



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

DEMONSTRAČNÍ ZAŘÍZENÍ PRO SKLÍZENÍ ENERGIE

ENERGY HARVESTING DEMONSTRATOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

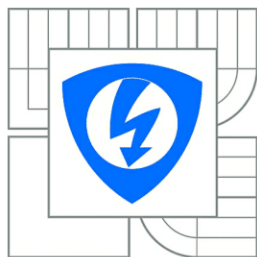
Petr Kaděra

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Mrnka

BRNO 2016



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Petr Kaděra

ID: 164303

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/2016

NÁZEV TÉMATU:

Demonstrační zařízení pro sklízení energie

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte problematiku sklízení energie a stanovte požadavky na jednotlivé bloky zařízení, které budou energii sklízet (anténa, přizpůsobovací obvody, usměrňovač atd.). Předpokládá se využití komerčně dostupného modulu, který kombinuje veškeré nezbytné obvody pro převod vysokofrekvenčního signálu na signál stejnosměrný. Zaměřte se proto na dostupné integrované obvody, které kombinují funkci usměrňovače a zvyšujícího měniče. Pro zvolený integrovaný obvod navrhnete pomocné obvody a anténu.

Na základě navrženého schématu navrhnete layout desky plošných spojů, osadíte ji a funkci zařízení ověříte měřeními. Součástí práce bude otestování navrženého zařízení jako zdroje napětí v rámci několika různých lokalit (kampus VUT, město atd.).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] VALENTA, C.R.; DURGIN, G.D. Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, WirelessPower Transfer Systems. Microwave Magazine, IEEE , vol. 15, no. 4, pp. 108--120, June 2014.

[2] P2110 - 915 MHz RF Powerharvester Receiver [online], Powercast - [cit. 14. května 2015]. Dostupné na [www: http://www.powercastco.com/PDF/P2110-datasheet.pdf](http://www.powercastco.com/PDF/P2110-datasheet.pdf).

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 26.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Michal Mrnka

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou sklízň elektromagnetické energie v pásmu mobilního komunikačního systému GSM. Popisuje jednotlivé části řetězce, které jsou podstatné pro zpracování vysokofrekvenční energie a rozebírá jejich vlastnosti. Cílem této práce je návrh vhodné antény s pomocnými obvody pro komerčně dostupný obvod Powercast P2110B, který kombinuje funkci usměřňovače a zvyšujícího DC/DC měniče společně s testováním funkce zařízení jako zdroje napětí na různých lokalitách.

KLÍČOVÁ SLOVA

Sklizení energie z rádiových vln, CST Microwave Studio, rektifikační anténa, Yagi-Uda anténa, flíčková anténa tvaru E, impedanční přizpůsobení, usměřňovač, DC/DC měnič, Powercast P2110B, GSM pásmo

ABSTRACT

This bachelor's thesis is focused on radio frequency energy harvesting for mobile communication system GSM band. The thesis describe parts of network that are essential for conversion of radio frequency energy into DC. It deals with various solutions to the given problem and their properties. The aim of the thesis is to design a proper antenna with supplemental circuits for commercial Powercast P2110B receiver which combines the function of a rectifier and a step-up DC/DC converter along with testing devices function as voltage source on different locations.

KEYWORDS

RF energy harvesting, CST Microwave Studio, rectenna, Yagi-Uda antenna, E shape patch antenna, impedance matching, rectifier, DC/DC converter, Powercast P2110B, GSM band

Bibliografická citace práce:

KADĚRA, P. *Demonstrační zařízení pro sklizení energie*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 68 s., 4 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Mrnka.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Demonstrační zařízení pro sklízení energie jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 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.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Michalu Mrnkovi za jeho výborné vedení a odborné rady při zpracování mé bakalářské práce.

OBSAH

Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	viii
Úvod	1
1 Sklizeň vysokofrekvenční energie	2
1.1 Historie.....	2
1.2 Útlum v mikrovlnném pásmu	3
1.3 Princip bezdrátového přenosu energie	4
1.3.1 Blízká oblast	5
1.3.2 Vzdálená oblast.....	5
1.4 Princip rektifikační antény a sklizení energie	6
1.5 Alternativní druhy sklizené energie	8
2 Prvky sklízecího řetězce	9
2.1 Druhy použitých antén.....	9
2.1.1 Půlvlnný dipól.....	9
2.1.2 Yagi-Uda.....	10
2.1.3 Balun.....	11
2.1.4 Flíček	12
2.2 Přizpůsobovací obvody.....	13
2.2.1 Dolní propust	14
2.2.2 Pásmová propust.....	14
2.3 Usměrnovač a násobič napětí	15
2.3.1 Model diody	16
2.4 Zvyšující DC/DC měnič	18
3 Použité obvody	20
3.1 Obvod Powercast P2110B	20
3.1.1 Vlastnosti obvodu	21
3.1.2 Požadavky obvodu	21
3.2 Kondenzátory	23
3.2.1 Superkondenzátory	23

3.3	Požadavky na demonstrační zařízení	24
3.4	Postup návrhu modulu	26
4	Výpočty a simulace antén	27
4.1	Flíčková anténa	27
4.1.1	Návrh rozměrů	27
4.1.2	Simulace a optimalizace	29
4.2	Možnosti navýšení impedanční šířky pásma	32
4.3	Flíčková anténa se šterbinou tvaru U.....	33
4.4	Flíčková anténa tvaru E	36
4.5	Biplanární Yagi-Uda anténa	40
4.5.1	Simulace na dielektrickém substrátu Arlon 25N	40
4.5.2	Simulace na dielektrickém substrátu Cuclad 217	44
5	Výroba a měření	46
5.1	Antény.....	46
5.1.1	Konstrukce	46
5.1.2	Měření impedančního přizpůsobení a směrových charakteristik ..	46
5.2	Přípravek pro sklizení energie z rádiových vln	53
5.3	Testování kompletního zařízení pro sklizení RF energie	58
6	Závěr	61
	Literatura	62
	Seznam symbolů a zkratk	66
	Seznam příloh	68

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1.1</i>	<i>Závislost útlumu atmosférou na kmitočtu</i>	<i>3</i>
<i>Obrázek 1.2</i>	<i>Znázornění oblastí vyzařování antény</i>	<i>4</i>
<i>Obrázek 1.3</i>	<i>Principiální schéma přenosu energie rezonanční induktivní vazbou</i>	<i>5</i>
<i>Obrázek 1.4</i>	<i>Principiální schéma přenosu energie kapacitní vazbou</i>	<i>5</i>
<i>Obrázek 1.5</i>	<i>Principiální schéma přenosu energie vzdálenou oblastí</i>	<i>6</i>
<i>Obrázek 1.6</i>	<i>Blokové schéma sklízecího řetězce</i>	<i>7</i>
<i>Obrázek 1.7</i>	<i>Aplikační diagram doporučeného řešení systému sběru energie</i>	<i>7</i>
<i>Obrázek 2.1</i>	<i>Půlvlnný dipól s rozložením napěťové a proudové vlny</i>	<i>9</i>
<i>Obrázek 2.2</i>	<i>Geometrie Yagi-Uda antény</i>	<i>10</i>
<i>Obrázek 2.3</i>	<i>Příklad reflektorové sítě a reflektorové stěny antény</i>	<i>10</i>
<i>Obrázek 2.4</i>	<i>Směry proudů a použití půlvlnného balunu u dipólové antény.....</i>	<i>11</i>
<i>Obrázek 2.5</i>	<i>Příklad provedení binomického balun a příklad provedení planárního balunu s T přechodem a zpožďovací linkou $\lambda/2$.....</i>	<i>11</i>
<i>Obrázek 2.6</i>	<i>Uspořádání flíčkové antény</i>	<i>12</i>
<i>Obrázek 2.7</i>	<i>Tvary motivů flíčkových planárních antén.....</i>	<i>12</i>
<i>Obrázek 2.8</i>	<i>Znázornění způsobů napájení flíčkové antény</i>	<i>13</i>
<i>Obrázek 2.9</i>	<i>Příklady zapojení dolní propusti.....</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 2.10</i>	<i>Příklady zapojení pásmové propusti.....</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 2.11</i>	<i>Principiální zapojení jednocestného usměrňovače a násobiče napětí ...</i>	<i>15</i>
<i>Obrázek 2.12</i>	<i>Ekvivalentní model usměrňující diody.....</i>	<i>16</i>
<i>Obrázek 2.13</i>	<i>Graf závislosti účinnosti diody na vstupním výkonu.....</i>	<i>17</i>
<i>Obrázek 2.14</i>	<i>Funkční schéma zvyšujícího měniče s přizpůsobením impedance.....</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 3.1</i>	<i>Průběh napětí na pinech V_{CAP} a V_{OUT} obvodu Powercast P2110B</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 3.2</i>	<i>Blokové schéma obvodu Powercast P2110B.....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 3.3</i>	<i>Graf závislosti účinnosti obvodu na vstupní frekvenci a výkonu</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 3.4</i>	<i>Graf závislosti prvotní doby nabíjení akumulčního kondenzátoru na vstupní úrovni signálu a kapacitě, graf závislosti indikované hodnoty síly signálu na vstupním výkonu</i>	<i>21</i>
<i>Obrázek 3.5</i>	<i>Boční pohled na stíněný koplanární vlnovod.....</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 4.1</i>	<i>Geometrické rozměry modelu flíčkové antény</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 4.2</i>	<i>Přední a zadní strana flíčku se zapuštěným mikropáskovým vedením ...</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 4.3</i>	<i>Modul činitele odrazu na vstupu flíčkové antény a šířka pásma</i>	<i>29</i>

Obrázek 4.4	Činitel odrazu na vstupu fličkové antény ve Smithově diagramu	30
Obrázek 4.5	Zisk fličkové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.2) pro $f = 915$ MHz	30
Obrázek 4.6	Zisk fličkové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.2) pro $f = 915$ MHz	30
Obrázek 4.7	Zobrazení zisku fličkové antény ve 3D.....	31
Obrázek 4.8	Geometrické rozměry modelu U štěrbinové antény.....	33
Obrázek 4.9	Boční rozměry modelu U štěrbinové antény.....	33
Obrázek 4.10	Modul činitele odrazu na vstupu U štěrbinové antény a šířka pásma	33
Obrázek 4.11	Činitel odrazu na vstupu U štěrbinové antény ve Smithově diagramu ...	34
Obrázek 4.12	Zisk U štěrbinové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.16) pro $f = 915$ MHz	34
Obrázek 4.13	Zisk U štěrbinové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.16) pro $f = 915$ MHz	34
Obrázek 4.14	Zisk U štěrbinové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.16) pro $f = 950$ MHz	35
Obrázek 4.15	Zisk U štěrbinové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.16) pro $f = 950$ MHz	35
Obrázek 4.16	Zobrazení zisku U štěrbinové antény ve 3D.....	35
Obrázek 4.17	Geometrické rozměry modelu antény tvaru E.....	37
Obrázek 4.18	Boční pohled na model antény tvaru E.....	37
Obrázek 4.19	Modul vstupního činitele odrazu antény tvaru E	37
Obrázek 4.20	Činitele odrazu na vstupu antény tvaru E ve Smithově diagramu	38
Obrázek 4.21	Zisk E štěrbinové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.25) pro $f = 915$ MHz	38
Obrázek 4.22	Zisk E štěrbinové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.25) pro $f = 915$ MHz	38
Obrázek 4.23	Zisk E štěrbinové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.25) pro $f = 950$ MHz	39
Obrázek 4.24	Zisk E štěrbinové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.25) pro $f = 950$ MHz	39
Obrázek 4.25	Zisk E štěrbinové antény ve 3D.....	39
Obrázek 4.26	Geometrie modelu biplanární Yagi-Uda antény.....	41
Obrázek 4.27	Modul činitel odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény	41
Obrázek 4.28	Činitel odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény ve Smithově diagramu.....	41

Obrázek 4.29	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz	42
Obrázek 4.30	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz	42
Obrázek 4.31	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz	42
Obrázek 4.32	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz	43
Obrázek 4.33	Zisk biplanární Yagi-Uda antény ve 3D	43
Obrázek 4.34	Moduly činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény	44
Obrázek 4.35	Činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény ve Smithově diagramu	44
Obrázek 4.36	Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz	45
Obrázek 4.37	Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz	45
Obrázek 4.38	Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz	45
Obrázek 4.39	Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz	46
Obrázek 5.1	Uspořádání měřicího pracoviště pro měření antén	47
Obrázek 5.2	Modul činitele odrazu na vstupu fličkové antény tvaru E	48
Obrázek 5.3	Modul činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény	48
Obrázek 5.4	Zisk fličkové antény tvaru E v rovině E pro $f = 915$ MHz	49
Obrázek 5.5	Zisk fličkové antény tvaru E v rovině E pro $f = 950$ MHz	49
Obrázek 5.6	Zisk fličkové antény tvaru E v rovině H pro $f = 915$ MHz	50
Obrázek 5.7	Zisk fličkové antény tvaru E v rovině H pro $f = 950$ MHz	50
Obrázek 5.8	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E pro $f = 915$ MHz	51
Obrázek 5.9	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E pro $f = 950$ MHz	51
Obrázek 5.10	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H pro $f = 915$ MHz	52
Obrázek 5.11	Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H pro $f = 950$ MHz	52
Obrázek 5.12	Graf závislosti prvotní doby nabíjení kondenzátorů T_S na velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvenci f	54
Obrázek 5.13	Graf závislosti periody opětovné aktivace výstupu T_O na velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvenci f	55
Obrázek 5.14	Graf závislosti hodnoty úrovně signálu RSSI na velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvenci	56

<i>Obrázek 5.15</i>	<i>Graf závislosti hodnoty úrovně signálu RSSI na velikosti vstupního výkonu P_{IN} pro frekvenci $f = 950$ MHz</i>	<i>57</i>
<i>Obrázek 5.16</i>	<i>Mapa lokalit měření zařízení pro sklízení energie z rádiových vln</i>	<i>58</i>
<i>Obrázek 5.17</i>	<i>Časové změny výkonu vysílače během celého dne.....</i>	<i>60</i>

SEZNAM TABULEK

Tabulka. 1.1	<i>Přehled dostupné plošné hustoty a sklizeného výkonu</i>	8
Tabulka. 2.1	<i>Přehled účinnosti a citlivosti odlišných výrobních technologií usměrňovače.</i>	15
Tabulka. 3.1	<i>Přehled velikostí odporu rezistorů pro nastavení výstupního napětí obvodu.....</i>	22
Tabulka. 3.2	<i>Přehled dostupných kondenzátorů a jejich vlastnost.....</i>	24
Tabulka. 3.3	<i>Kmitočtové pásma komunikačních systémů</i>	24
Tabulka. 3.4	<i>Přehled vlastností dielektrických substrátů</i>	25
Tabulka. 4.1	<i>Výsledné rozměry flíčkové antény po optimalizaci</i>	31
Tabulka. 4.2	<i>Přehled možností navýšení šířky pásma flíčkové antény</i>	32
Tabulka. 4.3	<i>Přehled použití jednotlivých technik navýšení šířky pásma.....</i>	32
Tabulka. 4.4	<i>Výsledné rozměry U šterbinové antény po optimalizaci</i>	36
Tabulka. 4.5	<i>Výsledné rozměry antény tvaru E po optimalizaci.....</i>	40
Tabulka. 4.6	<i>Výsledné rozměry biplanární Yagi-Uda antény po optimalizaci.....</i>	43
Tabulka. 5.1	<i>Změřené a simulované hodnoty maximálního realizovaného zisku antén</i>	53
Tabulka. 5.2	<i>Naměřené hodnoty prvotní doby nabíjení kondenzátorů T_S dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvence f.....</i>	54
Tabulka. 5.3	<i>Naměřené hodnoty periody opětovné aktivace výstupu T_O dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvence f.....</i>	55
Tabulka. 5.4	<i>Naměřené hodnoty úrovně signálu RSSI dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvence f.....</i>	56
Tabulka. 5.5	<i>Naměřené hodnoty úrovně signálu RSSI dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} pro frekvenci $f = 950$ MHz</i>	56
Tabulka. 5.6	<i>Lokality měření zařízení pro sklizení energie z rádiových vln.....</i>	59

ÚVOD

Téma sklízení vysokofrekvenční energie je v dnešní době stále populárnější, neboť představuje možnost využití stále rostoucího počtu bezdrátových mobilních zařízení například pro napájení a provoz nízkopříkonové elektroniky, senzorů a čidel v těžko dostupných místech, kde není vhodné použití kabelového rozvodu, ovládání robotických zařízení ve sféře vesmírného průmyslu, nabíjení implantovaných zařízení ve zdravotnictví, inteligentních sítích v technologickém průmyslu, automatizaci a v dalších odvětvích lidské činnosti.

Cílem bakalářské práce je seznámit se s požadavky na jednotlivé bloky zařízení, které budou rádiovou energii sklízet, navrhnout vhodné řešení antény s pomocnými obvody pro zvolený komerčně dostupný integrovaný obvod P2110B od výrobce Powercast a otestovat zhotovené zařízení jako zdroj napětí v různých lokalitách.

Toto zařízení bude dále navrženo pro využití ve frekvenční oblasti 900 - 960 MHz, ve které je provozován mobilní komunikační systém GSM, jenž umožňuje sklízet dostatečné množství energie z rádiových vln pro správnou funkci zařízení.

Celá bakalářská práce je rozdělena do šesti částí. První část se zabývá historií a pokusy využití bezdrátové energie společně s možnostmi sběru energie z alternativních zdrojů. Druhá část pojednává o funkčních blocích sklízecího zařízení tak, jak na sebe navazují společně s požadavky jednotlivých bloků. Nejprve jsou rozebrány vhodné antény pro příjem rádiových vln a jejich parametry, dále jsou rozebrány jednotlivé části obvodu zpracovávajícího vysokofrekvenční energii, jako jsou přizpůsobovací obvody, usměrňovač a zvyšující DC/DC měnič. Ve třetí části práce je rozebrán vybraný obvod společně s pomocnými prvky pro jeho správnou činnost. Čtvrtá část práce se zabývá vlastními návrhy a simulacemi flíčkových antén a také biplanární Yagi-Uda anténou. Následující pátá část se zabývá měřením parametrů vyrobených součástí zařízení, mezi něž patří směrové charakteristiky a vstupní napěťový činitel odrazu antén, měření časových intervalů aktivace obvodu a testování zařízení v různých lokalitách města Brna. Závěrečná část shrnuje dosažené výsledky a předkládá tím celkový přínos této bakalářské práce pro budoucí vědecké využití a rozšíření této problematiky veřejnosti.

1 SKLIZEŇ VYSOKOFREKVENČNÍ ENERGIE

1.1 Historie

Jedním z prvotních průkopníků v oblasti přenosu bezdrátové energie byl německý fyzik Heinrich Hertz, který využil teoretické poznatky o elektromagnetickém vlnění fyzika Jamese Clarka Maxwella z roku 1873, predikujícího možnost přenosu elektrických vln rychlostí světla skrze prázdňý prostor. Hertz tak poprvé roku 1880 demonstroval přenos vysokofrekvenčních vln pomocí jiskřiště společně s využitím parabolických antén [1][2]. Další vědec, který přispěl k tématu přenosu bezdrátové energie, byl Nikola Tesla, který zkoumal vlivy atmosférické elektřiny s myšlenkou využití této energie pro napájení elektrických zařízení po celé Zemi. Jeho teorie byla založena na úvaze, že je možné přenést elektrickou energii pomocí vlastní rezonance planety kdekoli na Zemi [3], následně ji odebírat a napájet patřičná zařízení. Jako vodičů proudů se měla použít zemská půda a ionosféra. Své experimenty se pokoušel uskutečnit od roku 1901 na Long Islandu ve Spojených státech Amerických s tzv. Wardenclyffskou věží [4]. Tesla odhadoval, že k zásobování energií, využití telekomunikačních služeb, navigaci či k časové synchronizaci by bylo potřeba těchto věží asi třicet.

Dalším velice významným vědcem, který se zasloužil o cenné poznatky z oblasti mikrovlnného přenosu energie, byl William C. Brown, který roku 1964 veřejně demonstroval užití mikrovln na vznášejícím se modelu helikoptéry [5]. Zabýval se procesem přeměny vysokofrekvenční energie na stejnosměrnou pomocí rektifikačních antén, které se označují termínem „rectenna“. Od roku 1960 se ve svých pokusech zabýval využitím amplitronu a termionických diod, které byly schopné zpracovat výkon v rozsahu stovek wattů namísto polovodičových diod, které v dané době umožňovaly zpracovat výkon přibližně 100 mW. Roku 1963 se poprvé uskutečnil mikrovlnný přenos 400 W výkonu z magnetronu do zátěže tvořené žárovkami se zpětnou transformací 100 W a v roce 1975 se už podařilo přenést výkon 30 kW s účinností 84 %.

V roce 1968 přišel Peter Glaser s projektem SPS, který měl sloužit k zachycování sluneční energie fotovoltaickými panely na geosynchronní dráze v kosmu, jejímu převodu na mikrovlnnou energii a následným vysláním energetického svazku zpět na Zemi, kde se může využít k napájení rozvodných sítí. Základem projektu měl být rozsáhlý systém satelitů ve vesmíru, každý dodávající 5 GW výkonu na Zemi. Jako vysílač CW signálu byl zvažován magnetron s vyšší spektrální čistotou a životností 25 let, klystron s větším výkonem a životností až 50 let nebo také GaN HEMT tranzistory pro svou nízkou hmotnost a vysokou účinnost. Tento princip byl například využit pro napájení balónu a letadel, na kterých byly tenkovrstvé rektifikační antény a vysílač společně s řídicími obvody, jenž sloužil k synchronizaci fáze přijímaného a vysílaného signálu za účelem natáčení jednotlivých vysílacích modulů na středy usměrňujících antén [6]. Systém dosahuje rovnoměrnějšího využití energetického svazku a jako aplikace může sloužit například k sledování mobilního telefonu uživatele. V současné době se tomuto tématu věnuje NASA v projektu SERT [7].

1.2 Útlum v mikrovlnném pásmu

Tato kapitola shrnuje základní poznatky o útlumu rádiového signálu v mikrovlnném pásmu, neboť intenzita signálu závisí nejen na vzdálenosti mezi přijímačem a vysílačem, ale také i na vnějších podmínkách. Obecně se mikrovlnné rádiové pásmo nachází v rozmezí přibližně od 1 GHz do 300 GHz [8].

Výhody: nízká interference zařízení, malé rozměry a nízká hmotnost zařízení, možnost rychle změnit tok energie, přenášení velkého množství výkonu, příznivý útlum a dosažení velké datové kapacity.

Nevýhody: nutnost přímé viditelnosti mezi spoji, vlastnosti přenosu závisí na vnějších podmínkách, útlum deštěm, listím, difrakcí, náhodnými odrazy rozptylem.

V kmitočtovém pásmu mobilního komunikačního systému GSM-900 (880 MHz až 960 MHz) lze však zpracovávat i odražené signály od překážek, tudíž není nutná přímá viditelnost mezi spoji. V pásmu kolem 24 GHz se uplatňuje zeslabení vln působením částic vody v atmosféře a okolo kmitočtu 60 GHz jsou rádiové vlny tlumeny rezonancí s molekulami kyslíku, viz obrázek 1.1. Útlum volným prostorem L_{FS} je dán vztahy [9]:

$$L_{FS} = \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \right)^2 [-], \quad L_{FS\text{ dB}} = -27,55 + 20 \cdot \log(f) + 20 \cdot \log(R) \text{ [dB]} \quad (1.1)$$

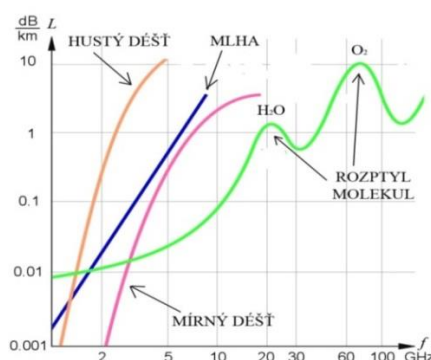
kde R je vzdálenost mezi vysílací a přijímací anténou (m), λ je vlnová délka signálu (m) a f je frekvence signálu (MHz).

Pro zjednodušené určení výkonové úrovně přijímaného signálu P_p platí vztah [10]:

$$P_p = P_v + G_v + G_p - L_{FS\text{ dB}} \text{ [dBm]}, \quad (1.2)$$

kde P_v určuje vysílaný výkon vysílače (dBm), G_v vyjadřuje zisk vysílací antény (dB), G_p vyjadřuje zisk přijímací antény (dB) a $L_{FS\text{ dB}}$ udává útlum přenosové trasy (dB).

Příklad 1: výkon BTS je 40 dBm, zisk vysílací antény G_v je 15 dB, vyzářený výkon P_v je 55 dBm (cca 400W), útlum trasy $L_{FS\text{ dB}}$ je 85 dB pro vzdálenost 500 metrů, pro zisk přijímací antény $G_p = 5$ dB dosahuje přijímaná úroveň signálu P_p hodnoty -25 dBm.



Obrázek 1.1 Závislost útlumu atmosférou na kmitočtu [11]

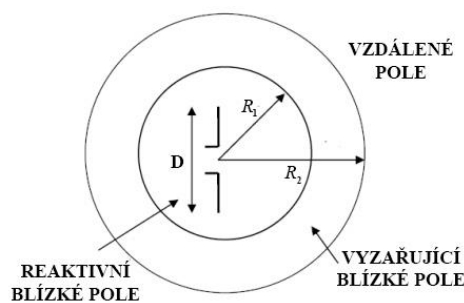
1.3 Princip bezdrátového přenosu energie

Bezdrátový přenos energie (WPT) se rozděluje na dva druhy podle toho, která oblast antény se k přenosu energie využívá, jedná se buď o blízkou nebo vzdálenou oblast [12][13].

Blízká reaktivní oblast je asociována s nahromaděnou energií v blízkosti antény. Tato oblast je také charakteristická tím, že zde převažuje jalový výkon nad činným. Překážky v blízkosti antény způsobují interferenci a difrakci záření, což zhoršuje její vyzařující charakteristiku a dochází k ovlivnění vstupní impedance antény.

Blízká zářivá oblast, označována jako přechodná či Fresnelova, je oblast mezi vzdálenou a reaktivní blízkou oblastí antény, kde se formuje tvar vyzařovací charakteristiky a zisk antény se mění s rostoucí vzdáleností. Kritérium vnějšího poloměru této oblasti je dáno maximální fázovou chybou $\pi/8$ od rovinné vlny [14].

Vzdálená oblast, označována jako Fraunhoferova, se vyznačuje příčným rozložením pole, jehož složky jsou kolmé na směr šíření a zároveň je tato oblast charakteristická tím, že se v ní nemění vyzařovací diagram antény ani zisk a také vstupní impedance antény není ovlivňována objekty v této oblasti. Jednotlivé oblasti vyzařování antény jsou znázorněny na obrázku 1.2.



Obrázek 1.2 Znázornění oblastí vyzařování antény [15]

Hranice mezi blízkým a vzdáleným polem R_2 je dána Fraunhoferovou vzdáleností podle vztahu [14]:

$$R_2 = \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \text{ [m]}, \text{ při dodržení podmínek } R_2 \gg D \text{ a } R_2 \gg \lambda, \quad (1.3)$$

kde D vyjadřuje největší rozměr antény (m) a λ udává vlnovou délku signálu (m).

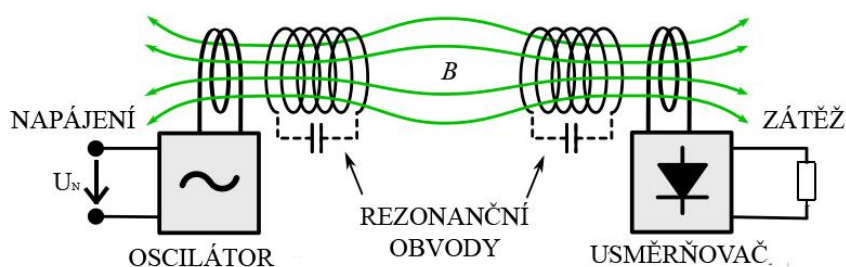
Tento vztah vychází z fázové chyby apertury, kdy na aperturu antény dorazí kulová vlna a vzniknou na ní místa s rozdílnou fází. Při uvažování rovinné vlny dorazí na aperturu signál se shodnou fází.

Pro vyčlenění hranice reaktivního a vyzářujícího pole R_1 je použit vztah [15]:

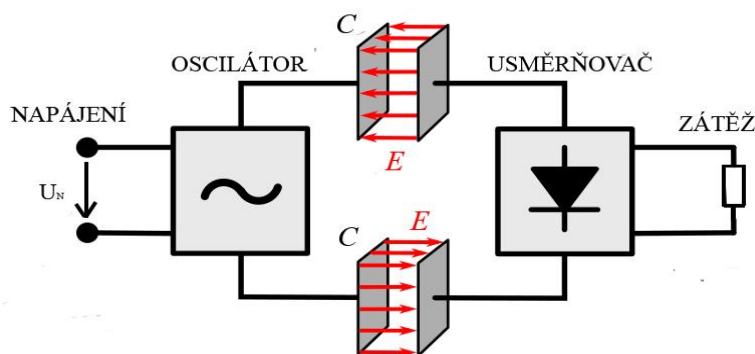
$$R_1 = 0,62 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \text{ [m]}. \quad (1.4)$$

1.3.1 Blízká oblast

Využití přenosu v blízké oblasti antény je vhodné zejména na krátké vzdálenosti, kdy je výkon přenášen buď magnetickým polem pomocí silné induktivní vazby cívky a využitím rezonančních obvodů s vysokým činitelem jakosti (obrázek 1.3), nebo pomocí kapacitní vazby elektrickým polem mezi elektrodami (obrázek 1.4), přičemž však jako nežádoucí produkt vzniká nebezpečný plyn ozón a elektrody také musí být umístěny přesně naproti sobě. V praxi se používá pro nabíjení elektrických kartáčků, mobilních telefonů (iPad), notebooků, automobilů, RFID tagů, NFC platebních čipů nebo v implantovaných kardiostimulátorech.



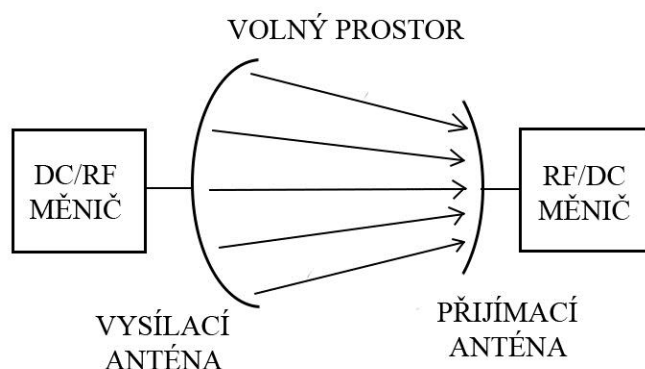
Obrázek 1.3 Principiální schéma přenosu energie rezonanční induktivní vazbou [13]



Obrázek 1.4 Principiální schéma přenosu energie kapacitní vazbou [13]

1.3.2 Vzdálená oblast

Ve vzdálené oblasti antény se rádiové vlny dopadající na přijímač, při dodržení Fraunhoferovy vzdálenosti, jeví jako rovinné. Pro efektivní přenos výkonu v této oblasti je důležité přenášet výkon úzkým svazkem EM pole, nejčastěji pomocí mikrovln. Aplikace použití je např. v solárních satelitech (SSP), řízení dronů, napájení nízkopříkonových senzorů, zařízení ve vojenském a vesmírném průmyslu nebo sběr okolní vysokofrekvenční energie ve velkých městech a v blízkosti antén na střechách. Přenos energie je založen na převodu stejnosměrného signálu na signál v rádiové oblasti, který je přenesen volným prostorem na vzdálený bod, kde se zpětně transformuje na stejnosměrný signál, viz obrázek 1.5.

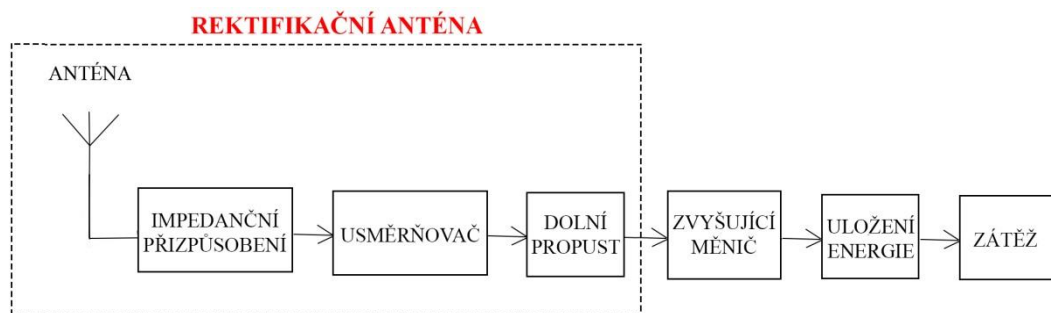


Obrázek 1.5 Principiální schéma přenosu energie vzdálenou oblastí

Mezi hlavní požadavky tohoto systému patří zejména směrové mikrovlnné antény s malými bočními laloky a vysokým ziskem [12], napájecí zdroj vysílače a usměrňovač přijímače s vysokou účinností, nízká hmotnost, nízká cena systému a vývoje, zajištění bezpečné hustoty přenášeného výkonu a ekologické nezávadnosti dle patřičných norem, ve kterých se sleduje intenzita elektrického pole E a intenzita magnetického pole H , které klesají se vzdáleností podle $1/R$, přičemž jejich výkon klesá se vzdáleností podle $1/R^2$.

1.4 Princip rektifikační antény a sklizení energie

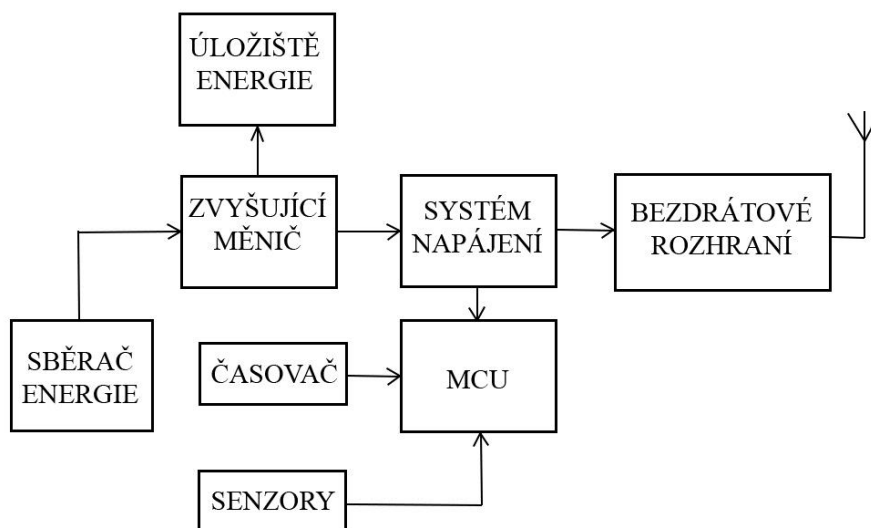
Na vstupu sklízecího řetězce je vhodná anténa nebo anténní řada, často s kruhovou nebo lineární polarizací, vysokým ziskem a vhodnou šířkou pásma pro dané použití. Takto navržený anténní systém je následně impedančně přizpůsoben nejčastěji filtrem typu dolní propusti nebo pásmové propusti, který zároveň slouží k potlačení zpětného vyzařování vyšších harmonických složek ze směru od usměrňovače k anténě, které vznikají nedokonalým impedančním přizpůsobením vstupu usměrňovače. Jelikož se usměrňovač skládá výhradně z různé kombinace kondenzátorů a vysokofrekvenčních Schottkyho diod, jenž se vyznačují menším úbytkem napětí v propustném směru, vyšší rychlostí vůči polovodičovým diodám a menším ztrátám při spínání a vedení, tak se stále jedná o nelineární prvek, jehož pracovní bod silně závisí na vstupním výkonu a frekvenci působící ze směru antény. Po usměrnění se výstupní napětí vyfiltruje s požadovanou hodnotou zvlnění, přizpůsobí se výstupní impedance a následně se připojí zátěž. Pro sklizení energie ale nemusí dostávat hodnota vyfiltrovaného napětí, a proto se za usměrňovač připojuje zvyšující měnič, který má za úkol usměrněné napětí transformovat na požadovanou velikost výstupního napětí a zároveň se stará o řízení nabíjení akumulárního prvku, na který je připojená zátěž. Sklizeň RF energie se dá realizovat z širokopásmových zdrojů okolního prostředí, jako jsou mobilní přístroje využívající rozmanitou oblast komunikačních systémů nebo ze vzdálených úzkopásmových zdrojů, mezi něž se může řadit například velký počet televizních antén na střechách panelových domů. Blokové schéma sklízecího řetězce je na obrázku 1.6.



Obrázek 1.6 Blokové schéma sklízecího řetězce

V současné době existují různá komerčně dostupná zařízení pro sběr energie. Nejčastěji se využívá sklizení rádiové, termální, vibrační nebo solární energie, která se vhodně transformuje a uchovává v superkondenzátorech, Li-Ion bateriích či v tenkovrstvých bateriích. Systém napájení slouží k vhodnému upravení velikosti napětí pro mikrokontrolér a bezdrátové rozhraní, nejčastěji s využitím snižujícího měniče nebo low-dropout stabilizátoru. Časovač je potřebný pro taktování mikrokontroléru a senzory se zesilovačem a A/D převodníkem integrované přímo v čipu mohou měřit teplotu, osvětlení nebo vlhkost. Výstupem bezdrátového rozhraní může být technologie Bluetooth 2,4 GHz či ZigBee, která pracuje v bezlicenčních pásmech 868 a 915 MHz.

Pro příklad aplikace (obrázek 1.7) lze použít obvody z [16]. Integrovaný obvod TMS37157, který slouží pro pasivní RFID aplikace na frekvenci 134,2 kHz umožňuje sběr energie a obsahuje mikrokontrolér se senzory i řízením napájení, avšak pro získávání energie z okolního prostředí je nevhodný, neboť se v tomto pásmu nenachází dostatečné množství volné energie. Pro podobnou aplikaci lze využít také nízkopříkonový mikrokontrolér MSP430 společně s obvodem BQ25505 pro řízení napájení a nabíjení, který využívá energii ze solárních nebo termoelektrických článků.



Obrázek 1.7 Aplikační diagram doporučeného řešení systému sběru energie [16]

Příklady řešení rektifikačních antén: Fang, Xin, et al. pojednávají o kompaktní mikropáskové rektifikační anténě pracující v oblasti 2,45 GHz [17], autoři Collado a Georgiadis představují rektifikační anténu s využitím technologie SIW pro pásmo 24 GHz a také flexibilní dvoupásmové rektifikační antény v pásmech 850,1900 MHz a 2,45 GHz v kombinaci se solárním článkem pracující i za nepřítomnosti rádiového signálu [18][19]. Širokopásmová dielektrická rezonátorová anténa představena Mrnkou, Raidou a Grosingerovou je navržena pro sběr energie v pásmech bezdrátových komunikačních služeb jako je GSM na 1,8 GHz, UMTS na 2,1 GHz a WLAN na 2,4 GHz [20]. McSpadden et al. pojednávají o rektifikační anténě v pásmu 5,8 GHz [21]. Sběr nevyužité energie v blízkosti antén na střeších s využitím širokopásmového spirálovitého pole rektifikačních antén rozebírá Hagerty et al. v [22]. Návrh miniaturní fraktální antény pro RFID aplikace prezentují Yalin, Zhuming, et al. v [23]. Chen, Din et. al. prezentují rektifikační anténu tvořenou E anténou a sedmistupňovým násobičem napětí [224]. Možnost sběru energie z televizního pásma rozebírá Uzun a Kurt v [25]. Jiapin a Xinen například analyzují vhodný mikrovlnný usměrňovač pro pásmo 2,45 GHz [26].

1.5 Alternativní druhy sklizené energie

Jako alternativní druhy pro sklizení energie lze využít zejména energii z vibrací pomocí piezoelektrického krystalu, termoelektrickou energii, větrnou energii, energii mořských vln, kinetickou energii nebo často komerčně využívanou energii ze solárních článků [27]. Příklady dostupného množství sklizeného výkonu jsou v tabulce 1.1.

Příklad aplikace kinetické energie najde využití v napájení hodinek využívajících pohyb magnetu v elektromagnetickém poli namísto oscilací krystalu, u dobíjení zařízení při mačkání tlačítek nebo v oblečení pro napájení senzorů. Termoelektrické generátory využívají teplotního spádu mezi spojenými přechody z různých kovů. Tento jev lze využít také pro ohřev nebo chlazení zařízení, ale jako generátor najde uplatnění například u spalovacího motoru. Sběr energie z vibrací vychází z piezoelektrického jevu, kdy mechanická deformace materiálu vyvolá na jeho připojených elektrodách příslušné napětí, tohoto využívají akcelerometry a nasazení se uvažuje i na chytré silnice.

Tabulka 1.1 Přehled dostupné plošné hustoty a sklizeného výkonu [28]

Zdroj	Výkon zdroje	Sklizený výkon
Světlo - venku	100 mW/cm ²	10 mW/cm ²
Světlo - vevnitř	0,1 mW/cm ²	10 μW/cm ²
Pohyby člověka	0.5 m @ 1 Hz 1 m/s ² @ 50 Hz	4 μW/cm ²
Vibrace - průmysl	1 m @ 5 Hz 10 m/s ² @ 1 kHz	100 μW/cm ²
Termální - člověk	20 mW/cm ²	30 μW/cm ²
Termální - průmysl	100 mW/cm ²	1–10 mW/cm ²
Mobilní telefon	0,3 μW/cm ²	0,1 μW/cm ²

2 PRVKY SKLÍZECÍHO ŘETĚZCE

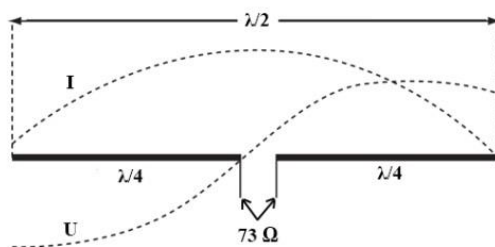
Obsahem této kapitoly jsou informace ohledně prvků a parametrů jednotlivých částí sklízecího řetězce, mezi něž patří antény, přizpůsobovací obvody, usměrňovač s násobičem napětí a případně zvyšující DC/DC měnič. Rozebrány jsou zde základní parametry a druhy antén jako půlvlnný dipól, flíčková a Yagi-Uda anténa, jejich možné přizpůsobení k obvodu usměrňovače analogovým filtrem s případným navýšením výstupního napětí zvyšujícím DC/DC měničem.

2.1 Druhy použitých antén

V následující kapitole jsou představeny základní druhy antén, ze kterých jsem vycházel při návrhu demonstračního zařízení pro sklizení energie z rádiových vln. Představeny jsou zde základní vlastnosti antén a zhodnocení jejich výhod a nevýhod pro použití v dané aplikaci. Mezi základní sledované parametry antén tedy patří zejména: směrová charakteristika, zisk, účinnost, impedanční šířka pásma a polarizace antény, které vyjadřují vyzařovací či přijímací schopnosti antény, viz literatura [14].

2.1.1 Půlvlnný dipól

Jedná se o anténu s délkou ramen $\lambda/2$, ziskem 2,15 dBi a lineární polarizací. Tato anténa se používá například pro měření vyzařování blízkého elektrického pole v oblasti EMC. Rezonance nastává, když se vlnová délka signálu rovná $\lambda/2$. V této situaci je uprostřed dipólu kmitna proudu, uzel napětí a vstupní impedance dosahuje minimální hodnoty $73 + j42,5 \Omega$ (obrázek 2.1). Reaktanční složka vstupní impedance se kompenzuje zkrácením na délku přibližně $0,45 \div 0,48 \lambda$ [29].



Obrázek 2.1 Půlvlnný dipól s rozložením napěťové a proudové vlny

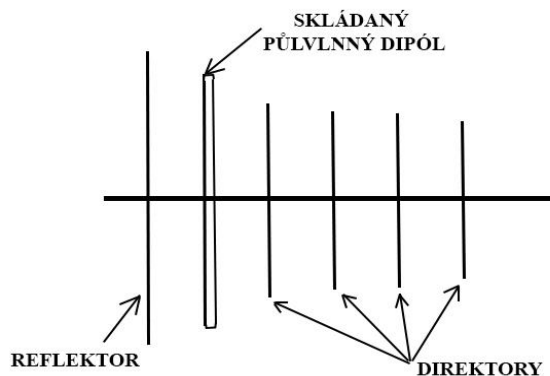
Dipól pro svou správnou funkci potřebuje rozdílové napájení, proto je při koaxiálním napájení nutné použít symetrizační obvod, jinak dochází k vzniku asymetrických proudů a zpětnému vyzařování koaxiálního kabelu, což má za důsledek negativní ovlivnění směrové charakteristiky antény.

Výhody: jednoduchost návrhu

Nevýhody: velké rozměry, nutnost použití symetrizačního členu, závislost směrové charakteristiky na délce L a poměru L/D , nízký zisk

2.1.2 Yagi-Uda

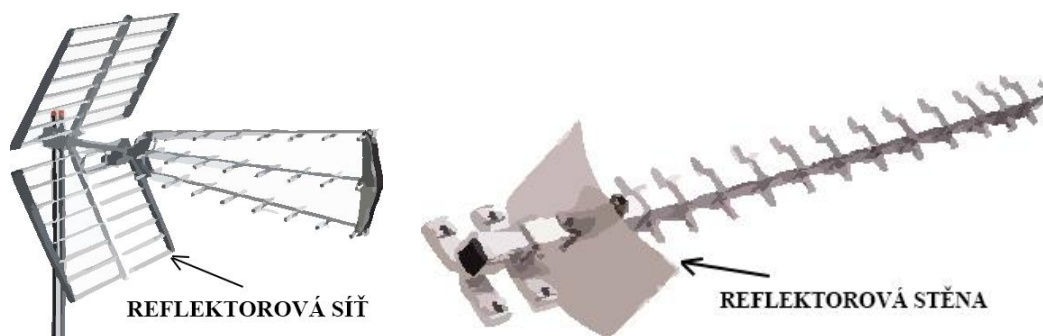
Základem této antény (obrázek 2.2), je aktivní element, který je nejčastěji tvořen skládaným půlvlnným dipólem a pasivními elementy, mezi něž patří direktory a reflektor, kterými se dá do jisté míry ovlivnit směrová charakteristika antény a navýšit tak požadovaný zisk.



Obrázek 2.2 Geometrie Yagi-Uda antény

První direktor zesiluje tok energie směrem k dalším direktorům a reflektor zabraňuje šíření toku energie v opačném směru. V určitý okamžik je na reflektoru signál s fází 0° , na dipólu s fází 90° a na direktoru s fází 180° . Jelikož se dá direktor považovat za LC obvod, který posouvá fázi o 180° , tak se na dipólu sčítají dvě vlny ve stejné fázi 90° , což ve středu dipólu způsobí indukci dvojnásobného napětí. Důležité je dodržení vzdáleností mezi reflektorem, direktory a dipólem, která se pohybuje okolo $\lambda/4$. Reflektor se volí o 5 % větší a direktory o 5 % menší než aktivní půlvlnný dipól [30].

Šířku pásma antény ovlivňuje počet, tloušťka, rozteč a délka direktorů. V situaci, kdy se k sobě prvky přibližují, je nutné prodloužit reflektor, což zpětně ovlivňuje směr zadního svazku záření a vstupní impedanci dipólu. Pro lepší potlačení činitele zpětného záření se dá použít síť reflektorů nebo reflektorová stěna, viz obrázek 2.3.



Obrázek 2.3 Příklad reflektorové sítě a reflektorové stěny antény

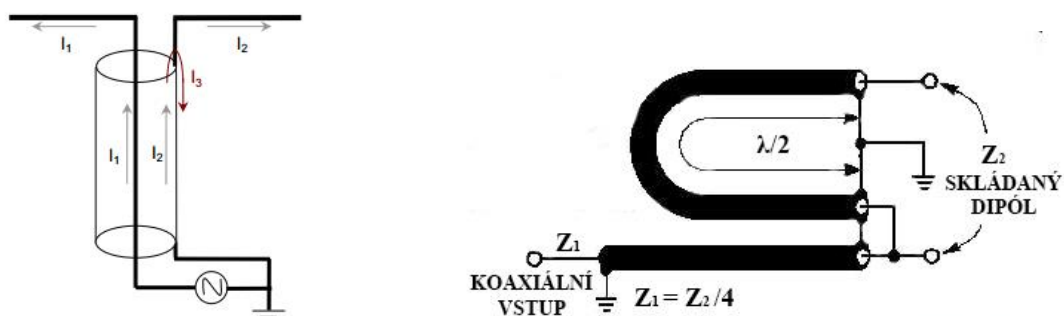
Tyto antény se často používají pro příjem DVB-T signálu digitální televize v UHF televizním pásmu 538 MHz a 778 MHz nebo pro vysoce směrové satelitní spoje.

Výhody: Střední zisk (6-14 dBi) dle počtu direktorů, nízké vyzařovací úhly

Nevýhody: Velké rozměry, malá šířka pásma, nutnost použití balunu

2.1.3 Balun

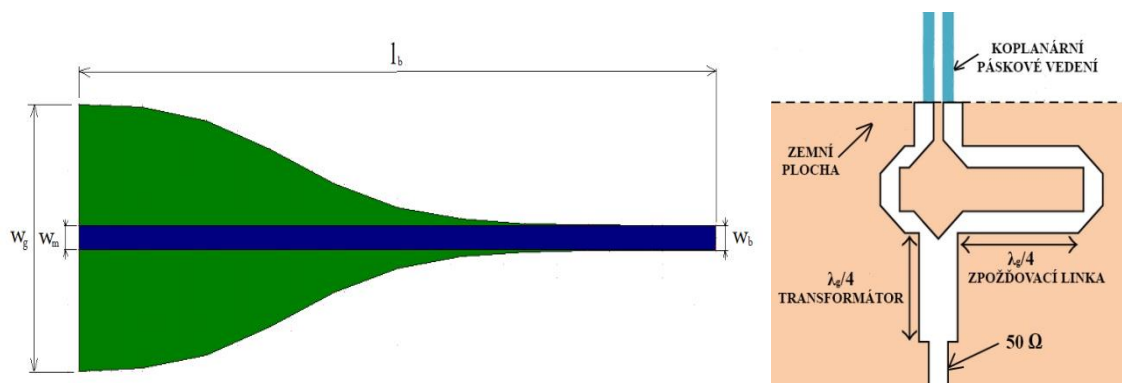
Účelem balunu je zajištění vzájemného posuvu napájecích proudů o 180° při přechodu z koaxiálního nesymetrického vedení na symetrické vedení pro jednotlivá ramena dipólu a zabránění vzniku nesymetrických proudů na napájecí antény. Často se používá skládaný dipól s impedancí $Z_2 = 300 \Omega$, smyčka délky $\lambda/2$ jako transformátor 4:1 a koaxiální kabel s impedancí $Z_1 = 75 \Omega$ podle obrázku 2.4.



Obrázek 2.4 Směry proudů a použití půlplnného balunu u dipólové antény [31]

Pro impedanční přizpůsobení u planárních aplikací lze využít Čebyševův impedanční transformátor, který využívá skokové změny šířky mikropásku pro zvýšení nebo snížení požadované výstupní impedance nebo pro zmenšení činitele odrazu na vstupu transformátoru se dá použít exponenciálního zúžení přechodné oblasti mezi jednotlivými impedancemi, což se využívá u binomického balunu (obrázek 2.5) [32].

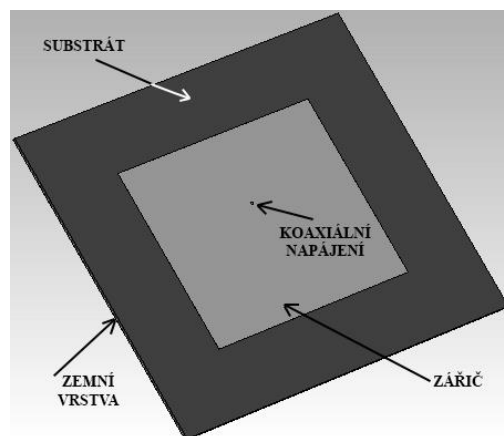
Jako další často využívanou technikou symetrizace vedení je využití T-přechodu se zpožďovacím vedením délky $\lambda_g/2$ (obrázek 2.5), na jehož vstupu je impedanční transformátor, dále jsou použity zkosené hrany pod úhlem 45° , které slouží k minimalizaci parazitních kapacit a zpožďovací linka délky $\lambda_g/2$ složená ze dvou vedení délky $\lambda_g/4$, která slouží pro fázový posun proudu o 180° v jednom rameni s následným přechodem na páskové vedení. Nevýhodou tohoto řešení je mírná fázová i amplitudová nevyváženost [33].



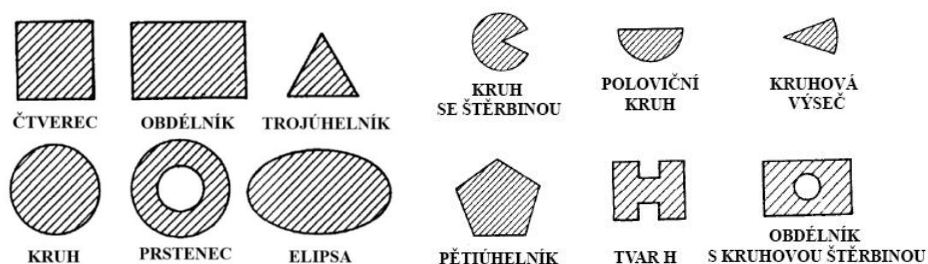
Obrázek 2.5 Příklad provedení binomického balunu a příklad provedení planárního balunu s T přechodem a zpožďovací linkou $\lambda_g/2$ [32][33]

2.1.4 Flíček

Flíčková anténa se řadí mezi typ planárních antén a ve své podstatě se dá považovat za deskový rezonátor s vysokým činitelem jakosti. Tyto antény mohou mít různé tvary zářičů, jež ovlivňují rozložení proudů na anténě a tím i směrovou charakteristiku. Uspořádání flíčkové antény je na obrázku 2.6 a tvary motivů zářičů na obrázku 2.7.

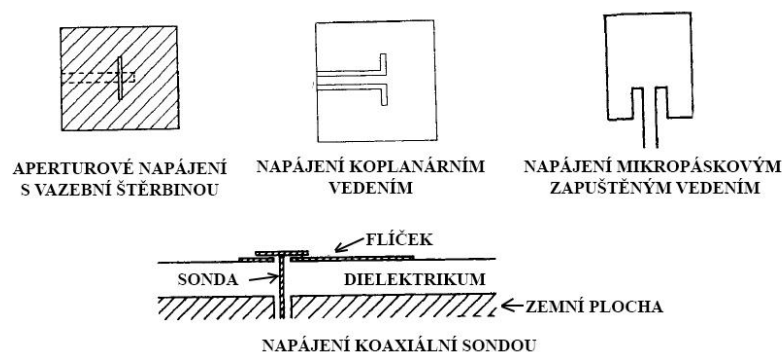


Obrázek 2.6 Uspořádání flíčkové antény



Obrázek 2.7 Tvary motivů flíčkových planárních antén [34]

Pro napájení antény lze použít koaxiální sondu, jejíž výhodou je snadné impedanční přizpůsobení a zabránění nežádoucího vyzařování do okolí, další možné napájení je mikropáskovým zapuštěným vedením, které ovšem svým nežádoucím vyzařováním zhoršuje směrovou charakteristiku antény, dále lze antény napájet koplanárním napáječem nebo aperturovým napájením mezi dvěma vrstvami dielektrika s vazební štěrbinou. Různé způsoby napájení antény jsou zobrazeny na obrázku 2.8.



Obrázek 2.8 Znázornění způsobů napájení flíčkové antény [34]

Pro určení šířky pásma BW flíčkové antény platí přibližný vztah [34]:

$$BW = \frac{16}{3 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{p}{\eta} \cdot \frac{1}{\varepsilon_r} \cdot \frac{h}{\lambda_0} \cdot \frac{W}{L} \cdot q [-], \quad (2.1)$$

kde p a q jsou pomocné konstanty, η vyjadřuje vyzařovací účinnost (-), ε_r udává relativní permitivitu substrátu (-), h udává výšku substrátu (m), λ_0 udává vlnovou délku ve vakuu (m), W značí šířku flíčku a L jeho délku (m).

Určení rezonanční frekvence vychází z vybuzení vidů TM_{mn} podle [34]:

$$f_{rmn} = \frac{c}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_{reff}(L, W)}} \cdot \sqrt{\left[\frac{m}{L + 2 \cdot \Delta L(W)} \right]^2 + \left[\frac{n}{W + 2 \cdot \Delta W(L)} \right]^2} \text{ [Hz]}, \quad (2.2)$$

kde m, n jsou čísla vybuzených vidů, L, W značí rozměry flíčku a $\Delta L, \Delta W$ jsou korekce rozměrů.

Flíčkové antény se často využívají v mobilních telefonech jako typy PIFA a PILA nebo v anténách polích pro mobilní komunikační systémy.

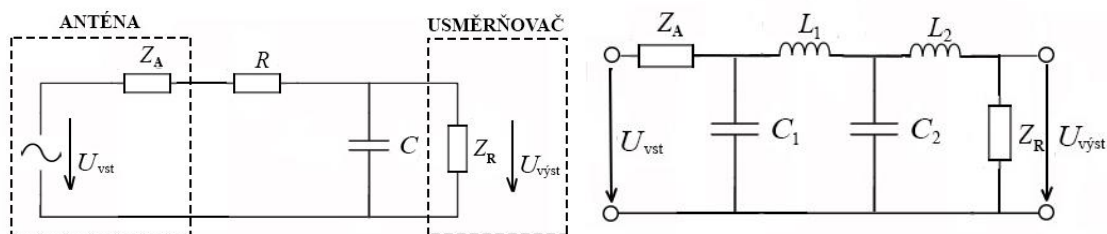
Výhody: Jednoduchá výroba, nízká cena, možnost vícepásmového provozu, lineární i kruhová polarizace, střední zisk ≈ 6 dBi.

Nevýhody: Úzká šířka pásma a vysoké Q , slabší polarizační čistota.

2.2 Přizpůsobovací obvody

Účel přizpůsobovacích obvodů je minimalizace odrazů vznikajících na hranách obvodů s odlišnými hodnotami jejich impedancí, tedy k přizpůsobení vstupu antény ke vstupu následujícího usměrňovače. Další funkcí těchto obvodů je filtrace vyšších harmonických složek, které vznikají vlivem nelinearity diody a jejich následnému odrazu směrem zpět do antény. Příklady zapojení dolních propustí jsou znázorněny na obrázku 2.9 a příklady pásmových propustí jsou na obrázku 2.10.

2.2.1 Dolní propust

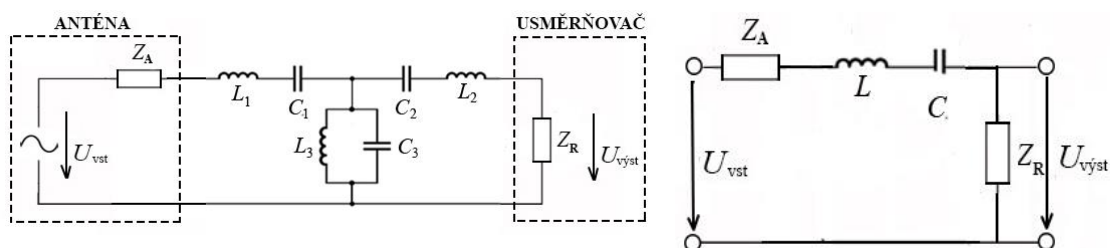


Obrázek 2.9 Příklady zapojení dolní propusti

Výhody: jednoduchý návrh, malý počet součástek, nízký útlum užitečného vstupního signálu při použití nízkého řádu filtru

Nevýhody: nízký útlum nežádoucích složek, menší strmost z propustné do nepropustné oblasti pro nižší řád filtru

2.2.2 Pásmová propust



Obrázek 2.10 Příklady zapojení pásmové propusti

Výhody: nastavitelná strmost, útlum a činitel jakosti filtru dle řádu filtru, vyšší potlačení nežádoucích složek

Nevýhody: větší útlum užitečného signálu, použití více součástek, vyšší cena

Důležité je použití širokopásmového přizpůsobovacího obvodu pro usměrňovač, který ale svým nízkým Q degraduje celkovou účinnost usměrňovače podle vztahu [35]:

$$U_{vst} = \frac{U_{výst}}{2} \cdot \sqrt{1 + Q_{př}^2} \quad [\text{V}], \quad (2.3)$$

kde U_{vst} udává dostupné napětí na vstupu usměrňovače, $U_{výst}$ určuje napětí na výstupu antény (V) a $Q_{př}$ představuje činitel jakosti přizpůsobovacího obvodu (-).

Použitím vysokého činitele jakosti Q dochází ke zvýšení vstupního napětí usměrňovače a vyšší efektivitě, při překročení míry nepřizpůsobení nad 15 % je už ale napěťový zisk takového obvodu nulový [35].

V pokročilých rádiových systémech se pro přizpůsobení vstupní impedance antény k následující části obvodu využívá elektronicky regulovaná impedanční síť, která sestává převážně z varaktorů, spínaných kapacitorů nebo ladicích LC článků řízených spínači pomocí PIN diod a digitální kontrolní jednotky s vhodnými algoritmy. Tento systém impedanční sítě využívá rovnoměrné rozložení impedancí na Smithově diagramu a umožňuje tak optimalizovat účinnost přenosu při proměnlivých zátěžích a odrazech například u mobilních telefonů pro maximalizaci výdrže baterie nebo u antén při změnách vstupní impedance vlivem změn poloh a přítomnosti lidského těla [36].

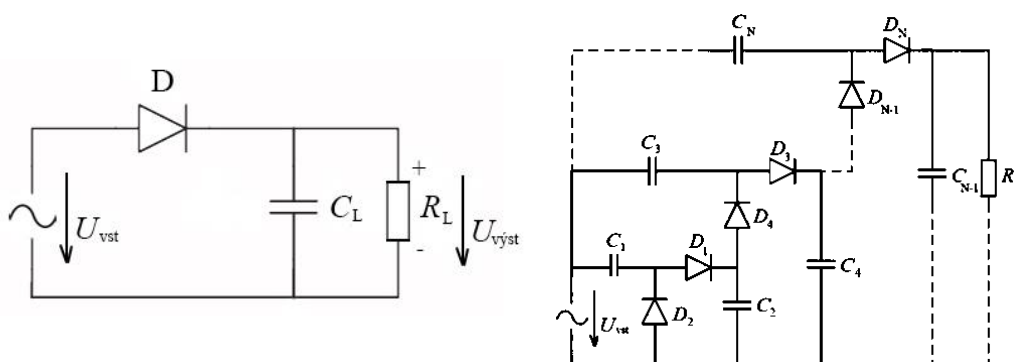
2.3 Usměrňovač a násobič napětí

Usměrňovače se využívají k převodu střídavého vstupního napětí na stejnosměrné. Nejčastěji se používá můstkové dvoucestné zapojení, avšak pro aplikace sběru energie není vhodné, neboť amplituda vstupního signálu nemusí dosahovat potřebných hodnot pro otevření dvou diod. Násobiče napětí se jako pasivní obvody používají pro navýšení usměrněného stejnosměrného napětí na určitou hodnotu, danou počtem stupňů násobiče. Příklad jednocestného usměrňovače a násobiče napětí je znázorněn na obrázku 2.11.

Výstupní napětí jednoho stupně usměrňovače dosahuje hodnoty vstupního napětí sníženého o úbytek napětí v propustním směru 0,15 - 0,6 V dle závislosti na zvolené diodě. Účinnost konverze usměrňovače označována jako PCE je dána vztahem [35]:

$$PCE \equiv \frac{P_{výst}}{P_{vst}} = \frac{P_{výst}}{P_{vst} + P_d} [-], \quad (2.4)$$

kde $P_{výst}$ označuje dostupný výstupní výkon usměrňovače (W), P_{vst} udává příkon na vstupu usměrňovače a P_d určuje ztráty vedením způsobené diodou.



Obrázek 2.11 Principiální zapojení jednocestného usměrňovače a násobiče napětí [37]

Tabulka 2.1 Přehled účinnosti a citlivosti odlišných výrobních technologií usměrňovače [35]

Technologie	0,3 μm	0,35 μm	0,5 μm	0,25 μm	0,18 μm
PCE_{MAX}	33 %	24 %	28 %	60 %	67,5 %
Citlivost	- 14 dBm	- 10 dBm	- 17,8 dBm	- 22,6 dBm	-

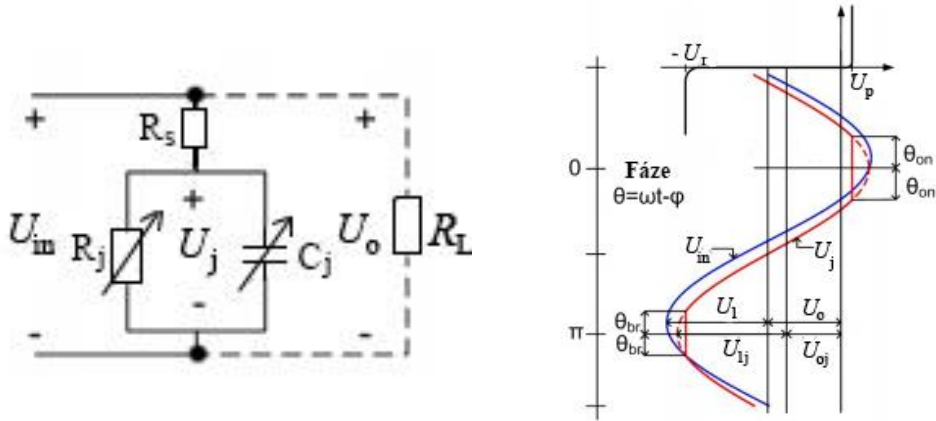
Citlivost v tomto případě udává obecně minimální vstupní úroveň signálu požadovanou pro usměrnění při použití daných technologických procesů [35].

Při kaskádním řazení stupňů násobiče napětí s využitím CMOS tranzistorů se vstupní impedance usměrňovače jeví jako kapacitní a rezistivní díky kapacitám hradla a odporu kanálu r_{ds} . Optimální počet stupňů kaskády se určuje dle aplikace. Pro dosažení nízké citlivosti se využívají tranzistory s plovoucím hradlem, jež mají zanedbatelný únikový proud hradla a zajištění impedance pro dosažení požadovaného Q je řízeno množstvím zachyceného náboje v hradle [38].

Požadavky na usměrňovač jsou: vysoká účinnost konverze, minimální míra zvlnění výstupního napětí, dosažení vysokého činitele jakosti a nízké citlivosti.

2.3.1 Model diody

Pro analýzu chování usměrňovače se používá následující model diody (obrázek 2.12).



Obrázek 2.12 Ekvivalentní model usměrňující diody [39]

U_1 je amplituda vstupního signálu a U_o je stejnosměrné usměrněné napětí na zátěži.

Při překročení hodnoty závěrného napětí diody U_r , důsledkem velké amplitudy vstupního signálu U_{in} , začne dioda pracovat v závěrném režimu a při překročení hodnoty prahového napětí diody U_p začne dioda pracovat v propustním směru. Oba tyto stavy způsobí pokles účinnosti konverze vlivem vodivých ztrát na diodě. V rozmezí těchto hodnot napětí dochází působením střídavého napětí U_j na polovodičovém přechodu ke generování stejnosměrného napětí U_{oj} , které je dáno vnitřním odporem R_j a kapacitou přechodu C_j , jenž kmitočtově závisí na pracovním bodu diody. Účinnost konverze ovlivňují tepelné ztráty vedením způsobené sériovým odporem R_s a odporem přechodu.

$$\text{Kapacita přechodu je dána jako: } C_j = C_{j0} \cdot \sqrt{\frac{U_p}{U_p + U_o}} \text{ [F]}, \quad (2.5)$$

kde C_{j0} je vlastní kapacita přechodu (F), U_p určuje prahového napětí diody (V) a U_o je hodnota usměrněného napětí.

Maximální dostupný výkon na polovodičovém přechodu P_{jDCmax} je určen vztahem:

$$P_{jDCmax} = \frac{U_r^2}{4 \cdot R_L} \text{ [W]}, \quad (2.6)$$

kde U_r udává závěrné napětí použité diody (V) a R_L představuje zátěž usměrňovače (Ω).

Maximální výstupní výkon usměrňovače $P_{výstmax}$ je dán vztahem:

$$P_{výstmax} = \frac{U_o^2}{R_L} \text{ [W]}. \quad (2.7)$$

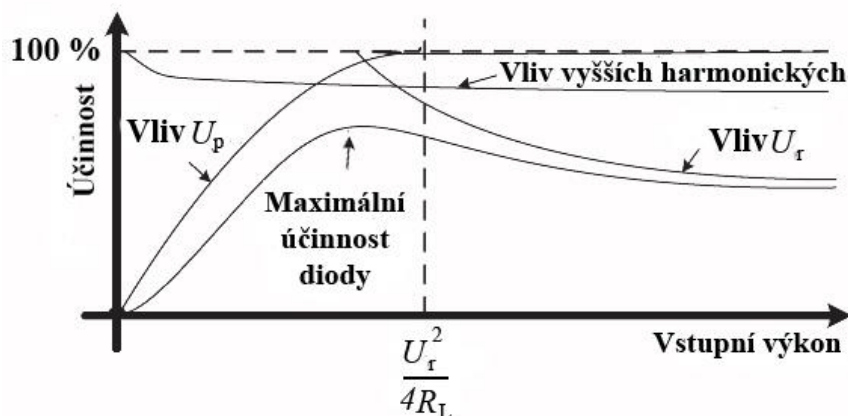
Účinnost konverze usměrňovače η je dána vztahem platným do $P_{vst} \approx 30 \text{ mW}$:

$$\eta = \frac{P_{výst}}{P_{vst}} = \frac{U_o^2}{R_L \cdot (P_{vst} - P_{odraz})} \text{ [-]}, \quad (2.8)$$

kde $P_{výst}$ udává výstupní výkon do zátěže, P_{vst} definuje vstupní výkon usměrňovače a P_{odraz} určuje odražený výkon vlivem nedokonalého přizpůsobení.

Maximální účinnost je dosahována pro hodnoty $R_L = 1,3 - 1,4 \cdot (R_s + R_j)$.

Znázornění účinnosti usměrňování diody na vstupním výkonu společně s vlivy, které účinnost snižují, je na obrázku 2.13.



Obrázek 2.13 Graf závislosti účinnosti diody na vstupním výkonu [39]

Pro dosažení maximální účinnosti usměrňování diody jsou důležité tyto **požadavky**:

- minimální hodnota prahového napětí U_p při nízkých příkonech => použití Schottkyho diod ($U_p \approx 350 \text{ mV}$) nebo tranzistorů s plovoucím hradlem ($U_p \approx 150 \text{ mV}$)
- minimální kapacita C_j ($< 0,18 \text{ pF}$) a vyšší odpor R_s pro kmitočty od 10 GHz

- minimální závěrný proud diody => snížení výstupního zvlnění
- závěrné napětí diody U_{br} větší než součet amplitudy vstupního napětí U_{in} a usměrněného napětí U_o , velký vstupní signál zbytečně zkratuje diodu v závěrné oblasti
- výběr diod stejných parametrů, pro zachování pracovních bodů
- použití dostatečně vysoké hodnoty zátěže R_L a zároveň nízké hodnoty R_s diody
- minimalizace parazitních kapacit a indukčnosti plošek DPS, přívodů a pouzdra
- volba vhodného substrátu, krátkých a širokých vodivých cest pro nízké ztráty

Vlastnosti jednotlivých prvků modelu a vlivy na chování usměrňovače [37][39]:

- impedanční přizpůsobení závisí na vstupním výkonu a frekvenci
- nelinearita diody generuje při velkém vstupním signálu silné vyšší harmonické složky, které nejsou užitečné z hlediska přenosu užitečného výkonu
- nízké prahové napětí U_p zároveň snižuje závěrné napětí U_r
- použití větší zátěže R_L umožní dosáhnout vyšší účinnosti při současném snížení vstupního výkonu P_{vst} kvůli zachování rovnosti usměrněného napětí
- RC článek tvořený C_j a R_j určuje útlum na vysokých kmitočtech
- pro velmi vysoké výkony nad 30 dBm účinnost roste, protože dioda pracuje v lineárním režimu
- diody zapojené paralelně snižují R_s ale pro vysoké frekvence navyšují kapacitu C_j

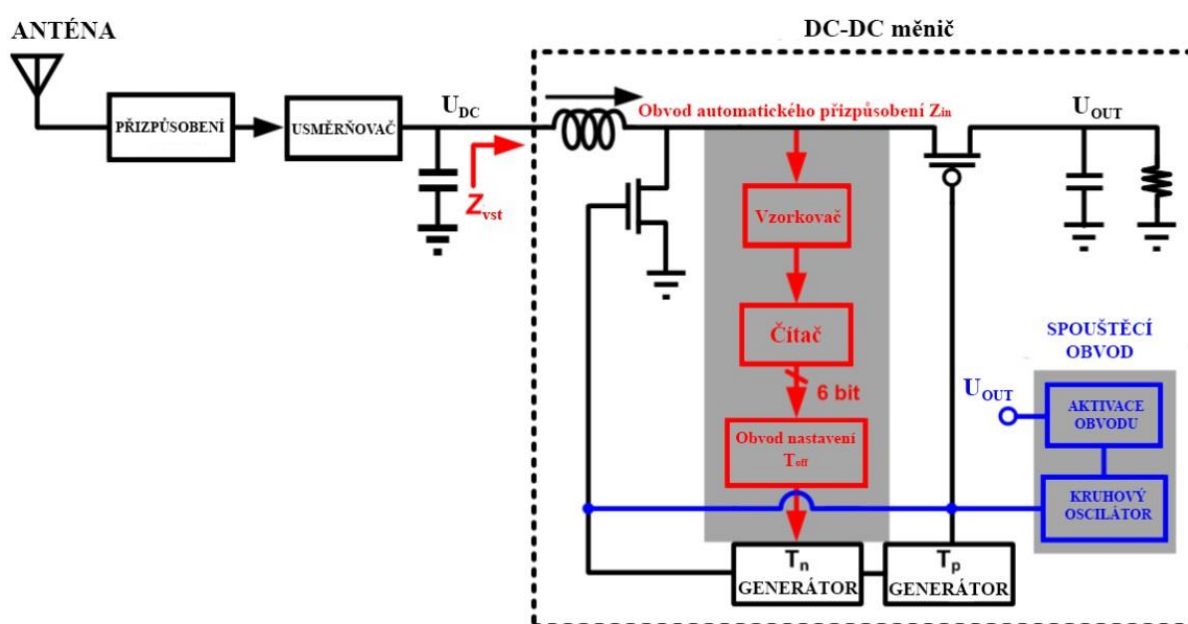
Dále je namísto diod možné speciálně použít dvojité nábojové pumpy, kdy druhá pumpa nastavuje předpětí pro první pumpu nebo případně využít rezonátor s vysokým činitelem jakosti a tranzistory s plovoucím hradlem, kdy dochází ke snížení prahového napětí tranzistoru vlivem náboje injektovaného do hradla [38].

2.4 Zvyšující DC/DC měnič

Účelem zvyšujícího měniče je transformovat napětí výstupu usměrňovače na hodnotu, kterou je možné využít v běžných aplikacích, například 1,8 V, 3 V nebo 5 V. Druhá funkce je kontrola vstupní impedance měniče a její přizpůsobení dle aktuálního dostupného vstupního výkonu zařízení tak, aby byla zajištěna maximální účinnost transformace a dodání maximálního výkonu do zátěže.

Funkční schéma zvyšujícího měniče s přizpůsobením impedance s jednotlivými vnitřními bloky je znázorněno na obrázku 2.14.

Základem měniče je využití kontrolní smyčky, která navzorkuje a v čítači zjistí aktuální hodnotu proudu do zátěže a poté je vybrána vhodná dělička frekvence pro nastavení doby rozepnutí měniče. Cílem je tedy udržet konstantní napětí na výstupu usměrňovače při různých hodnotách vstupního výkonu přizpůsobením jeho výstupní impedance, která ovlivňuje pracovní bod použité diody. Princip spočívá v porovnání vstupní a výstupní úrovně napětí. Pokud je vstupní hodnota vyšší, jeví se vstupní impedance měniče Z_{vst} vysoká, čítač odečítá hodnotu a tím snižuje čas vypnutí T_{off} , čímž zvýší střední hodnotu proudu do zátěže a tím sníží efektivní hodnotu zátěže R_L nebo obráceně. Při dostatečném vstupním výkonu P_{vst} a napětí 0,6 V je aktivován lokální oscilátor, který spustí funkci celého měniče. Tento proces přizpůsobení impedance měniče je označován jako MPPT, jenž vychází z techniky maximalizace výstupního výkonu u solárních článků, jejichž účinnost je se změnou teploty značně nelineární [40].



Obrázek 2.14 Funkční schéma zvyšujícího měniče s přizpůsobením impedance [35]

Celková účinnost převodu η_{celk} je dána dle [35]:

$$\eta_{celk} = \eta_{př} + \eta_{usm} + \eta_{DC} [-], \text{ kde} \quad (2.9)$$

kde $\eta_{př}$ určuje účinnost impedančního přizpůsobení, η_{usm} udává účinnost usměrnění a η_{DC} značí účinnost měniče.

Dílčí složky účinnosti jsou určeny vztahy [35]:

$$\eta_{př} = \frac{P_{vst_usm}}{P_{vst_př}}, \quad (2.10) \quad \eta_{usm} = \frac{P_{výst_DC} - P_{ztr}}{P_{vst_DC}}, \quad (2.11) \quad \eta_{DC} = \frac{P_{vst_DC}}{P_{vst_usm}}. \quad (2.12)$$

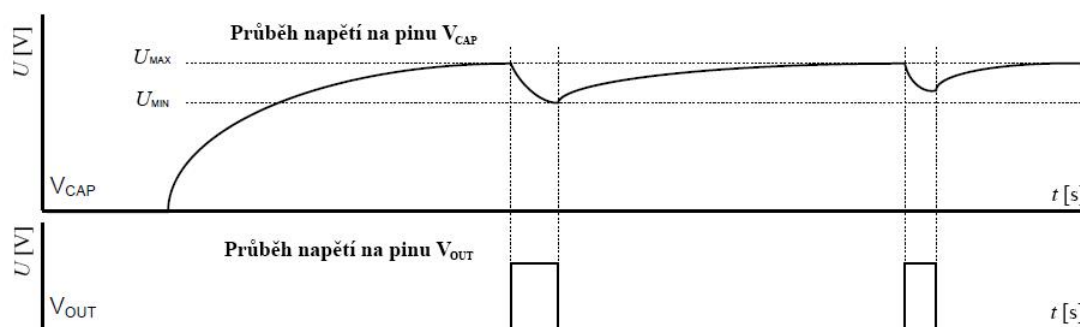
Typické dosažitelné hodnoty jsou: $\eta_{př} = 87 \%$, $\eta_{usm} = 83 \%$, $\eta_{DC} = 74 \%$, $\eta_{celk} = 54 \%$.

3 POUŽITÉ OBVODY

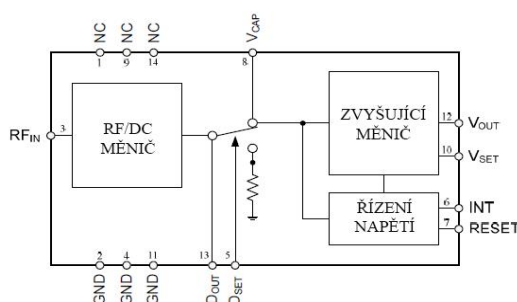
Tato kapitola se zabývá vhodnými obvody a součástkami potřebnými pro zpracování vysokofrekvenční energie a jejímu převodu na stejnosměrný signál dané úrovně. Kapitola zde popisuje obvod Powercast P2110B společně s jeho parametry a vlastnostmi. Další část kapitoly se zabývá požadavky na kondenzátor, jenž bude uchovávat patřičné množství energie spolu se srovnáním dalších dostupných druhů energetických úložišť.

3.1 Obvod Powercast P2110B

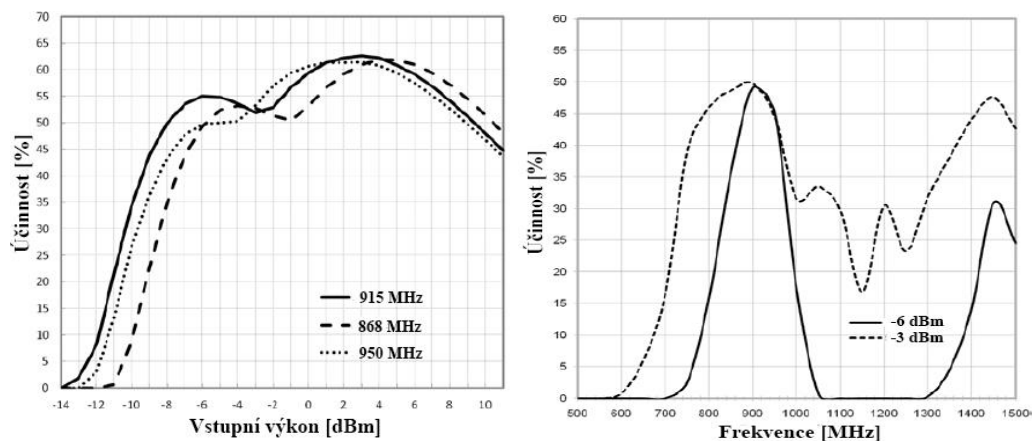
Vybraný obvod dokáže přijímat vysokofrekvenční energii a pomocí vnitřních bloků ji upravit do stejnosměrné podoby dané úrovně, kterou je možné využít pro napájení dalšího externího zařízení. V obvodu je zabudován komparátor, který sleduje napětí na pinu V_{CAP} (obrázek 3.1), kde je připojen externí kondenzátor a při překročení prahové hodnoty dojde k aktivaci výstupu na pinu V_{OUT} a k patřičnému navýšení výstupního napětí na zvolenou hodnotu. Při poklesu napětí pod stanovenou mez se výstup deaktivuje. Obvod lze například ve spojení s mikroprocesorem, teplotním senzorem a vysílací anténou využít jako digitální teploměr v místnosti [41]. Blokové schéma obvodu je zakresleno na obrázku 3.2 a základní charakteristiky pak na obrázcích 3.3 a 3.4.



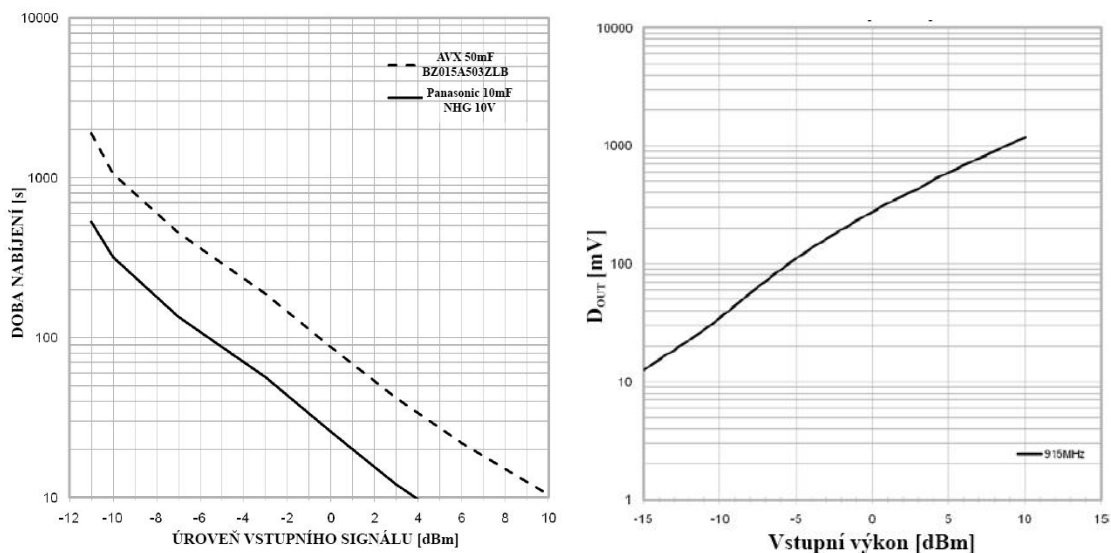
Obrázek 3.1 Průběh napětí na pinech V_{CAP} a V_{OUT} obvodu Powercast P2110B [41]



Obrázek 3.2 Blokové schéma obvodu Powercast P2110B [41]



Obrázek 3.3 Graf závislosti účinnosti obvodu na vstupní frekvenci a výkonu [41]



Obrázek 3.4 Graf závislosti prvotní doby nabíjení akumulčního kondenzátoru na vstupní úrovni signálu a kapacitě, graf závislosti indikované hodnoty síly signálu na vstupní výkonu [41]

3.1.1 Vlastnosti obvodu

Rozsah zpracovávané vstupní úrovně signálu: - 12 dBm až + 10 dBm

Hlavní pracovní kmitočtový rozsah: 902 - 928 MHz

Rozsah výstupního napětí U_{OUT} : 2 V ÷ 5,5 V

Napěťové úrovně komparátoru: $U_{MIN} = 1,02$ V, $U_{MAX} = 1,25$ V

3.1.2 Požadavky obvodu

- krátké vstupní vedení s impedancí 50Ω
- prokovy pinů GND u vstupu RF_{IN} se zemní části DPS
- krátké spojení pinů V_{CAP} s kondenzátorem a V_{SET} s rezistorem, šířka > 0,5 mm

- velikost externího kondenzátoru dle požadovaného množství nasbírané energie, co nejmenší závěrný proud ($I_{LEAK} < 1\mu A$) při napětí 1.2V, $ESR < 200m\Omega$.

Přibližná hodnota vhodné kapacity C je dána podle:

$$C = 15 \cdot U_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot t_{ON} \text{ [F]}, \quad (3.1)$$

kde U_{OUT} je zvolené výstupní napětí obvodu (V), I_{OUT} představuje střední hodnotu výstupního proudu (A) a t_{ON} udává dobu aktivního výstupu na pinu (s).

Nastavení výstupního napětí U_{OUT} se provádí připojením externího rezistoru. Výchozí hodnota je přednastavena na 3,3 V a pro zvýšení napětí do maximální hodnoty 5,5 V se použije rezistor s hodnotou R a zapojí se mezi piny V_{SET} a GND:

$$R = \frac{1,21 \cdot 10^6}{U_{OUT} - 3,32} \text{ [\Omega]}, \quad (3.2)$$

Pro snížení hodnoty napětí U_{OUT} až na minimální hodnotu 2 V lze použít rezistor o hodnotě, jenž se připojí mezi piny V_{OUT} a GND:

$$R = \frac{1 \cdot 10^6 \cdot (U_{OUT} - 1,21)}{3,32 - U_{OUT}} \text{ [\Omega]}. \quad (3.3)$$

Pro stručný přehled potřebných hodnot odporu rezistorů pro dosažení daného výstupního napětí obvodu slouží tabulka 3.1.

Tabulka 3.1 Přehled velikostí odporu rezistorů pro nastavení výstupního napětí obvodu

Výstupní napětí [V]	Hodnota odporu rezistoru [kΩ]
5,5	555
5,08	680
5	720
3,3	-
4	1779
2	598

3.2 Kondenzátory

Kondenzátory obecně slouží k uchování elektrické energie ve formě elektrického pole mezi vodivými deskami, mezi kterými se nachází dielektrikum.

Množství energie W , které dokáže kondenzátor pojmout je dáno vztahem:

$$W = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \text{ [J]}, \quad (3.4)$$

kde C je hodnota kapacity kondenzátoru (F) a U je hodnota stejnosměrného napětí přiloženého na kondenzátor (V).

Pro výpočet doby t , po kterou je do zátěže možné dodávat konstantní výkon se používá vztah [42]:

$$t = \frac{1}{2 \cdot P} \cdot C \cdot (U_{NAB}^2 - U_{MIN}^2) \text{ [s]}, \quad (3.5)$$

kde P určuje výkon do zátěže, U_{NAB} je napětí nabitého kondenzátoru a U_{MIN} je minimální požadované napětí na kondenzátoru.

Mezi požadované vlastnosti kondenzátorů patří: nízký ESR (ekvivalentní sériový odpor), nízká ESL (ekvivalentní sériová indukčnost), nízký činitel samovybíjení, vysoká šumová imunita a vysoký počet nabíjecích cyklů.

3.2.1 Superkondenzátory

Pro uchování velkého množství energie v aplikacích pracujících s impulzním výkonem nebo pro dosažení určité časové nezávislosti obvodu na dostupnosti dostatečné hodnoty výkonu vstupního signálu se nabízí využití superkondenzátorů. Ty se rozdělují na tři druhy podle aplikace použití. První druh využívající aktivní uhlík se označuje jako EDLC a jejich využití je nejčastější pro zálohu paměti (SRAM), druhá skupina se hodí pro využití ve výkonových aplikacích (UPS) a třetí označována jako LIC je hybridní skupinou, jenž se vyznačuje vysokou energetickou a výkonovou hustotou.

Jejich výhodou oproti bateriím je mnohem větší počet nabíjecích a vybíjecích cyklů, odolnost vůči vysokým špičkovým proudům nebo odolnost vůči přebíjení. Oproti elektrolytickým kondenzátorům jsou sice větší, ale pojmu až 100x více energie na jednotku objemu.

V [43] byl proveden experiment s RFID čtečkou, která s využitím 0,45 F superkapacitoru a lineárního napěťového regulátoru dokázala po nabití na 1,2 V napájet 1 MΩ zátěž po dobu 10 hodin bez dostupnosti vstupního signálu.

Následující tabulka 3.2 shrnuje základní skupiny kondenzátorů a jejich typické hodnoty parametrů.

Tabulka 3.2 Přehled dostupných kondenzátorů a jejich vlastností [42]

Parametr	Skupina kondenzátorů				
	Elektrolytické	EDLC	Výkonové	LIC	Li-Ion baterie
Teplotní rozsah [°C]	-40 - +125	-20 - +70	-20 - +70	-20 - +70	-20 - +60
Napětí článku [V]	4 - 550	1,2 - 3,3	2,2 - 3,3	2,2 - 3,8	2,5 - 4,2
Počet cyklů	neomezeně	$10^5 - 10^6$	$10^5 - 10^6$	$10^4 - 10^5$	$500 - 10^4$
Kapacita [F]	≤ 1	0,1 - 470	100 - 12000	300- 3300	-
Energetická hustota [Wh/kg]	0,01 - 0,3	1,5 -3,9	4 - 9	10 - 15	100 - 265
Výkonová hustota [kW/kg]	> 100	2 - 10	3 - 10	3 - 14	0,3 - 1,5
Samovybitení	dny	týdny	týdny	měsíce	měsíce
Účinnost [%]	99	95	95	90	90
Životnost	> 20 let	5 - 10 let	5 - 10 let	5 - 10 let	3 -5 let

3.3 Požadavky na demonstrační zařízení

Při řešení je důležité nejprve vybrat vhodnou anténu k příjmu rádiového signálu s ohledem na faktory, mezi něž patří dostatečný zisk a impedanční šířka pásma antény, nízká cena a jednoduchost výroby i následného měření. Jako přijatelné řešení byla vybrána flíčková anténa s navýšením impedanční šířky pásma pomocí šterbiny tvořící tvar E a pro srovnání také i biplanární Yagi-Uda anténa.

Kmitočtové pásmo vybraného obvodu zasahuje do oblasti GSM systému, který je rozdělen na dvě části. Kmitočtově nižší oblast slouží pro uplink, tedy k odesílání dat z mobilního telefonu směrem k základnové stanici BTS a druhá oblast, označována jako downlink, slouží k příjmu dat směrem do telefonu a z energetického hlediska je pro aplikaci výhodnější. Kmitočtová pásma využívaná komunikačními systémy jsou shrnuta v tabulce 3.3.

Střední pracovní kmitočet byl tedy zvolen na $f = 915$ MHz, kde se nachází střed GSM pásma a také střed pracovního pásma daného obvodu.

Tabulka 3.3 Kmitočtové pásma komunikačních systémů [44]

Systém	Pracovní frekvence	Celkové pásmo
GSM	Tx: 880-915 MHz a 1805-1880 MHz	80 MHz (8,7%) a 140 MHz (7,3%)
	Rx: 935-960 MHz a 1930-1990 MHz	
WCDMA	Tx: 1920-1980 MHz	250 MHz (12,2%)
	Rx: 2110-2170 MHz	
UMTS	Tx: 1920-1980 MHz	250 MHz (10,2%)
	Rx: 2110-2170 MHz	
UWB	3,1 - 10,6 GHz pro EIRP < -41,3 dBm	7,5 GHz (109%)

Pro vlastní výrobu biplanární Yagi-Uda antény měl být použit dielektrický substrát Arlon 25N, který umožňuje minimalizovat rozměry antény o 25 % vůči variantě bez použití substrátu. Vzhledem k nedorozumění došlo ale k vyrobení antény na substrát Cuclad 217, který je vizuálně podobný, avšak svými vlastnostmi se výrazněji odlišuje od substrátu Arlon 25N. Pro anténu tvaru E byl použit substrát Foamclad jako nosná podložka antény, pod kterou se nachází vzduchová mezera a zemní plocha. Přehled základních vlastností dielektrických substrátů je shrnut v tabulce 3.4.

Pro modulárnost aplikace bylo zvoleno oddělení antény a DPS s příslušnými elektrickými obvody realizované pomocí SMA konektorů a propojky, díky čemuž lze měnit přijímací antény.

Tabulka 3.4 Přehled vlastností dielektrických substrátů

Typ	h (mm)	ϵ_r [-]	$\tan \delta$ [-]
Arlon 25N	1,524	3,38	0,0025
Foamclad	1,88	1,25	0,0035
Cuclad 217	1,524	2,17	0,0009

3.4 Postup návrhu modulu

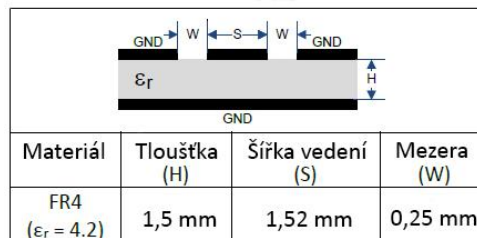
Při návrhu motivu DPS byla dodržena doporučení výrobce, jež jsou zmíněna v kapitole 3.1.2, a také doporučení výrobní dílny viz [45]. Pro výrobu DPS byl použit materiál FR4 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,2$.

Samotný návrh modulu vycházel z testovacího zařízení [46], které lze k danému obvodu dokoupit. Za vhodné součástky byl vybrán SMD odpor z řady o hodnotě $R = 680 \text{ k}\Omega$ pro dosažení výstupního napětí $5,08 \text{ V}$, kondenzátor s hodnotou 450 mF pro uchování dostatečného množství energie k aktivaci výstupu obvodu po dobu $0,3 \text{ s}$, kondenzátor s hodnotou 10 mF pro rychlejší ověření funkce obvodu a také svítivá dioda signalizující aktivaci výstupu. Pro ověření funkce usměrňovače byl vyveden také pin D_{OUT} , který slouží k napěťové indikaci úrovně signálu (*RSSI*) podle vstupní výkonové úrovně signálu a pin D_{SET} , který slouží k aktivaci funkce *RSSI*.

Vzhledem k tomu, že svítivá dioda potřebuje pro svou funkci propustné napětí $U_p = 2 \text{ V}$ a střední propustný proud $I_{FAV} = 20 \text{ mA}$, tak je pro nastavení daného pracovního bodu předřazen odpor R_{LED} , jehož hodnota je dána z řady:

$$R_{LED} = \frac{U_{OUT} - U_p}{I_{FAV}} = \frac{5,08 - 2}{20 \cdot 10^{-3}} = 154 \Omega \Rightarrow 150 \Omega \quad (3.6)$$

Vstup modulu je tvořen stíněným koplanárním vlnovodem s impedancí 50Ω (obrázek 3.5) a jeho rozměry jsou vypočítány podle [47]. V blízkosti vstupních pinů i pod samotným integrovaným obvodem bylo také použito prokovení obou stran DPS dle doporučení výrobce.



Obrázek 3.5 Boční pohled na stíněný koplanární vlnovod

4 VÝPOČTY A SIMULACE ANTÉN

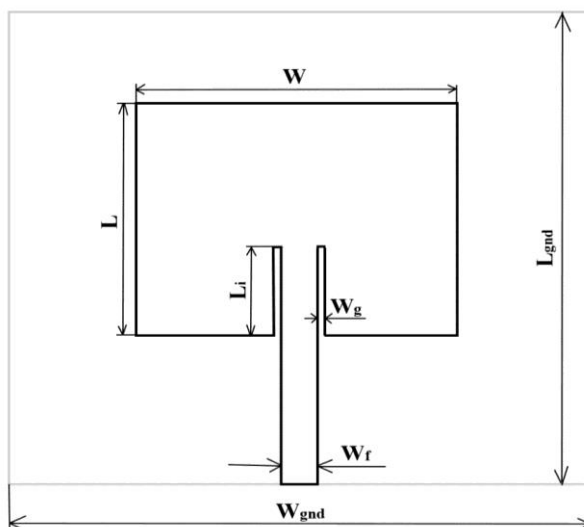
Obsahem této kapitoly je popis návrhu geometrie a rozměrů jednotlivých antén, jež jsou dále analyzovány v simulátoru pole CST Microwave Studio pro návrh mikrovlnných komponentů. Počáteční rozměry získané z analytických vztahů byly optimalizovány, aby vyhověly požadavkům aplikace a výsledné hodnoty pak shrnuty do tabulek a zhodnoceny včetně vlivů na vlastnosti antén. Jako vhodný typ antény byla vybrána flíčková anténa s lineární polarizací, který byla později rozšířena o štěrbinu z důvodu navýšení impedanční šířky pásma a zisku, a pro srovnání byla vybrána biplanární Yagi-Uda anténa, která splňuje požadavky na lineární polarizaci, impedanční šířku pásma i střední hodnotu zisku a přitom nevyžaduje pro svou funkci symetrizační člen.

4.1 Flíčková anténa

Flíčková anténa byla zvolena z důvodu jednoduchého počátečního návrhu, možnosti snadné výroby na DPS, nenáročného měření jejích charakteristik, a pro aplikaci potřebné lineární polarizaci a středního zisku.

4.1.1 Návrh rozměrů

Pro základní návrh rozměrů antény je nutné prvotně určit střední rezonanční kmitočet, tedy $f_r = 915$ MHz, pomocí něhož se dále určí přibližná šířka flíčku W , také je podstatné určit správnou efektivní relativní permitivitu použitého substrátu ϵ_{reff} , pomocí níž se určí efektivní délka antény L , která je následně korigována, aby zahrнула vliv rozptylového pole na hranách antény. Jako další krok se zvolí velikost zemní plochy a v závislosti na zvoleném způsobu řešení napájení, například pomocí mikropáskového vedení, se vypočte příslušná šířka vedení pro impedanci 50Ω , jelikož bude napájena konektorem se shodnou impedancí. Hloubka zapuštění vedení je dána místem, ve kterém vykazuje anténa stejnou hodnotu impedance jako vedení. Výpočet vychází z modelu mikropáskového vedení. Geometrický model je na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1 Geometrické rozměry modelu fličkové antény

Šířka fličku W je dána vztahem [48]:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 915 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{\frac{3,38 + 1}{2}}} = 110,78 \text{ mm}, \quad (4.1)$$

kde c je rychlost světla (m/s), f_r je rezonanční frekvence antény (Hz) a ε_r je relativní permitivita substrátu (-).

Efektivní hodnota permitivity $\varepsilon_{\text{reff}}$ je dána podle:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{reff}} &= \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} = \\ &= \frac{3,38 + 1}{2} + \frac{3,38 - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{1,524 \cdot 10^{-3}}{110,78 \cdot 10^{-3}}\right)^{-\frac{1}{2}} = 3,2925 \end{aligned} \quad (4.2)$$

kde h udává výšku substrátu (m) a W je šířka fličku (m).

Efektivní délka fličku L_{eff} je dána:

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{eff}}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 915 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{3,2925}} = 90,346 \text{ mm} \quad (4.3)$$

Činitel zkrácení délky ΔL je dán podle:

$$\begin{aligned} \Delta L &= h \cdot 0,412 \cdot \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258 \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} = \\ &= 1,524 \cdot 10^{-3} \cdot 0,412 \cdot \frac{(3,2925 + 0,3) \cdot \left(\frac{110,78 \cdot 10^{-3}}{1,524 \cdot 10^{-3}} + 0,264\right)}{3,2925 - 0,258 \cdot \left(\frac{110,78 \cdot 10^{-3}}{1,524 \cdot 10^{-3}} + 0,8\right)} = 7,379 \cdot 10^{-4} \text{ m} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Délka fličku s korekcí zkrácení L se vypočte podle vztahu:

$$L = L_{\text{eff}} - 2 \cdot \Delta L = 90,346 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 7,379 \cdot 10^{-4} = 88,87 \text{ mm} \quad (4.5)$$

Doporučená šířka zemní plochy W_{gnd} pod fličkem je určena podle:

$$W_{\text{gnd}} = 6 \cdot h + W = 6 \cdot 1,524 \cdot 10^{-3} + 110,78 \cdot 10^{-3} = 119,92 \text{ mm} \quad (4.6)$$

Délka zemní plochy L_{gnd} pod flíčkem je dána jako:

$$L_{\text{gnd}} = 6 \cdot h + L = 6 \cdot 1,524 \cdot 10^{-3} + 88,87 \cdot 10^{-3} = 98,01 \text{ mm} \quad (4.7)$$

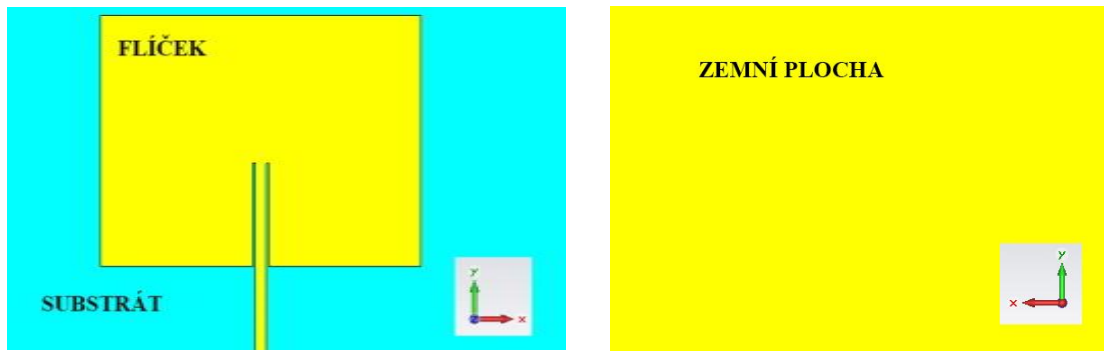
Délka zapuštění L_i do flíčku je určena dle vztahu [48][49]:

$$L_i = \arccos\left(\sqrt{\frac{R_{\text{inL}}}{R_{\text{inE}}}}\right) \cdot \frac{L}{\pi} = \arccos\left(\sqrt{\frac{50}{197.1}}\right) \cdot \frac{88,87 \cdot 10^{-3}}{3.1415} = 29,5 \text{ mm}, \quad (4.8)$$

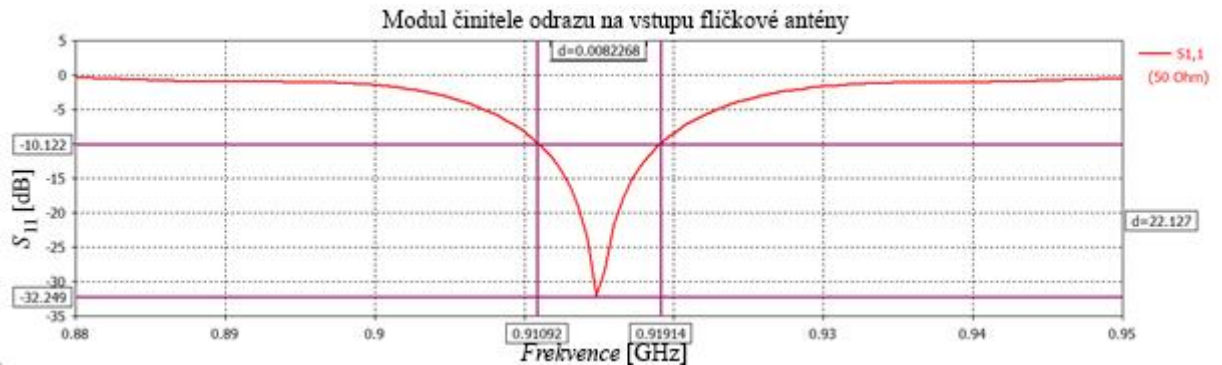
kde R_{inL} udává impedanci mikropáskového vedení a R_{inE} udává vstupní impedanci flíčku. Šířka mezery W_g mezi zapuštěním a flíčkem se zvolí například 1 mm. Šířka mikropáskového vedení o impedanci 50Ω je určena dle [50]: $W_f = 3,5 \text{ mm}$. Délka mikropáskového vedení od vstupu vedení k hraně flíčku L_f je 43,7 mm.

4.1.2 Simulace a optimalizace

Optimalizace návrhu antény spočívá v krokování jednotlivých rozměrů, které se u návrhu antény vyskytují pomocí parametrizace, zjišťování jejich vlivu na vlastnosti antény a výběru optimálních hodnot, u kterých jsou splněny požadavky na aplikaci.

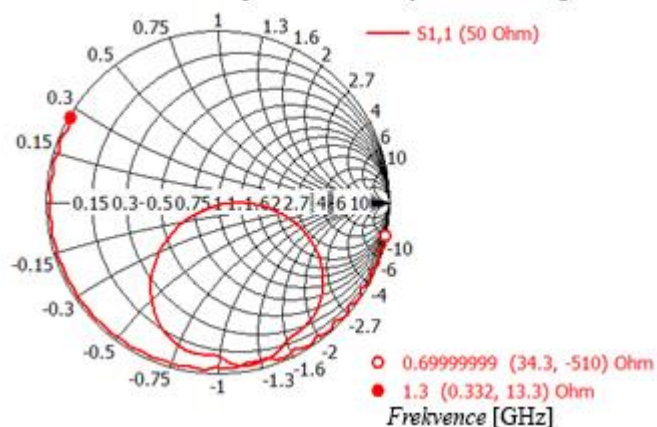


Obrázek 4.2 Přední a zadní strana flíčku se zapuštěným mikropáskovým vedením

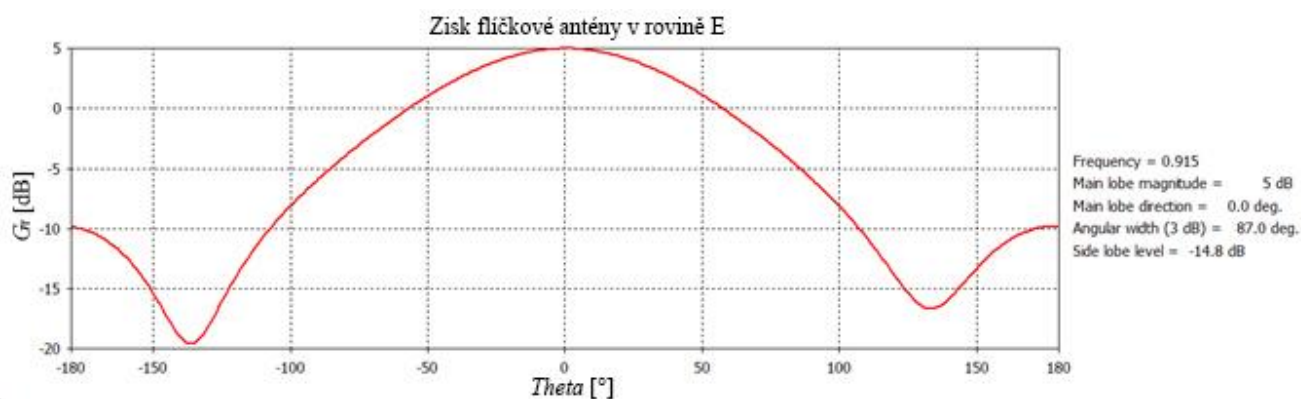


Obrázek 4.3 Modul činitele odrazu na vstupu flíčkové antény a šířka pásma

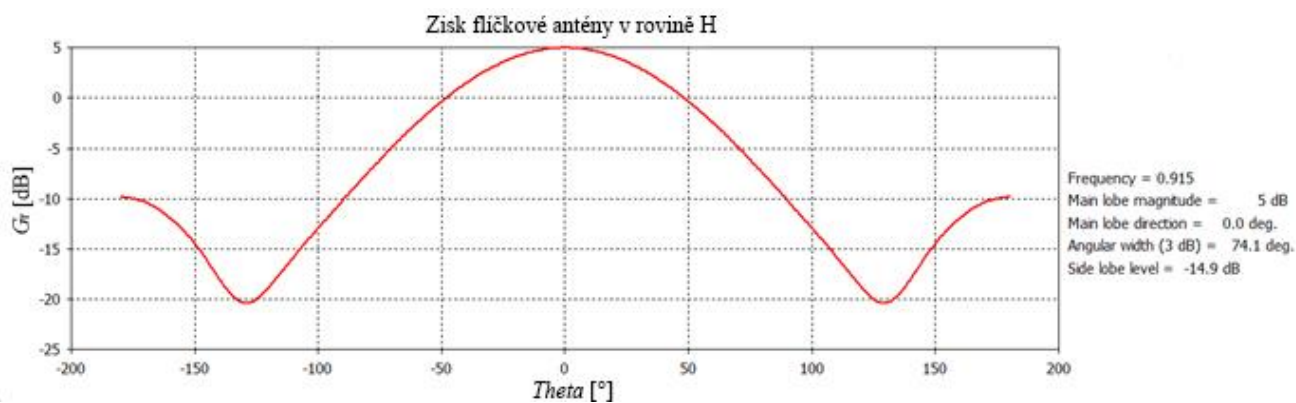
Činitele odrazu na vstupu fličkové antény - Smithův diagram



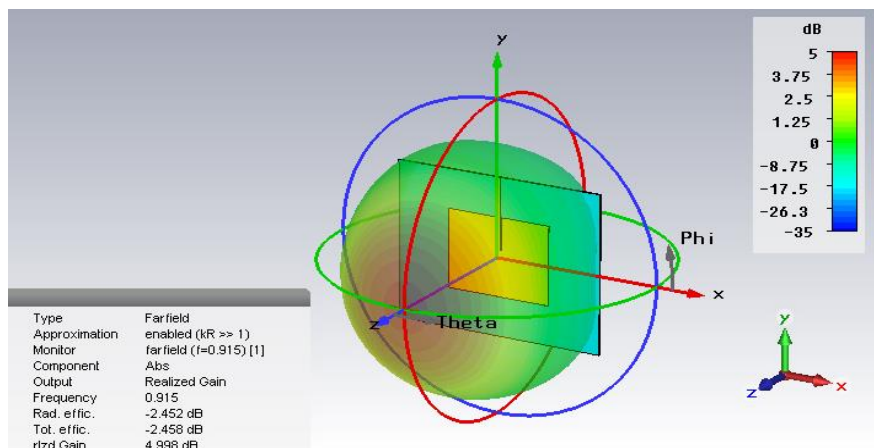
Obrázek 4.4 Činitel odrazu na vstupu fličkové antény ve Smithově diagramu



Obrázek 4.5 Zisk fličkové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.2) pro $f = 915$ MHz



Obrázek 4.6 Zisk fličkové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.2) pro $f = 915$ MHz



Obrázek 4.7 Zobrazení zisku flíčkové antény ve 3D

Po optimalizaci délky flíčku L došlo k posunu rezonanční frekvence na požadovanou hodnotu $f_r = 915$ MHz a prodloužením délky zapuštění L_i došlo k impedančnímu přizpůsobení na 50Ω . Napájení pomocí zapuštěného mikropáskového vedení bylo zvoleno jako první pokus řešení. Tento způsob napájení se využívá převážně v anténách řadách při rozdělování výkonu do více antén.

Podle rovnice (2.1) bylo spočteno, že výsledná přibližná šířka pásma antény při účinnosti vyzařování $\eta = 0,6$, kmitočtu 900 MHz, výšce substrátu $h = 1,524$ mm s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ vychází na 0,76 %, což odpovídá simulovaným hodnotám. Dále je z rovnice patrné, že pro širokopásmovější aplikace je nutné použít buďto nižší hodnotu relativní permitivity substrátu, nebo zvětšit výšku substrátu.

Ze simulací je patrné, že anténa dosahuje zisku 5 dBi a její relativní šířka pásma $BW^1 = 0,89$ % (8,2 MHz) při dosažení účinnosti $\eta = 60$ % nedostačuje pro pokrytí daného kmitočtového pásma, a proto byly prozkoumány metody navýšení impedanční šířky pásma. Model antény je na obrázku 4.2, parametry jsou pak zaznamenány na obrázcích 4.3 až 4.7. Tabulka 4.1 představuje souhrn optimalizovaných rozměrů antény.

Tabulka 4.1 Výsledné rozměry flíčkové antény po optimalizaci

Parametr	Hodnota ¹ (mm)
W	110
L	87,38
L_i	36
W_g	1
W_f	3,5
L_f	43,7
W_{gnd}	120
L_{gnd}	98

¹ Substrát Arlon 25D, výška $h = 1,524$ mm, $\epsilon_r = 3,38$, vztaženo k $f = 915$ MHz

4.2 Možnosti navýšení impedanční šířky pásma

Impedanční šířka pásma antény se dá navýšit použitím určitých tvarů štěrbin v horní vrstvě flíčku, například tvary L, U, E, II, nebo vytvořením otvorů v zemní části antény, případně skládáním substrátů s různou relativní permitivitou na sebe [44][51].

Metody využívající vyřiznutí požadovaného tvaru od kraje flíčku slouží k vybuzení dvou navzájem blízkých módů, což způsobí rozšíření pracovní šířky pásma. Napájení pomocí elektromagnetické vazby sondy a aktivní částí flíčku nebo výřez zvyšují kapacitní charakter vstupní impedance a kompenzují tak induktivní charakter, který je typický pro vyšší substráty a dlouhé vedení sondy, což přispívá k vyladění rezonance.

Tabulky 4.2 a 4.3 znázorňují přehled technik a dosažitelných výsledků při navýšování impedanční šířky pásma flíčkových antén.

Tabulka 4.2 Přehled možností navýšení šířky pásma flíčkové antény [44]

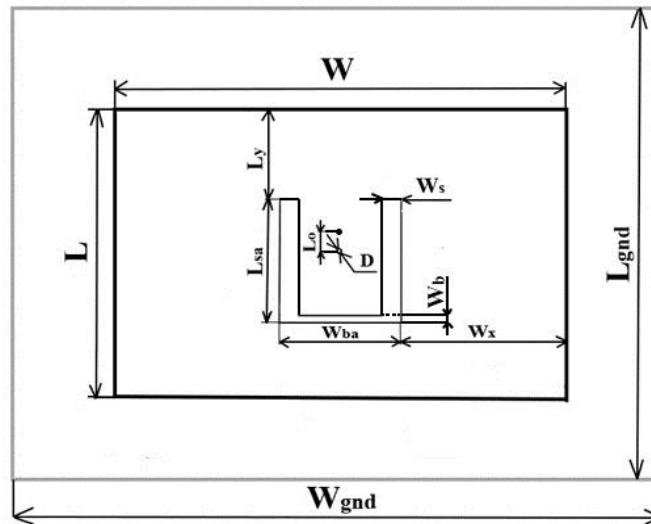
	Technika
Snížení Q	Vhodný tvaru zářiče
	Zvýšení substrátu
	Snížení permitivity substrátu
	Navýšení ztrát
Využití impedančního přizpůsobení	Přidání ladících komponent
	Využití štěrbin a drážek
Využití vícenásobných rezonancí	Použití parazitních elementů
	Využití štěrbinového napájení

Tabulka 4.3 Přehled použití jednotlivých technik navýšení šířky pásma [52]

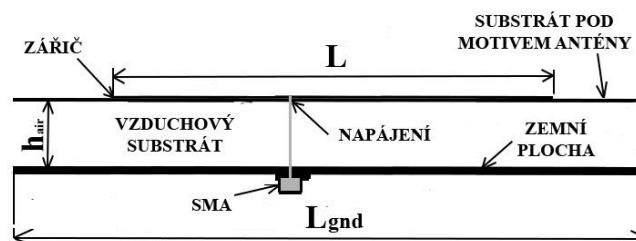
Technika	Konfigurace	Poznámky
Modifikace tvaru	Diamantová štěrbina	Šířka pásma 13,58 %
	T štěrbina	Šířka pásma 25,23 % a zisk 7,43 dBi
	U štěrbina	Šířka pásma 27,5 % pro 12 mm substrát
	E-H tvar zářiče	Šířka pásma 27,5 %
Využití vícenásobné rezonance	Vícenásobné mezerou vázané rezonátory	Šířka pásma 25,7 % a zisk nad 10 dB
Využití vícevrstvého dielektrika	Vícevrstvé uspořádání zářičů	Téměř 70% šířka pásma
Využití skládání vrstev	Dvoupásmový zářič s reaktanční zátěží	Zvýšení šířky pásma až o 12 %
	U štěrbinový zářič společně s E štěrbinou	Maximální šířka pásma až 60 %

4.3 Flíčková anténa se štěrbínou tvaru U

Přídavné šterbiny v anténě slouží jako paralelní rezonanční obvody k vybuzení rezonance na jiném kmitočtovém pásmu, než je pásmo základní. Používají se tedy u vícepásmových antén nebo k navýšení šířky pásma. Pro prvotní řešení byla vybrána šterbina tvaru U, viz obrázky 4.8 a 4.9. Parametry U šterbinové antény jsou zachyceny na obrázcích 4.10 až 4.16 a výsledné rozměry jsou pak shrnuty v tabulce 4.4.



Obrázek 4.8 Geometrické rozměry modelu U šterbinové antény

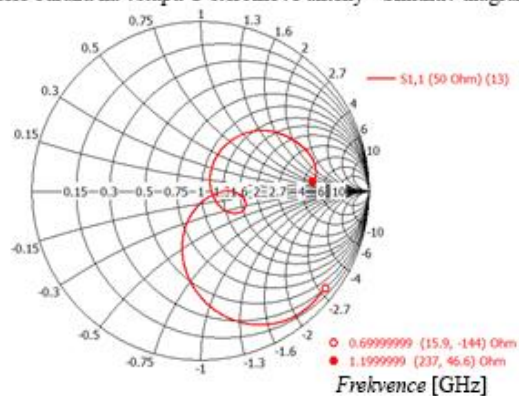


Obrázek 4.9 Boční rozměry modelu U šterbinové antény

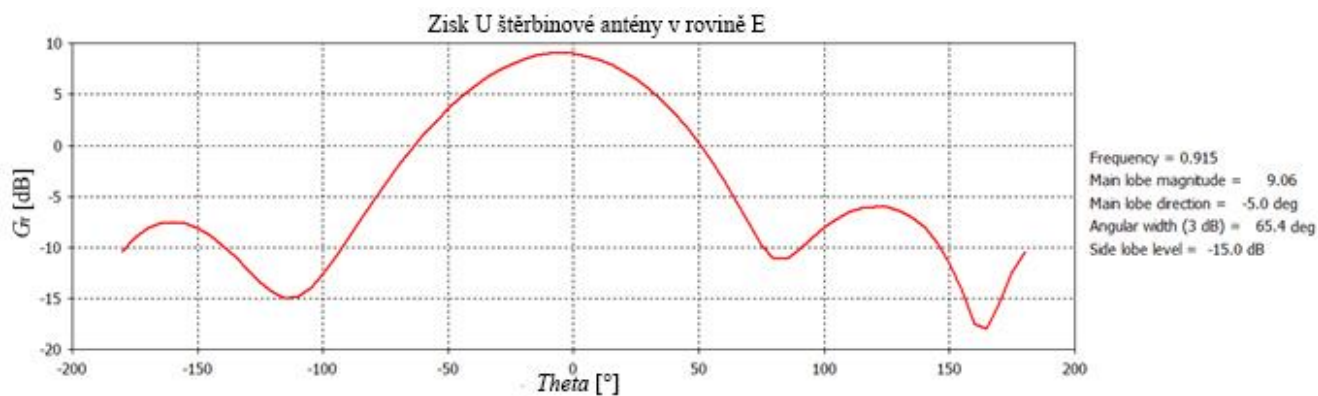


Obrázek 4.10 Modul činitele odrazu na vstupu U šterbinové antény a šířka pásma

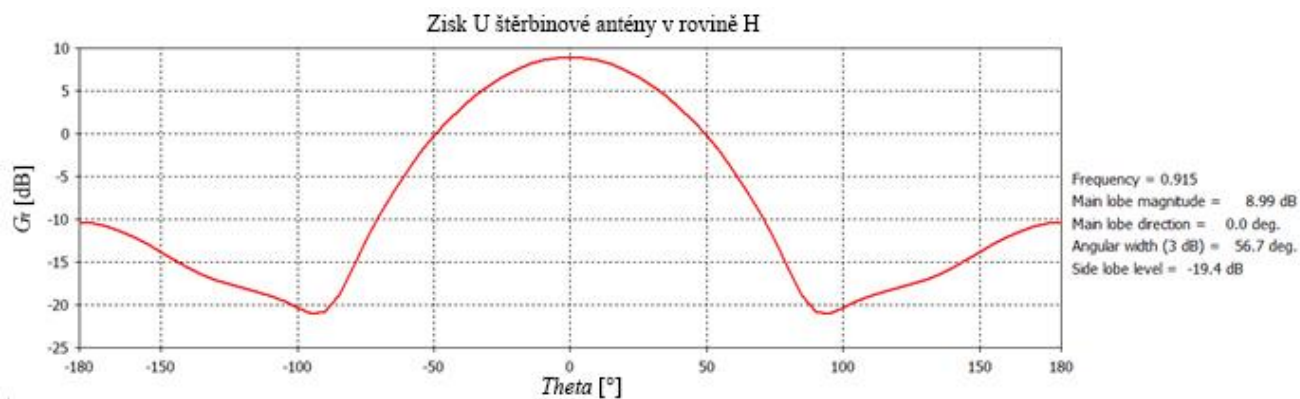
Činitele odrazu na vstupu U štěrbinové antény - Smithův diagram



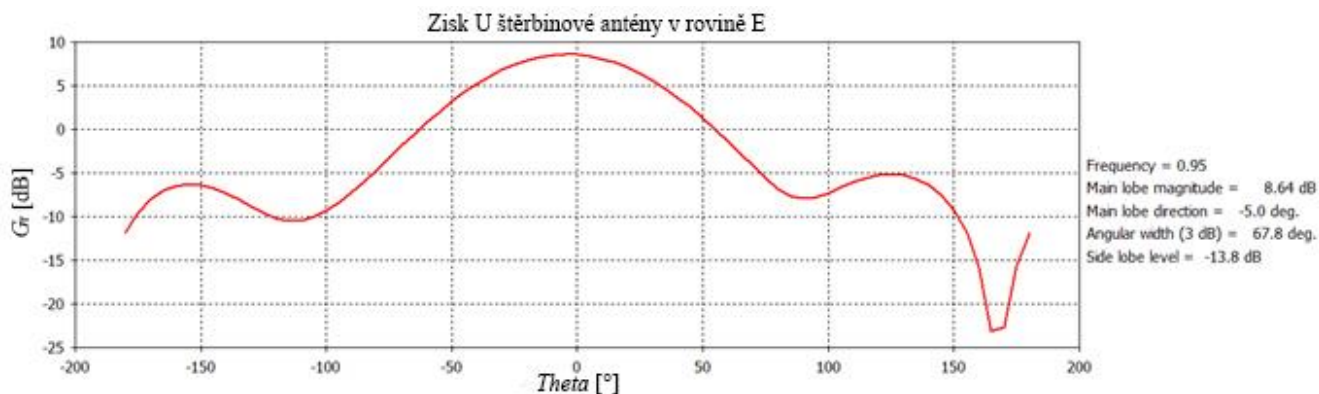
Obrázek 4.11 Činitel odrazu na vstupu U štěrbinové antény ve Smithově diagramu



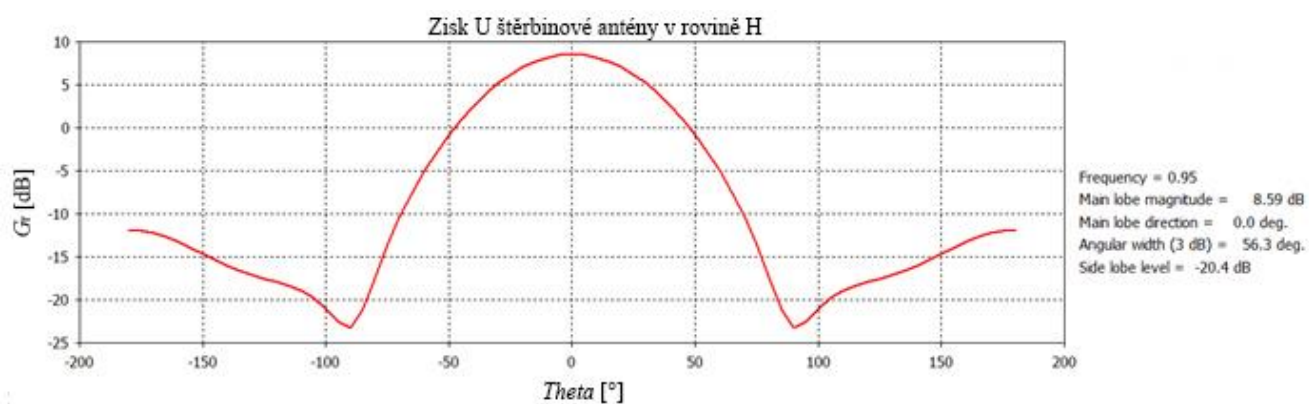
Obrázek 4.12 Zisk U štěrbinové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.16) pro $f = 915$ MHz



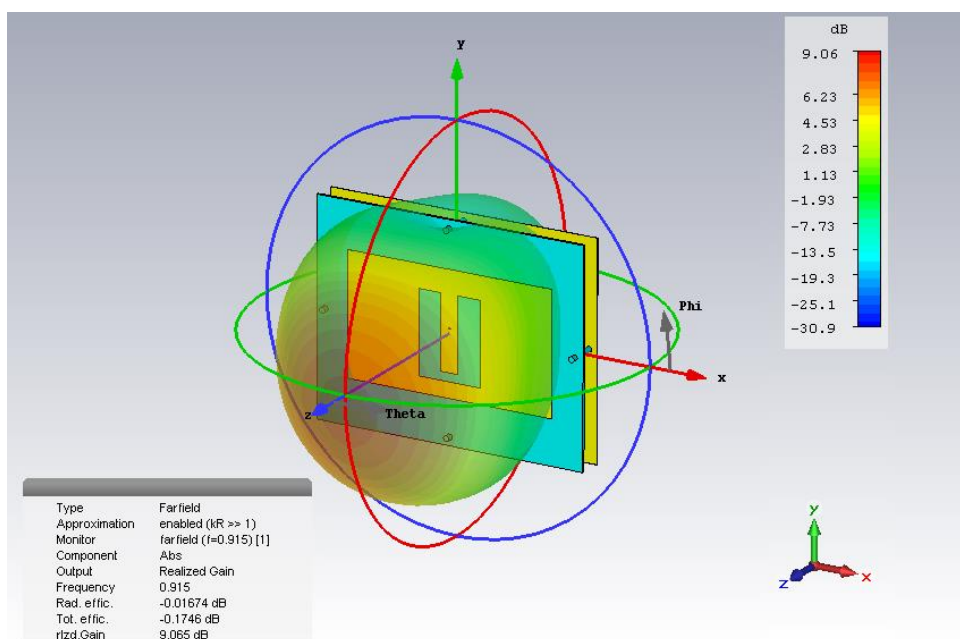
Obrázek 4.13 Zisk U štěrbinové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.16) pro $f = 915$ MHz



Obrázek 4.14 Zisk U štěrbinové antény v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.16) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.15 Zisk U štěrbinové antény v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.16) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.16 Zobrazení zisku U štěrbinové antény ve 3D

Tabulka 4.4 Výsledné rozměry U šterbinové antény po optimalizaci

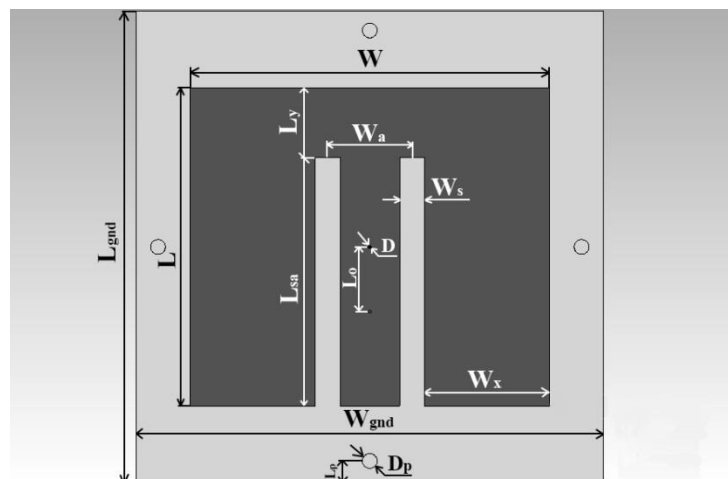
Parametr	Hodnota (mm)
W	220
L	128
L_{sa}	86,8
L_y	24,65
W_{ba}	66
W_x	77
W_s	24
W_b	8,9
D	2,4
L_o	5,7
W_{gnd}	286
L_{gnd}	224
h_{air}	25

Výhodou tohoto řešení je možnost zvýšit šířku pásma BW^2 přibližně na 20,6 % (184 MHz) pro výšku nad zemní deskou $h_{air} = 0,075 \cdot \lambda_0$ při dosažení účinnosti antény $\eta = 96$ %. Dlouhý tenký vodič sondy zvyšuje induktivní část v okolí rezonance, proto je zvolen větší průměr $D = 2,4$ mm, čímž se kapacitně kompenzuje [53]. Impedanční šířku pásma ovlivňuje délka, šířka a umístění šterbiny, přičemž šířka W_s i délka L_{sa} mění rezonanční kmitočet šterbiny a přizpůsobení určuje napájecí bod umístěný podle L_o .

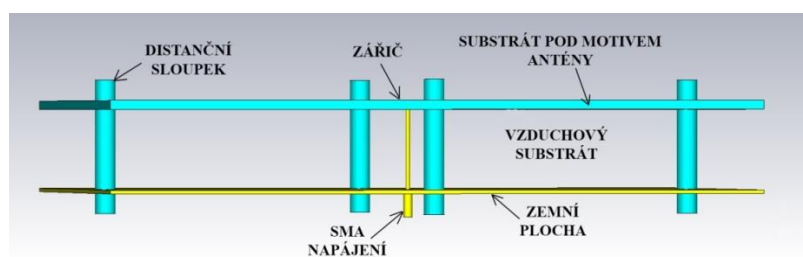
4.4 Flíčková anténa tvaru E

Jako další varianta šterbinové antény byla vybrána a navržena anténa tvaru E, jelikož se varianta se šterbinou tvaru U jevila náročnější na dodržení správných rozměrů pro výrobu. Výchozí volba délky šterbin se volí kolem $\lambda_g/4$, avšak požadovaný výsledek nepřinesla, proto byly šterbiny prodlouženy. Dále je vyzorováno, že šterbiny snižují rezonanční frekvenci vidu TM_{02} antény, čímž je společně s videm TM_{01} dosaženo požadovaného rozšíření impedanční šířky pásma [54]. Geometrie této antény je zachycena na obrázcích 4.17 a 4.18, výsledky simulací jsou na obrázcích 4.19 až 4.25 a výsledné optimalizované rozměry antény jsou v tabulce 4.5.

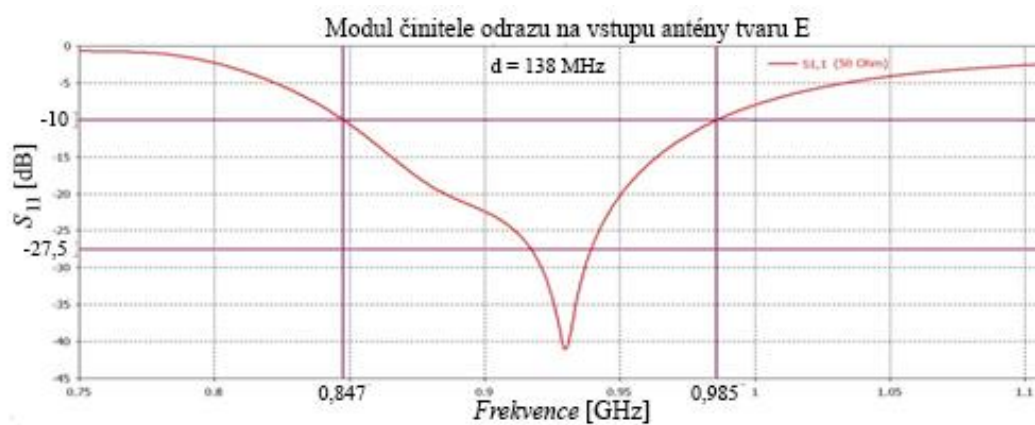
² Substrát Foamclad, výška $h = 1,88$ mm, $\epsilon_r = 1,25$, vztaženo k $f = 895$ MHz



Obrázek 4.17 Geometrické rozměry modelu antény tvaru E

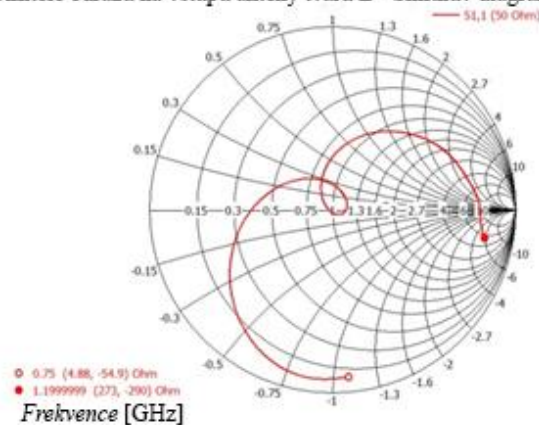


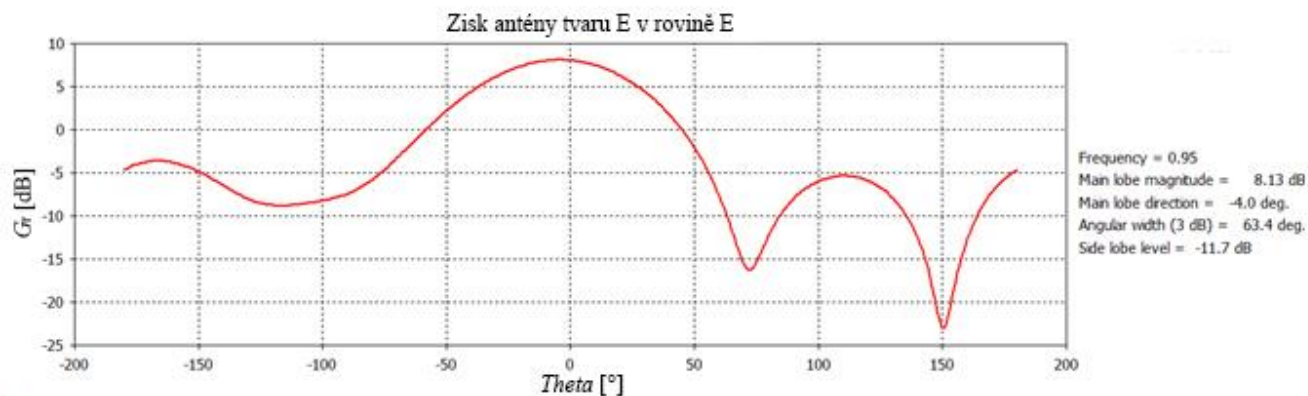
Obrázek 4.18 Boční pohled na model antény tvaru E



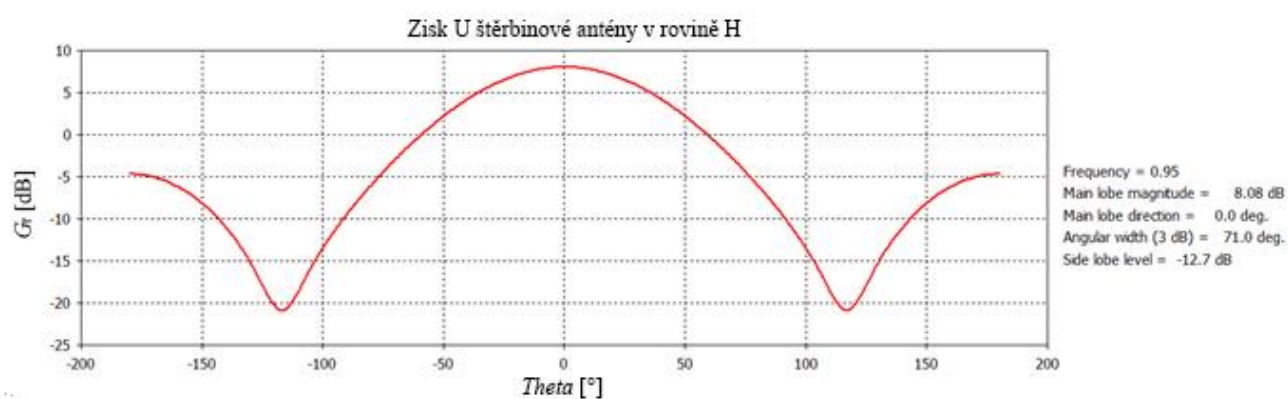
Obrázek 4.19 Modul vstupního činitele odrazu antény tvaru E

Činitele odrazu na vstupu antény tvaru E - Smithův diagram

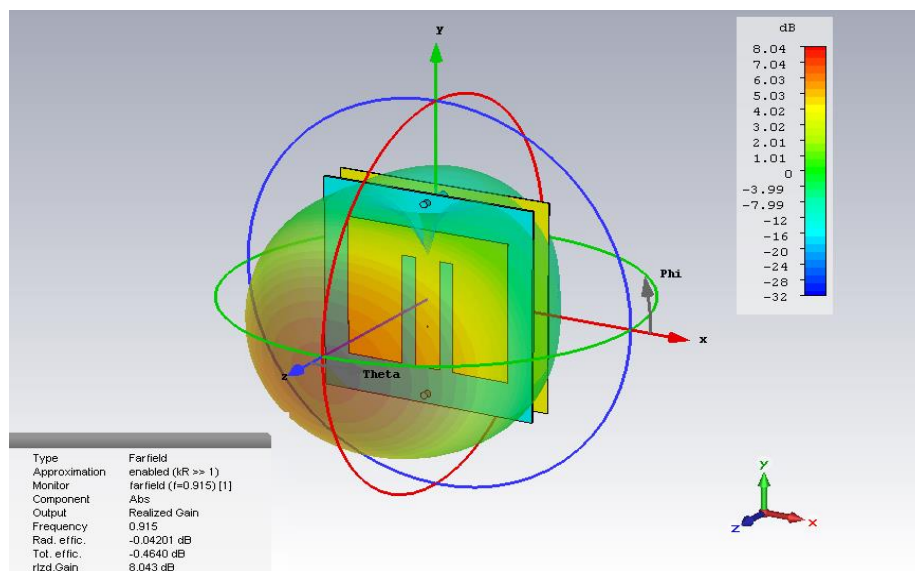




Obrázek 4.23 Zisk antény tvaru E v rovině E (rovina yz dle obrázku 4.25) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.24 Zisk antény tvaru E v rovině H (rovina xz dle obrázku 4.25) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.25 Zisk antény tvaru E ve 3D

Tabulka 4.5 Výsledné rozměry antény tvaru E po optimalizaci

Parametr	Hodnota (mm)
W	145
L	125
L_{sa}	98,5
L_y	26,5
W_x	49,5
W_s	12
D	1,2
L_o	25
W_a	34
W_{gnd}	189
L_{gnd}	190
h_{air}	24,5

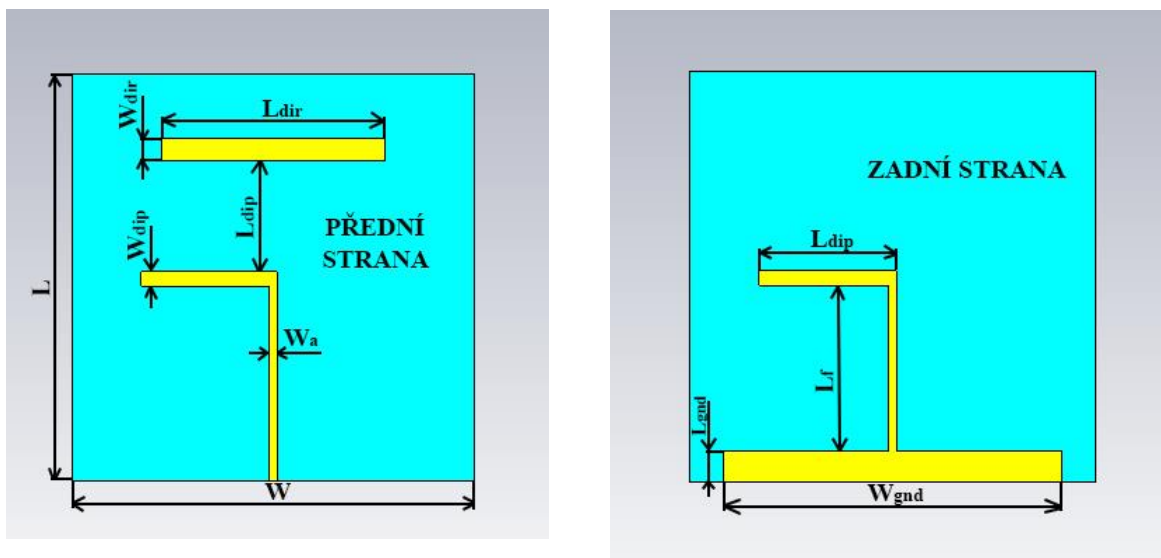
Dosažená šířka pásma $BW^3 = 14,7 \%$ při účinnosti antény $\eta = 92,4 \%$. Vliv parametrů je následující: délka štěrbin L_{sa} slouží k dosažení rezonance na požadovaném kmitočtu a při zkracování této délky se rezonance posouvá směrem k vyšším kmitočtům, šířkou štěrbin W_s se dosahuje ploché oblasti činitele odrazu S_{11} mezi dvěma rezonančními kmitočty, rozestup mezi rameny W_a do jisté míry ovlivňuje činitel odrazu S_{11} , L_o slouží k dosažení vhodného impedančního přizpůsobení, zvětšování délky zemní plochy L_{gnd} a délky L vede k snižování základního rezonančního kmitočtu, výška nad zemní plochou h_{air} ovlivňuje zisk antény, změna šířky flíčku W vede k posunu rezonance. Ostatní parametry nemají zásadní vliv na parametry dané antény.

4.5 Biplanární Yagi-Uda anténa

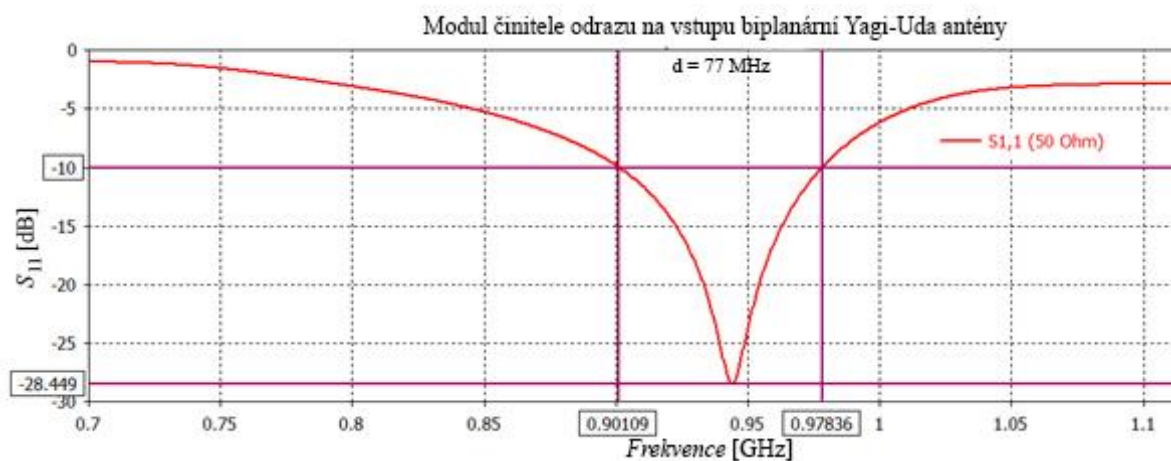
4.5.1 Simulace na dielektrickém substrátu Arlon 25N

Pro srovnání výsledků byla vybrána a navržena biplanární Yagi-Uda anténa, která je jednodušší z hlediska výroby a méně náchylná na degradaci funkce při častější manipulaci. Pro minimalizaci příjmu ze zadního směru je tvořena reflektorem, pro příjem z předního směru je vybrán jen jeden direktor z rozměrových důvodů a napájení je provedeno dvěma rameny půlvlnného dipólu umístěnými na opačných stranách substrátu, což se využívá pro svou jednoduchost díky asymetrickému napájení namísto použití zpožďovací linky $\lambda_g/2$ jako balunu [55]. Vzdálenost mezi dipólem a reflektorem i direktorem je přibližně $\lambda_g/4$ pro správné sečtení signálu ve fázi. Obrázek 4.26 představuje geometrii biplanární Yagi-Uda antény, obrázky 4.27 až 4.33 představují výsledky simulací a tabulka 4.6 shrnuje výsledné rozměry antény.

³ Substrát Foamclad, výška $h=1,88$ mm, $\epsilon_r = 1,25$, vztaženo k $f = 930$ MHz

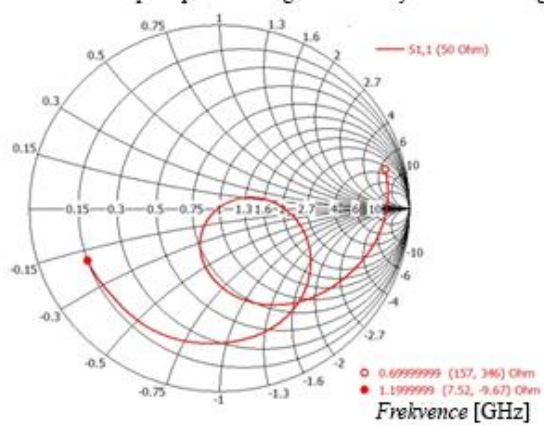


Obrázek 4.26 Geometrie modelu biplanární Yagi-Uda antény

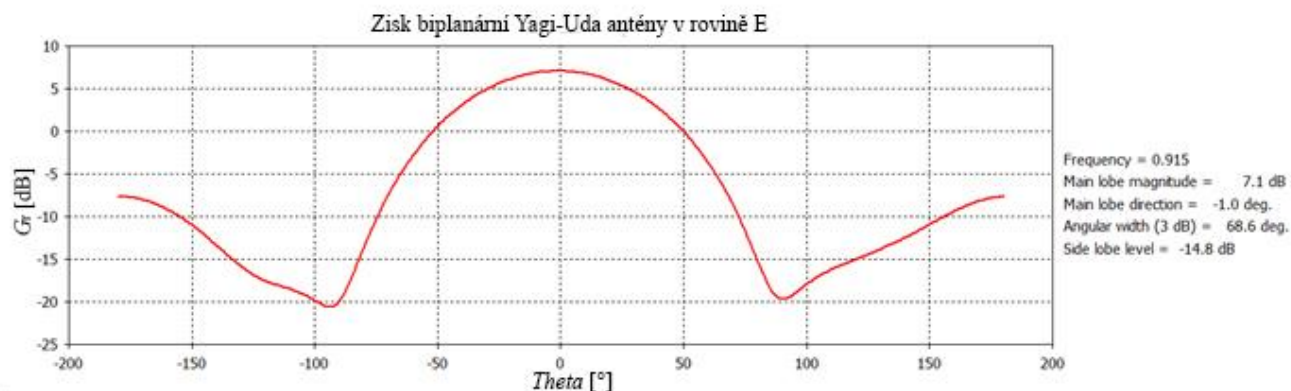


Obrázek 4.27 Modul činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény

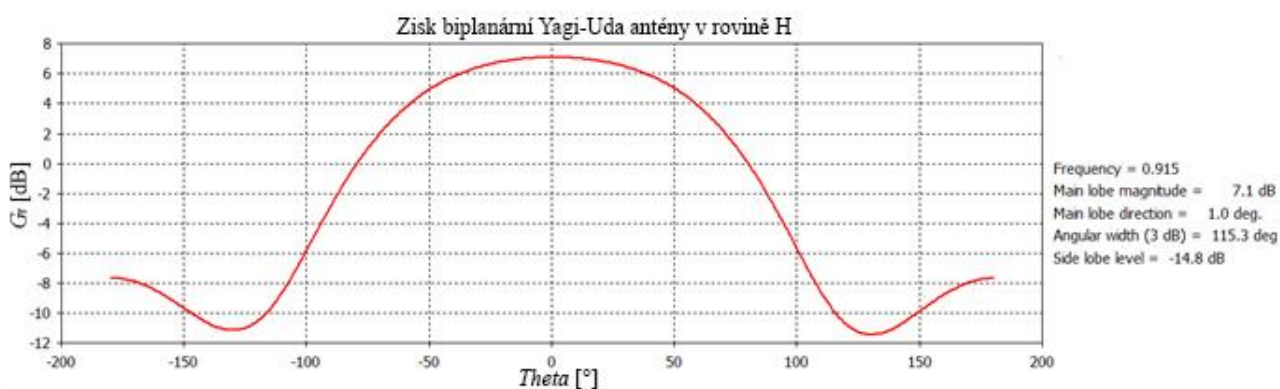
Činitel odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény - Smithův diagram



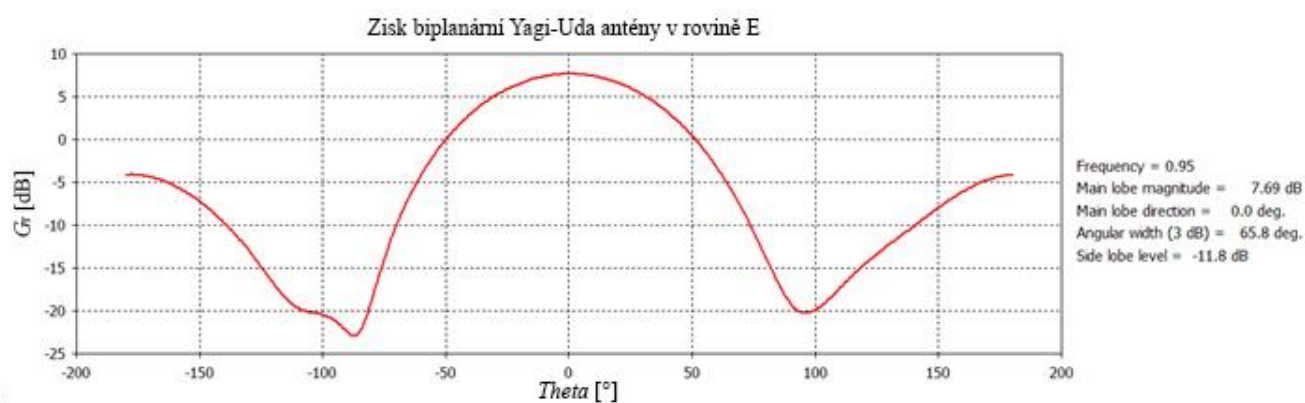
Obrázek 4.28 Činitel odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény ve Smithově diagramu



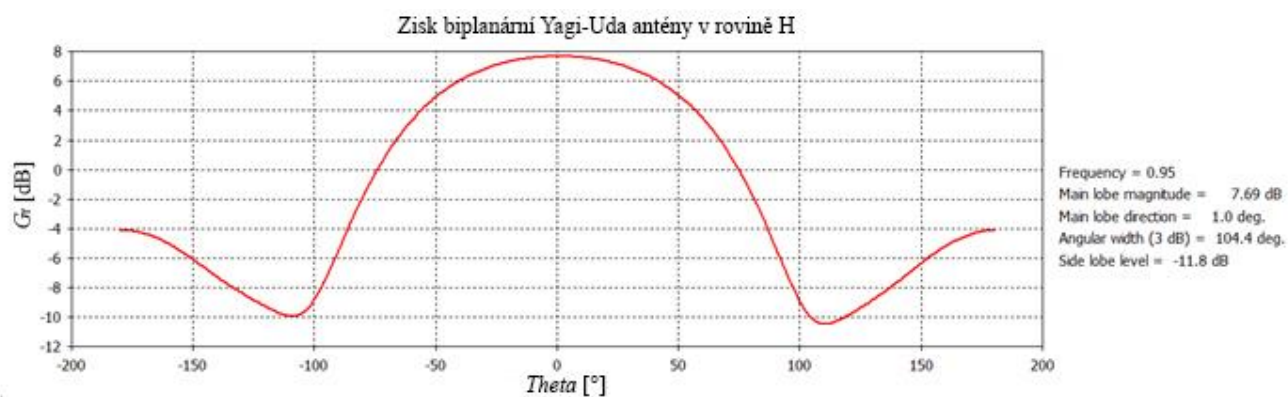
Obrázek 4.29 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz



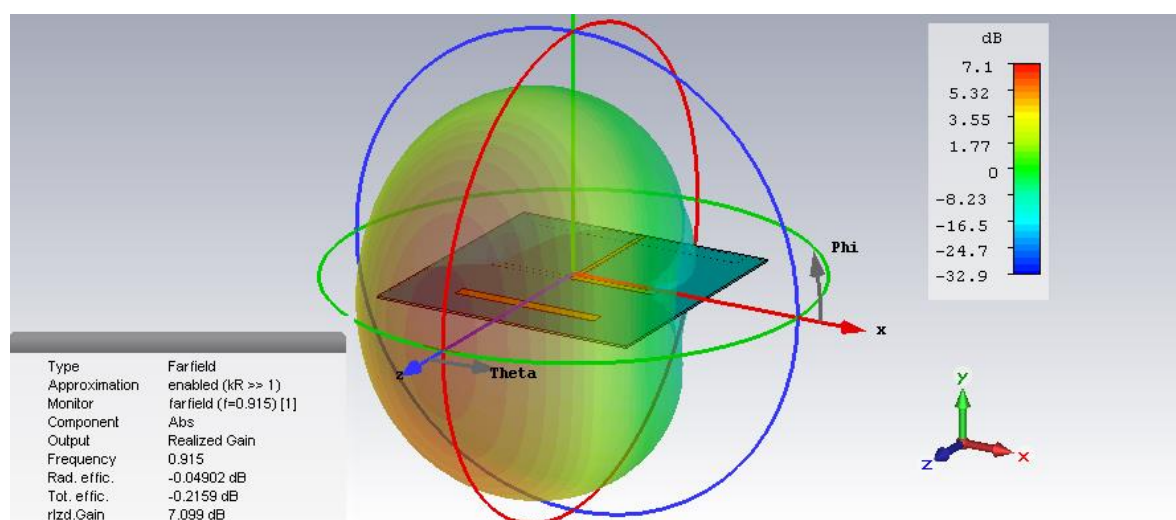
Obrázek 4.30 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz



Obrázek 4.31 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.32 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (roviny yz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.33 Zisk biplanární Yagi-Uda antény ve 3D

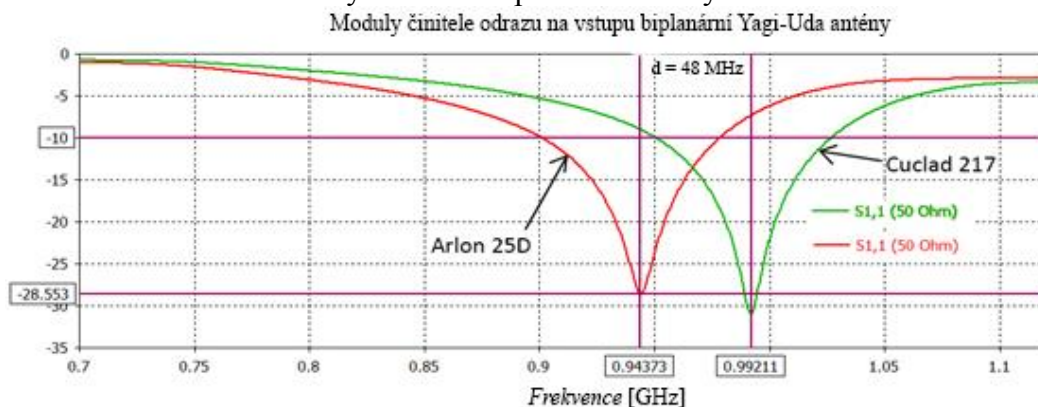
Tabulka 4.6 Výsledné rozměry biplanární Yagi-Uda antény po optimalizaci

Parametr	Hodnota (mm)
W	198
L	200
L_{dip}	63,5
W_{dip}	7
L_{dir}	110,5
W_{dir}	10,5
L_{Rdir}	63,6
L_f	86
W_a	3,5
W_{gnd}	165
L_{gnd}	15

Šířka pásma BW^4 vychází na 8,2 % při účinnosti antény $\eta = 98,5$ %. Vliv parametrů je následující: s rostoucím počtem direktorů roste i zisk antény, například šest direktorů umožňuje dosáhnout zisk 11,2 dBi. L_{dip} určuje rezonanční kmitočet dané antény, optimální hodnota L_f vede k dobrému impedančnímu přizpůsobení, vzdálenost L_{Rdir} slouží k správnému vybudování direktoru, šířka reflektoru W_{gnd} ovlivňuje předozadní poměr. Dále bylo pozorováno, že při použití kratšího direktoru délky přibližně $\lambda_g/4$ dojde k rozšíření impedanční šířky pásma na hodnotu $BW^5 = 12,2$ %, což může být v aplikaci výhodnější, zároveň s tím ale klesá zisk antény. Maximální zisk při dostatečné impedanční šířce pásma je dosažen pro $L_{\text{dir}} = 0,87 \cdot \lambda_g/2$. Šířka direktoru a dipólu je poněkud větší, aby se zlepšily celkové parametry antény.

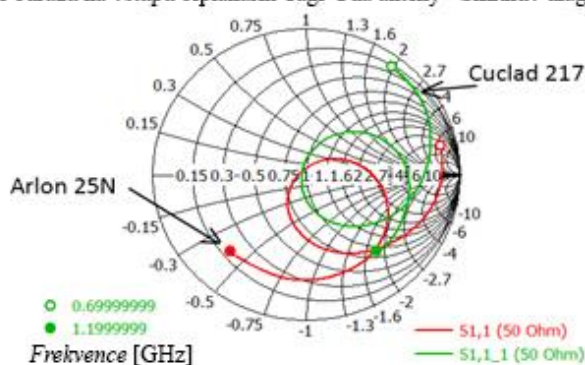
4.5.2 Simulace na dielektrickém substrátu Cuclad 217

Následující simulace (obrázky 4.34 až 4.39) byly provedeny pro srovnání rozdílů, které vznikly při výrobě biplanární Yagi-Uda antény na dielektrický substrát Cuclad 217 při zachování navržených rozměrů pro dielektrický substrát Arlon 25N.



Obrázek 4.34 Moduly činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény

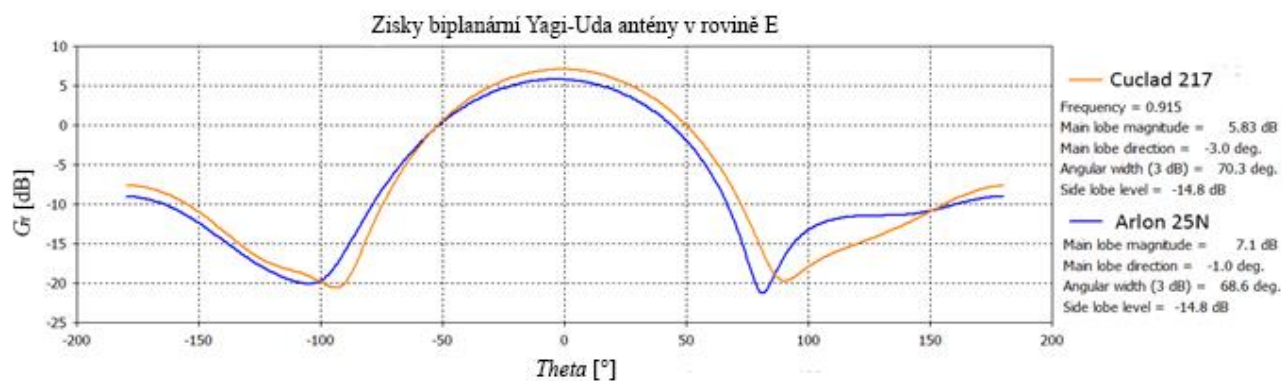
Činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény - Smithův diagram



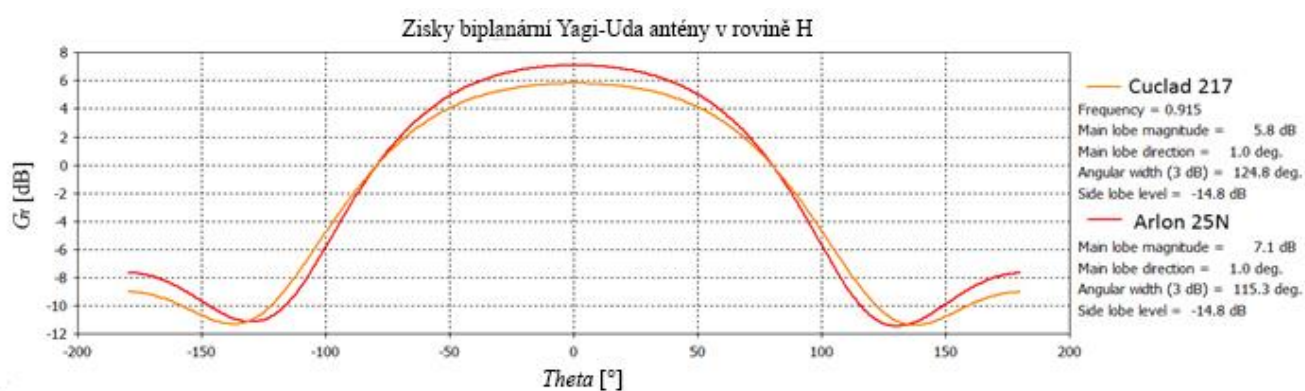
Obrázek 4.35 Činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény ve Smithově diagramu

⁴ Substrát Arlon D25N, výška $h = 1.524$ mm, $\epsilon_r = 3,38$, vztaženo k $f = 940$ MHz

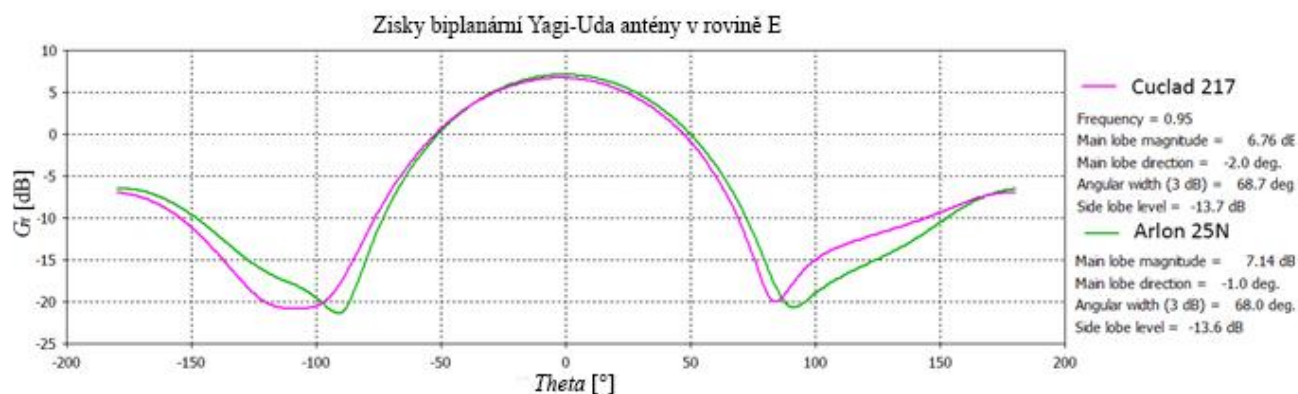
⁵ Šířka pásma při použití direktoru o délce $L_{\text{dir}} = 69$ mm



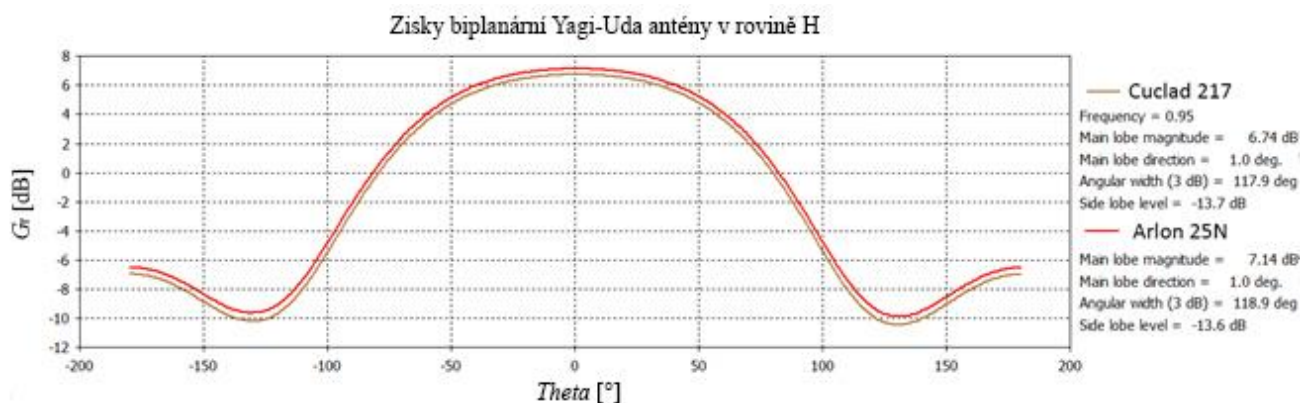
Obrázek 4.36 Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz



Obrázek 4.37 Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 915$ MHz



Obrázek 4.38 Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině E (rovina xz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz



Obrázek 4.39 Zisky biplanární Yagi-Uda antény v rovině H (rovina yz dle obrázku 4.33) pro $f = 950$ MHz

Ze srovnání je patrné, že šířka pásma $BW = 77$ MHz zůstala zachována jako u varianty na substrátu Arlon 25N. Došlo jen k posunu rezonance do vyšších frekvencí o 48 MHz společně se snížením zisku antény přibližně o 1,7 dB pro kmitočet $f = 915$ MHz (obrázky 4.36 a 4.37) a snížení zisku o 0,4 dB pro kmitočet $f = 950$ MHz (obrázky 4.38 a 4.39) ve směru hlavního laloku.

Dodatečným dolepením měděné fólie se však rezonance posunula níže na kmitočet $f_r = 933$ MHz při činiteli odrazu $S_{11} = -24$ dB a hodnota realizovaného zisku G_r vzrostla o 0,85 dB na hodnotu 6,68 dBi pro kmitočet $f = 915$ MHz a o 0,4 dB na hodnotu 7,14 dBi pro kmitočet $f = 950$ MHz.

5 VÝROBA A MĚŘENÍ

5.1 Antény

5.1.1 Konstrukce

Při konstrukci antény tvaru E byl kladen důraz na nastavení správné výšky mezi motivem flíčku a zemní deskou pomocí plastových distančních sloupků. U biplanární Yagi-Uda antény byl při měření zjištěn posun rezonance o 48 MHz do oblasti vyšší kmitočtů, což je zapříčiněno výrobou antény na jiný dielektrický substrát, než na jaký byla původně navržena. Tento nedostatek byl částečně eliminován dolepením měděné fólie na aktivní ramena půlvlnného dipólu. Antény byly dále společně s obvodem pro sklizení energie z rádiových vln propojeny pomocí SMA konektorů a propojky.

5.1.2 Měření impedančního přizpůsobení a směrových charakteristik

Měření impedančního přizpůsobení antén bylo provedeno pomocí vektorového analyzátoru R&S® ZVL13 ve frekvenčním pásmu 850 MHz - 1100 MHz.

Měření vyzařovacích charakteristik daných antén probíhalo v bezodrazové komoře na pracovišti VUT v Brně. Nejprve se pomocí obvodového analyzátoru změřil přenos S_{21_REF} mezi dvěma referenčními anténami ve směru maxim jejich hlavních laloků a

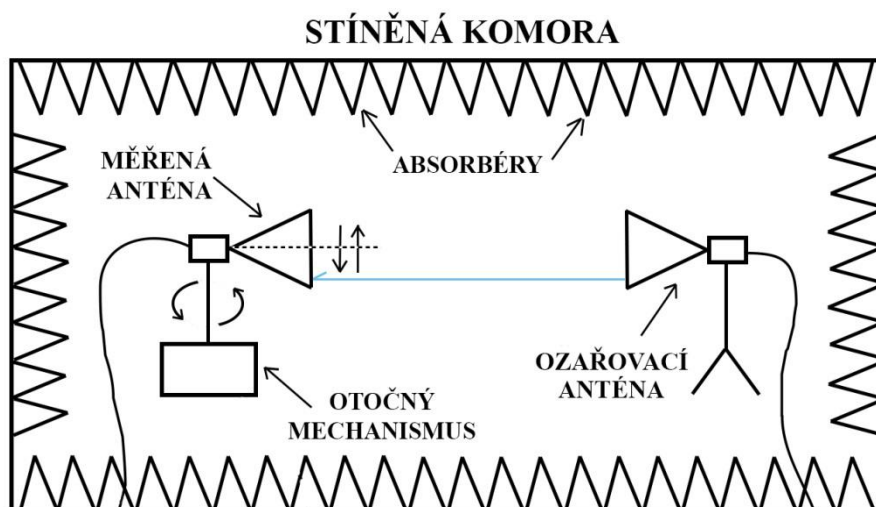
poté se změřil přenos S_{21_AUT} mezi referenční a měřenou anténou, přičemž bylo měřenými anténami rotováno pomocí anténního skeneru ovládaného počítačem v rozmezí úhlů od 0° do 360° v rovinách E i H při kmitočtech $f_1 = 915$ MHz a $f_2 = 950$ MHz. Výsledné zisky měřených antén byly dopočítány pomocí známé hodnoty zisku referenční antény na daných kmitočtech měření a změřených hodnot jednotlivých přenosů podle vztahu:

$$G_{AUT}(\theta, \varphi) = S_{21_AUT}(\theta, \varphi) - (S_{21_REF_MAX} - G_{REF_MAX}) \quad (5.1)$$

kde $G_{AUT}(\theta, \varphi)$ představuje zisk měřených antén v daném směru, $S_{21_AUT}(\theta, \varphi)$ je přenos mezi referenční a měřenou anténou v daném směru, $S_{21_REF_MAX}$ udává přenos mezi dvěma referenčními anténami v maximech vyzařovacích charakteristik a G_{REF_MAX} je zisk referenční antény na daném kmitočtu ve směru maxima vyzařování.

Pro měření zisku roviny E byla biplanární Yagi-Uda anténa umístěna vodorovně se zemí, zatímco pro měření v rovině H byla anténa pootočená o 90° , tedy kolmo k zemi. Flíčková anténa tvaru E byla pro měření zisku v rovině E nasměrována štěrbinami kolmo k zemi a pro měření roviny H byla anténa pootočená o 90° , tedy štěrbinami rovnoběžně se zemí.

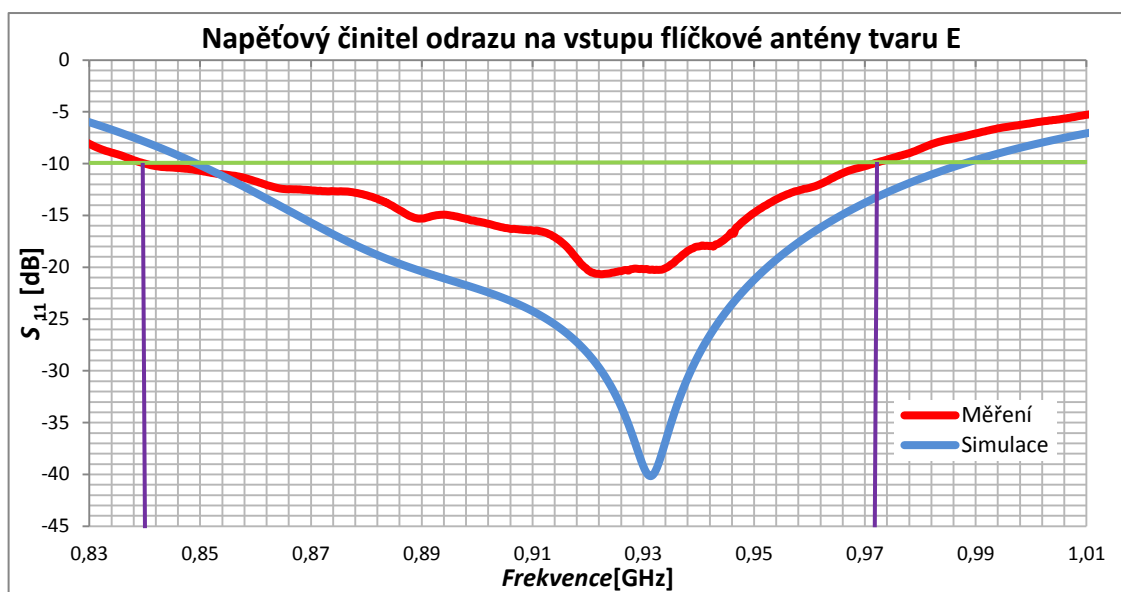
Uspořádání měřicího pracoviště pro měření antén je vyobrazeno na obrázku 5.1 a výsledné hodnoty realizovaného zisku daných antén jsou zachyceny v tabulce 5.1.



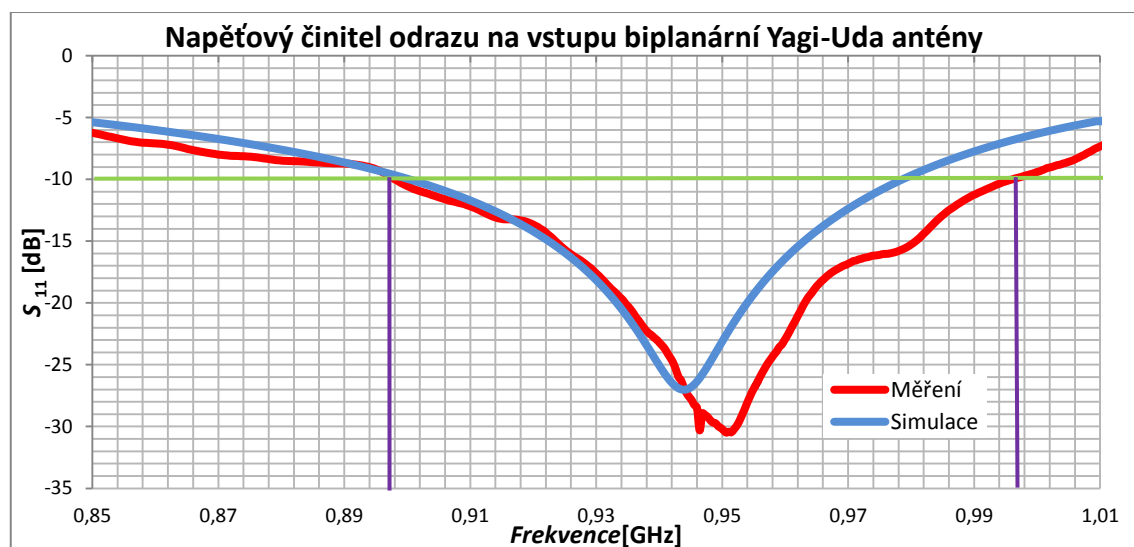
Obrázek 5.1 Uspořádání měřicího pracoviště pro měření antén

Impedanční šířka pásma flíčkové antény tvaru E (obrázek 5.2) dosahuje hodnoty $BW_{\text{měř}} = 132 \text{ MHz}$, jenž je srovnatelná s hodnotou ze simulací $BW_{\text{sim}} = 136 \text{ MHz}$. Impedanční šířka pásma u biplanární Yagi-Uda antény (obrázek 5.3) dosahuje hodnoty $BW_{\text{měř}} = 100 \text{ MHz}$, což je více než u simulace, ve které vyšlo $BW_{\text{sim}} = 77 \text{ MHz}$.

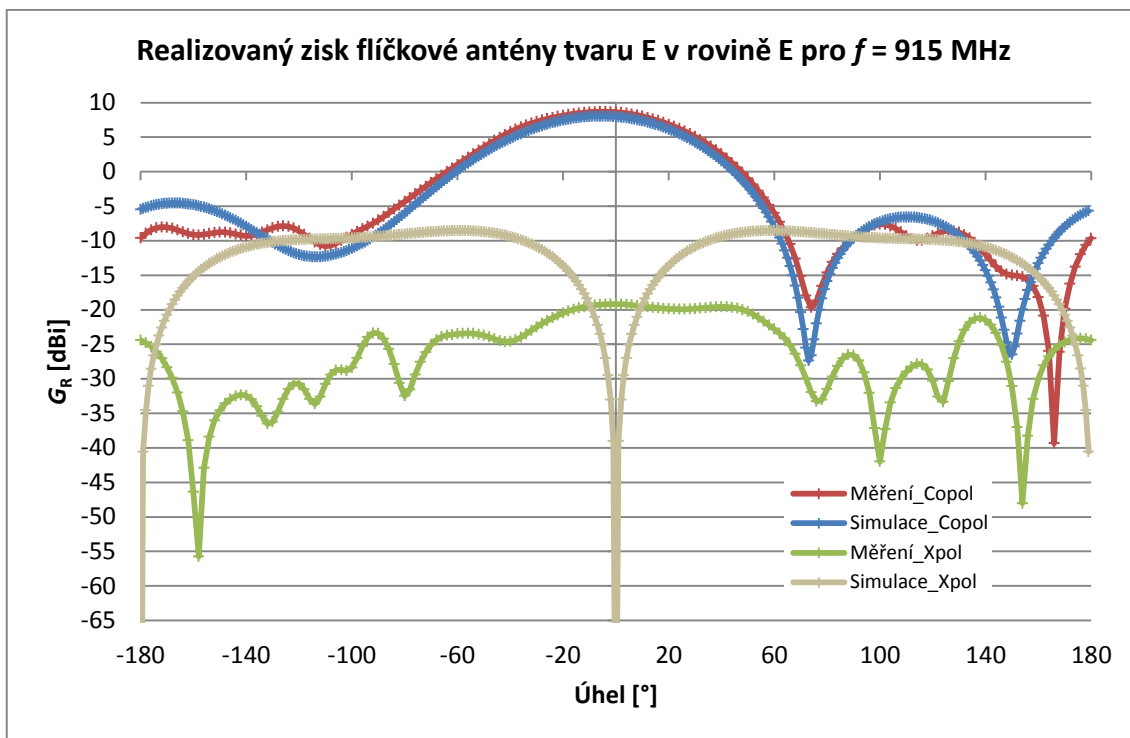
Simulované parametry flíčkové antény tvaru E jsou na obrázcích 4.19 až 4.25 a změřené parametry na obrázcích 5.2 a 5.4 až 5.7. Simulované parametry biplanární Yagi-Uda antény jsou na obrázcích 4.27 až 4.33 a dále pak na 4.34 až 4.39, změřené parametry jsou na obrázcích 5.3 a 5.8 až 5.11. Ze srovnání naměřených hodnot je patrné, že flíčková anténa tvaru E dosahuje vyššího zisku, ale i větší křížové polarizace oproti biplanární Yagi-Uda anténě.



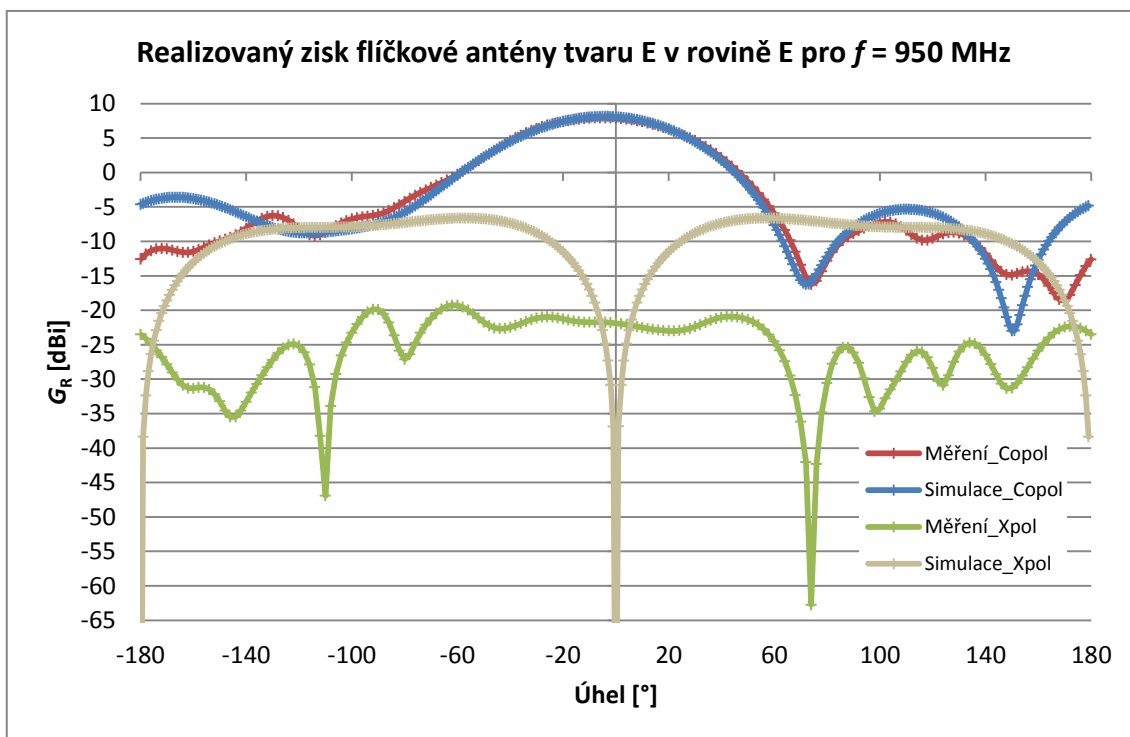
Obrázek 5.2 Modul činitele odrazu na vstupu flíčkové antény tvaru E



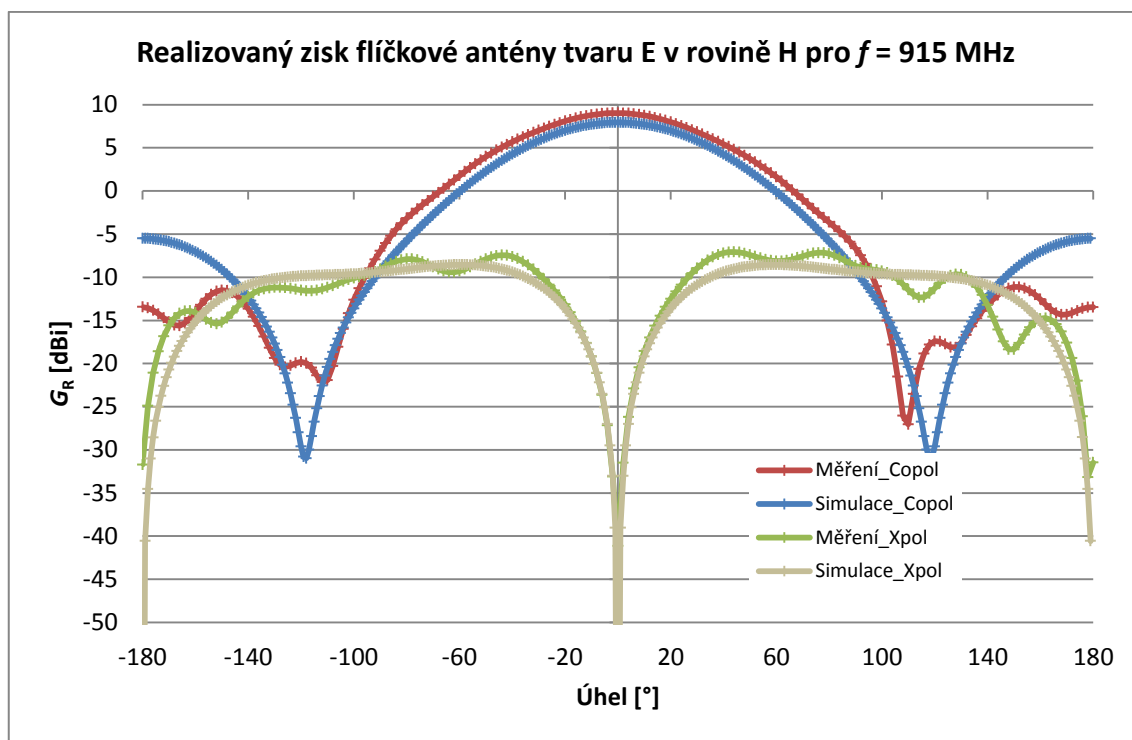
Obrázek 5.3 Modul činitele odrazu na vstupu biplanární Yagi-Uda antény



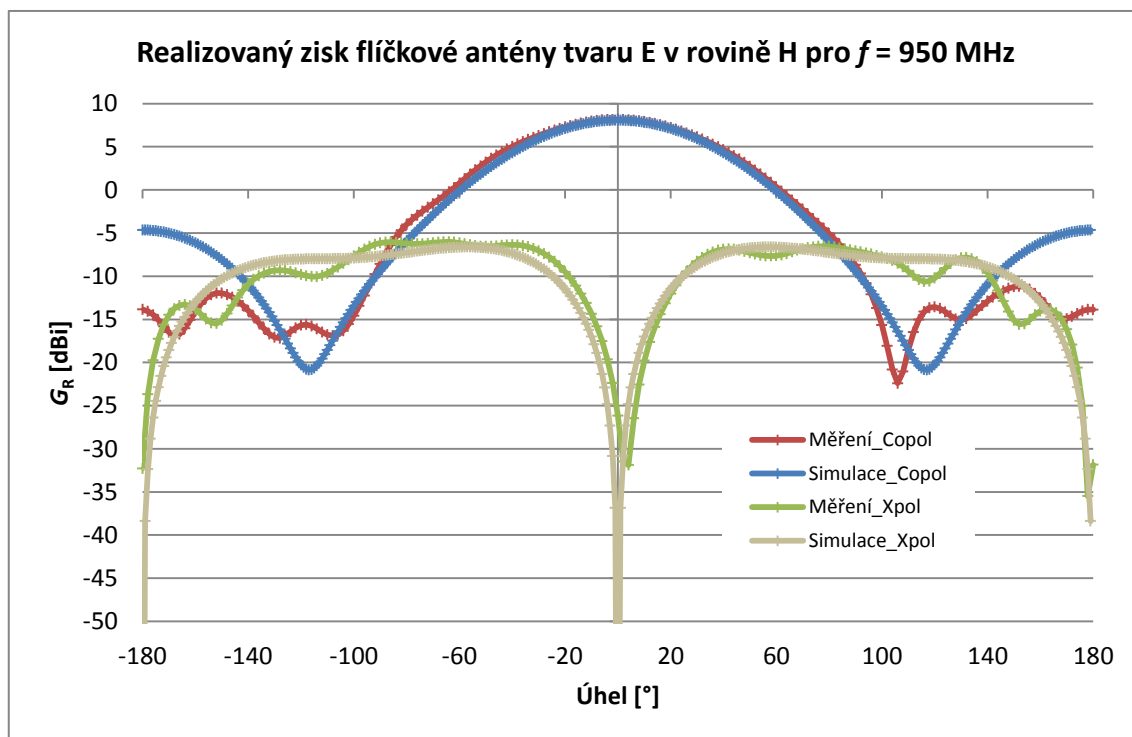
Obrázek 5.4 Zisk flíčkové antény tvaru E v rovině E pro $f = 915$ MHz



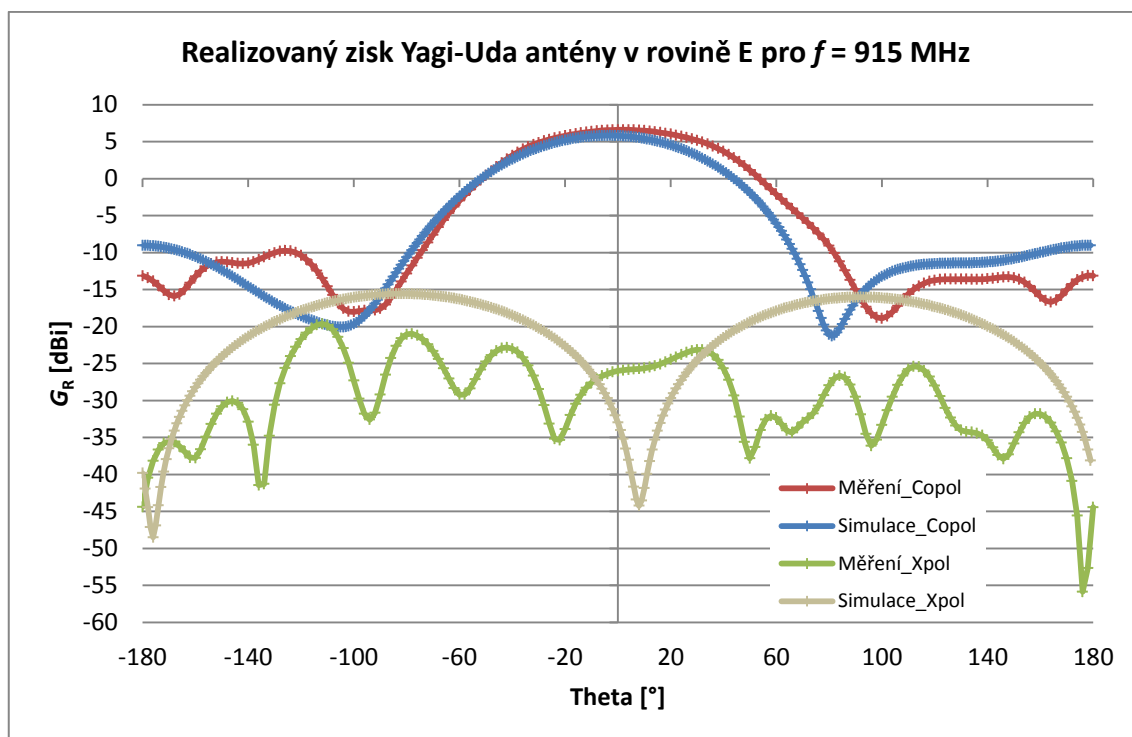
Obrázek 5.5 Zisk flíčkové antény tvaru E v rovině E pro $f = 950$ MHz



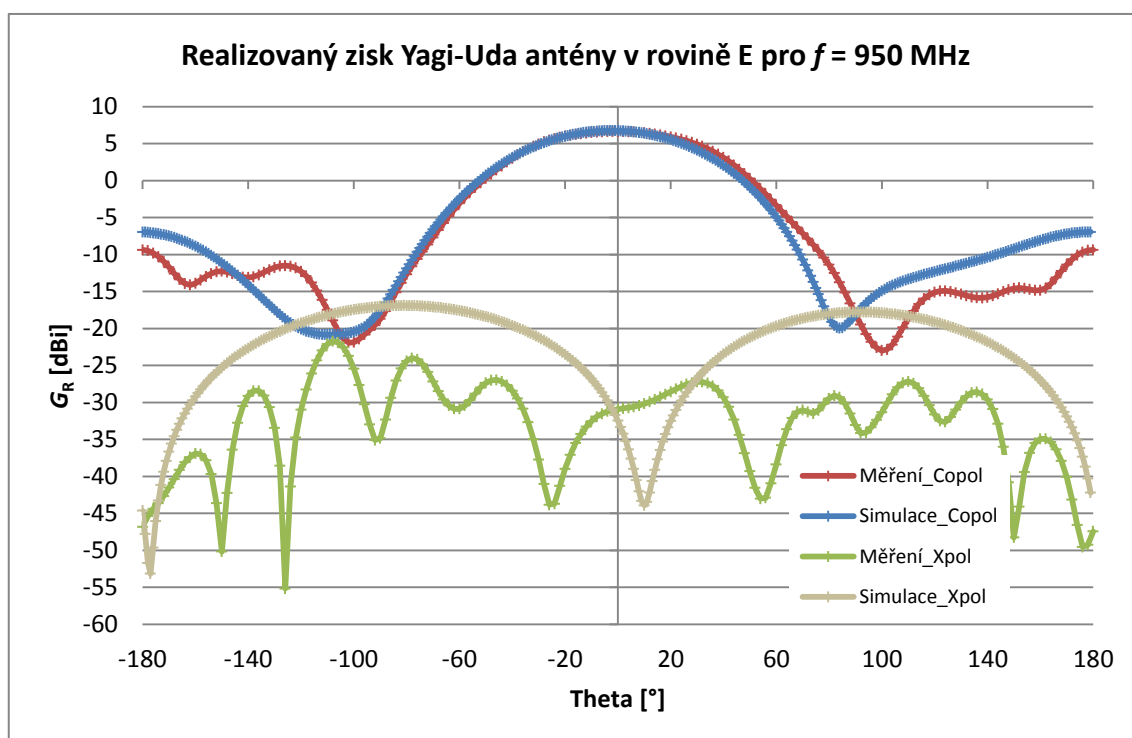
Obrázek 5.6 Zisk fličkové antény tvaru E v rovině H pro $f = 915$ MHz



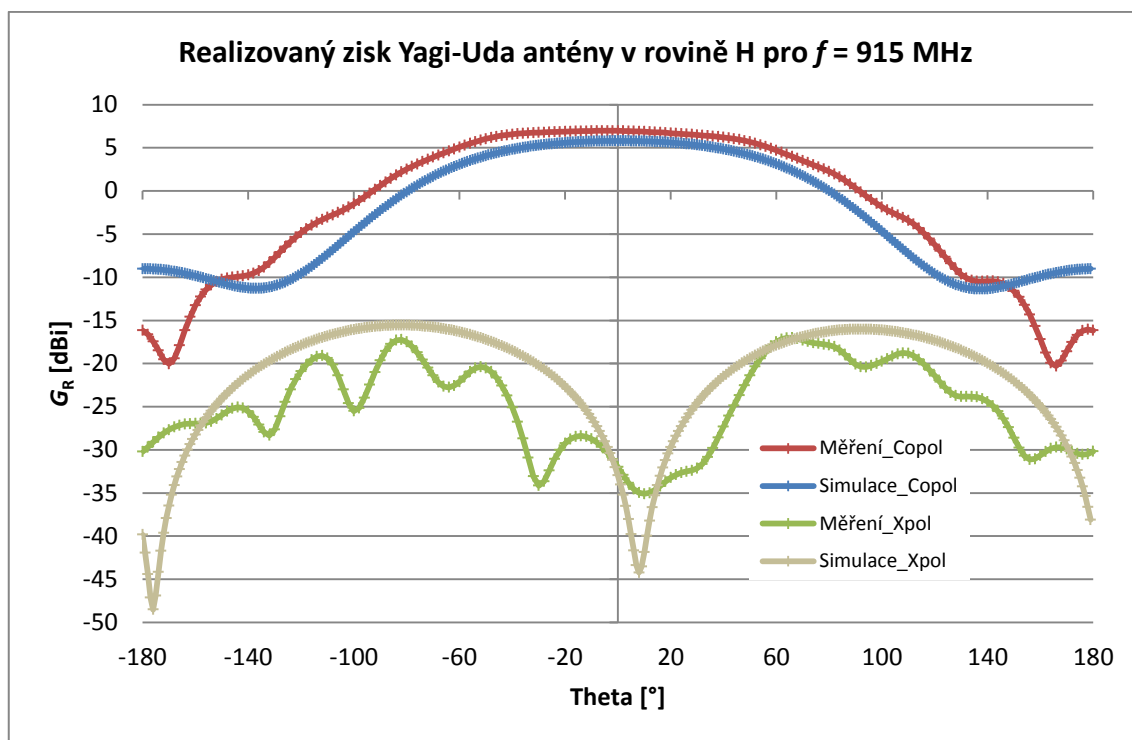
Obrázek 5.7 Zisk fličkové antény tvaru E v rovině H pro $f = 950$ MHz



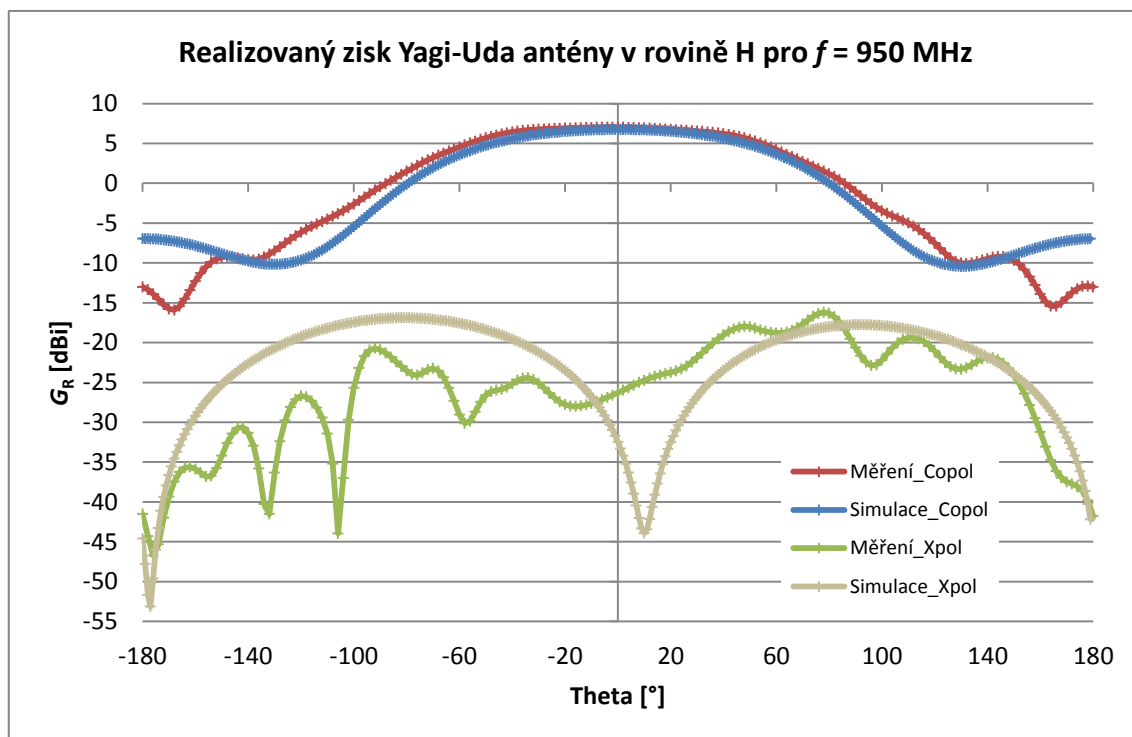
Obrázek 5.8 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E pro $f = 915$ MHz



Obrázek 5.9 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině E pro $f = 950$ MHz



Obrázek 5.10 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H pro $f = 915$ MHz



Obrázek 5.11 Zisk biplanární Yagi-Uda antény v rovině H pro $f = 950$ MHz

Tabulka 5.1 Změřené a simulované hodnoty maximálního realizovaného zisku antén

Frekvence [MHz]	Flíčková anténa tvaru E - měření [dBi]		Biplanární Yagi-Uda anténa - měření [dBi]	
	Rovina E	Rovina H	Rovina E	Rovina H
915	8,69	9,03	6,6	6,97
950	8,02	8,27	6,63	7,04
	Flíčková anténa tvaru E - simulace [dBi]		Biplanární Yagi-Uda anténa - simulace [dBi]	
	Rovina E	Rovina H	Rovina E	Rovina H
915	8,03	7,95	5,83	5,8
950	8,13	8,08	6,76	6,74

Ze srovnání výsledků měření a simulací je patrné následující: u flíčkové antény tvaru E i u biplanární Yagi-Uda antény dosahuje změřený realizovaný zisk pro $f = 915$ MHz a roviny E i H vyšší hodnoty oproti simulaci a pro $f = 950$ MHz nabývá vyšší hodnoty jen pro rovinu H. Míra křížové polarizace u flíčkové antény tvaru E v rovině E dosahuje poněkud odlišných hodnot oproti simulaci, což může být zapříčiněno mírnou nesymetrií danou výrobou antény s dodatečnými ztrátami nebo chybou nasměrování antény při měření.

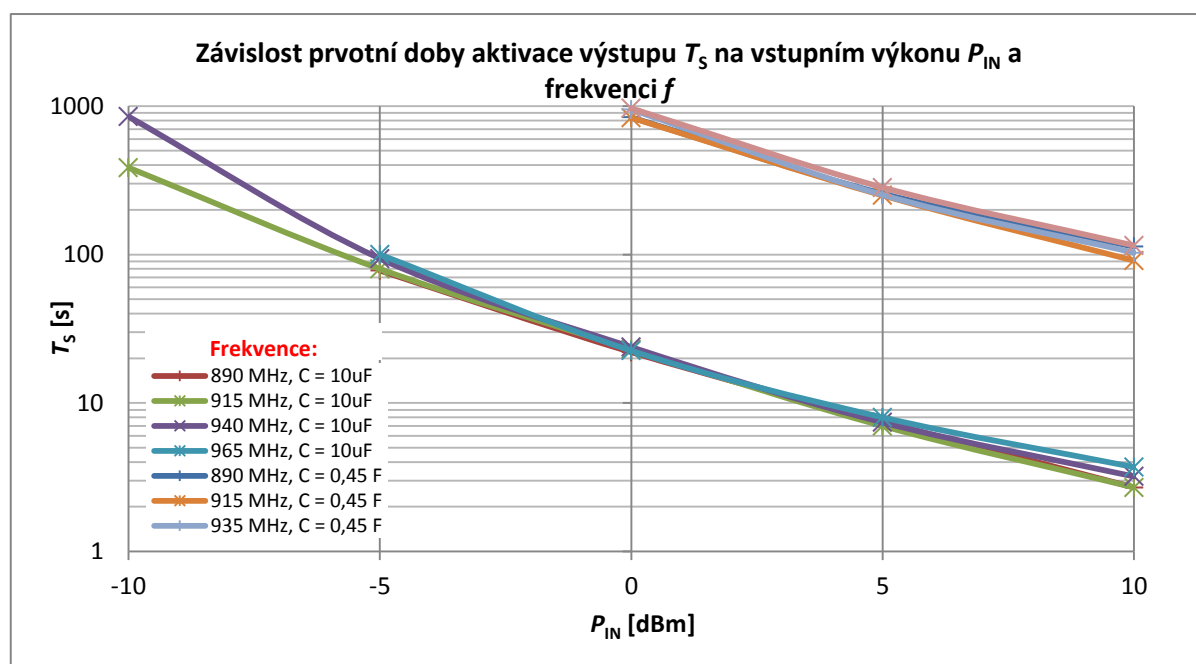
5.2 Přípravek pro sklizení energie z rádiových vln

Pro měření samotného přípravku byl použit vysokofrekvenční generátor Agilent N5182 MXG, pomocí něhož byla ověřena funkce daného obvodu. Cílem měření bylo ověřit minimální vstupní výkon P_{INmin} , při kterém začne obvod pracovat, dále zjištění prvotní doby nabíjení kondenzátorů T_S do aktivace výstupního pinu V_{OUT} se signalizací pomocí LED (tabulka 5.2, obrázek 5.12), změření periody opětovné aktivace výstupu obvodu T_O (tabulka 5.3, obrázek 5.13) a také závislost síly signálu $RSSI$ na vstupním výkonu P_{IN} (tabulka 5.4, obrázek 5.14, tabulka 5.5 a obrázek 5.15). Funkce $RSSI$ tedy slouží k navzorkování přijatého signálu za účelem indikace množství sklizené energie [41]. Při aktivaci této funkce je usměrněný stejnosměrný signál nasměrován na vnitřní měřicí rezistor, kde se dále vyhodnotí a na pinu D_{OUT} lze naměřit patřičné napětí odpovídající vstupnímu výkonu P_{IN} . Všechna tato měření parametrů byla provedena pro různé hodnoty vstupního výkonu a frekvence.

Tabulka 5.2 Naměřené hodnoty prvotní doby nabíjení kondenzátorů T_S dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvence f

P_{IN} [dBm]	Frekvence [MHz]			
	890	915	940	965
	$C = 10 \mu F$			
	Čas [s]			
-10	-	385	850	-
-5	78	80	94	100
0	22	23	23,8	22,5
5	7,5	7	7,4	8
10	2,7	2,7	3,2	3,7
	$C = 450 \text{ mF}$			
0	840	835	949	966
5	257	250	252	283
10	113	91	103	115

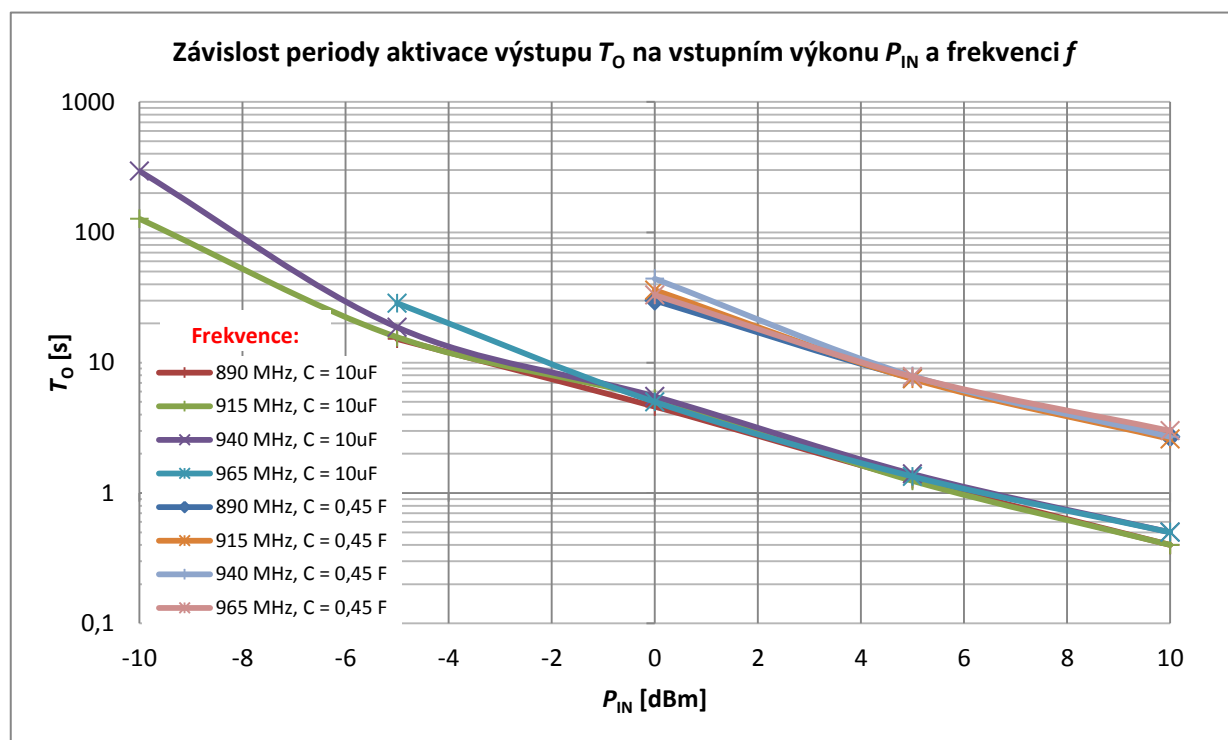
Obrázek 5.12 Graf závislosti prvotní doby nabíjení kondenzátorů T_S na velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvenci f



Tabulka 5.3 Naměřené hodnoty periody opětovné aktivace výstupu T_O dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvence f

P_{IN} [dBm]	Frekvence [MHz]			
	890	915	940	965
	C = 10 μ F			
	Čas [s]			
-10	-	127	295	-
-5	15,2	15,7	18,7	28,6
0	4,6	5,3	5,5	5
5	1,27	1,24	1,4	1,34
10	0,4	0,4	0,5	0,5
	C = 450 mF			
0	30	36	44	33
5	7,6	7,5	7,9	7,8
10	2,7	2,6	2,7	3

Obrázek 5.13 Graf závislosti periody opětovné aktivace výstupu T_O na velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvenci f

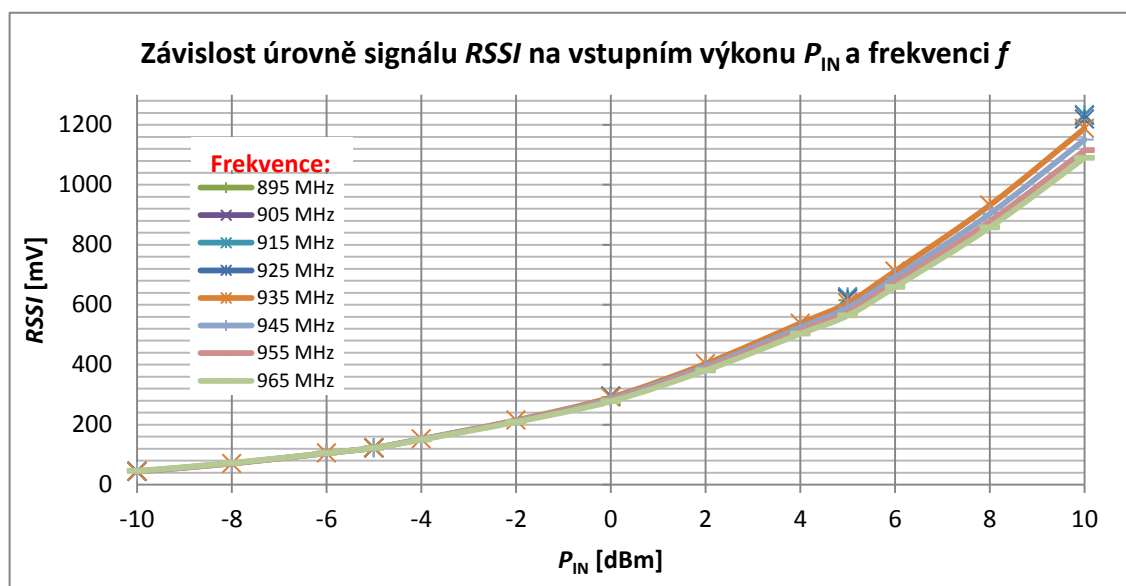


Měření při zapojení kondenzátoru o hodnotě $C = 450 \text{ mF}$ proběhlo jen pro vstupní výkony $P_{IN} \geq 0 \text{ dBm}$, protože by bylo měření pro nižší výkony časově náročné. Křivky mají pro obě kapacity stejný charakter poklesu s rostoucím vstupním výkonem.

Tabulka 5.4 Naměřené hodnoty úrovně signálu $RSSI$ dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvence f

P_{IN} [dBm]	Frekvence [MHz]												
	880	895	905	915	925	935	940	945	950	955	960	965	980
	$RSSI$ [mV]												
10	1171	1208	1231	1234	1219	1188	1192	1151	1154	1115	1121	1090	1071
5	597	614	623	626	619	606	598	590	583	575	570	564	557
0	287	291	294	295	294	291	291	286	284	282	279	278	273
-5	124	124	123	123	122	123	123	123	123	123	123	123	121
-10	45,7	45,7	44,7	43,9	43,4	43,4	43	43,8	44	44,8	45,6	45,6	46,6

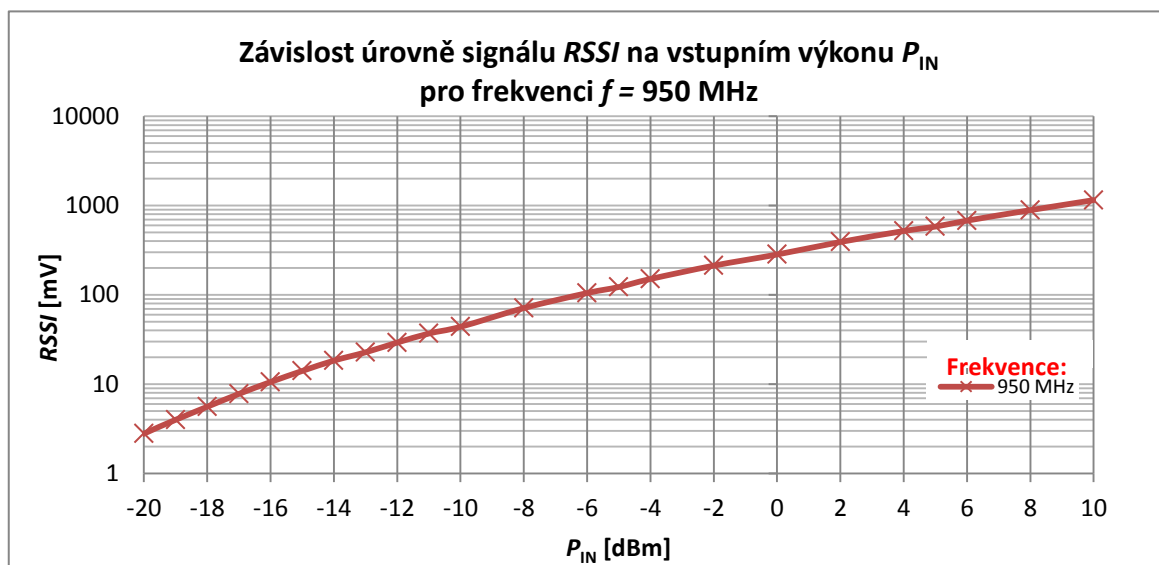
Obrázek 5.14 Graf závislosti hodnoty úrovně signálu $RSSI$ na velikosti vstupního výkonu P_{IN} a frekvenci f



Tabulka 5.5 Naměřené hodnoty úrovně signálu $RSSI$ dle velikosti vstupního výkonu P_{IN} pro frekvenci $f = 950$ MHz

P_{IN} [dBm]															
10	8	6	4	2	0	-2	-4	-6	-8	-10	-12	-14	-16	-18	-20
$RSSI$ [mV]															
1154	891	680	520	392	284	213	151	105	71	44	29	18	11	6	3

Obrázek 5.15 Graf závislosti hodnoty úrovně signálu $RSSI$ na velikosti vstupního výkonu P_{IN} pro frekvenci $f = 950$ MHz

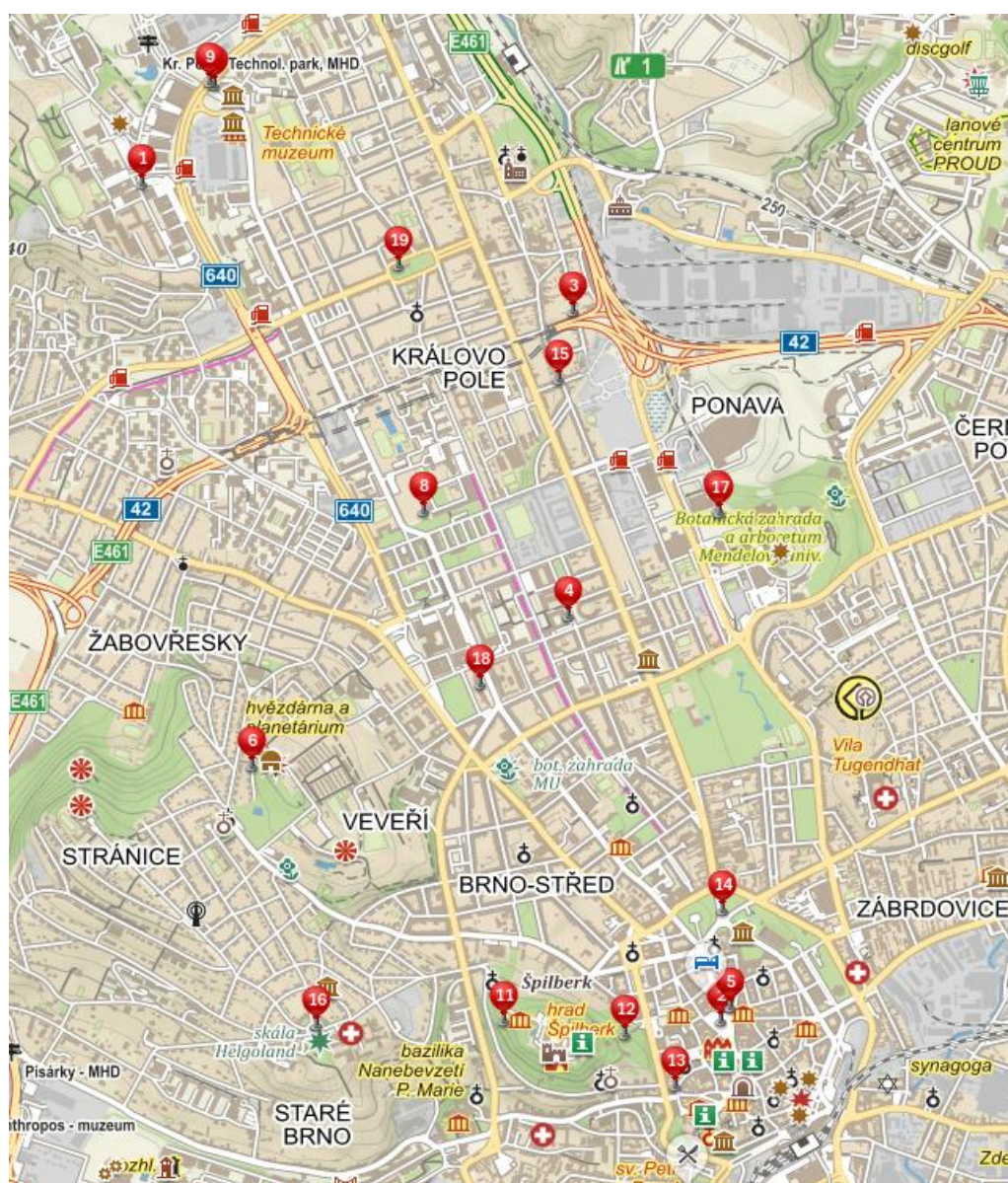


Z naměřených hodnot přípravku pro sklizení energie z rádiových vln jsou patrné následující závěry:

- minimální vstupní výkon P_{INmin} pro správnou činnost obvodu je -12 dBm v pásmu 900 MHz až 950 MHz
- prvotní doba nabíjení do aktivace výstupu T_S pro kondenzátor s kapacitou $C = 450$ mF je průměrně 36x delší než pro kondenzátor s kapacitou $C = 10$ μ F
- u frekvencí $f = 890$ MHz a $f = 965$ MHz bylo zjištěno, že k aktivaci výstupu obvodu nedojde při výkonech nižších než -7 dBm, což souvisí s nízkou účinností daného obvodu na těchto kmitočtech při daných výkonech
- pro zjištění vstupního výkonu bez dostupnosti měřicího pracoviště lze využít křivku z obrázku 5.15.
- křivky všech naměřených hodnot dosahují vyrovnaných průběhů v celém kmitočtovém rozsahu od frekvence $f = 890$ MHz do frekvence $f = 965$ MHz
- prvotní doby nabíjení do aktivace výstupu T_S i úroveň signálu $RSSI$ jsou ve shodě s katalogovým listem výrobce

5.3 Testování kompletního zařízení pro sklízení RF energie

Pro otestování zhotoveného zařízení jako zdroje napětí byly v městě Brně vybrány lokality s vyšší koncentrací rádiového signálu podle mapy rozmístění základnových stanic BTS [56]. Lokality zvolené k měření jsou vyznačeny na obrázku 5.12 a dostupné hodnoty úrovně signálu *RSSI* jsou uvedeny v tabulce 5.6. Samotné měření probíhalo na vybraných místech tak, že jsem se snažil nasměrovat vybranou anténu směrem na vysílací anténu základnové stanice v rovině vertikální polarizace, kdy jsem zároveň sledoval úroveň *RSSI* signálu, pohyboval anténou v různých směrech a hledal místo s největší úrovní *RSSI*. Měření jsem prováděl převážně s flíčkovou anténou tvaru E, neboť se osvědčila mírně vyšším ziskem a vyššími hodnotami *RSSI* oproti biplanární Yagi-Uda anténě. Měření jsem většinou prováděl ve výšce přibližně 1 m až 1,5 m nad zemí, v některých lokalitách (3,6) však i níže (0,1- 0,3 m) nad zemí.



Obrázek 5.16 Mapa lokalit měření zařízení pro sklízení energie z rádiových vln

Tabulka 5.6 Lokality měření zařízení pro sklízení energie z rádiových vln

	Lokalita	Naměřená úroveň signálu RSSI [mV]	Vhodnost pro sklízení energie
1	Technická - IBM	90	ANO
2	Náměstí svobody - střed	30 - 70	ANO
3	Košínova	32	ANO
4	Bayerova - FIT MUNI	12	NE
5	Náměstí svobody - policie ČR	210	ANO
6	Tůmová - hvězdárna	152	ANO
7	Purkyňova - technické muzeum	54	ANO
8	Tábor	14 - 28	NE
9	Purkyňova - silniční most	43	ANO
10	Sportovní - plavecký stadion	44	ANO
11	Špilberk - sady	1	NE
12	Špilberk - park	22	NE
13	Šilingrovo náměstí	12	NE
14	Rooseveltova - Moravské náměstí	52	ANO
15	Hrubého	18	NE
16	Vaňkovo náměstí	64	ANO
17	Sportovní - Boby centrum	37	ANO
18	Kounicova - UO	34	ANO
19	Slovanské náměstí	7	NE

Nejlepší výsledky byly dosaženy na místech, odkud je přímá viditelnost na vysílací anténu BTS, ve směru jejího maxima vyzařování a v co neshodnější výšce a minimální vzdálenosti mezi vysílací a přijímací anténou (lokality 5 a 6).

Vhodnost dané lokality pro sklízení RF energie je posouzena podle naměřené úrovně signálu RSSI, která odpovídá úrovní vstupního výkonu podle grafu na obrázku 5.15 a ten je posouzen podle grafu na obrázku 5.12, kdy nejnižší úroveň RSSI, při které se začne nabíjet kondenzátor v daném kmitočtovém pásmu GSM, odpovídá hodnotě $RSSI = 29$ mV. Tuto skutečnost jsem ověřil také i v terénu.

Pro určení dosažitelného vstupního výkonu lze vycházet z Friisovy přenosové rovnice, která je dána vztahem [57]:

$$P_P = P_V \cdot \frac{G_V(\theta_V, \phi_V) \cdot G_P(\theta_P, \phi_P) \cdot \lambda^2}{(4\pi \cdot R)^2} \cdot (1 - |\Gamma_V|^2) \cdot (1 - |\Gamma_P|^2) \cdot |\hat{\rho}_V \cdot \hat{\rho}_P|^2, \quad (5.2)$$

kde P_P značí vstupní výkon přijímací antény, P_V je výstupní výkon vysílací antény, G_V určuje zisk vysílací antény v daném směru, G_P určuje zisk přijímací antény v daném směru, λ je vlnová délka signálu, R je vzdálenost vysílací a přijímací antény, Γ_V představuje činitel odrazu vysílací antény, Γ_P je činitel odrazu přijímací antény, $\hat{\rho}_V$ značí vektor polarizace vysílací antény a $\hat{\rho}_P$ je vektor polarizace přijímací antény.

Dále je potřeba vzít v potaz vysílací a přijímací ztráty tvořené útlumy na vedení a konektorech (0,2 dB). Účinnost konverze vysokofrekvenčního signálu na stejnosměrný může dosahovat maximálně 55%, tj. útlum usměrňovače je minimálně 2,6 dB [57].

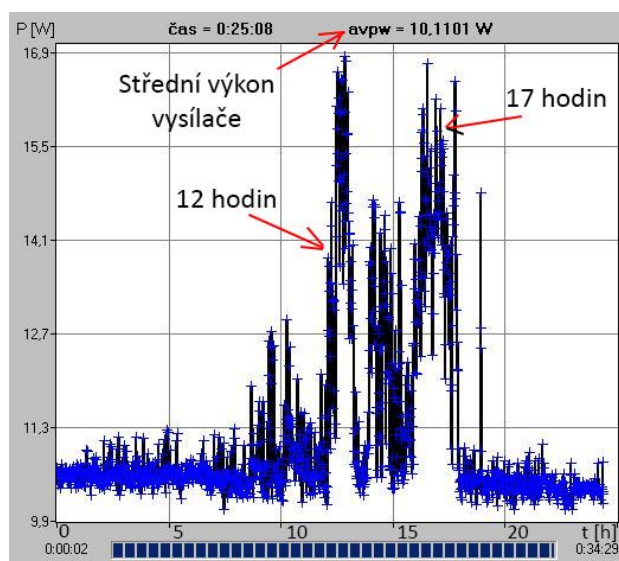
Při použití flíčkové antény tvaru E lze pro kmitočet $f = 950$ MHz, polarizační nepřizpůsobení $\cos \Psi = 5^\circ$, činitele odrazu přijímací antény $\Gamma_P = 0,03$, činitele odrazu vysílací antény $\Gamma_V = 0$, vzdálenost mezi anténami $R = 50$ m, útlumu konektorů $L_C = 0,2$ dB a při zachování parametrů vysílací antény jako v příkladu 1, přibližně odhadnout přijatý výkon podle rovnice (5.2) jako:

$$P_{IN} = P_V \cdot \frac{G_V(\theta_V, \phi_V) \cdot G_P(\theta_P, \phi_P) \cdot \lambda^2}{(4\pi \cdot R)^2} \cdot (1 - |\Gamma_V|^2) \cdot (1 - |\Gamma_P|^2) \cdot |\cos \psi|^2 \cdot L_C =$$

$$= 10 \cdot \frac{31,5 \cdot 5 \cdot \left(\frac{3 \cdot 10^8}{950 \cdot 10^6} \right)^2}{(4\pi \cdot 50)^2} \cdot (1^2) \cdot (1 - 0,03^2) \cdot (\cos(5^\circ))^2 \cdot 0,95 = 377 \mu W = -4,24 \text{ dBm}$$

(5.3)

Pro představu reálné velikosti výkonu vysílače BTS v jednom ze sektorů sítě T-Mobile v různých časových dobách dne slouží následující obrázek 5.17:



Obrázek 5.17 Časové změny výkonu vysílače během celého dne [58]

Z obrázku je patrné, že střední výkon vysílačů základnových stanic BTS dosahuje hodnoty minimálně 10 W (40 dBm) přes celý den a pro vykrytí telekomunikačních špiček se výkon navyšuje až na 16,9 W (42,3 dBm).

6 ZÁVĚR

Cílem bakalářské práce bylo prostudovat problematiku sběru energie z rádiových vln, stanovit požadavky pro jednotlivé bloky zařízení, které bude energii sklízet, vybrat dostupný obvod a k němu navrhnout anténu s pomocnými obvody.

Nejprve byly prostudovány historické pokusy bezdrátového přenosu energie společně s alternativními zdroji vhodnými pro sběr energie a určeny jejich parametry, následně byly analyzovány možnosti sběru energie z rádiových vln pomocí antény, přizpůsobovacího obvodu a usměrňovače, který může být doplněn zvyšujícím DC/DC měničem, přičemž tento způsob řešení je použit v daném obvodu Powecast P2110B. Tento obvod byl pro svou dostupnost na trhu uvažován za vhodný, neboť splňuje požadavky zadání a dále k němu byla navržena a analyzována nejprve planární flíčková anténa, která byla kvůli nedostatečné impedanční šířce pásma pokrytí obvodu společně s pokrytím GSM systému modifikována U šterbinou a také tvarem E, který byl následně vybrán vzhledem k lepším dosaženým výsledkům pro výrobu. Ke srovnání byla také navržena a experimentálně vyrobena biplanární Yagi-Uda anténa, u které ale došlo k vyrobení na jiný dielektrický substrát, než bylo plánováno, takže dosahuje nepatrně odlišných výsledků oproti původním simulacím. Obě tyto planární antény dosahují středního zisku (7-8 dBi), což je více oproti jednoduché flíčkové anténě, která dosahuje zisku menšího (5 dBi). Z rozměrových důvodů byla vybrána Yagi-Uda anténa pouze s jedním директором, což má za následek nižší zisk oproti verzi s více direktory, kdy lze dosáhnout maximálního zisku až 14 dBi při použití patnácti direktorů. Naměřené hodnoty vstupního činitele odrazu u biplanární Yagi-Uda antény odpovídají simulacím a u flíčkové antény tvaru E dosahují mírně vyšších hodnot, což je způsobeno nepřesnostmi a odchylkami při konstrukci antény. Naměřené hodnoty zisků obou antén jsou 8-9 dBi pro flíčkovou anténu tvaru E a 6,6-7 dBi pro biplanární Yagi-Uda anténu.

Další část práce představuje návrh a testování modulu pro sklizení RF energie za různých podmínek měření. Modul demonstruje sklizení dostatečného množství vysokofrekvenční energie pro aktivaci daného obvodu a následnou indikaci pomocí LED. Z výsledků měření je patrné, že obvod začíná regulérně fungovat od vstupního výkonu - 12 dBm, přičemž nejvyšší účinnosti dosahuje v pásmu od 900 MHz do 950 MHz. Obvod lze také využít jako jednoduchý indikátor velikosti přijímaného výkonu v rozsahu - 20 dBm až + 10 dBm po připojení napájecí baterie. Účinnost usměrňovače daného obvodu nelze určit, jelikož není známá hodnota interního měřicího rezistoru, která je pro výpočet výstupního výkonu důležitá. Kompletní zhotovené zařízení pro sklizení energie z rádiových vln bylo následně otestováno na různých lokalitách v blízkosti viditelnosti mobilních základnových stanic v Brně a výsledky jsou prezentovány v tabulce 5.6. Z měření je patrné, že se ve městě nachází mnoho míst, ve kterých se dá sklizení vysokofrekvenční energie pro nízkopříkonové aplikace spolehlivě využít.

Fotografie vyrobených antén a celkového zařízení pro sklizení energie z rádiových vln lze nalézt v přílohách dokumentu.

LITERATURA

- [1] BRADFORD, H. Marconi in Newfoundland: The 1901 Transatlantic Radio Experiment. [online]. 1998 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://www.newscotland1398.net/nfld1901/marconi-nfld.html>.
- [2] KENNEDY, H. How Spark Transmitters Work. *The History of QST - Technology*. 1992, vol. 1.
- [3] Schumann resonances. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Schumann_resonances.
- [4] Tesla's (Lightning-Struck) Tower. new illuminati. [online]. 1. 12. 2008 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://nexusilluminati.blogspot.cz/2008/12/teslas-lightning-struck-tower.html>.
- [5] BROWN, W. C. The History of Power Transmission by Radio Waves. In: *Microwave Theory and Techniques*. IEEE, Sep 1984, vol. 32, no. 9, pp. 1230-1242. DOI: 10.1109/TMTT.1984.1132833.
- [6] BROWN, W. C. Rectenna Technology Program: Ultra Light 2.45 GHz Rectenna and 20 GHz Rectenna. Raytheon Co. for NASA Lewis contract NAS3-22764, 11 March 1987.
- [7] MCSPADDEN, J. O., MANKINS, J. C. Space solar power programs and microwave wireless power transmission technology. In: *Microwave Magazine*. IEEE, Dec 2002, vol. 3, no. 4, pp. 46-57. DOI: 10.1109/MMW.2002.1145675.
- [8] Microwave transmission. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Microwave_transmission#Microwave_power_transmission.
- [9] MARCUS, M., PATTAN, B. Millimeter wave propagation: spectrum management implications. In: *Microwave Magazine*. IEEE, June 2005, vol. 6, no. 2, pp. 54-62. DOI: 10.1109/MMW.2005.1491267.
- [10] MIKULÁŠTÍK, K. Rádiové rozhraní GSM prakticky. Prezentace [online]. 1. 6. 2007 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://radio.feld.cvut.cz/personal/mikulak/MK/radioverozhraniGSMprakticky.pdf>.
- [11] WOLF, CH. Absorption. radartutorial.eu. [online]. [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://www.radartutorial.eu/07.waves/wa13.en.html>.
- [12] LIN, J. Wireless Power Transmission: From Far-Field to Near-Field. Prezentace [online]. University of Florida, 24. 3. 2013 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: http://ewh.ieee.org/r8/norway/ap-mtt/files/Lin_WPT.pdf.
- [13] Wireless power. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_power.
- [14] BALANIS, C. A., *Antenna theory: Analysis and Design*. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005, s. 34-81, 820-826, 1117 s. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [15] Near and far field. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Near_and_far_field.

- [16] Energy Harvesting – Others. Texas Instruments. [online]. © 1995-2015 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: http://www.ti.com/solution/energy_harvesting.
- [17] FANG, Z., XIN, L., FAN-YI, M., et al. Design of a Compact Planar Rectenna for Wireless Power Transfer in the ISM Band. In: *International Journal of Antennas and Propagation*. 2014, Article ID: 298127, 9 s. DOI:10.1155/2014/298127.
- [18] COLLADO, A., GEORGIADIS, A. 24 GHz substrate integrated waveguide (SIW) rectenna for energy harvesting and wireless power transmission. In: *Microwave Symposium Digest (IMS)*. IEEE MTT-S International, 2-7 June 2013, pp. 1-3. DOI: 10.1109/MWSYM.2013.6697772.
- [19] COLLADO, A., GEORGIADIS, A. Conformal Hybrid Solar and Electromagnetic (EM) Energy Harvesting Rectenna. In: *Circuits and Systems I: Regular Papers*. IEEE Transactions, August 2013, vol. 60, no. 8, pp. 2225-2234. DOI: 10.1109/TCSI.2013.2239154.
- [20] MRNKA, M., RAID, Z., GROSINGER, J. Wide-band dielectric resonator antennas for RF energy harvesting. In: *Microwave Techniques (COMITE) Conference*. 22-23 April 2015, pp. 1-4. DOI: 10.1109/COMITE.2015.7120313.
- [21] MCSPADDEN, J. O., LU, F., KAI, CH. Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna. In: *Microwave Theory and Techniques*. IEEE Transactions, Dec 1998, vol. 46, no. 12, pp. 2053-2060. DOI: 10.1109/22.739282.
- [22] HAGERTY, J. A., HELMBRECHT, F. B., MCCALPIN, W. H., et al. Recycling ambient microwave energy with broad-band rectenna arrays. In: *Microwave Theory and Techniques*. IEEE Transactions, March 2004, vol. 52, no. 3, pp. 1014-1024. DOI: 10.1109/TMTT.2004.82358.
- [23] YALIN, G., ZHUMING, Z., YANFEI, L., HUAIBAO, X. A Novel Design of Compact Dipole Antenna for 900 MHz and 2.4 GHz RFID Tag Applications. In: *Progress In Electromagnetics Research Letters*. 2014, vol. 45, pp. 99–104. DOI: 10.2528/pierl14012701.
- [24] DIN, N. M., DEVI, K. K. A., CHEN, W.-Y., et al. Design of RF energy harvesting system for energizing low power devices. In: *Progress In Electromagnetics Research*. 2012, vol. 132, pp. 49–69. DOI: 10.2528/pier12072002.
- [25] UZUN, Y., KURT, E. Design and simulation of a new dual-band RF energy harvester with high efficiency. In: *Consumer Electronics (ISCE)*. IEEE International Symposium, June 2015, pp. 1-2, 24-26. DOI: 10.1109/ISCE.2015.7177837.
- [26] JIAPIN, G., XINEN, Z. An improved analytical model for RF-DC conversion efficiency in microwave rectifiers. In: *2012 Microwave Symposium Digest (MTT)*. IEEE MTT-S International. June 2012, pp. 1-3, 17-22. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6259492.
- [27] Energy harvesting. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Energy_harvesting.
- [28] VULLERS, R. J. M., SCHAIJK, R., DOMS, I., HOOF, C., MERTENS, R. Micropower energy harvesting. In: *Solid-State Electronics*. July 2009, vol. 53, issue 7, pp. 684-693. ISSN 0038-1101. DOI: 10.1016/j.sse.2008.12.011.
- [29] SNÁŠEL, J. Antény systému GSM. *Elektrorevue*. [online]. 25. 5. 2004 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/04031/index.html>.

- [30] Stavba antény – 1. díl. Pandatron.cz. [online]. © 2000 – 2015 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: http://pandatron.cz/?257&stavba_anteny_-_1.dil.
- [31] ŠRAJBR, M. *Modelování planární antény zatížené rezonančními kroužky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 42 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.
- [32] Návrh planární širokopásmové logaritmicko-periodické antény. [online]. [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7681.
- [33] WOO, D., CHO, Y.-K., KIM, K. Balance Analysis of Microstrip-to-CPS Baluns and Its Effects on Broadband Antenna Performance. In: *International Journal of Antennas and Propagation*. 2013, Article ID: 651040, 9 s. DOI: 10.1155/2013/651040.
- [34] GARG, R., BHARTIA, P., BAHL, I., ITTIPIBOON, A. *Microstrip antenna design handbook*. Norwood, Massachusetts: Artech House, 2001, s. 9, 283-287, 845 s. ISBN 0-89006-513-6.
- [35] CHEN, Y.-K. RF Energy Harvesting Principle and Research. Prezentace [online]. National Taiwan University, 9/2013 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://cc.ee.ntu.edu.tw/~ykchen/1221-JLee.pdf>.
- [36] VALDOVINOS, A., CRESPO, A., et al. An RF Electronically Controlled Impedance Tuning Network Design and Its Application to an Antenna Input Impedance Automatic Matching System. In: *Microwave Theory and Techniques*, IEEE, Feb. 2004, vol. 52, no. 2, pp. 489-497. DOI: 10.1109/TMTT.2003.821909
- [37] VALENTA, C. R., DURGIN, G. D. Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems. In: *Microwave Magazine*. IEEE, June 2014, vol. 15, no. 4, pp. 108-120. DOI: 10.1109/MMM.2014.2309499.
- [38] LE, T., MAYARAM, K., FIEZ, T. Efficient Far-Field Radio Frequency Energy Harvesting for Passively Powered Sensor Networks. In: *Solid-State Circuits*. IEEE, May 2008, vol. 43, no. 5, pp. 1287-1302. DOI: 10.1109/JSSC.2008.920318.
- [39] GUO, J., ZHU, X. An improved analytical model for RF-DC conversion efficiency in microwave rectifiers. In: *Microwave Symposium Digest (MTT)*. IEEE MTT-S International, June 2012, pp. 1-3, 17-22. DOI: 10.1109/MWSYM.2012.6259492.
- [40] Maximum power point tracking. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-12-12]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Maximum_power_point_tracking.
- [41] P2110B – 915 MHz RF Powerharvester™ Receiver. Powercast. [online]. [cit. 2016-29-02]. Dostupné z: [www: http://www.powercastco.com/PDF/P2110B-Datasheet-v1.0.pdf](http://www.powercastco.com/PDF/P2110B-Datasheet-v1.0.pdf)
- [42] Supercapacitor. Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. 2001- [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <https://en.wikipedia.org/wiki/Supercapacitor>.
- [43] LEHTIMÄKI, S., LI, M., SALOMAA, J., et al. Performance of printable supercapacitors in an RF energy harvesting circuit. In: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. June 2014, vol. 58, pp. 42-46. ISSN 0142-0615. DOI: 10.1016/j.ijepes.2014.01.004.
- [44] CHEN, Z., CHIA, M. *Broadband Planar Antennas Design and Applications*. Chichester, England: John Wiley & Sons, 2006, s. 47, 63-81, 259 s. ISBN-13 978-0-470-87174-4.

- [45] VANŽURA, A., VORÁČ, J. Výroba plošných spojů. Prezentace [online]. 03/2014 [cit. 2016-3-13]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/web_documents/dilna/Vyroba_DPS_2014_03_10.pdf
- [46] Evaluation Board for P2110 Powerharvester® Receiver. [online]. [cit. 2016-3-13]. Dostupné z: <http://www.powercastco.com/test566alpha/wp-content/uploads/2009/04/p2110-evb-rev-c-instructions.pdf>
- [47] Coplanar Waveguide With Ground Characteristic Impedance Calculator. [online]. [cit. 2016-3-13]. Dostupné z: <http://chemandy.com/calculators/coplanar-waveguide-with-ground-calculator.htm>
- [48] SINGH, J., MISHRA, M., SHARMA, P. Design & Optimization of Microstrip Patch Antenna. In: *International Journal of Emerging Trends & Technology in Computer Science*. Sep 2013, vol. 2, issue 5, pp. 139-141. ISSN 2278-6856.
- [49] Microstrip Patch Antenna Calculator. em: talk. [online]. © 2006-2011 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://www.emtalk.com/mpacalc.php>.
- [50] Microstrip Impedance Calculator. EEWeb. [online]. © 2015 [cit. 2015-11-22]. Dostupné z: <http://www.eeweb.com/toolbox/microstrip-impedance>.
- [51] SIAKAVARA, K. Methods to Design Microstrip Antennas for Modern Applications. NASIMUDDIN, N. *Microstrip Antennas*. InTech, 2011, s. 173-236, 540 s. ISBN: 978-953-307-247-0.
- [52] SINGH, A., GUPTA, S. C. Review and Survey of Broadband Microstrip Patch Antennas. In: *International Journal of Computer Applications*. Dec 2012, vol. 59, no. 10, pp. 49-55. DOI: 10.5120/9588-4073.
- [53] SHACKELFORD, A. K., LEE, K.-F., LUK, K. M. Design of small-size wide-bandwidth microstrip-patch antennas. In: *Antennas and Propagation Magazine*. IEEE, Feb 2003, vol. 45, no. 1, pp.75-83, DOI: 10.1109/MAP.2003.1189652.
- [54] DESHMUKH, A. A., PHATAK, N. V., NAGARBOWDI, S., AHUJA, R. Analysis of Broadband E-shaped Microstrip Antennas. In: *International Journal of Computer Applications*. Oct 2013, vol. 80, no. 7, pp. 24-29. DOI: 10.5120/13874-1743.
- [55] NAVARRO, E. A., BLANES, J. M., CARRASCO, J. A., REIG, C. Yagi-Like Printed Antennas for Wireless Sensor Networks. In: *2007 Sensor Technologies and Applications*. SensorComm 14-20 Oct 2007. International Conference, pp. 254-259. DOI: 10.1109/SENSORCOMM.2007.4394930.
- [56] GSMweb.cz - interaktivní mapa BTS. [online]. © 1997 - 2016 [cit. 2016-3-13]. Dostupné z: <http://www.gsmweb.cz/mapa/>
- [57] GREENE, CH. RF Wireless Power: An Enabling Technology. Prezentace [online]. 9.9.2014 [cit. 2016-04-15]. Dostupné z: <http://www.powercastco.com/PDF/RF%20Presentation-WiPoT.pdf>
- [58] VAVRDA, M. Měřicí systém pro automatizované měření výkonu v síti GSM. [online]. 18.2.2004 [cit. 2016-04-15]. Dostupné z: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/04008/index.html>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

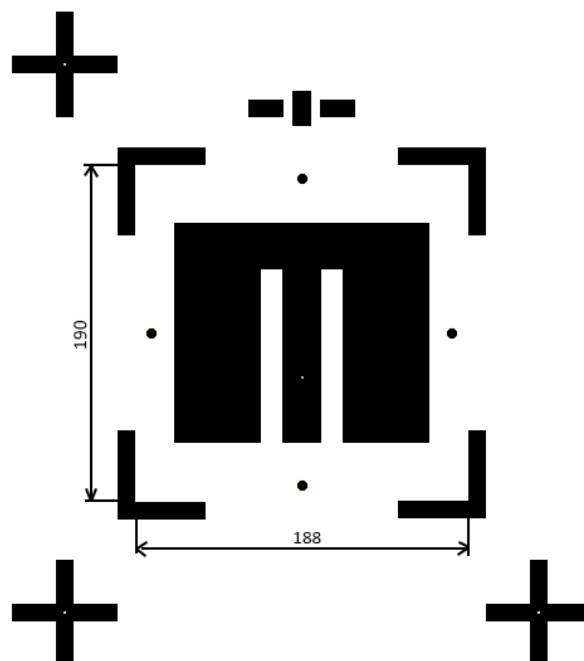
AC	Alternating current, střídavý proud.
A/D	Analog/digital, analogově/digitální.
Balun	Balanced to unbalanced, symetrický na nesymetrický
BTS	Base transciever station, základnová převodní stanice.
BW	Bandwidth, šířka pásma.
CFA	Cross-field amplifier, zesilovač se zkříženým polem.
CMOS	Complementary metal-oxid semiconductor, komplementární kov-oxid polovodič.
CPS	Coplanar Stripline, koplanární páskové vedení.
CW	Continuous wave, vlna s konstantní amplitudou a frekvencí.
DC	Direct current, stejnosměrný proud.
DPS	Deska plošných spojů.
DVB-T	Digital Video Broadcasting-Terrestrial, pozemní vysílání digitální televize.
E	Electric, elektrická složka elektromagnetické vlny.
EDLC	Electric double-layer capacitor, kapacitory s dvojitou vrstvou.
EM	Electromagnetic, elektromagnetický.
EMC	Electromagnetic compatibility, elektromagnetická kompatibilita.
ESL	Equivalent serial inductance, ekvivalentní sériová indukčnost.
ESR	Equivalent serial resistance, ekvivalentní sériový odpor.
GaN	Gallium nitride, gálium nitrid.
GSM	Global System for Mobile Communications, globální systém pro mobilní komunikaci.
H	Henry, magnetická složka elektromagnetické vlny.
HEMT	High electron mobility transistor, tranzistor s vysokou pohyblivostí elektronů.
ISM	Industrial scientific medical, průmyslové, vědecké a medicínské pásmo.
LIC	Lithium-ion capacitor, lithium-iontový kapacitor.
Li-Ion	Lithium-ion, lithium-iontová baterie.
LoS	Line-of-Sight, oblast přímé viditelnosti.
MPPT	Maximum power point tracking, sledování pracovního bodu pro dosažení maximálního výkonu.
NASA	National Aeronautics and Space Administration, Národní úřad pro letectví a kosmonautiku.

NFC	Near-field communication, komunikace v blízkém poli.
PCE	Power conversion efficiency, účinnost výkonové konverze.
PIFA	Printed inverted F antenna, planární anténa tvaru obráceného F.
PILA	Printed inverted L antenna, planární anténa tvaru obráceného L.
Q	Q-factor, činitel jakosti obvodu.
rectenna	rectifying circuit and antenna, usměrňovač s anténou.
RF	Radio frequency, rádiové frekvence.
RFID	Radio frequency identifier, identifikátor na rádiové frekvenci.
RSSI	Radio signal strength indicator, indikátor úrovně rádiového signálu
SERT	The Space Solar Power Exploratory Research and Technology program, program zabývající se využití solární energie z vesmíru.
SIW	Substrate integrated waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu.
SPS	Solar power satellite, satelity napájené sluneční energií.
SRAM	Static random access memory, statická paměť s náhodným přístupem.
SSP	Solar satellite program, program zabývající se využitím sluneční energie pro napájení satelitů ve vesmíru.
TDMA	Time Division Multiple Access, metoda přístupu k médiu pro sdílení sítě.
TWT	Travelling-wave tube, elektronka pro zesilování mikrovlnného signálu.
UHF	Ultra high frequency, velmi vysoké frekvence.
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System, univerzální mobilní telekomunikační systém.
UPS	Uninterruptible power supply, zdroj nepřerušovaného napájení.
UV	Ultraviolet, ultrafialové záření.
VSWR	Voltage standing wave ratio, napěťový činitel stojatých vln.
WLAN	Wireless local area network, lokální bezdrátová síť.
WPT	Wireless power transfer, bezdrátový přenos energie.

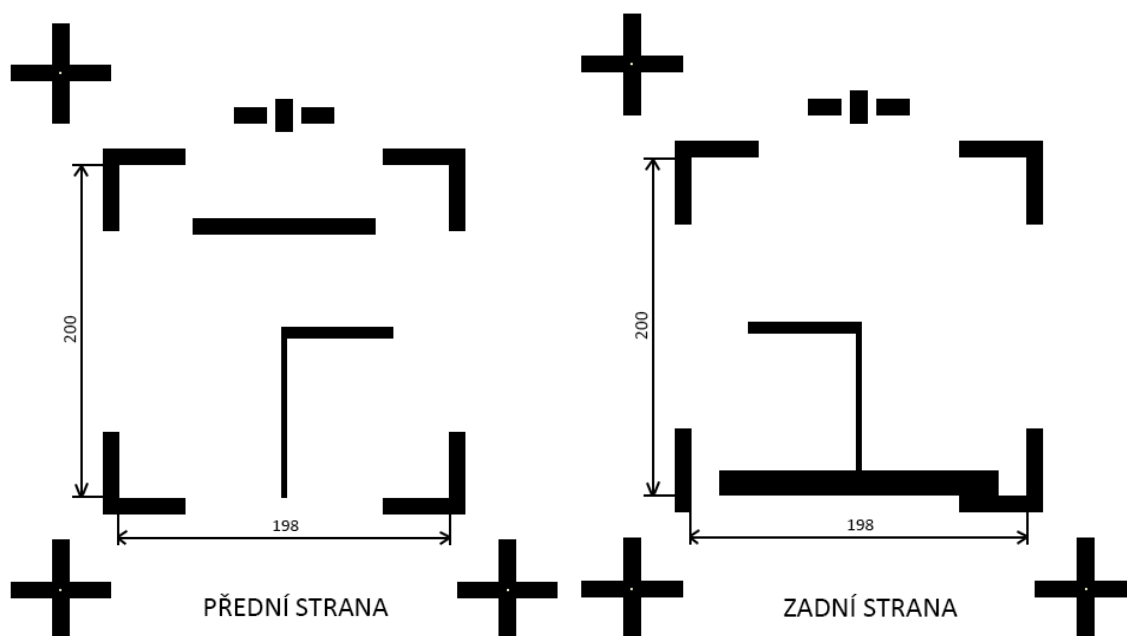
SEZNAM PŘÍLOH

A	Motiv planární antény tvaru E	69
B	Motiv biplanární Yagi-Uda antény	69
C.1	Schéma modulu pro sklizení vysokofrekvenční energie	70
C.2	Motiv DPS a osazovací plán modulu pro sklizení vysokofrekvenční energie	70
D.1	Fotografie vyrobených antén	71
D.2	Fotografie modulu pro sklizení energie z rádiových vln	72

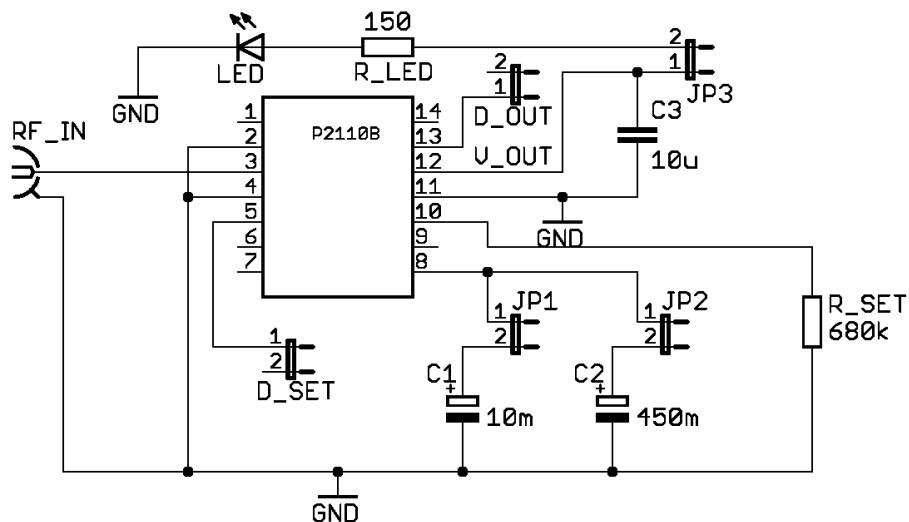
A MOTIV PLANÁRNÍ ANTÉNY TVARU E



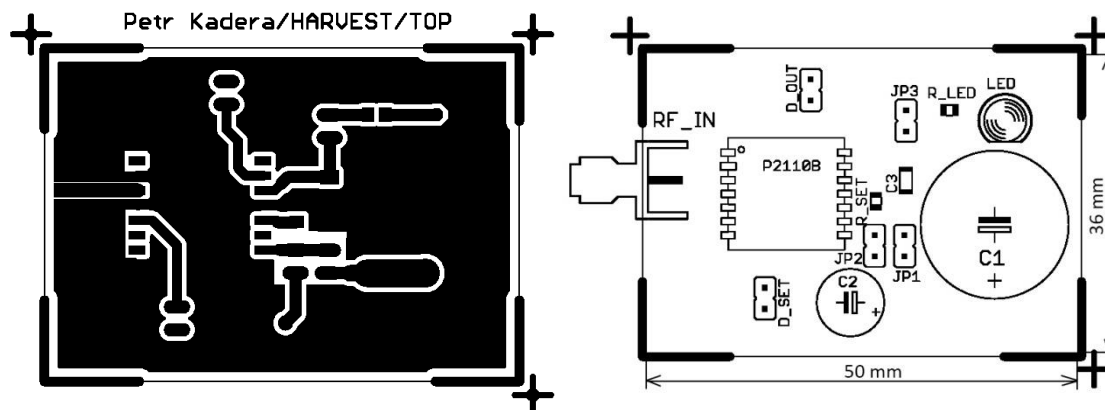
B MOTIV BIPLANÁRNÍ YAGI-UDA ANTÉNY



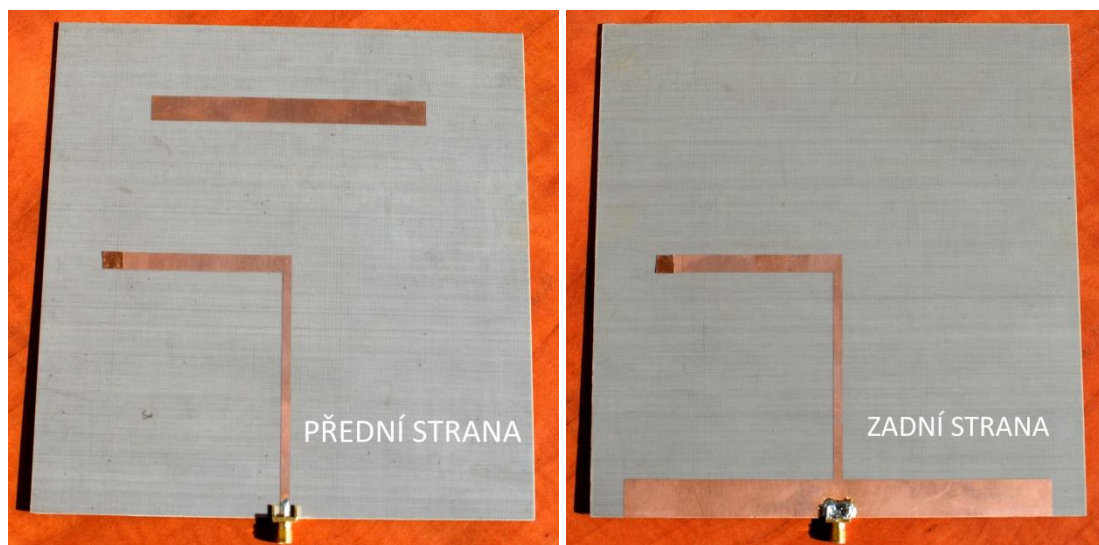
C.1 SCHÉMA MODULU PRO SKLÍZENÍ VYSOKOFREKVENČNÍ ENERGIE



C.2 MOTIV DPS A OSAZOVACÍ PLÁN MODULU PRO SKLÍZENÍ VYSOKOFREKVENČNÍ ENERGIE



D.1 FOTOGRAFIE VYROBENÝCH ANTÉN

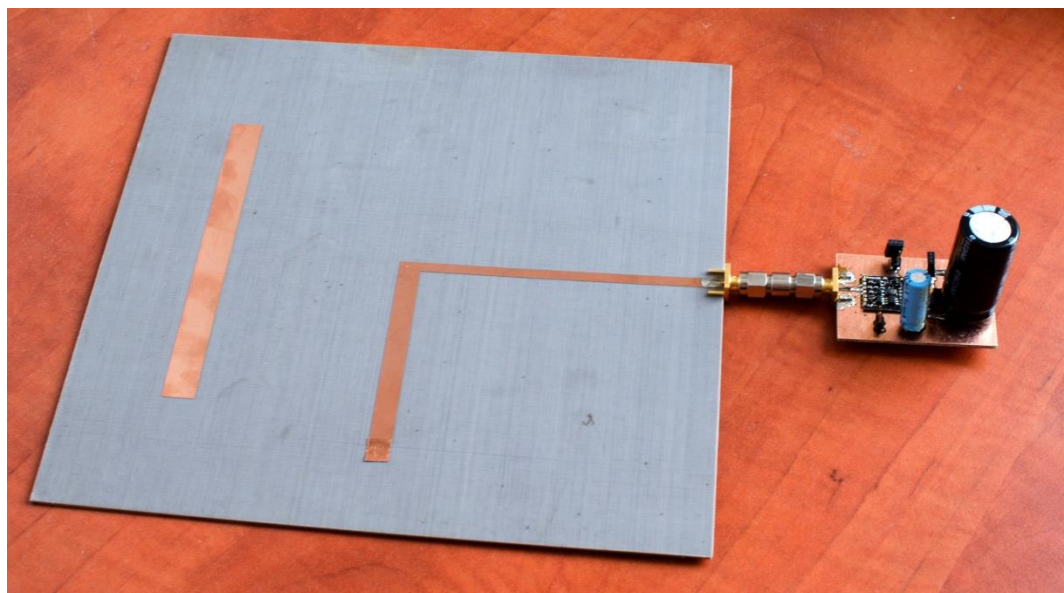
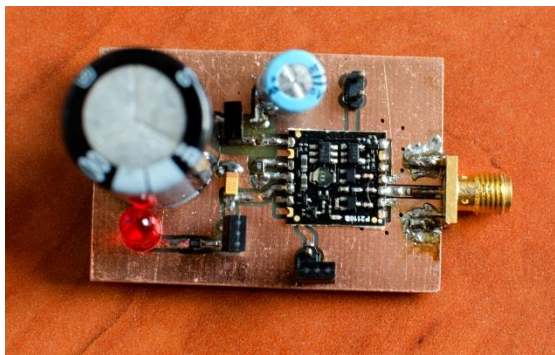


Biplanární Yagi-Uda anténa.



Flíčková anténa tvaru E.

D.2 FOTOGRAFIE MODULU PRO SKLÍZENÍ ENERGIE Z RÁDIOVÝCH VLN



Zhotovené zařízení pro sběr energie z rádiových vln.