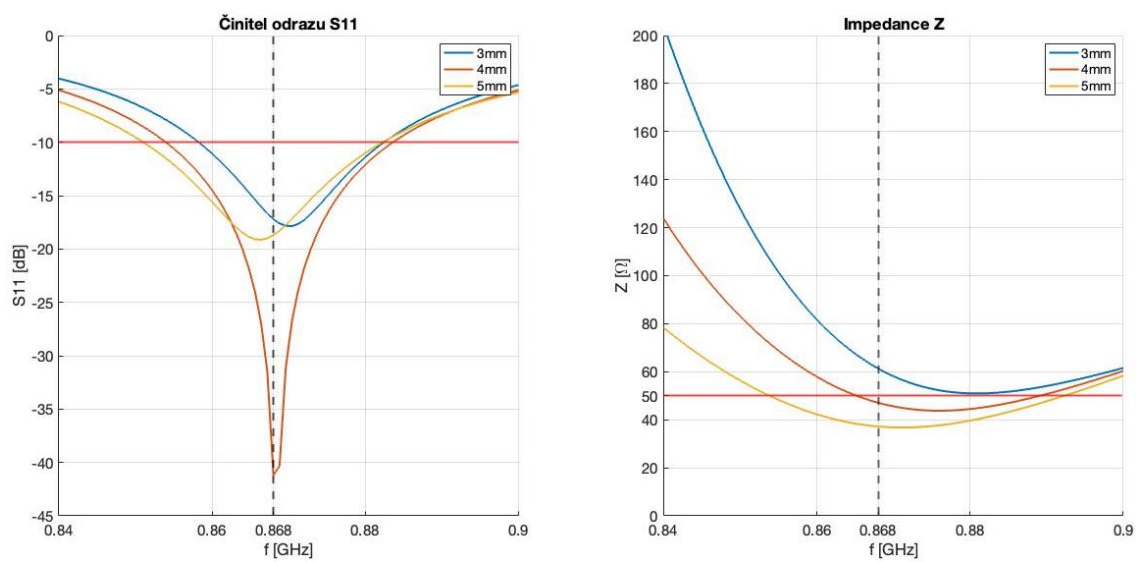
V první části optimalizace byla modelována změna činitele odrazu a impedance struktury v závislosti na šířce zkratové části antény (obr.2.2).

Pro  $H = 4$  mm je činitel odrazu  $-41,21$  dB. Impedance struktury je  $47,07 \Omega$ . Na grafu činitele odrazu je zřetelné, že pro rozměry  $H = 5$  mm a  $H = 3$  mm je parametr  $S_{11}$  výrazně vyšší (obr.2.5).

Další část optimalizace tohoto návrhu se zabývá délkou  $D$  (obr.2.1). Modelované rozměry celého zářiče (rozměry  $A+D+C+J$ ) jsou  $90,5$  mm,  $91,5$  mm a  $92,5$  mm. Tato změna naladí požadovaný kmitočet [17].

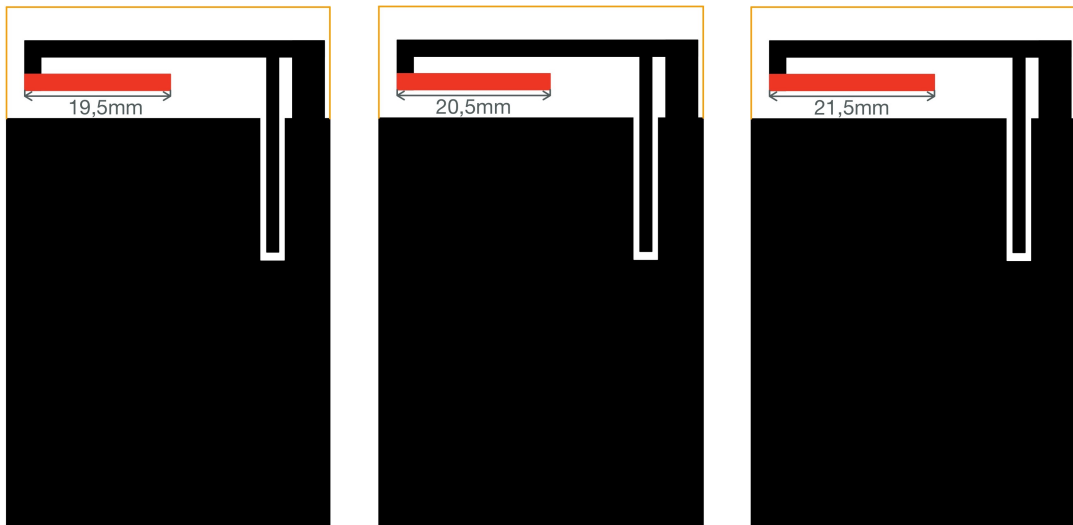


Obr. 2.2: Změna zkratové části

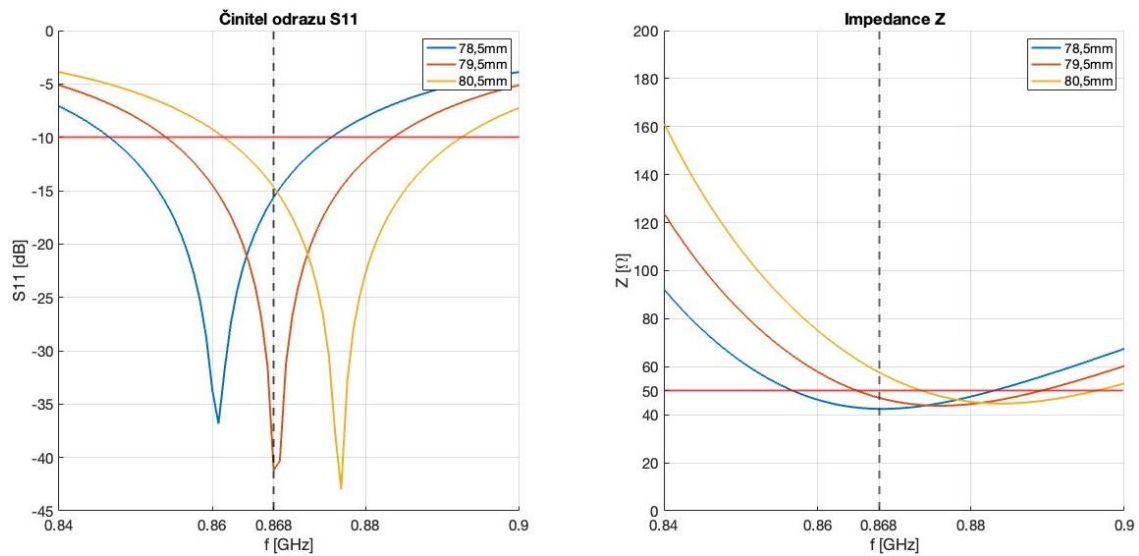


Obr. 2.3: Činitel odrazu a impedance pro různé šířky zkratové části

Z grafu (obr.2.5) vyplývá, že optimální rozměr zářiče pro kmitočet 868 MHz je 91,5 mm. Podle vztahu 1.6 bylo vypočteno, že při zkrácení zářiče o 1 mm se frekvence posune o 8 MHz.



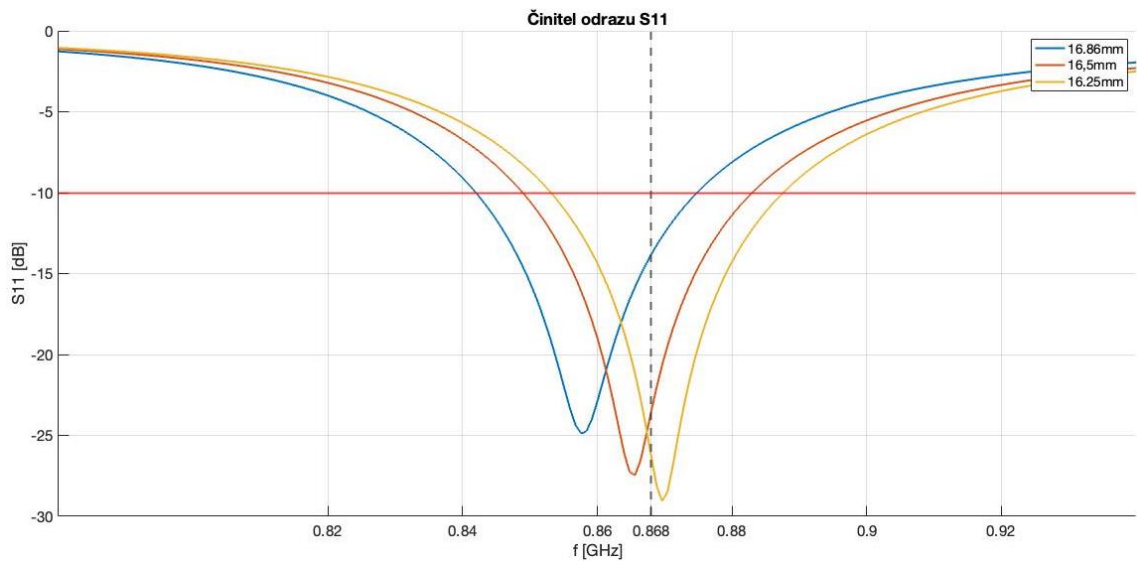
Obr. 2.4: Změna délky zářiče



Obr. 2.5: Činitel odrazu a impedance pro různé délky zářiče

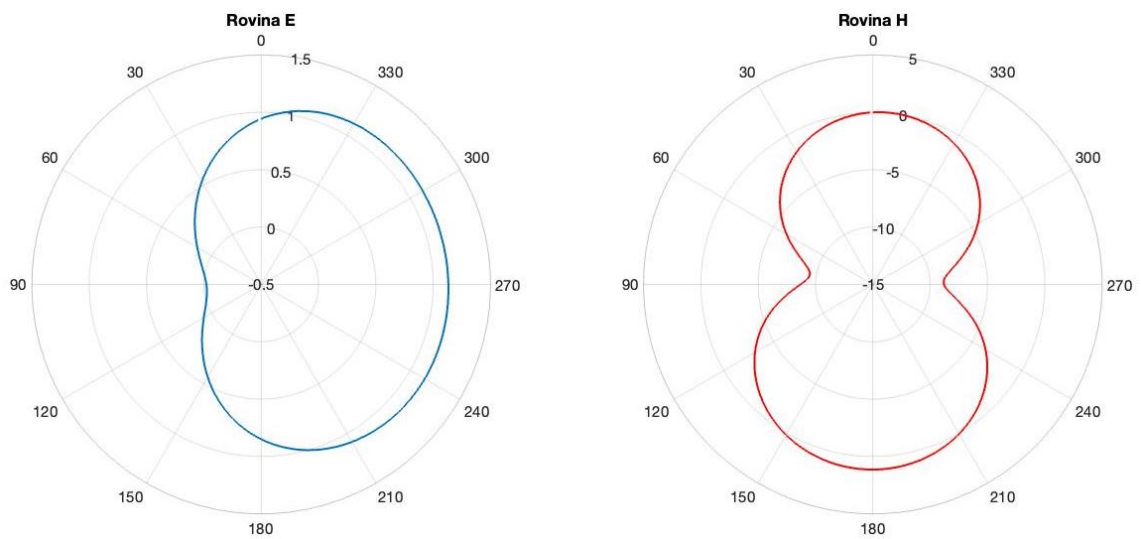
Po umístění mikrovlnné struktury *model 1* do boxu (kvádr) z materiálu o relativní permitivitě  $\epsilon_r = 2,8$  pokleslo frekvenční pásmo struktury přibližně o 50 MHz. Tato změna byla dále kompenzována délkou zářiče. Z grafu (obr.2.6) vyplývá, že pro plastový box o šířce stěny 1 mm je ideální délka rozměru  $D = 16,25$  mm. Drobnější změny nebyly modelovány z důvodu obtížné dostupnosti takto přesné výrobní technologie.

Pro strukturu umístěnou do boxu byl také modelován zisk a realizovaný zisk. Zisk (obr.2.7) dosahuje v maximu 1,15 dBi. Realizovaný zisk 1,13 dBi.

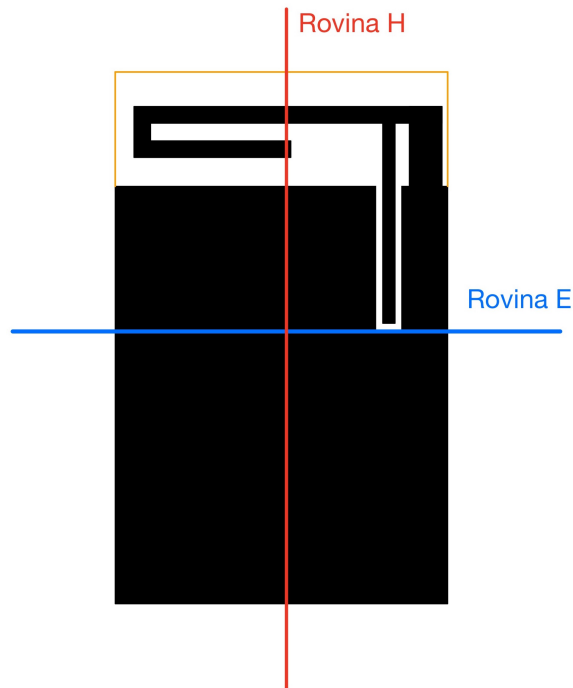


Obr. 2.6: Činitel odrazu pro různé délky zářiče v boxu

Orientace roviny E, tedy YZ a roviny H, tedy XZ jsou uvedeny na obrázku 2.8. Tato orientace je pro všechny modely, včetně reálného měření, stejná.



Obr. 2.7: Zisk *modelu 1* v rovině E, tedy YZ a rovině H, tedy XZ



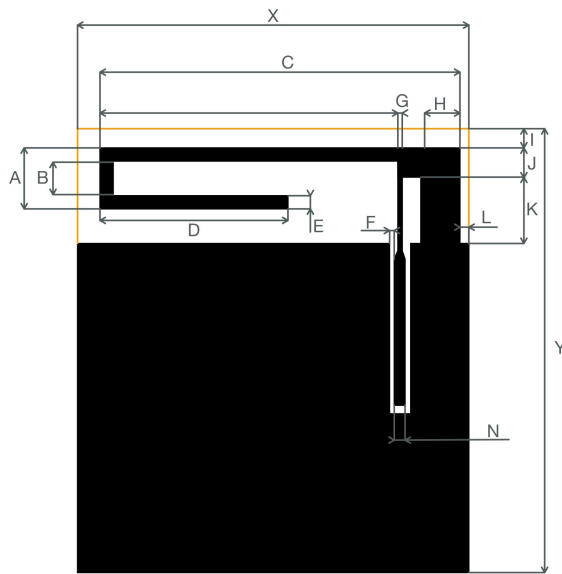
Obr. 2.8: Orientace roviny E a roviny H

Při další optimalizaci byla odebrána část zemní plochy o velikosti  $15 \text{ cm}^2$ . Z obou stran dohromady tedy  $30 \text{ cm}^2$ . Tato úprava zvýšila impedanci struktury na  $75,63 \Omega$ . Anténa se touto úpravou stala nedostatečně přizpůsobenou [17]. Následující model (dále *model 2*) byl zvolen pro výchozí bod modelování kompaktnější verze *modelu 1*. Rozměry modelu 2 jsou uvedeny v tabulce 2.5.

V prvním kroku byla impedance struktury měněna pomocí změny zkratové části (rozměr H, obr.2.9). Rozměr byl modelován pro  $H = 5 \text{ mm}$ ,  $6 \text{ mm}$  a  $7 \text{ mm}$  (obr. 2.10).

Impedance byla v prvním kroku nastavena na  $45,81 \Omega$  (obr.2.11). Tato impedance odpovídá  $H = 6 \text{ mm}$ .

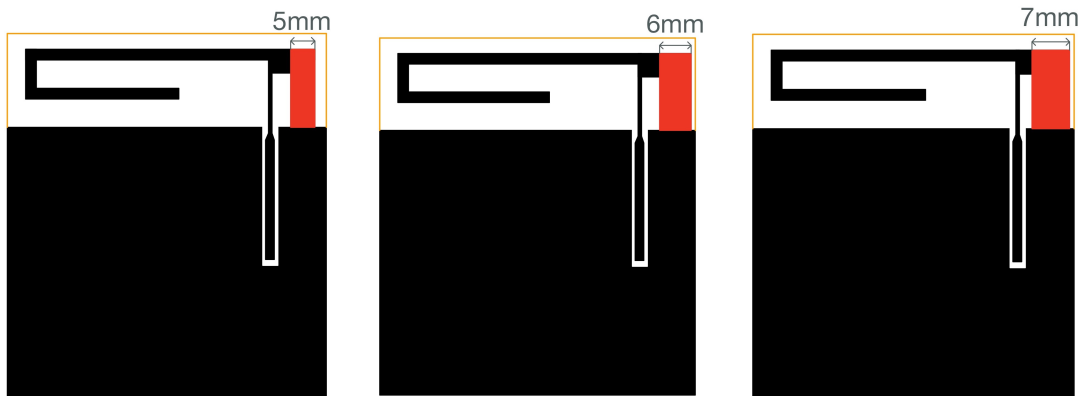




X	50	G	0,5
Y	55	H	6
A	6	I	2
B	4	J	2,7
C	47	K	9,3
D	23,3	L	1
E	1	N	1,5
F	0,24	-	-

Tab. 2.5: Rozměry modelu 2

Obr. 2.9: Geometrie modelu 2



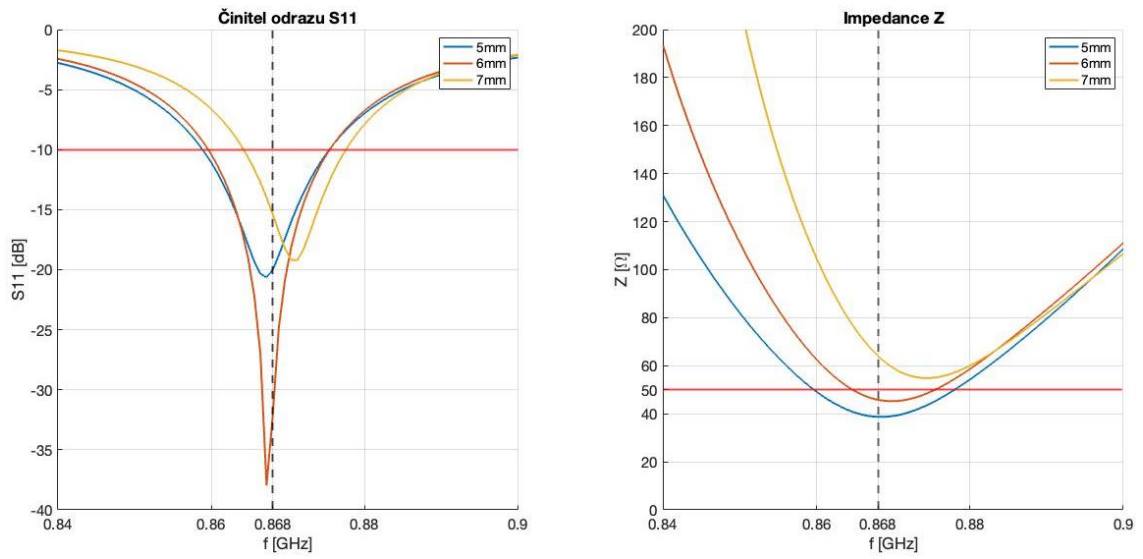
Obr. 2.10: Změna zkratové části

V dalším kroku byla optimalizována šířka napájecí cesty antény, tedy rozměr G. Simulace byla provedena pro  $G = 0,5$  mm,  $0,7$  mm a  $0,9$  mm.

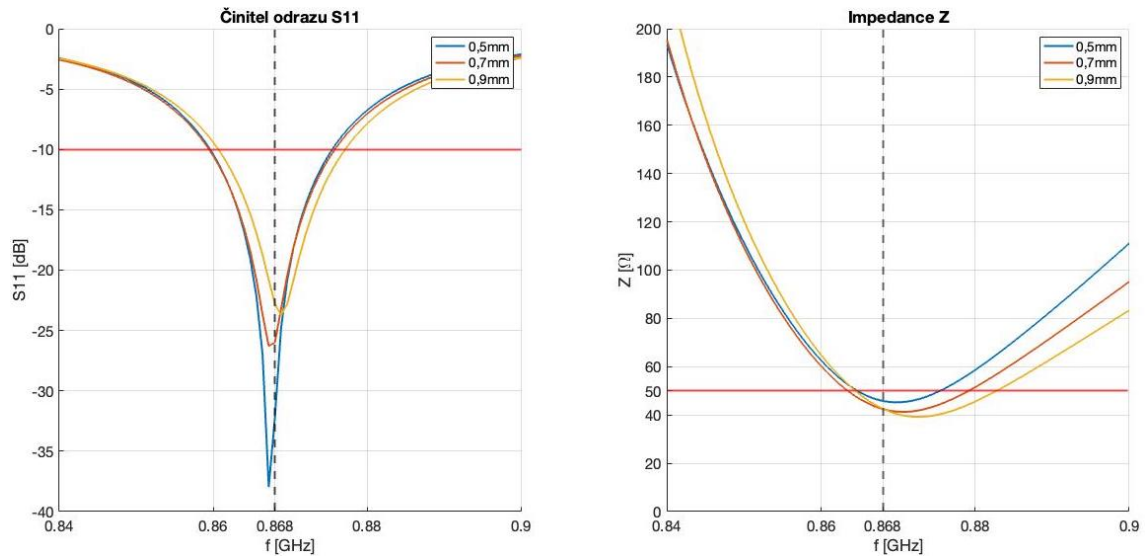
Z grafů (obr.2.12) vyplývá, že pro tuto konfiguraci je nejvýhodnější  $G = 0,5$  mm. Impedance struktury pro 868 MHz je  $45,81 \Omega$ . Anténa je již dostatečně impedančně přizpůsobena (po vzoru [17]). Činitel odrazu dosáhl  $-37,97$  dB. Z grafu je zřetelné, že je vhodné provést úpravu délky zářiče za účelem úpravy frekvence [17].

V dalším kroku byla parametricky rozmítána délka zářiče, tedy rozměr D.

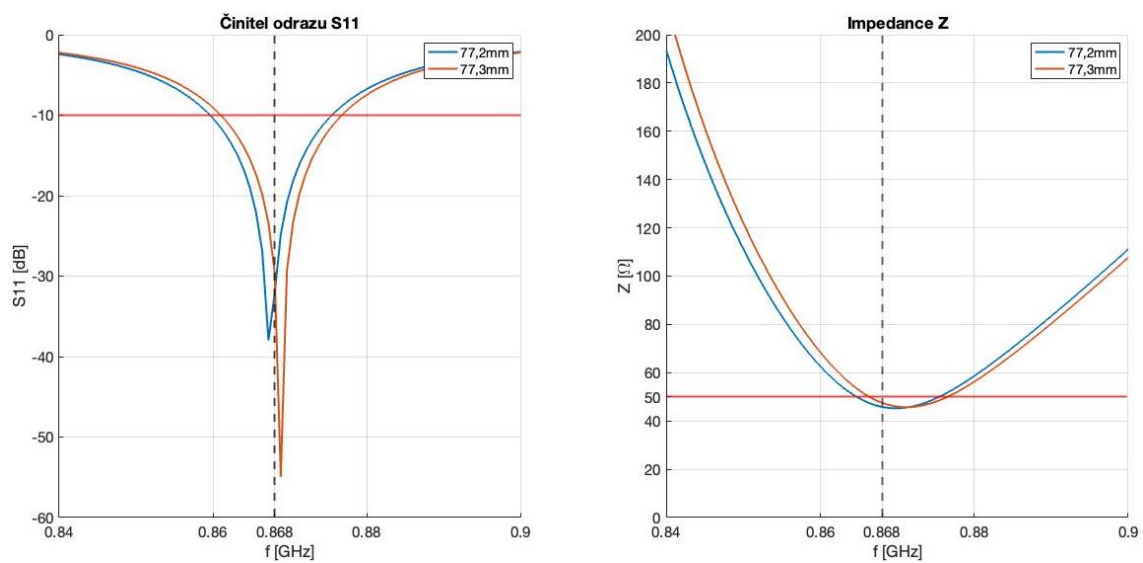
Na grafu (obr.2.13) je vidět, že i velmi malá změna délky zářiče výrazně změní přizpůsobení. Pro další modelování byla vybrána celková délka zářiče  $89,3$  mm ( $D = 24,3$  mm) z důvodu lepšího impedančního přizpůsobení. Impedance struktury je  $47,53 \Omega$  a činitel odrazu pro kmitočet 868 MHz je  $-29,47$  dB. Z grafů vyplývá, že menší zemní plocha má za příčinu výrazně větší změny parametrů (např.  $S_{11}$ ) antény při změně jejího rozměru. Je obtížné hledat rozměry, které bude následně



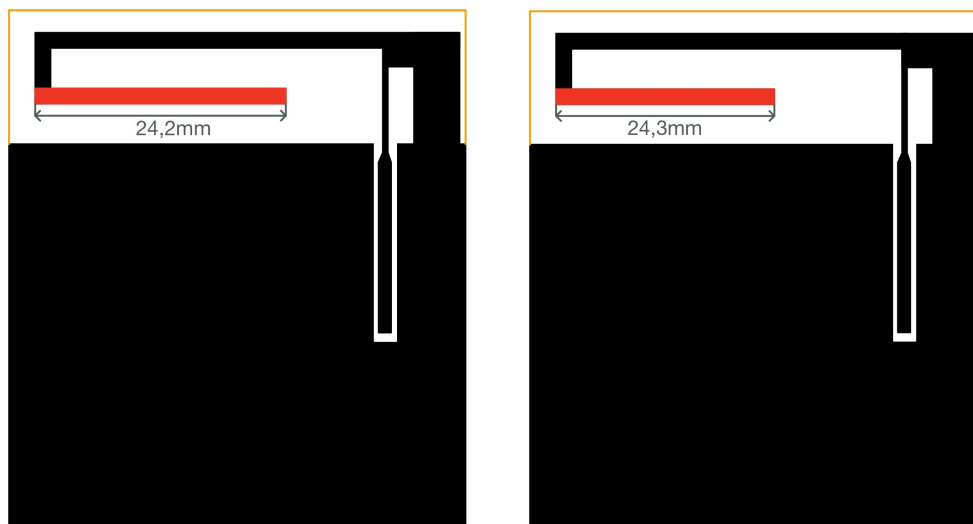
Obr. 2.11: Činitel odrazu a impedance pro různé šířky zkratové části



Obr. 2.12: Činitel odrazu a impedance pro různé šířky napájecí cesty

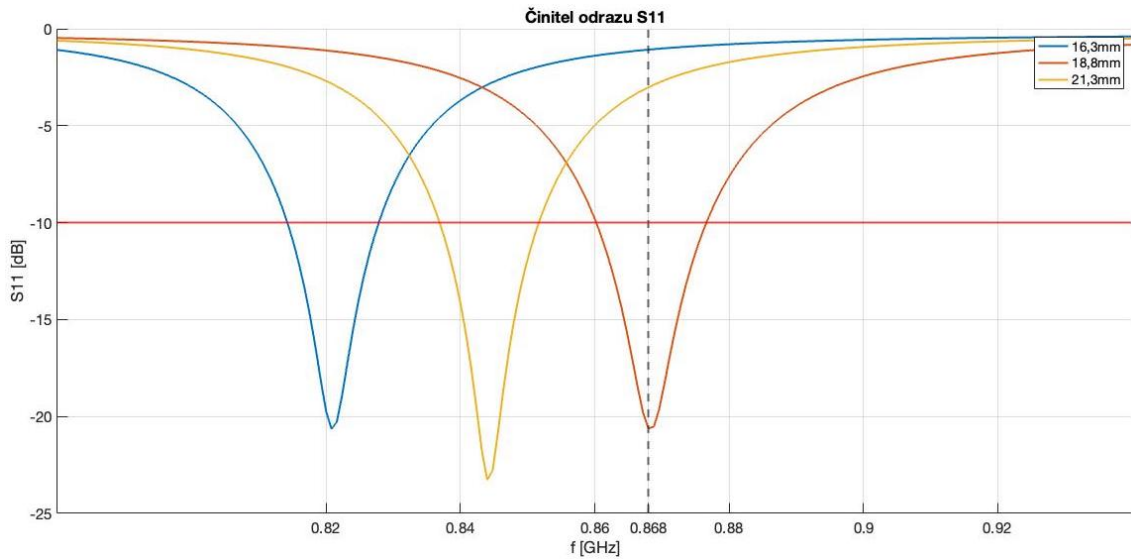


Obr. 2.13: Činitel odrazu a impedance pro různé délky zářiče



Obr. 2.14: Změna délky anétny

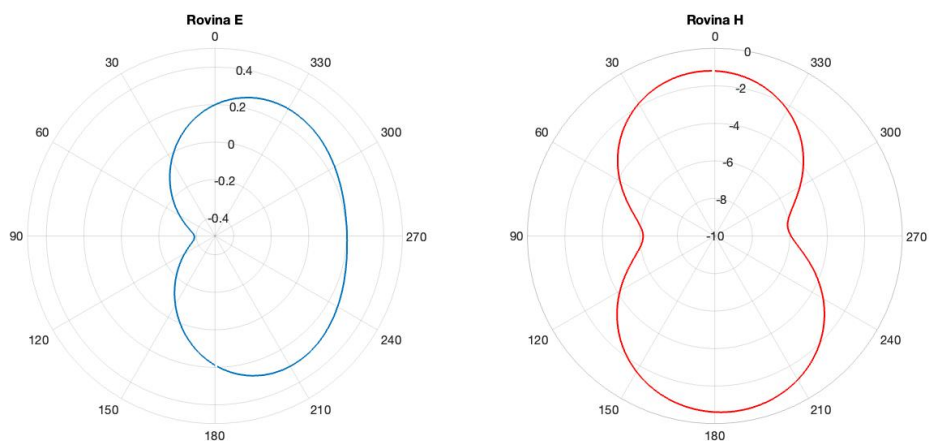
možné vyrobiť ľahce dostupnou výrobní technologií. *Model 2* byl následně umístěn do boxu o šířce stěny 1 mm o relativní permitivitě  $\epsilon_r = 2,8$ .



Obr. 2.15: Činitel odrazu pro různé délky zářiče v boxu

Po umístění antény do kvádrů vyrobeného z polymeru PLA s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 2,8$  došlo k posunu frekvenčního pásma o přibližně 40 MHz dolů. Tento efekt byl následně kompenzován úpravou délky zářiče. Jak je vidět z grafu (obr.2.15), pro plastový box s tloušťkou stěny 1 mm je optimální délka rozměru  $D = 16,3$  mm.

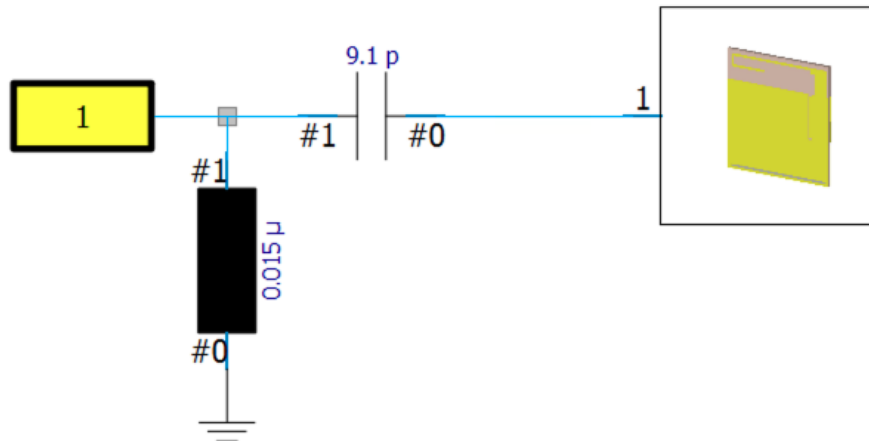
Pro strukturu umístěnou do boxu byl také modelován zisk a realizovaný zisk. Zisk (obr.2.16) dosahuje v maximu  $-0,61$  dBi. Realizovaný zisk je  $-0,624$  dBi.



Obr. 2.16: Zisk *modelu 2* v rovině E, tedy YZ a H, tedy XZ

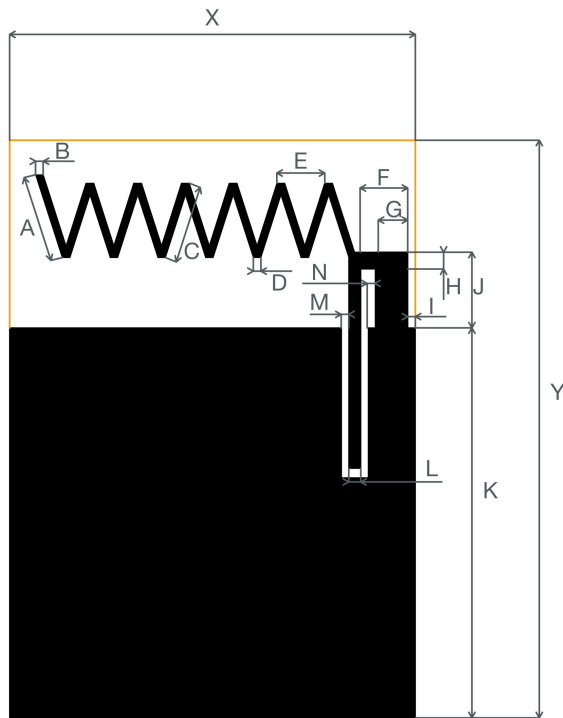
Pro tuto strukturu byl také pomocí řešiče přizpůsobovacích obvodů, který je součástí CST MWS dopočítán přizpůsobovací obvod typu L, pro charakteristickou

impedanci  $50 \Omega$ . Hodnoty součástek pro ideální přizpůsobení byly nahrazeny hodnotami z řady E24 (2.17). Zvolené součástky jsou kapacitor o kapacitě  $9,1 \text{ pF}$  a induktor o indukčnosti  $15 \text{ pH}$ . Činitel odrazu pro tento přizpůsobovací obvod klesl na  $-40,17 \text{ dB}$ .



Obr. 2.17: Schématický návrh přizpůsobovacího obvodu typu L

Pro další modelování byl zanechán design invertované F antény, byl však zvolen jiní tvar zářiče (*model 3*). Dále byl také upraven čtvrtvlnný zářič na půlvlnný zářič, tato modifikace zapříčinila nutnost většího rozměru substrátu (rozměr X).

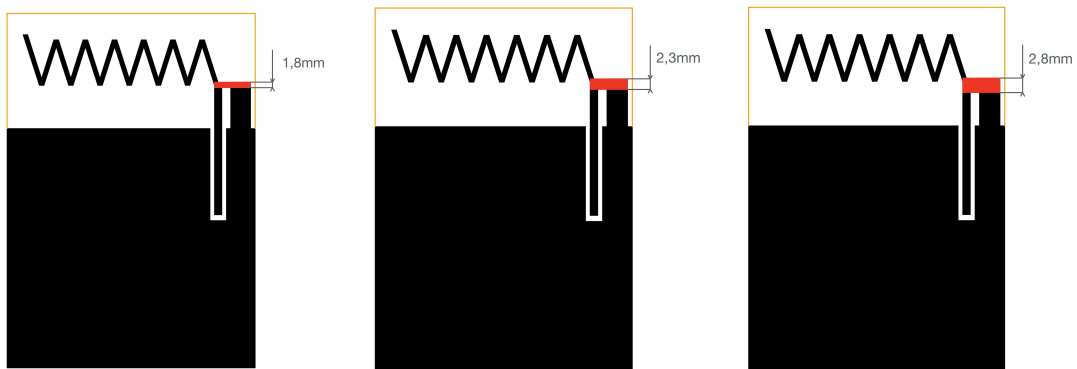


X	55	G	6
Y	77	H	2,3
A	14,21	I	1
B	2	J	9
C	13,34	K	20
D	2	L	2
E	6	M	0,42
F	6	N	1,58

Tab. 2.6: Rozměry *modelu 3*

Obr. 2.18: Geometrie *modelu 3*

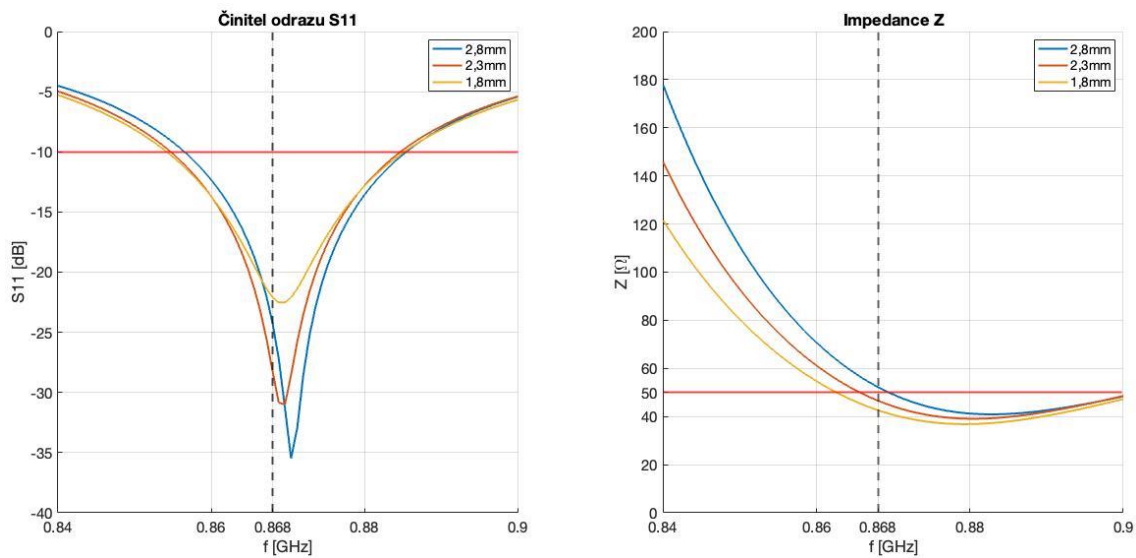
Impedance struktury byla v prvním kroku nastavena pomocí rozměru H (obr.2.18) na rozměry znázorněné na obrázku 2.19. Z grafu (obr.2.20) vyplývá, že s rostoucím rozměrem H roste impedance struktury. Pro další modelování byl zvolen rozměr  $H = 2,3$  mm. Při této konfiguraci činitel odrazu dosahuje  $-28,29$  dB, impedance dosahuje  $46,59 \Omega$ .



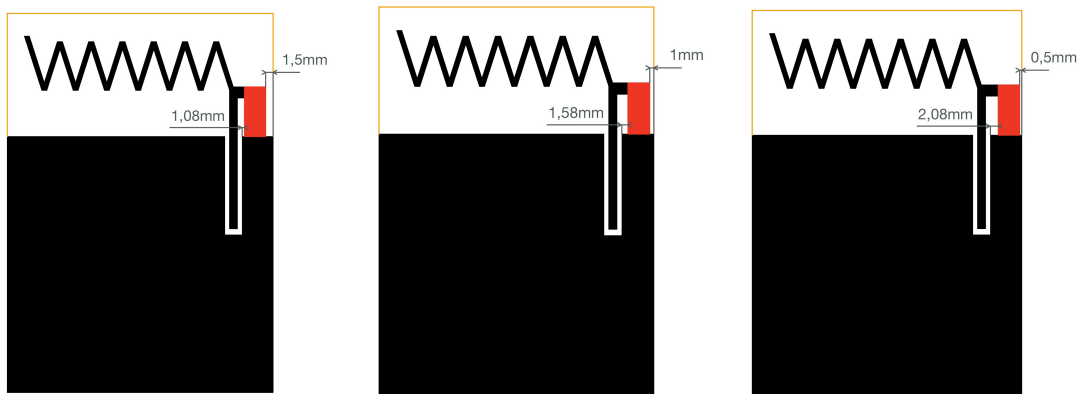
Obr. 2.19: Změna zkratové části

V dalším kroku bylo provedeno jemné nastavení impedance pomocí posuvu zkratu. Jde o změnu rozměru I a N tak, aby rozměr G zůstal konstantní (obr.2.21).

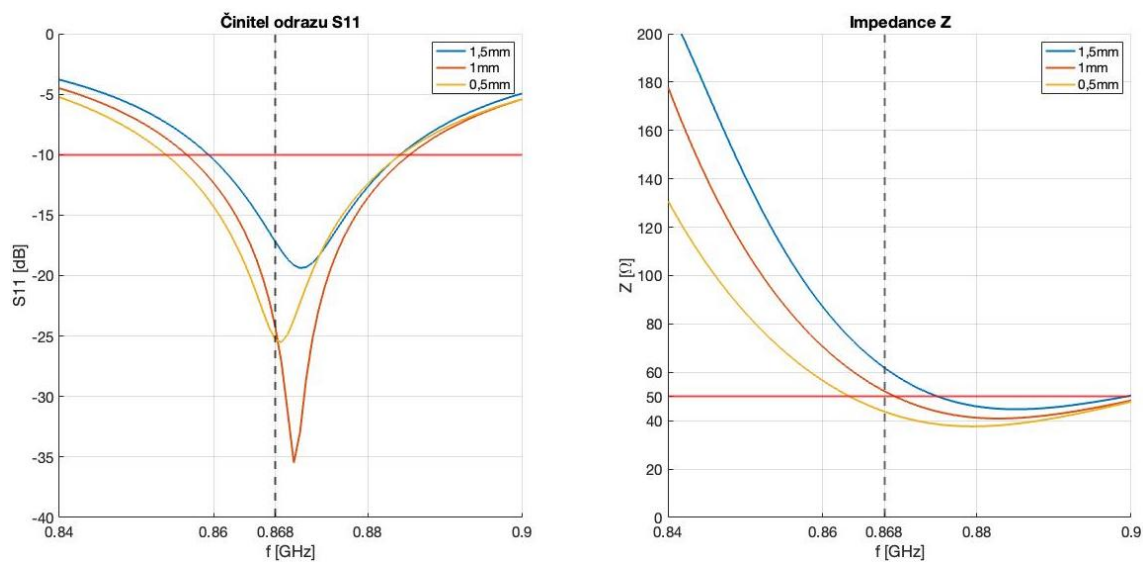
Pro další optimalizaci byl vybrán rozměr  $I = 1$  mm, pro tento rozměr impedance struktury dosahuje  $52,23 \Omega$ . Graf činitele odrazu (obr.2.20) ukazuje pásmo struktury posunuté o přibližně 5 MHz. Jako další krok tedy bude zvolena frekvenční korekce



Obr. 2.20: Činitel odrazu a impedance pro různé šířky zkratové části (rozměr H)

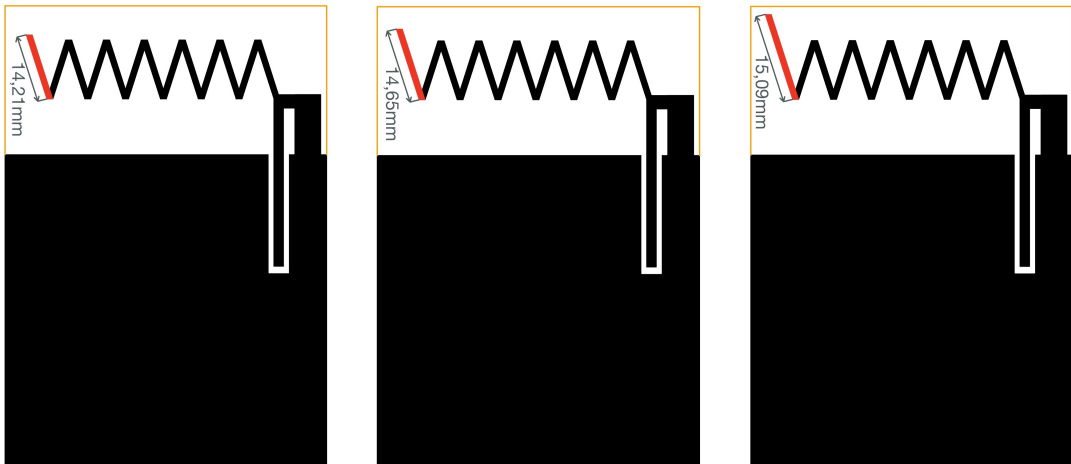


Obr. 2.21: Posun zkratové části

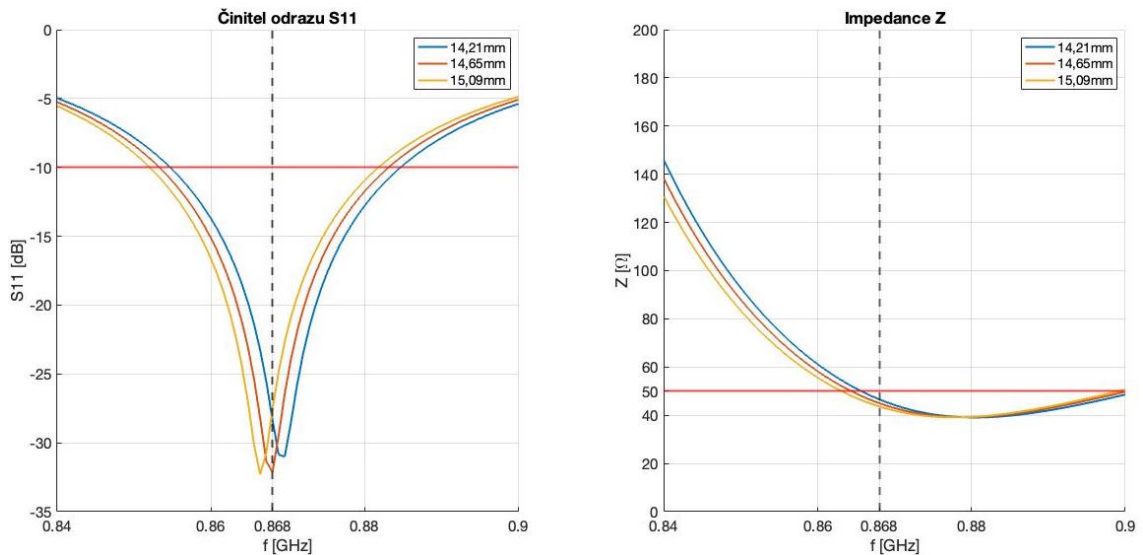


Obr. 2.22: Činitel odrazu a impedance pro různé posuny zkratu (rozměr I)

pro pokles činitele odrazu v pásmu 868 MHz. Tato úprava bude provedena pomocí délky zářiče [17].



Obr. 2.23: Změna délky zářiče

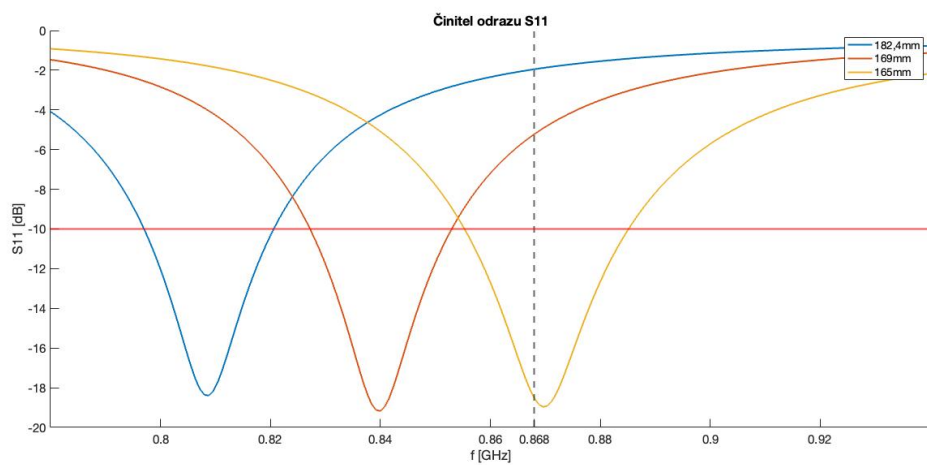


Obr. 2.24: Činitel odrazu a impedance pro různé délky zářiče (rozměr A)

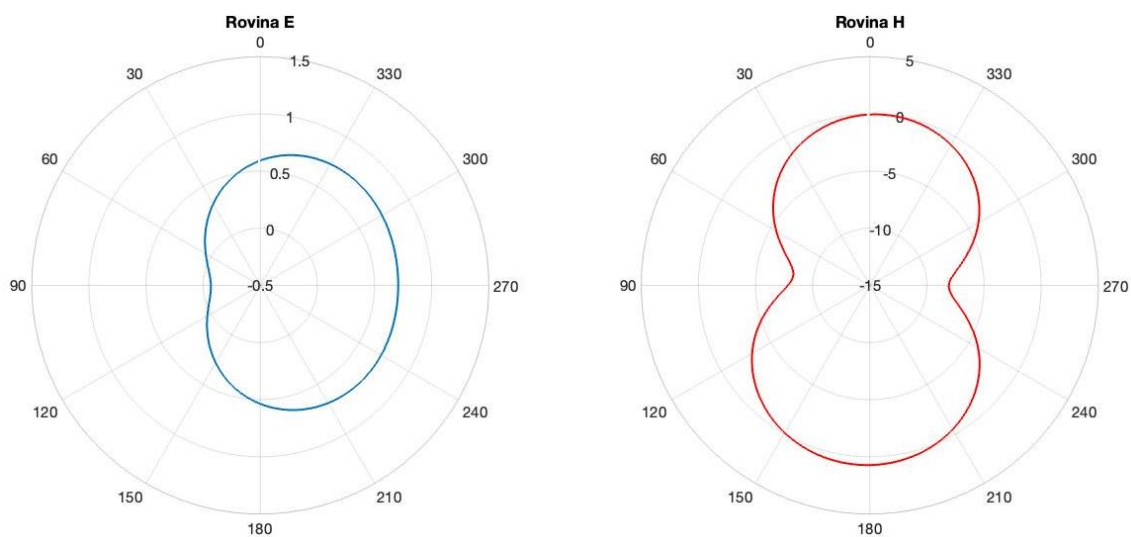
Při této úpravě impedance struktury dosáhla  $46,59 \Omega$ . Činitel odrazu pro celkový rozměr zářiče 191,73 mm je -32,14 dB.

Stejně jako u *modelu 1* a *modelu 2* byl i pro tuto strukturu modelován zisk a realizovaný zisk. Zisk dosáhl úrovně 0,738 dBi. Realizovaný zisk *modelu 3* dosáhl úrovně 0,862 dBi.





Obr. 2.25: Činitel odrazu pro různé délky zářiče v boxu



Obr. 2.26: Zisk *modelu 3* v rovině E, tedy YZ a H, tedy XZ

### 3 Realizace a měření antén

Tato kapitola se věnuje realizaci a měření antén. Elektricky malé antény jsou obtížně měřitelné kvůli jejich malým rozměrům a citlivosti na změny frekvence.

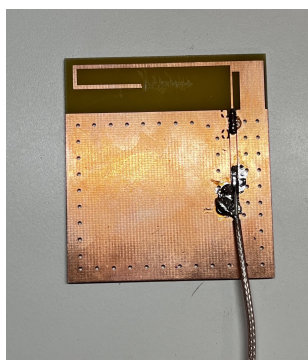
Antény byly realizovány pomocí open source software KiCad. Během návrhu antén byly implementovány prokovy o průměru 1 mm (příloha A). Vzdálenost středů jednotlivých prokův je 3-4 mm. Průměr prokův je 1 mm. Vzdálenost prokův a jejich rozměr jsou inspirovány literaturou [21]. Antény byly vyrobeny na substrátu FR-4 o výšce 1,6 mm. Substrát je standardně pokoven mědí o výšce  $18 \mu\text{m}$ . Během procesu prokovení se vrstva mědi na desce zvýší [22]. Podle výrobce je výška vrstvy mědi přibližně dvojnásobná. Je tedy kalkulováno s vrstvou mědi vysokou  $35 \mu\text{m}$ . Struktura odpovídá simulacím. V návrhu struktur byly také přidány mezi vlnovod a anténu plošky pro realizaci přizpůsobovacího obvodu. Pro počáteční měření a případnou redundanci obvodu bude rozpojený vlnovod nahrazen olovnatým cínem.

Antény byly měřeny pomocí síťového vektorového analyzátoru ZVL značky Rohde&Schwarz. Během měření byly antény umístěny mezi dvěma kvádry ze stavebního polystyrenu XPS o výšce 2 cm. Vzdálenost struktury od lidské ruky udržující strukturu ve volném prostoru byla přibližně 10 cm. Pro měření bylo použito koaxiální vedení o charakteristické impedanci  $50 \Omega$ . Přechod z koaxiálního vedení na mikropáskový vlnovod byl realizován pájením pomocí olovnatého cínu.

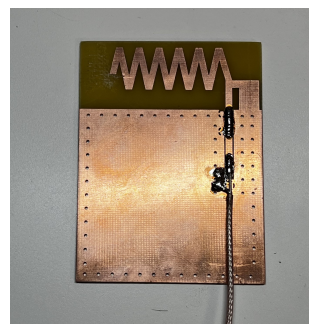
Na anténách byl také měřen vliv plastových 3D tištěných boxů. Jak bylo ověřeno pomocí simulace, změna relativní permitivity prostředí má vliv na frekvenční pásmo antény. V rámci realizace byly antény vyrobeny delší, než byla simulovaná finální délka. Během procesu ladění a měření bylo nutné antény zkrátit, aby byly dosaženy parametry srovnatelné se simulací. Realizované struktury s připojeným koaxiálním vedením jsou na obrázcích 3.1, 3.2 a 3.3.



Obr. 3.1: Realizovaný model 1



Obr. 3.2: Realizovaný model 2



Obr. 3.3: Realizovaný model 3

### 3.1 Porovnání vlivu boxu na antény

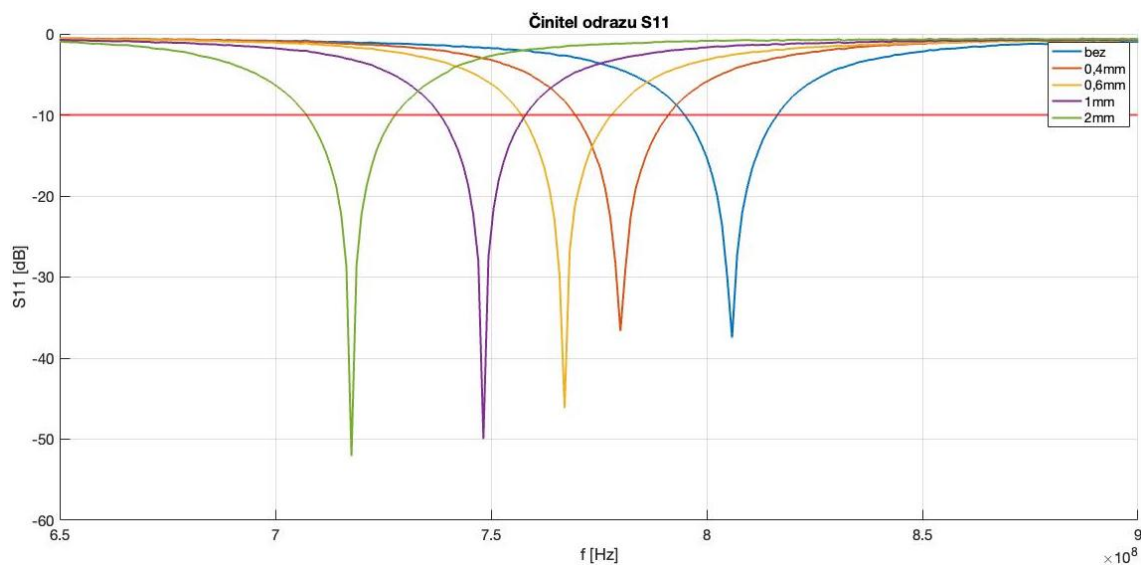
V prvním kroku měření byly antény postupně umístěny do boxů o šířce stěny 0,4 mm, 0,6 mm, 1 mm a 2 mm. Při návrhu boxů byl vytvořen prostor pro připojení koaxiálního vedení. Délka antény, která v předchozí kapitole byla prezentována jako *model 1* byla ponechána z výroby. V tomto experimentu je u *modelu 1* délka zářiče 109 mm.



Obr. 3.4: Box pohled ze spodu



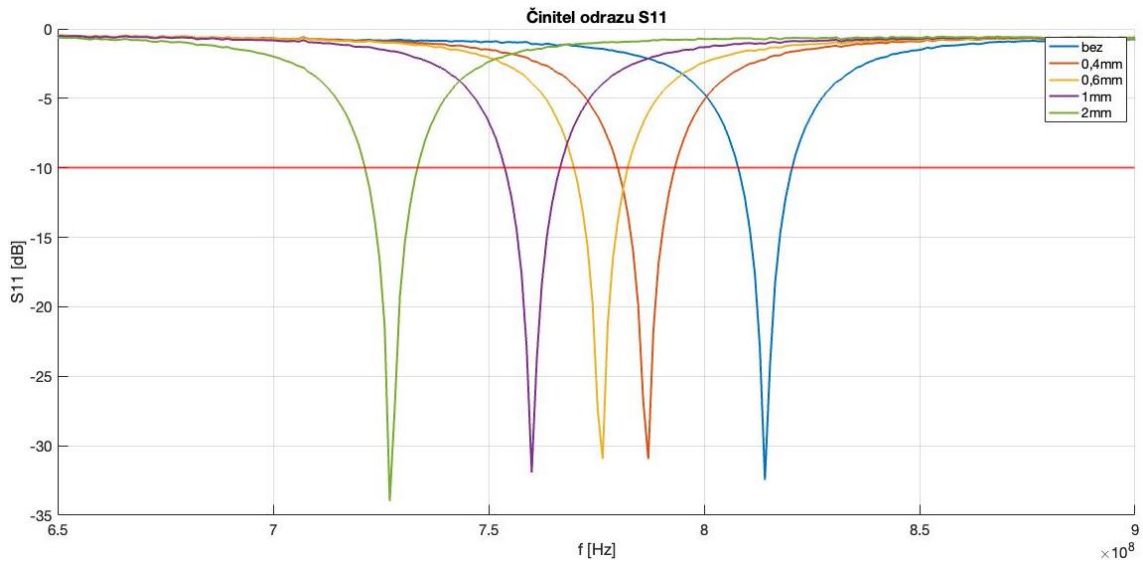
Obr. 3.5: Box pohled shora



Obr. 3.6: Činitel odrazu *modelu 1* pro různé šířky stěny boxu

Na grafu (obr.3.6) jsou pozorovatelné změny frekvence struktury v závislosti na šířce stěny boxu. Průměrná změna frekvence na 1 mm šířky stěny (podle vztahu 1.6) je 39,25 MHz.

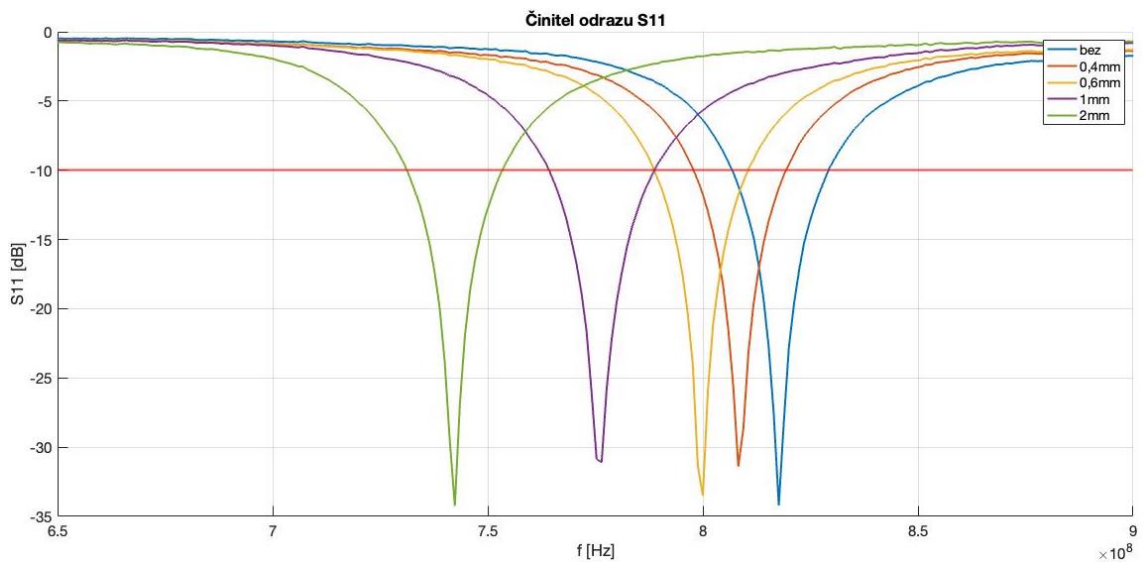
Stejný experiment byl proveden pro strukturu označnou jako *model 2*. Délka antény pro toto měření (obr.3.7) je 94 mm.



Obr. 3.7: Činitel odrazu *modelu 2* pro různé šířky stěny boxu

Průměrná změna frekvence na 1 mm pro tuto strukturu je 48,88 MHz. Průměrná změna je přibližně o jednu čtvrtinu větší než u *modelu 2*.

Stejný experiment byl zopakován i pro *model 3* (obr. 3.8).

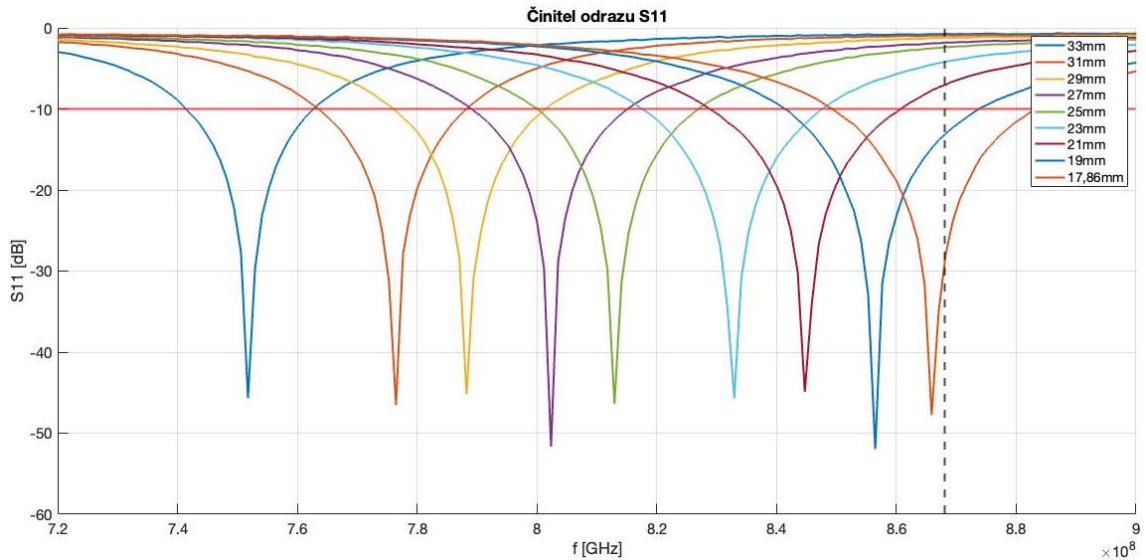


Obr. 3.8: Činitel odrazu *modelu 3* pro různé šířky stěny boxu

Průměrná změna frekvence na 1 mm pro tuto strukturu je 39,75 MHz. U této struktury jsou pozorovatelné větší změny u boxu o šířce stěny 0,6 mm a méně.

## 3.2 Optimalizace antény

V dalším kroku realizace bylo provedeno zkracování délky zářiče pro konfiguraci požadované frekvence 868 MHz [17]. Struktury byly optimalizovány pro plastový box. Zvolená šířka stěny 3D tištěného boxu je 1 mm. Tento rozměr byl zvolen pro dosažení dostatečné mechanické odolnosti.

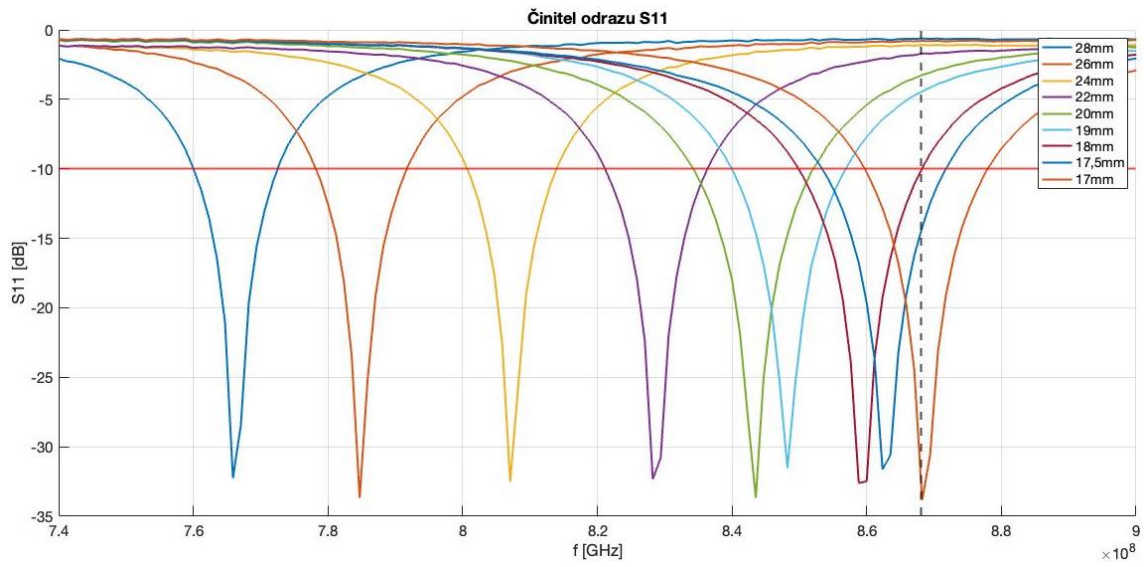


Obr. 3.9: Činitel odrazu *modelu 1* pro různé délky zářiče

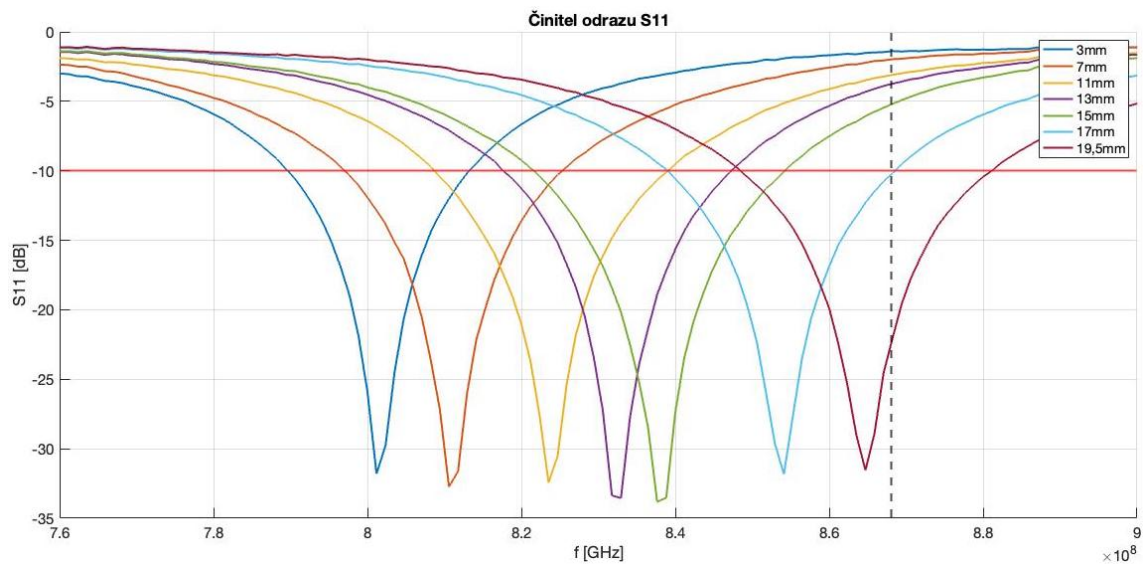
Pro *model 1* (obr.3.9), který byl vyroben s délkou zářiče 109 mm, byla postupně zkracována délka zářiče pro dosažení požadované frekvence. Rozměry uvedené v legendě značí přibližnou délku konce zářiče (viz obr.2.1). Po zkrácení délky konce zářiče na 17,86 mm (délka celého zářiče odpovídá 82,86 mm) činitel odrazu dosáhl -27,89 dB pro frekvenci 868 MHz. Uvedené hodnoty platí pro anténu umístěnou uvnitř plastového boxu.

Stejný proces optimalizace byl zopakován pro strukturu *model 2* (obr.3.10). Hodnoty uvedené v legendě odpovídají rozměru D na obrázku 2.9. Pro tento model dosáhl činitel odrazu -33 dB v požadovaném pásmu. Délka celého zářiče je 82 mm.

Stejný experiment byl zopakován pro *model 3* (obr.3.11). Hodnoty uvedené v legendě jsou přibližné hodnoty o které byl zářič zkrácen. Pro přesnější změny by musely být provedeny pomocí leptání, nebo vysokého množství prototypů. Výsledná délka zářiče je 172,23 mm, pro kterou činitel odrazu dosáhl -22 dB.



Obr. 3.10: Činitel odrazu *modelu 2* pro různé délky zářiče



Obr. 3.11: Činitel odrazu *modelu 3* pro různé délky zářiče

### 3.3 Porovnání s numerickými modely

V této sekci jsou porovnány výsledky numerických modelů a výsledky z reálného měření struktur. Tento rozdíl je pravděpodobně způsoben nedokonalým prostředím pro měření antén a strukturálním povrchem 3D tištěného materiálu, se kterým simulátor nepočítá. Reálná struktura má také vyrobené reálné prokovy (příloha A), zatímco modely počítají s měděnými kvádry. Reálná struktura není dokonale přizpůsobená pro danou frekvenci. Z důvodu obtížného odstranění částí zářiče menšího než 1 mm by bylo potřeba vyrobit velké množství prototypů pro různé délky antén, případně použít chemickou metodu. Koaxiální vedení (pigtail), pomocí kterého jsou struktury měřeny, má vliv na výsledek měření.

Nesymetrické proudy v okolí napájecího koaxiálního vedení lze kompenzovat metodou balun, nebo použitím feritových izolátorů. Balun je zařízení, které transformuje nesymetrický signál na symetrický a tím minimalizuje nesymetrické proudy, což vede k přesnějšímu měření [23]. Feritové izolátory zase kladou vysokou impedanci těmto proudům, čímž snižují jejich vliv na měření a zajišťují stabilnější a spolehlivější výsledky [24]. Pro přesnější porovnání simulací a reálných modelů tyto metody nebyly využity. Další postup by mohl být přidání balunu či feritového izolátoru do numerických modelů a následné měření touto metodou. Bylo by také obtížné implementovat feritový izolátor či balun do malých prostorů boxů.

Podmínky prostředí mají vliv na elektricky malé antény. Struktury by bylo vhodné měřit s reálným obvodem pro reálnou aplikaci a pro dosažení optimálního výsledku.

Struktura *model 2* byla změřena v bezodrazové komoře. Porovnání modelovaných a měřených hodnot je vykresleno v obrázku 3.12. Reálná rovina H, tedy XZ byla změřena pro  $272^\circ$  z důvodu konstrukce robotického stojanu pro anténu. Tabulky 3.3, 3.2 a 3.1 porovnávají parametry pro modelované a reálně změřené hodnoty, které byly zvolené jako klíčové pro tuto práci.

Porovnání činitelů odrazu reálných a měřených struktur je vykresleno v grafech (obr.3.13, 3.14 a 3.15). Pro *model 1* a *model 2* je viditelná silná korelace hodnot. U *modelu 3* se činitel odrazu liší, větší rozdíl je také v délce zářiče modelované a realizované struktury. Rozdíl těchto hodnot je pravděpodobně způsoben rozdíly simulací od reálného měření uvedeného výše.

Model	Modelovaný činitel odrazu (dB)	Reálný činitel odrazu (dB)
Model 1	-41,21	-27,89
Model 2	-32,22	-33,84
Model 3	-18,53	-22,02

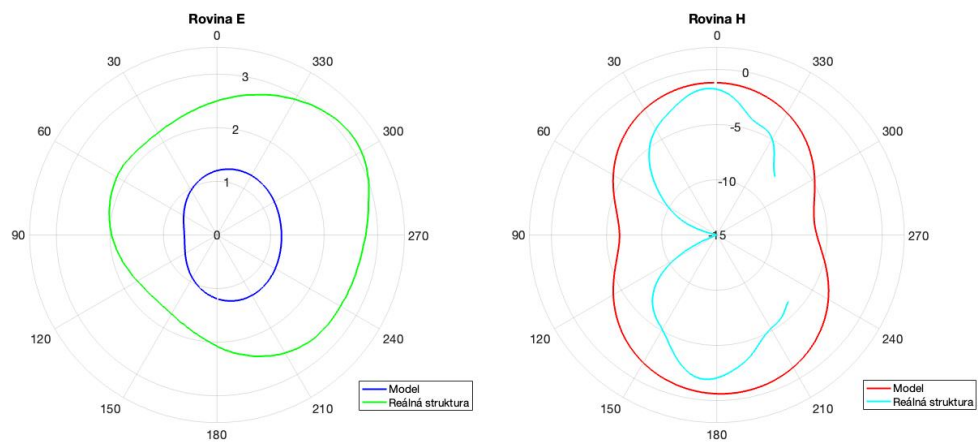
Tab. 3.1: Porovnání činitele odrazu

Model	Délka zářiče modelu (mm)	Délka zářiče reálné struktury (mm)
Model 1	82,25	82,86
Model 2	81,3	82
Model 3	165,01	172,3

Tab. 3.2: Porovnání délky zářiče

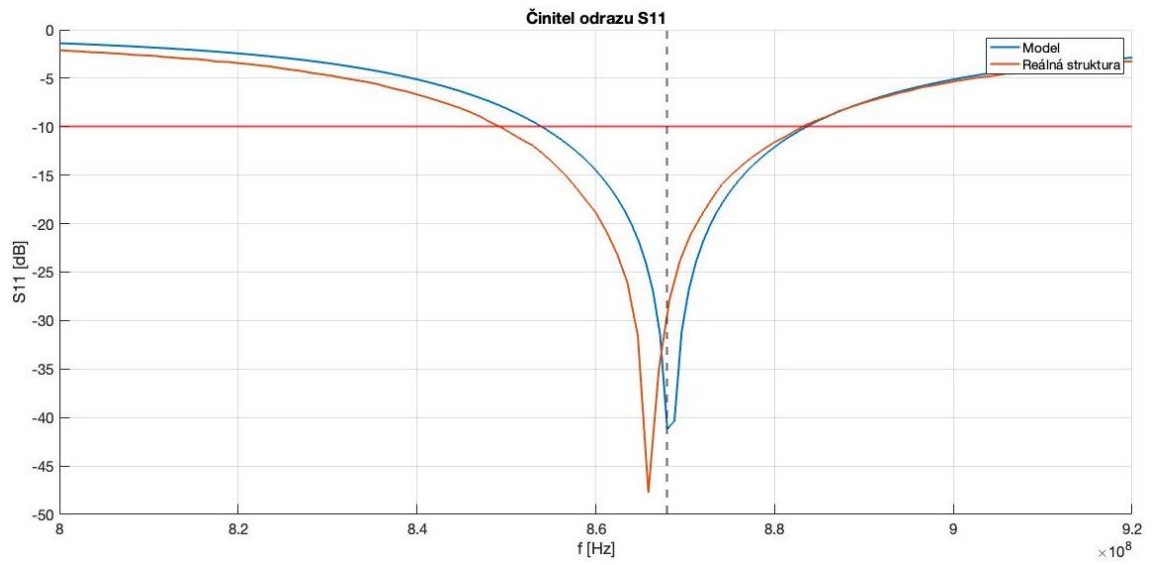
Model	Zisk (dBi)	Realizovaný zisk (dBi)
Model 1	1,15	1,13
Model 2	-0,630	-0,624
Model 3	0,738	0,687

Tab. 3.3: Porovnání zisku a realizovaného zisku

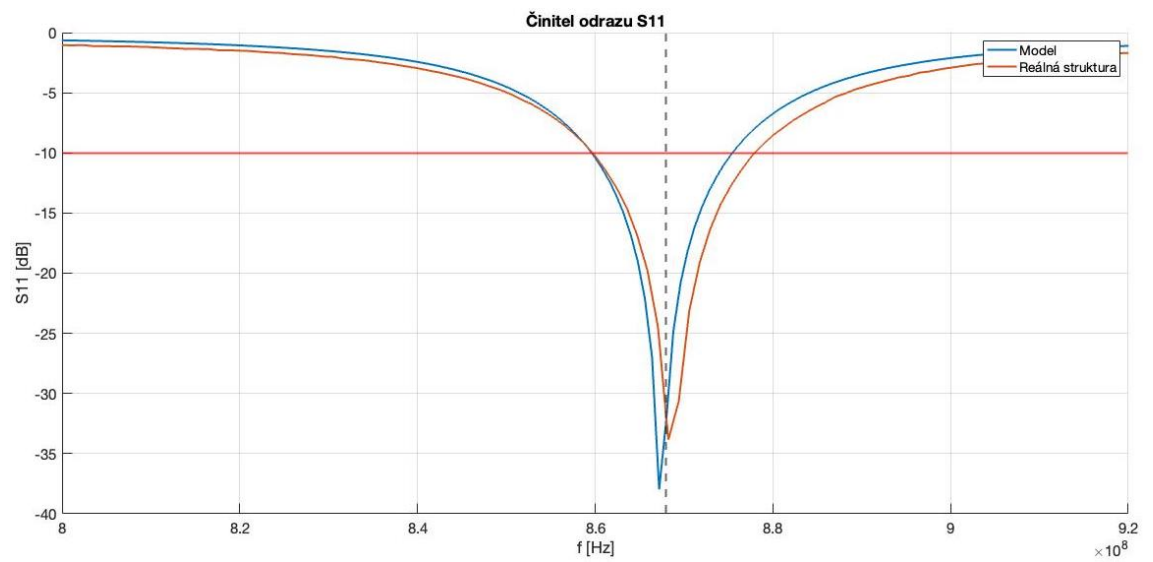


Obr. 3.12: Zisk *modelu 2* pro modelovanou a realizovanou strukturu

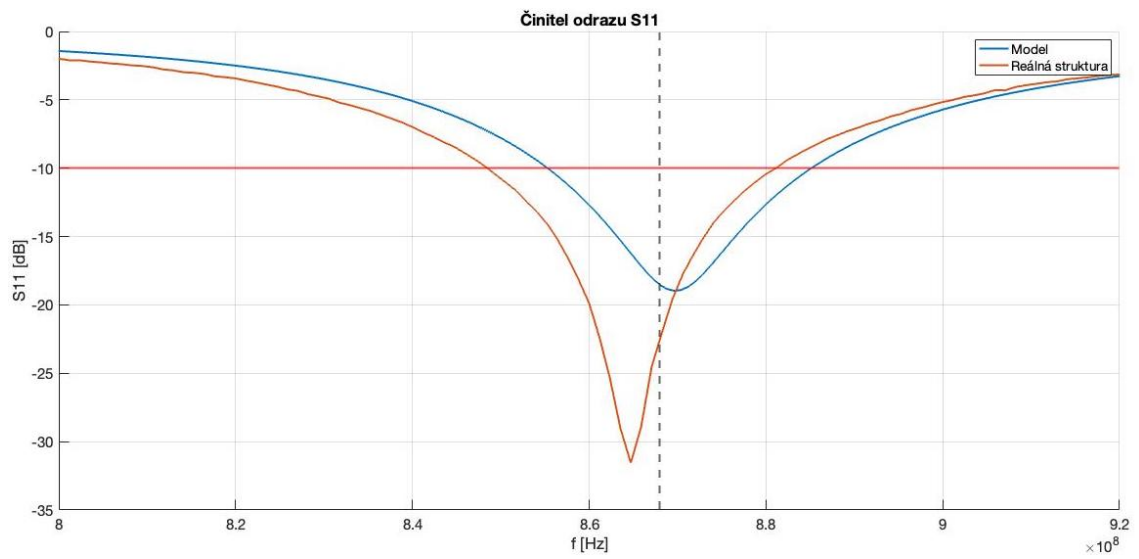




Obr. 3.13: Činitel odrazu *modelu 1* pro modelovanou a realizovanou strukturu



Obr. 3.14: Činitel odrazu *modelu 2* pro modelovanou a realizovanou strukturu



Obr. 3.15: Činitel odrazu *modelu 3* pro modelovanou a realizovanou strukturu

## Závěr

Během práce byly modelovány, vyrobeny a změřeny tři elektricky malé planární antény s připojeným koplanárním zeměným vlnovodem. Pro největší strukturu o rozměrech 85 *times* 50 mm bylo dosaženo činitele odrazu -27,89 dB. Pro nejmenší strukturu o rozměrech 55 *times* 50 mm byl dosažen činitel odrazu -33,84 dB. Modelovaný realizovaný zisk dosáhl pro největší strukturu 1,13 dBi a pro nejmenší strukturu -0,624 dBi. Všechny tři struktury dosahují činitele odrazu menšího než -15 dB v zadaném pásmu 868 MHz. Přizpůsobovací obvod byl numericky modelován, avšak nebyl realizován z důvodu irelevance.

Vzhledem k zásadnímu vlivu okolního prostředí a velikosti zemní plochy je potřeba provést ladění a přizpůsobení antény při uložení do jiného, nebo jinak tvarovaného boxu. V případě umístění obvodu místo přední zemní plochy je nutné provést totéž.

# Literatura

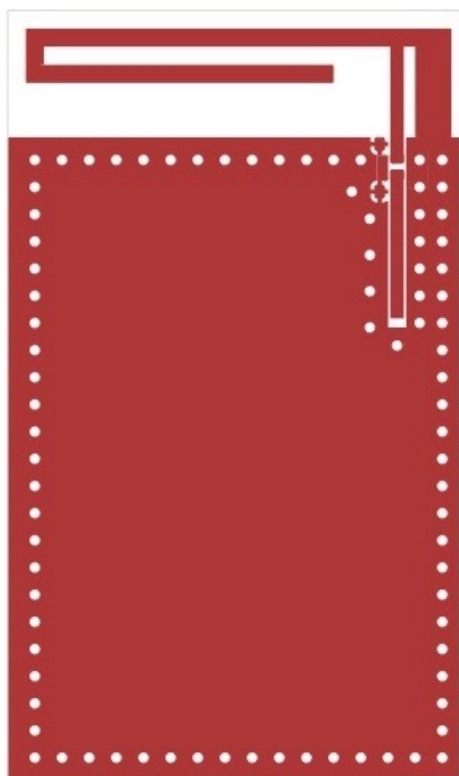
- [1] MUSHTAQ, Aksha; GUPTA, Sindhu Hak a RAJAWAT, Asmita. Design and Performance Analysis of LoRa LPWAN Antenna for IoT Applications. Online. In: *2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*. IEEE, 2020, s. 1153-1156. ISBN 978-1-7281-5475-6. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/SPIN48934.2020.9071362>. [cit. 2024-01-01].
- [2] GILLIS, Alexander S. What is internet of things (IoT). 2020
- [3] MEKKI, Kais; BAJIC, Eddy; CHAXEL, Frederic; MEYER, Fernand. A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment. *ICT express*. 2019, roč. 5, č. 1, s. 1–7.
- [4] SEMTECH. Online. Dostupné z: <https://lora-developers.semtech.com/documentation/tech-papers-and-guides/lora-and-lorawan/>. [cit. 2024-01-01].
- [5] DEVALAL, Shilpa a KARTHIKEYAN, A. LoRa Technology - An Overview. Online. In: *2018 Second International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*. IEEE, 2018, s. 284-290. ISBN 978-1-5386-0965-1. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/ICECA.2018.8474715>. [cit. 2024-01-01].
- [6] SEMTECH. *What Is LoRa®?* Online. Semtech. Dostupné z: <https://www.semtech.com/lora/what-is-lora>. [cit. 2024-01-01].
- [7] WANG, Shie-Yuan; CHANG, Jui-En; FAN, Hsin a SUN, Yi-Hsiu. Performance Comparisons of NB-IoT, LTE Cat-M1, Sigfox, and LoRa Moving at High Speeds in the Air. Online. In: *2020 IEEE Symposium on Computers and Communications (ISCC)*. IEEE, 2020, s. 1-6. ISBN 978-1-7281-8086-1. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/ISCC50000.2020.9219557>. [cit. 2024-01-01].
- [8] RATASUK, Rapeepat; MANGALVEDHE, Nitin; BHATOOLAUL, David a GHOSH, Amitava. LTE-M Evolution Towards 5G Massive MTC. Online. In: *2017 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*. IEEE, 2017, s. 1-6. ISBN 978-1-5386-3920-7. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/GLOCOMW.2017.8269112>. [cit. 2024-01-01].
- [9] PATEL, Riki H; DESAI, Arpan a UPADHYAYA, Trushit. A discussion on electrically small antenna property. Online. *Microwave and Optical Technology Letters*. 2015, roč. 57, č. 10, s. 2386-2388. ISSN 0895-2477. Dostupné z: <https://doi.org/10.1002/mop.29335>. [cit. 2024-01-01].

- [10] WHEELER, H.A. Fundamental Limitations of Small Antennas. Online. *Proceedings of the IRE*. 1947, roč. 35, č. 12, s. 1479-1484. ISSN 0096-8390. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/JRPROC.1947.226199>. [cit. 2024-01-01].
- [11] ALBARRACIN-VARGAS, L. F., Design Strategies for Electrically Small Antennas, Actively Matched with Non-Foster Elements, Doctoral Thesis, Unversided Carlos III de Madrid, 2017.
- [12] KERVEL, Fredrik. *Design Note DN023: 868 MHz, 915 MHz and 955 MHz Inverted F Antenna*. 2011.
- [13] MUSHTAQ, Aksha; GUPTA, Sindhu Hak a RAJAWAT, Asmita. Design and Performance Analysis of LoRa LPWAN Antenna for IoT Applications. Online. In: *2020 7th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*. IEEE, 2020, s. 1153-1156. ISBN 978-1-7281-5475-6. Dostupné z: <https://doi.org/10.1109/SPIN48934.2020.9071362>. [cit. 2024-01-01].
- [14] MURDOCK, James, et al. Challenges and approaches to on-chip millimeter wave antenna pattern measurements. In: *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*. IEEE, 2011. p. 1-4.
- [15] DJORDJEVIĆ, Antonije R., et al. Optimization of helical antennas. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2006, 48.6: 107-115.
- [16] ECLIPSE S.R.O. NiceRF 868MHz anténa - Spirálová SW868-TH13 13 mm. Online. Dostupné z: <https://dratek.cz/arduino/2117-nicerf-868mhz-antena-spiralova-sw868-th13-13mm.html>. [cit. 2024-05-27].
- [17] NAUMANN H. *Low cost do it yourself pcb antennas for wireless IoT*. Online. 2022. Dostupné z: <https://neocortec.com/low-cost-diy-pcb-antennas-for-wireless-iot/low-cost-diy-pcb-antennas-for-wireless-iot/>
- [18] PROCHÁZKA, M., Antény-encyklopedická příručka. Praha: BEN -technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-166-7.
- [19] COLLIN, Robert E. *Foundations for microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2007.
- [20] KUZMANIĆ, Ivica, et al. Influence of 3D printing properties on relative dielectric constant in PLA and ABS materials. *Progress in additive manufacturing*, 2023, 8.4: 703-710.
- [21] DIXIT, Amruta; KUMAR, Sumit. A Substrate Integrated Waveguide for Antipodal Vivaldi Antenna's Performance Enhancement: A Comprehensive Review.

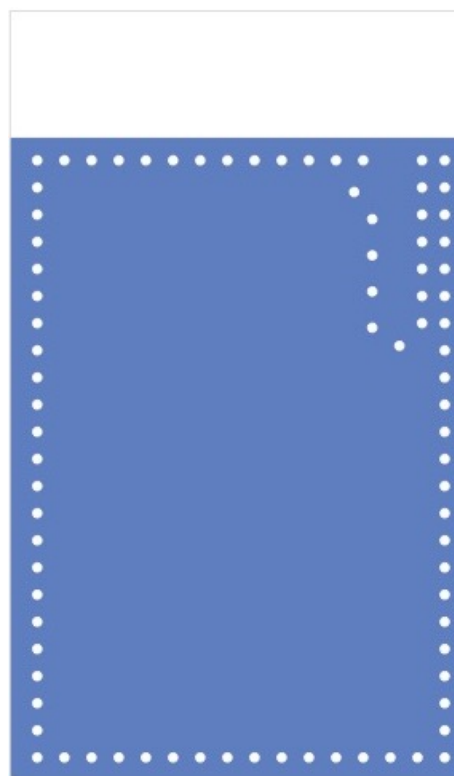
- In: *2022 IEEE Wireless Antenna and Microwave Symposium (WAMS)*. IEEE, 2022. p. 1-6.
- [22] LIU, Jia, et al. A copper electroplating formula for BVHs and THs filling at one process. *Circuit World*, 2016, 42.3: 141-151.
- [23] ZECHMEISTER, Jaroslav. Measurement Of Electrically Small Antennas. 2020.
- [24] ENANDER, Bengt N. A new ferrite isolator. *Proceedings of the IRE*, 1956, 44.10: 1421-1430.

# A Podklady pro výrobu

## A.1 Model 1

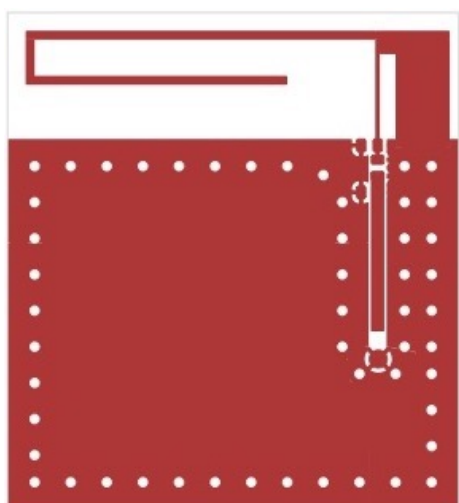


Obr. A.1: Vrchní strana mědi

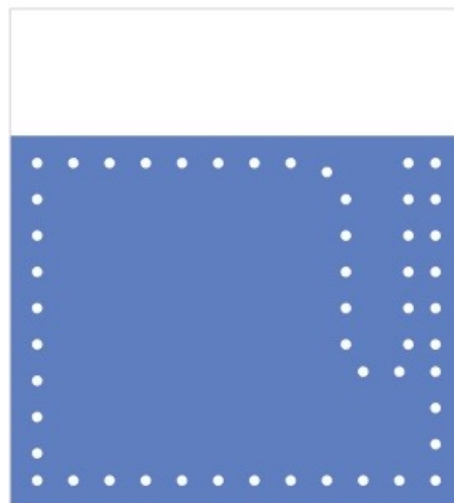


Obr. A.2: Spodní strana mědi

## A.2 Model 2

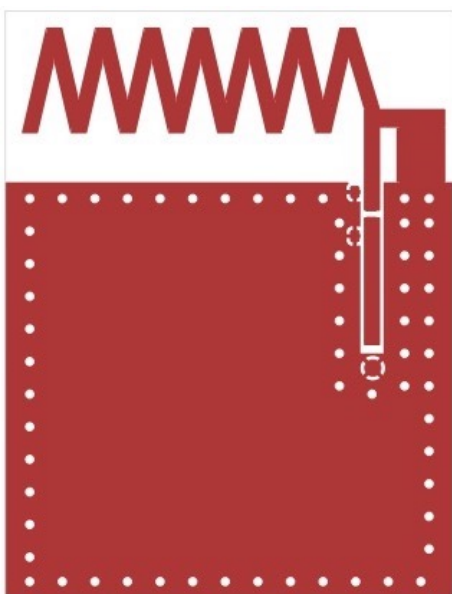


Obr. A.3: Vrchní strana mědi

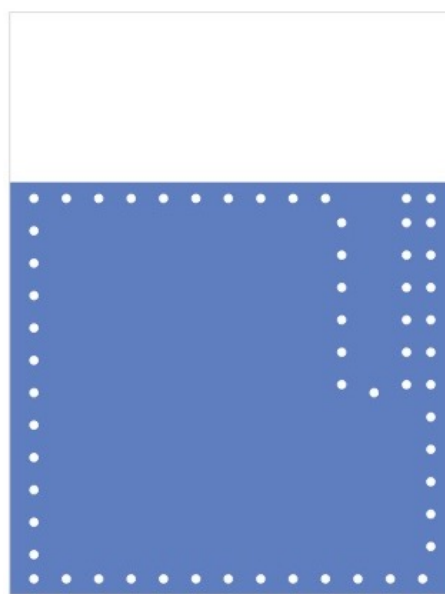


Obr. A.4: Spodní strana mědi

### A.3 Model 3



Obr. A.5: Vrchní strana mědi



Obr. A.6: Spodní strana mědi