



Fakulta elektrotechnická

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor
v oboru

Elektronika

Ing. Jan Mráz

Možnosti integrace anténního systému do přijímače digitální televize

Školitel: doc. Ing. Jiří Masopust, CSc.

Datum státní doktorské zkoušky: 27. dubna 2009

Datum odevzdání práce: 14. října 2011

V Plzni, 2011

Anotace

V textu je proveden rozbor možností pro integraci anténního systému do přijímače digitální televize a navržen anténní systém pro vestavěný příjem. Závěry rozboru vycházejí z vlastností rádiových kanálů, kterými se signál digitální televize šíří, a dále z podmínek specifických pro v podstatě přenosný příjem. Je provedena rešerše anténních zařízení, které jsou svými vlastnostmi vhodné pro integrovaný příjem. Je zdůrazněna problematika elektricky malých antén a šířky pásma potřebné pro příjem v televizních pásmech používaných pro digitální vysílání. Speciálně jsou diskutovány vícebranové antény v souvislosti s možnostmi diverzitního příjmu. Dále jsou v textu analyzovány vlastnosti diverzitních systémů. Významná pozornost je věnována možnosti využití stávajících vodivých struktur přijímače a konformních struktur pro realizaci vestavěného anténního systému. V této souvislosti je aplikována teorie charakteristických vidů. Je navržen anténní systém realizující příjem digitální televize s využitím šasi přijímače a aplikující princip vícebranové antény pro diverzitní příjem.

Klíčová slova

integrované antény, vestavěné antény, digitální televizní vysílání, rádiový kanál, šířka pásma antény, malé antény, modální analýza, diverzitní příjem

Summary

Options for Antenna System Integration into Digital Television Receiver

Analysis of options for antenna system integration into digital television receiver is carried out and antenna system for embedded reception is proposed in the text. The presented conclusions arise from the properties of radio channels through which the signal of digital broadcasting propagates, and further from the conditions specific for the, essentially, portable reception. A recherche is performed of antenna radiators that, regarding their properties, are suitable for integrated reception. Issues of electrically small antennas and the bandwidth needed for the reception within the frequency bands used for digital broadcasting are emphasised. Especially, multiport antennas are discussed in connection with options of diversity reception. Properties of diversity systems are also analysed in the text. Significant attention is paid to applicability of existing conducting structures in receiver and of conform structures for realization of embedded antenna system. In this context, the theory of characteristic modes is applied. An antenna system is proposed realizing the digital television reception that makes use of receiver chassis and applies the multiport-antenna technique for diversity reception.

Keywords

integrated antennas, embedded antennas, digital video broadcasting, radio channel, antenna bandwidth, small antennas, modal analysis, diversity reception

Abstract

Möglichkeiten der Antennensystemintegration in den Digitalfernsehempfänger

In dem Text wird Analyse der Möglichkeiten für Antennensystemintegration in den Digitalfernsehempfänger durchgeführt und Antennensystem für eingebetteten Empfang entworfen. Schlussfolgerungen der Analyse gehen aus Eigenschaften der Funkkanäle aus, durch die sich das Signal des Digitalfernsehens verbreitet, und weiter aus der Bedingungen, die im Grunde für tragbaren Empfang spezifisch sind. Es wird Recherche der Antennenstrahler durchgeführt, die über für integrierten Empfang geeignete Eigenschaften verfügen. Problematik der elektrisch kleinen Antennen und der Bandbreite wird betont, die für den Fernsehempfang in den für Digitalsenden genutzten Fernsehbänden notwendig ist. Speziell werden mehrtorige Antennen in Zusammenhang mit Möglichkeiten des Diversitätsempfangs diskutiert. Weiter werden Eigenschaften der Diversitätssysteme in dem Text analysiert. Bedeutende Aufmerksamkeit wird der Ausnutzungsmöglichkeit der in dem Empfänger bestehenden Leitungsstrukturen und der konformen Strukturen für Realisation des eingebetteten Antennensystems gewidmet. In diesem Kontext wird Theorie der charakteristischen Modi angewandt. Es wird Antennensystem entworfen, das den integrierten Digitalfernsehempfang unter Ausnutzung des Empfängerchassis verwirklicht und das Prinzip der mehrtorigen Antenne für Diversitätsempfang anwendet.

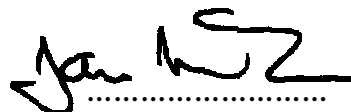
Schlagwörter

integrierte Antennen, eingebettete Antennen, digitale Fernsehsendung, Funkkanal, Bandbreite der Antennen, kleine Antennen, Modalanalyse, Diversitätsempfang

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem disertační práci na téma „Možnosti integrace anténního systému do přijímače digitální televize“ vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů, které jsem všechny uvedl v seznamu literatury a v textu vyznačil tak, jak je u vědeckých prací obvyklé.

V Plzni dne 14. 10. 2011



.....

Poděkování

Děkuji doc. Ing. Jiřímu Masopustovi, CSc., svému školiteli, za veškerou péči a podporu, a to jak po stránce odborné, tak po stránce lidské, v průběhu realizace této disertační práce i celého studia v doktorském stupni.

Děkuji své ženě Ivoně, své rodině a přátelům za podporu a trpělivost, díky kterým mohla tato práce v uplynulých třech letech vzniknout.

Obsah

Seznam použitých symbolů a zkratk	11
Seznam vyobrazení	14
Seznam tabulek	16
1 Úvod.....	17
2 Stanovení cílů.....	20
3 Rádiový kanál při vestavěné anténě.....	21
3.1 Modely rádiového kanálu podle typu příjmu	21
3.2 Požadavky na výkonové poměry pro příjem DVB-T	22
3.3 Faktory ovlivňující poměr C/N při příjmu digitálního televizního signálu.....	23
3.3.1 Fixní ovlivnění energetické bilance	23
3.3.2 Přijímaný digitální signál jako náhodná veličina.....	24
4 Řešení interní antény pro DVB-T.....	26
4.1 Diskuze možností základních typů anténních záříčů z hlediska jejich aplikace pro integrovaný příjem digitální televize	27
4.1.1 Vodičové a plošné vyzařující struktury	27
4.1.2 Vyzařování ze štěrbin	28
4.1.3 Možnosti využití specifických anténních struktur.....	29
4.2 Specifické vlastnosti anténních systémů při příjmu signálů šířících se bez přímé viditelnosti	30
4.2.1 Vyzařovací charakteristika	31
4.2.2 Střední efektivní zisk. Střední efektivní směrovost	31
4.3 Impedanční šířka pásma antén. Širokopásmové přizpůsobení	32
4.3.1 Uskutečněný výkonový zisk	35
4.4 Diskuze omezení plynoucích z použití elektricky malých antén.....	35
4.5 Souvislost impedanční šířky pásma, účinnosti a velikosti antén	37
4.6 Zvýšení impedanční šířky pásma antén.....	38
4.6.1 Zvýšení šířky pásma mikropásmových antén	40
4.7 Použití elektronického spínání pro nastavení požadovaných vlastností antény.. ..	42
4.8 Realizace elektronického ladění antén pro dosažení vyšší impedanční šířky pásma	43
4.9 Zvýšení šířky pásma antén dvojnou rezonancí. Použití přizpůsobovacích filtrů .	45
4.10 Diskuze použití konformních anténních struktur v přijímači digitální televize...	53

4.11	Vícebranové anténní systémy pro diverzitní příjem	53
5	Využití modální analýzy	55
5.1	Obecná úloha vyzařování elektricky vodivých těles.....	56
5.2	Řešení vyzařování elektricky vodivých těles	57
5.2.1	Momentová metoda	58
5.2.2	Charakteristické vidy pole obecných zářičů.....	59
5.2.3	Rozvoj charakteristických vidů	61
5.2.4	Vyzařování charakteristických vidů	62
5.2.5	Vybuzení charakteristických vidů vazbou mezi anténou a šasi	63
5.2.6	Aplikace modální analýzy pro využití vodivých struktur televizního přijímače	64
6	Možnosti diverzitního příjmu.....	65
6.1	Možnosti vícebranových anténních systémů.....	65
6.2	Základní diskuze typů diverzitního příjmu.....	66
6.2.1	Diverzitní příjem s předdetekčním kombinováním.....	68
6.2.2	Diverzitní příjem s podetekčním kombinováním	69
6.3	Zlepšení výkonových poměrů při diverzitním příjmu. Diverzitní zisk jako statistická veličina	69
6.4	Rozbor vlastností jednotlivých typů diverzitního příjmu	72
6.4.1	Selektivní diverzita.....	73
6.4.2	Kombinování na maximální poměr signál/šum	73
6.4.3	Kombinování se stejným ziskem	73
6.4.4	Porovnání vlastností jednotlivých typů kombinování.....	74
6.5	Vliv vzdálenosti jednotlivých zářičů na diverzitní příjem	75
6.6	Speciální aplikace fázované řady pro diverzitní příjem	77
6.7	Vlastnosti diverzitního příjmu v reálných podmínkách.....	78
7	Návrh antény pro integraci do přijímače.....	79
7.1	Optimalizace požadavků na anténní systém z hlediska jeho vyzařovacích vlastností, podmínek šíření a technologických nároků.....	79
7.2	Aplikace modální analýzy kombinované s modální diverzitou pro vodivé struktury v přijímači	81
7.3	Metodika návrhu integrované antény.....	81
7.4	Aplikační příklad kombinující modální analýzu a techniku diverzitního příjmu.	82
7.4.1	Analýza charakteristických vidů.....	82
7.4.2	Ověření vyzařovacích vlastností antény simulátorem pole.....	84
7.4.3	Realizace impedančního přizpůsobení antény	88
7.5	Přínos zvoleného řešení.....	90

7.6	Budoucí pokračování práce.....	90
8	Závěr	101
	Seznam vlastních publikací autora.....	104
	Seznam použité a citované literatury.....	105
	Příloha: Přijímače digitální televize.....	111

Duševní vlastnictví

V textu se vyskytující označení mohou být ochrannými známkami jejich příslušných vlastníků.

Označení veličin typem písma

Funkce, operátory a bezrozměrné konstanty jsou sázeny obyčejným typem písma.

Skaláry jsou sázeny *kurzívou*.

Vektory jsou v textu vyznačeny *tučnou kurzívou*.

Fázory (komplexní amplitudy harmonicky proměnných veličin) jsou v textu vyznačeny obyčejným typem písma.

Fázorvektory jsou sázeny **tučným obyčejným typem písma**.

Skutečnost, že hodnoty veličiny jsou komplexními čísly, není typem písma (s výjimkou fázorů) explicitně zohledněna.

Seznam použitých symbolů a zkratek

a	poloměr nejmenší koule obepínající anténu
\mathbf{A}	vektorový potenciál
ADG	<i>apparent diversity gain</i> , zdánlivý diverzitní zisk
a_m, a_n	charakteristická hodnota, vlastní hodnota
a_n	koeficient
A_n	koeficient
AoA	<i>angle of arrival</i> ; úhel, pod kterým elektromagnetická vlna dopadá na anténu
AWGN	<i>additive white Gaussian noise</i> , aditivní bílý gaussovský šum
B	šířka pásma
BER	<i>bit error rate/ratio</i> , poměr počtu chybně dekodovaných bitů k celkovému počtu vyslaných bitů
C	kapacita
C/N, CNR	<i>carrier-to-noise ratio</i> , poměr výkonu signálu nosné k výkonu šumu, SNR modulovaného signálu
CL	<i>coupling loss</i> , ztráty vazbou
ČSV	činitel stojatých vln
D	směrovost, direktivita
DG	<i>diversity gain</i> , diverzitní zisk
DVB	<i>digital video broadcasting</i> , digitální televizní vysílání
DVB-T	<i>digital video broadcasting – terrestrial</i> , digitální televizní vysílání pozemním rádiovým kanálem
$E, \mathbf{E}, \mathbf{E}$	intenzita elektrického pole
EAG	<i>effective antenna gain</i> , efektivní zisk antény
EDG	<i>effective diversity gain</i> , efektivní diverzitní zisk
EGC	<i>equal-gain combining</i> , diverzita s kombinováním se stejným ziskem
ESR	<i>erroneous second ratio</i> , poměr času chybného příjmu k celkovému času příjmu
ETSI	<i>European Telecommunications Standards Institute</i> , Evropský institut pro standardizaci v telekomunikacích
f	kmitočet
\mathbf{F}	komplexní vyzařovací charakteristika
f, \mathbf{f}	funkce
FET	<i>field effect transistor</i> , tranzistor řízený polem
f_j	signál zatížený šumem
F_m	činitel maximálního zvětšení šířky pásma
f_n	bázová funkce
f_r	rezonanční kmitočet
G	Greenova funkce
G	výkonový zisk
g, \mathbf{g}	zdrojová funkce
G_s	skutečný výkonový zisk
\hat{h}	jednotkový vektor charakterizující polarizaci
$H, \mathbf{H}, \mathbf{H}$	intenzita magnetického pole
I	proud
$\mathbf{J}, \mathbf{J}, \mathbf{J}$	proudová hustota
K	Riceův faktor

k	vlnové číslo
k_f	fázová degradace
L	indukčnost
L	operátor
LOS.....	<i>line-of-sight</i> , přímočaré šíření
m	signál
MED.....	<i>mean effective directivity</i> , střední efektivní směrovost
MEG.....	<i>mean effective gain</i> , střední efektivní zisk
MEMS.....	<i>microelectromechanical systems</i> , mikroelektromechanické systémy
MIMO.....	<i>multiple-input and multiple-output</i> , více vstupů a více výstupů; vícebranový komunikační systém
MISO.....	<i>multiple-input and single-output</i> , více výstupů a jeden vstup; vícebranový komunikační systém
MPEG.....	<i>Moving Pictures Experts Group</i> , označení normy komprese multimediálních signálů
MRC.....	<i>maximal-ratio combining</i> , diverzita s kombinováním na maximální poměr signál/šum
N	počet
N	výkon šumu
NIM.....	<i>network integration module</i> , modul pro integrované zpracování digitálního televizního signálu
n_s	šum
\hat{P}	operátor odchylky
p	poměr výkonu signálu ku výkonu šumu
PAV.....	povrchová akustická vlna; typ filtru
PIFA.....	<i>planar inverted-F antenna</i> , čtvrtvlnná anténa typu zkratovaný mikropáskový fliček
PIN.....	polovodič typu P, intrinzický polovodič, polovodič typu N; označení diody
$P_{stř}$	střední výkon
P_{vyz}	vyzařovaný výkon
P_{ztr}	ztrátový výkon
Q	činitel jakosti
Q_0	činitel jakosti nezatížené antény
QAM.....	<i>quadrature amplitude modulation</i> , kvadraturní amplitudová modulace
QEF.....	<i>quasi error free</i> , zdánlivě bezchybný datový tok
QPSK.....	<i>quadrature phase-shift keying</i> , kvadraturní fázové klíčování
Q_z	činitel jakosti zatížené antény
R	činitel odrazu
R	rezistance
r	souřadnice kulového souřadného systému
r^2	konstanta
r_i	přijatý signál
R_L	ztráty odrazem
S	mez činitele stojatých vln
S	plocha
S	výkon signálu
S/N, SNR.....	<i>signal-to-noise ratio</i> , poměr výkonu signálu nosné k výkonu šumu
SC.....	<i>selection combining</i> , výběrová diverzita
S_{ij}	S-parametr
SIMO.....	<i>single-input and multiple-output</i> , jeden vstup a více výstupů; vícebranový komunikační systém
s_j	signál
SRFT.....	<i>simplified real frequency technique</i> , zjednodušená metoda reálné frekvence

t	čas
T	činitel prostupu
TE.....	transverzální elektrický vid pole
TM.....	transverzální magnetický vid pole
u	normovaná intenzita výkonu
U	velikost polarizační složky výkonu
UHF.....	<i>ultra high frequency</i> , UKV
UKV.....	ultra krátké vlny
VHF.....	<i>very high frequency</i> , VKV
VKV.....	velmi krátké vlny
VLSI.....	<i>very-large-scale integration</i> , integrované obvody s velmi vysokým stupněm integrace
W	akumulovaná energie
w_i	váhový koeficient
w_m	váhová funkce
X	reaktance
x	vstupní signál
x_j	dlouhodobá změna signálu
XPD.....	<i>cross-polar discrimination</i> , polarizační nerovnováha
XPR.....	<i>cross-polar power ratio</i> , poměr výkonu křížových polarizačních složek
y	výstupní signál
Z_0	charakteristická impedance, vlnová impedance
Z_{vst}	vstupní impedance
φ	fázová odchylka
δ	fázový rozdíl
ν	charakteristická hodnota, vlastní číslo
α	koeficient
ρ	koeficient korelace
Δ	maximální fázový rozdíl
μ	permeabilita
ε	permitivita, dielektrické číslo
Ω	prostorový úhel
Φ	skalární potenciál
θ	souřadnice kulového souřadného systému
ρ	útlum
λ	vlnová délka
τ	zpoždění, čas
η_c	celková vyzařovací účinnost antény
λ_n	charakteristická hodnota, vlastní hodnota
η_{np}	účinnost přizpůsobení
η_{vyz}	vyzařovací účinnost

Význam symbolů je vysvětlen rovněž v textu při jejich použití. Je tak zřejmé, o jaký popis se jedná, pokud je tentýž symbol použit vícekrát.

Seznam vyobrazení

Obrázek 4-1: Principiální schéma širokopásmové antény podle [40]	30
Obrázek 4-2: Vývoj činitele maximálního zvýšení šířky pásma v závislosti na zvoleném maximálně přípustném činiteli stojatých vln.....	35
Obrázek 4-3: Vzájemně související parametry antén	38
Obrázek 4-4: Principiální schéma laditelné flíčkové mikropáskové antény	42
Obrázek 4-5: Náhradní schéma anténního systému realizovaného v [56]	45
Obrázek 4-6: Schéma maticového spínače anténního systému z [56].....	45
Obrázek 4-7: Obvodový ekvivalent kombinace antény s jednou rezonancí a šasi.....	47
Obrázek 4-8: K pojmu přizpůsobovací sítě.....	50
Obrázek 4-9: Obvodový model pro dva vázané sériové RLC rezonátory	51
Obrázek 4-10: Přizpůsobovací síť realizující dvojrezonanční přizpůsobení anténní struktury. Prvek L_T představuje obvodovou náhradu transformátoru, prvky X_m , resp. X_{sim} reaktance.....	52
Obrázek 6-1: Obecná struktura přijímače s předdetekční diverzitou	69
Obrázek 6-2: Obecná struktura přijímače s podetekční diverzitou	69
Obrázek 6-5: Distribuční funkce úniků při šíření signálu Rayleighovým kanálem při diverzitním příjmu ($N > 1$) a bez něj ($N = 1$)	70
Obrázek 6-3: Diverzitní zisk (zvýšení průměrného poměru signál/šum) pro lokálně koherentní signály s Rayleighovým rozdělením s nezávislými úniky za přítomnosti lokálně nekoherentních šumů s konstantními lokálními efektivními hodnotami	74
Obrázek 6-4: Korelace opačně orientovaných vyzařovacích diagramů realizovaných pomocí dvouprvkové anténní řady v závislosti na elektrické vzdálenosti mezi prvky a fázovém posunu napájení těchto prvků; porovnání s konvenčním Clarkovým korelačním koeficientem.....	77
Obrázek 7-1: Vlastní hodnoty jednotlivých charakteristických vidů zobrazené jako funkce kmitočtu	83
Obrázek 7-2: Rezonanční chování jednotlivých charakteristických vidů. Čím blíže je průběh charakteristického úhlu toho kterého vidu blíže 180° , tím blíže ten který charakteristický vid je rezonanci	83
Obrázek 7-3: Váha vidu jako funkce kmitočtu pro devět nejvýznamnějších charakteristických vidů	83
Obrázek 7-4: Korelační koeficient jako funkce kmitočtu pro jednotlivé páry bran antény	86
Obrázek 7-5: Diverzitní zisk jako funkce kmitočtu, je-li nasazena párová výběrová diverzita.....	86
Obrázek 7-6: Frekvenční závislost vazeb [dB] mezi jednotlivými branami navržené antény.....	87

Obrázek 7-7: Záporně vzaté ztráty vazbou v důsledku existence vazeb mezi jednotlivými páry bran jako funkce kmitočtu	87
Obrázek 7-8: Zobrazení činitele odrazu pro jednotlivé brány realizované vícebranové antény ve Smithově diagramu pro rozsah kmitočtů 470–790 MHz před impedančním přizpůsobením. Prázdný bod odpovídá počátku, plný bod konci uvažovaného rozsahu kmitočtů	88
Obrázek 7-9: Podoba obvodu realizujícího impedanční přizpůsobení	88
Obrázek 7-10: Zobrazení činitele odrazu pro jednotlivé brány realizované vícebranové antény ve Smithově diagramu pro rozsah kmitočtů 470–790 MHz po impedančním přizpůsobení. Prázdný bod odpovídá počátku, plný bod konci uvažovaného rozsahu kmitočtů	89
Obrázek 7-11: Průběh činitele odrazu [dB] v závislosti na kmitočtu pro jednotlivé brány navržené antény pro integrovaný příjem	90
Obrázek 7-12: Rozložení proudů charakteristických vidů dané struktury. Jsou zobrazeny pouze vidy, které nabývají rezonance v pásmu 470–790 MHz. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz	92
Obrázek 7-13: Proudů na struktuře vybuzené vazebním prvkem umístěným v poloze maxim jednotlivých charakteristických vidů. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz	93
Obrázek 7-14: Porovnání jednotlivých složek pole ve vzdálené oblasti zobrazené formou plošných diagramů. Vzdálená oblast charakteristických vidů je v levém sloupci, skutečně vyzářené pole je v pravém sloupci. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz	94
Obrázek 7-15: Trojrozměrné vyzářovací diagramy v polárních souřadnicích pro jednotlivé charakteristické vidy. V levém sloupci jsou zobrazeny ideální diagramy z modální analýzy [dBi], v pravém sloupci pak skutečně vyzářená pole. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz	96
Obrázek 7-16: Trojrozměrné diagramy vzdálené oblasti v kartézských souřadnicích odpovídající samostatným charakteristickým vidům. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz	98
Obrázek 7-17: Vynesení řezů vyzářovacích charakteristik [dBi] v polárních souřadnicích pro ideální a pro skutečně vybuzené charakteristické vidy. Levý sloupec odpovídá řezu v rovině xy , pravý sloupec pak řezu v rovině yz . Plná čára je zobrazením pro ideální vybuzení charakteristických vidů, čárkovaná čára pak pro skutečně vybuzená pole. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz	99

Seznam tabulek

Tabulka 3-1: Požadovaný odstup C/N v případě nehierarchického přenosu pro dosažení chybovosti $BER = 2 \cdot 10^{-4}$ po Viterbiho dekodéru pro kódový poměr 2/3 pro různé typy modulací [21]	22
Tabulka 3-2: Požadovaný odstup C/N v případě nehierarchického přenosu pro dosažení chybovosti QEF pro kódový poměr 2/3 pro různé typy modulací [72]	26
Tabulka 7-1: Teoretické hodnoty korelačního koeficientu pro jednotlivé páry bran antény	84
Tabulka 7-2: Hodnoty korelačního koeficientu a diverzitního zisku získané simulací anténní struktury plně vlnovým simulátorem získané přímým odvozením z diagramů pole.....	86

1 Úvod

Jednoznačným trendem v technice přenosu televizního signálu je přechod z analogové podoby na číslicovou. Tento fakt s sebou přináší zcela novou koncepci vysílačů i přijímačů. Vlastnosti terestrického radiového kanálu, které v případě analogového zpracování televizního signálu v rámci přenosového řetězce mají za následek degradaci jakosti obrazu nebo zvuku, mohou v případě systémů využívajících číslicového zpracování přispět ke zlepšení energetických poměrů při příjmu.

V souvislosti se změnou reprezentace televizního signálu se následně mění obvodová koncepce systémů realizujících televizní vysílání a příjem. Vyšší robustnost digitálního signálu z hlediska jeho odolnosti vůči chybám nabízí větší diverzifikaci na trhu televizních přijímačů. Z toho plyne relativně snadná a samozřejmá integrace přijímačů digitální televize do přenosných nebo mobilních zařízení, včetně přijímačů umístěných ve vozidlech.

Jakostní příjem analogově modulovaného barevného televizního signálu vyžaduje použití výkonného anténního systému, který je v případě příjmu pevně umístěným televizorem umístěn většinou mimo objekt, ve kterém se přijímá, a to na jeho střešní části. Tímto přístupem je zajištěna potřebná homogenita pole v místě příjmu vyžadovaná běžně používanými anténními systémy s vysokým ziskem. Dále se tak omezuje počet cest, kterými se signál šíří od vysílací k přijímací anténě, a rovněž se snižuje velikost útlumu signálu na přenosové trase.

Jak je v dalším textu ukázáno, tyto skutečnosti, které komplikují příjem klasické analogové televize v interiérech, nejsou principiální překážkou příjmu televize podle standardů pro digitální vysílání. Na základě vlastností digitálně šířeného televizního signálu je v tomto textu uvažována modifikace uspořádání nepřenosného televizního přijímače ve shodě s principy, které jsou aplikovány u přenosných zařízení. Jedná se o integraci anténního systému dovnitř šasi spolu s uvážením koncepce diverzifikačního příjmu jako alternativy ke klasické formě příjmu externí anténou připojovanou prostřednictvím napáječe ke konektoru umístěnému v zadní části přijímače.

Předkládaná práce rozebírá současnou situaci v oblasti zařízení s vestavěnými anténami, včetně přijímačů digitální televize, a navrhuje dosud (pokud je autorovi známo) nerealizovanou koncepci příjmu prostřednictvím integrovaného systému s využitím

poznatků o vlastnostech přijímaného signálu a podmínkách v místě příjmu. Navrhovaná koncepce je v textu práce zároveň ověřena analýzou aplikačního příkladu.

Část 3 této práce se zabývá rozбором vlastností rádiového kanálu, kterým dochází k přenosu signálu digitální televize. Je zde diskutována odlišnost energetické bilance při příjmu signálu integrovaným anténním systémem od konvenčního příjmu anténou umístěnou na střeše. Uvedený rozbor slouží k diskuzi omezení, která jsou vlastní příjmu vestavěnou anténou, a dále ke stanovení požadavků kladených na navrhovaný anténní systém.

V části 4 textu jsou rozebrány možnosti využití různých variant zářičů jako součástí integrovaného anténního systému digitální televize. Kromě přehledu potenciálně vhodných zářičů je provedena rovněž analýza souvislosti různých anténních parametrů, které se s ohledem na požadavky na anténní systém kladenými ukazují jako protichůdné. Je diskutována šířka pásma antény vzhledem k její velikosti a vyzářovací účinnosti a jsou navržena možná opatření, která umožňují nalézt optimální řešení úlohy. Vzhledem ke specifickým podmínkám v podstatě přenosného příjmu jsou uvedeny i vlastnosti vícebranových anténních soustav.

Předmětem 5. kapitoly je uvedení postupu analýzy potenciálních zářičů obecného tvaru, které se jako vodivé struktury nacházejí v televizním přijímači a mají mechanickou nebo stínící funkci. Tyto díly mohou být potenciálně použity jako součást anténního systému, a zvýšit tak přidanou hodnotu zařízení bez výrazného nárůstu technologické náročnosti, a tím pádem i nákladů. Nalezení vyzářovacích vlastností vodivých struktur může být provedeno s využitím aplikace numerických metod v elektromagnetickém poli a teorie charakteristických vidů. Autorovi tohoto textu do doby jeho vzniku není známá žádná publikovaná aplikace modální analýzy pro příjem signálu DVB-T.

S ohledem na nepříliš příznivou energetickou bilanci při příjmu signálu šířícího se Rayleighovým rádiovým kanálem (případ příjmu integrovanou anténou) ve srovnání s konvenčním příjmem anténou na střeše je nutné diskutovat (zejména pokud vysílací síť DVB-T není navržena s ohledem na příjem přenosnými přijímači) potenciál diverzitního příjmu pro zajištění požadovaných výkonových poměrů na vstupu přijímače. Diskuze vlastností diverzitního příjmu s ohledem na aplikaci pro integrovaný anténní systém DVB-T přijímače je provedena v části 6 tohoto textu.

V 7. části textu je na základě vyvození provedených v předchozích částech práce shrnuta metodika realizace anténního systému pro vestavění do televizního přijímače, a to tak, aby byl získán maximálně výkonný anténní systém při nezvyšování technologické

náročnosti výroby televizoru. Jsou připraveny softwarové podpůrné nástroje, které umožňují návrh daného systému. Dále je v této části práce proveden aplikační příklad, který představuje možnost realizace vestavěného anténního systému. Pro tento příklad je provedeno srovnání návrhových parametrů s realizací prostřednictvím vlnového simulátoru elektromagnetického pole.

Přehled v současnosti dostupných a potenciálně využitelných DVB-T přijímačů je uveden v příloze práce.

2 Stanovení cílů

Pro uspokojivé vyřešení problematiky vestavění anténního systému do přijímače televize je nutné poskytnout relevantní odpovědi ve větším počtu hledisek. Nutně se tedy musí provést komplexní posouzení v několika oblastech, čemuž odpovídá i vlastní členění práce:

- vzhledem k dosud neaplikované problematice, která je řešena, je nutné poskytnout komplexní a ucelenou výzkumnou zprávu umožňující posoudit možnosti pro integraci anténního systému do televizního přijímače a nalézt podobu jeho realizace,
- je třeba se zabývat využitelností známých typů anténních zářičů pro specifickou podobu integrovaného anténního systému jak z hlediska elektrických vlastností, tak z hlediska uplatnitelnosti vzhledem k podmínkám příjmu, tak z hlediska ovlivnění ceny zařízení,
- musí být všestranně posouzeno, zda pro vestavění anténního systému je potřeba navrhnout nebo využít novou vyzařující strukturu, nebo je možné anténní systém realizovat za využití stávajících dílů televizních přijímačů,
- je nutné uspokojivě vyřešit otázku připojení realizovaného anténního systému k anténnímu vstupu dílů realizujících zpracování televizního signálu z hlediska impedančního přizpůsobení; v této souvislosti je nutné zabývat se aplikací poznatků o elektricky malých anténách a poznatků o širokopásmovém přizpůsobení,
- po posouzení vlastností rádiového kanálu specifických pro podobu příjmu televizním přijímačem s integrovaným systémem je nutné se komplexně zabývat otázkou maximalizace poměru výkonu signálu k výkonu šumu na vstupních svorkách antény; v této souvislosti je potřeba uvážit možnosti vytváření svazku antény a možnosti techniky diverzifikačního příjmu,
- protože daná problematika podle autorových nejlepších znalostí nebyla dosud zpracovávána, je kromě komplexního posouzení a uvedení nových souvislostí poznatků o anténních systémech nutné rovněž nalézt metodiku návrhu optimálního anténního systému pro integrovaný příjem, modelovat návrh a ověřit jeho vlastnosti.

3 Rádiový kanál při vestavěné anténě

3.1 Modely rádiového kanálu podle typu příjmu

Standard [21] hodnotí funkci systému DVB-T v podmínkách šíření signálu Gaussovým kanálem, Riceovým kanálem a Rayleighovým kanálem. Riceův kanál je modelován pro pevný příjem vyjádřením vztahu mezi signálem vstupním $x(t)$ a výstupním $y(t)$:

$$y(t) = \frac{\rho_0 x(t) + \sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\varphi_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^N \rho_i^2}}, \quad (3-1)$$

kde ρ_0 představuje útlum v trase přímé vlny, N je počet odrazů (v případě normy [21] roven 20), ρ_i představuje útlum v i -té cestě, φ_i je změna fáze vln při rozptylu v i -té cestě a τ_i je relativní zpoždění při šíření i -tou cestou.

Pro účely kvantifikace zastoupení přímé vlny ve vztahu k vlnám odraženým se využívá Riceův faktor K , který udává poměr energie v přímé cestě vzhledem k cestám odražených vln a který je dán vztahem

$$K = \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}. \quad (3-2)$$

Pro účely simulací [21] se pracovalo s Riceovým faktorem $K = 10$ dB.

Pro případ přenosného příjmu se zavádí model sdělovacího kanálu s Rayleighovým únikem, kde je možné vztah mezi výstupním signálem $y(t)$ a vstupním signálem $x(t)$ vyznačit jako

$$y(t) = \frac{\sum_{i=1}^N \rho_i e^{-j\varphi_i} x(t - \tau_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \rho_i^2}}. \quad (3-3)$$

3.2 Požadavky na výkonové poměry pro příjem DVB-T

Na základě provedených testů je stanovena hodnota odstupu výkonu signálu nosné/šumu (C/N) potřebná pro dosažení bitové chybovosti $BER = 2 \cdot 10^{-4}$ po Viterbiho dekodéru a zdánlivě bezchybného datového toku¹ po Reed-Solomonově dekódování. Střední nosná se v rámci 8MHz kanálu nachází na kmitočtu 32/7 MHz. Předpokládán je dokonalý odhad parametrů kanálu a nulový fázový šum. Pro kódový poměr 2/3 uvádí naměřené hodnoty následující tabulka 3-1:

Modulace	Požadovaný odstup C/N [dB]		
	Gaussův kanál	Riceův kanál	Rayleighův kanál
QPSK	4,9	5,7	8,4
16-QAM	11,1	11,6	14,2
64-QAM	16,5	17,1	19,3

Tabulka 3-1: Požadovaný odstup C/N v případě nehierarchického přenosu pro dosažení chybovosti $BER = 2 \cdot 10^{-4}$ po Viterbiho dekodéru pro kódový poměr 2/3 pro různé typy modulací [21]

Z dokumentu [21] vyplývá, že systém DVB-T byl navržen s ohledem na použití pro pevný příjem, příjem přenosnými přijímači i mobilní příjem. Není v tomto ohledu řešeno použití pro mobilní terminály do ruky (*handhelds*; lehká zařízení napájená bateriemi) z důvodu specifických požadavků na spotřebu při zachování nízké hmotnosti a na robustnost signálového zpracování. Z hlediska jednotlivých forem příjmu je provedeno ověření vlastností systému DVB-T při šíření signálu v podmínkách odpovídajících jak pevnému, tak mobilnímu příjmu. V případě pevného příjmu je předpokládána anténa umístěná na střeše budovy, v níž se příjem uskutečňuje. Tato anténa může vykazovat relativně velký zisk, což umožňuje výběr přímé vlny, v horším případě alespoň výběr hlavní vlny odražené. V situaci s přenosným příjmem je již třeba uvažovat změny podmínek příjmu v čase a rovněž použití méně výkonné anténní soustavy (antény s nízkou směrovností, resp. ziskem).

Z tabulky 3-1 (stejně jako z obsáhlejší verze v normě [21]) vyplývá, že pro dosažení zdánlivě bezchybného přenosu v systému DVB-T je potřeba zvýšit vysílací výkon, je-li

¹ Zdánlivě bezchybný datový tok (*quasi error free*, QEF) předpokládá méně než jednu neopravitelnou chybu za hodinu, čemuž odpovídá hodnota $BER = 10^{-11}$ na vstupu demultiplexoru MPEG-2.

předpoklad pokrytí území, v rámci něhož se přenos signálu uskutečňuje Riceovým kanálem, až o 30 % ve srovnání s ideálním Gaussovým kanálem. Riceův kanál je modelem vyhovujícím pro stacionární příjem venkovní směrovou anténou.

V případě Rayleighova modelu aplikovaného na šíření elektromagnetických vln je pak požadavek na vyšší vysílací výkon pro pokrytí dané oblasti ještě přísnější a představuje hodnotu až 8násobku výkonu potřebného v Gaussově sdělovacím kanále. Rayleighův model sdělovacího kanálu odpovídá příjmu v oblasti s velkým zastoupením odrazivých ploch a využití málo směrových antén pro příjem. To je případem příjmu s přenosným přijímačem a mobilního příjmu.

U přenosného přijímače ve srovnání s fixním příjmem dochází tedy ke zvýšení nároků na úroveň přijímaného signálu v důsledku použití antény s nižší směrovostí, dále pak je přijímaný signál negativně ovlivněn šířením v rámci Rayleighova kanálu. Dalším faktorem, který má vliv na velikost přijímaného signálu u přenosného přijímače, je příjem signálu uvnitř budovy, a to relativně blízko k zemskému povrchu ve srovnání s anténou umístěnou na střeše.

3.3 Faktory ovlivňující poměr C/N při příjmu digitálního televizního signálu

3.3.1 FIXNÍ OVLIVNĚNÍ ENERGETICKÉ BILANCE

Dokument [77] se zabývá mj. plánováním sítí vysílačů DVB-T a rozlišuje v této souvislosti pevný příjem, venkovní příjem přenosným přijímačem a příjem přenosným přijímačem uvnitř budovy v přízemí. Na základě provedených analýz, kdy je umístění přijímací antény pro pevný příjem předpokládáno 10 m nad zemským povrchem, zatímco anténa pro příjem přenosným přijímačem je předpokládána 1,5 m nad zemí, je třeba počítat s přijímaným výkonem nižším o 12 dB u přenosného příjmu oproti pevnému příjmu. Dále pak u antén, které se v pásmu UKV používají pro televizní příjem, je možné počítat se ziskem zhruba 10 dB v tomto pásmu. To je pak rozdíl výkonové úrovně přijatého signálu mezi směrovou anténou určenou pro fixní příjem a anténou, kterou je vybaven přenosný přijímač, kde zisk této antény většinou vzhledem k všesměrovým vlastnostem těchto antén nepřesahuje 0 dB.

Další poznatek, který vyplývá z dokumentu [77] po porovnání vlastností pevného a přenosného příjmu, je výkonový rozdíl plynoucí z rozdílné podoby sdělovacího kanálu u pevného příjmu a příjmu přenosným přijímačem, který je modelován Riceovým, resp.

Rayleighovým kanálem (v uvedeném pořadí). Z odlišné podoby drah šíření signálu vyplývá snížení přijímaného výkonu až o 9 dB v neprospěch příjmu přenosným přijímačem. Takto výrazný požadavek se vztahuje na použitý kódový poměr konvolučního kódování 7/8; pro 2/3, resp. 3/4 se jedná o maximálně 4 dB, resp. 5 dB. Na druhou stranu lze v případě přenosného příjmu předpokládat kratší anténní napáječ, což z hlediska výkonové bilance znamená menší ztráty signálu.

Odlišnost, která je specifická pro příjem uvnitř budovy, je uvážení vlivu průchodu stěnami objektu na výslednou úroveň přijímaného signálu. Z analýz uvedených v [77] vyplývá relativně velké kolísání signálu okolo střední hodnoty 7 dB (pro UKV) se směrodatnou odchylkou 6 dB. Na základě uvedených poznatků je třeba předpokládat úroveň signálu při příjmu přenosným přijímačem uvnitř budovy až o 38 dB nižší, než jaká je při příjmu anténou umístěnou na střeše budovy.

Praktické zkušenosti s příjmem signálu DVB-T jsou diskutovány v [46] a je zde uveden požadavek na zvýšení intenzity pole v místě příjmu pro dosažení požadovaného odstupu výkonů nosná/šum z důvodu existence šumu coby důsledku lidské činnosti. Hodnoty, které kladly požadavek na zvýšení o 2 dB pro pásmo VKV a 0 dB pro UKV se ukázaly být příliš optimistické. Pro pokrytí umělého šumu je třeba zvýšit intenzitu pole v místě příjmu o další 3 dB. Tento požadavek ale souvisí se všemi podobami uskutečňovaného příjmu.

3.3.2 PŘIJÍMANÝ DIGITÁLNÍ SIGNÁL JAKO NÁHODNÁ VELIČINA

Pozemní digitální vysílání podle normy [21] bylo navrženo pro statický příjem signálu a příjem přenosným přijímačem. V případě přenosného příjmu je rádiový kanál modelován jako statický Rayleighův kanál. Tomu odpovídají i požadavky na minimální poměr úrovní signál/šum pro správnou funkci systému. Dokument [72] však zpochybňuje minimální hodnoty C/N požadované [21] jako příliš nízké. Důvodem je neustálá změna úrovně pole v apertuře přijímací antény, a to i při pevném umístění této antény. Předpokladem pro toto tvrzení je nestacionárnost pole vznikajícího v důsledku mnohocestného šíření.

Stanovení poměrů C/N potřebných pro příjem splňující některé ze zvolených kritérií (QEF, ESR_5^2) bylo provedeno na základě vytvoření statistiky pro relativně velký soubor náhodně zvolených fází pro jednotlivé cesty při simulaci rádiového kanálu

² Parametr ESR (z anglického *erroneous second ratio*) udává poměr času, během kterého dochází k chybnému příjmu, k celkovému času příjmu. Pro parametr ESR_5 to odpovídá 1 s chybného příjmu v rámci 20s periody. Tento parametr je relevantní zejména pro pomalu se měnící Rayleighův kanál, kdy se chyby vyskytují ve shlucích, které tak činí analýzu BER méně relevantní.

s mnohocestným šířením. V normě [21] je analýza požadavků na poměr C/N provedena pro mnohocestné šíření, kdy přijímaný signál je tvořen 20 příspěvků s definovaným útlumem, zpožděním a danou fází. Fáze je ale (bez ohledu na typ příjmu) náhodná veličina. Proto bylo pro analýzu v [72] vybráno 12 cest z původního souboru 20 a pro každou cestu byla určena množina 50 náhodně zvolených fází signálu. Těchto 12 signálů bylo dodáno signálovým generátorem a k výslednému součtovému signálu byl šumovým generátorem dodán šum. Analýza byla provedena pro statický Rayleighův kanál, pro pomalu časově proměnný Rayleighův kanál, pro statický Rayleighův kanál s diverzitním příjmem a pro pomalu časově proměnný Rayleighův kanál s diverzitním příjmem.

Informace o chybovosti byla dodána přijímačem DIB3000-M, který podporuje diverzitní příjem. Výsledná data umožňují určit distribuční funkci četnosti (pro QEF), resp. pravděpodobnosti (pro ESR₅), a odtud je pak možné stanovit 99% kvantil QEF³, resp. ESR₅ potřebný pro dosažení definovaného kvalitního příjmu. Měřením podle profilu ETSI rádiového kanálu s fixně stanovenými fázemi dílčích příspěvků byl stanoven vlastní útlum přijímače digitálního signálu. Na základě tohoto bylo možno stanovit výsledky nezávislé na zařízení, resp. je přizpůsobit předpokládanému vlastnímu útlumu o hodnotě 3 dB aplikovaném v [77].

Pomalou se měnící Rayleighův kanál byl modelován na základě předpokladu pohybu přijímače rychlostí 0,4 km/h.

Požadovaný odstup C/N [dB]					
Modulace	Rayleighův kanál (podle ETSI [21], QEF)	Statický Rayleighův kanál, QEF na 99 % elementární plochy	Statický Rayleighův kanál, QEF na 99 % elementární plochy, diverzita	Pomalou proměnný Rayleighův kanál, ESR ₅ po 99 % doby	Pomalou proměnný Rayleighův kanál, ESR ₅ po 99 % doby, diverzita

³ 50 fázových sad odpovídá 50 zvoleným bodům v určité elementární oblasti, ve které je realizován příjem signálu. Pokud v 99 % bodů má být dostupný bezchybný příjem vysílaného signálu, je nutné, aby poměr C/N byl alespoň střední hodnota stanoveného rozdělení plus 2,33násobek směrodatné odchylky, tedy 99 % kvantil rozdělení.

QPSK	8,4	11,6	6,9	13,7	7,7
16-QAM	14,2	17,3	12,3	19,9	13,3
64-QAM	19,3	22,5	17,7	24,3	18,7

Tabulka 3-2: Požadovaný odstup C/N v případě nehierarchického přenosu pro dosažení chybovosti QEF pro kódový poměr 2/3 pro různé typy modulací [72]

Při uvažování požadavků na poměr C/N z důvodu dosažení požadované chybovosti při příjmu (QEF) je nutné vzít v úvahu rovněž ztráty v samotném přijímači (implementační ztráty). Rozvaha [77] předpokládá implementační ztráty 3 dB, zatímco je možné dosáhnout i hodnoty 1 dB [72].

Z tabulky 3-2 vyplývá nutnost nárůstu poměru C/N pro dosažení chybovosti QEF o až 3,2 dB oproti hodnotám uvedeným v [21] pro případ statického Rayleighova kanálu, a je-li připuštěn časově pomalu proměnný Rayleighův kanál, je potřebný nárůst C/N až o 5,1 dB. Z tabulky je patrný význam použití diverzitního příjmu pro oba typy uvažovaného Rayleighova kanálu z hlediska potřebných výkonových poměrů.

4 Řešení interní antény pro DVB-T

Návrh anténního systému pro integrovaný příjem digitální televize je ve své podstatě optimalizační úloha, v rámci které je třeba dosáhnout nejvýhodnějšího nastavení rozdílných mechanických a elektrických parametrů antény. Zejména se z hlediska řešeného problému musí uvažovat rozměry a technologické aspekty konstrukce antény a dále musí být náležitá pozornost věnována elektrickým parametrům z hlediska vyhovění uvažovanému rozsahu kmitočtů, v rámci kterého je televizní vysílání provozováno. Pro všechny typy antén platí, že elektrické vlastnosti jsou přímo spjaty s geometrickými rozměry.

Již byl navržen postup pro vestavění anténního systému do televizního přijímače v [60]. Je využit genetický algoritmus s využitím mikropočítače za účelem řízení skupiny spínacích prvků (relé). Samotná anténa je sadou vodičů různých tvarů. Ty jsou v reálném čase propojovány tak, aby byla maximalizována jakost signálu na vstupu antény. Nicméně tento přístup neumožňuje vícenásobné využití existujících vodičových struktur a neposkytuje výhodu v podobě možnosti diverzitního příjmu.

4.1 Diskuze možností základních typů anténních záříčů z hlediska jejich aplikace pro integrovaný příjem digitální televize

Při integraci antény dovnitř přijímače nelze apriorně předpokládat možnost mechanického nastavení její orientace na vysílač. Proto při výběru vhodného typu antény spíše než směrové soustavy jsou výhodnější záříče s relativně malou směrovostí. Další faktor rozhodující o volbě typu antény je i povaha elektromagnetického pole v místě příjmu, kde je pole vzhledem k charakteru rádiového kanálu, kterým se signál šíří, většinou značně nehomogenní. I tento fakt velmi znevýhodňuje použití směrových antén, u kterých je pro jejich správnou funkci předpokládáno určité rozložení pole v rámci objemu, ze kterého převádějí elektromagnetickou energii na svoje svorky. Mezi základní typy antén, které lze pro integrovaný příjem uvažovat, patří antény dipólové, smyčkové, šterbinové a mikropáskové. Analýzy provedené v následujících podkapitolách vycházejí z informací uvedených např. v [7], [45] a [80].

4.1.1 VODIČOVÉ A PLOŠNÉ VYZAŘUJÍCÍ STRUKTURY

Nejjednodušším představitelem dipólových antén je samostatný dipól. Tento typ antény má v rovině vektoru intenzity magnetického pole všesměrovou vyzářovací charakteristiku, v rovině vektoru elektrické intenzity se jedná o vyzářování ve tvaru osmičky. Šířka hlavního svazku stejně jako směrovost jsou dány rozložením proudu v rámci vodiče antény. V základním případě se u dipólů jedná o rezonanční strukturu se stojatou vlnou. S tím souvisí rozložení proudu na anténě a dále je tak dána její impedance, která je zvláště pro tenký vodič popsána úzkou rezonanční křivkou. Speciálním představitelem dipólů je dipól půlvlnný. Zde je směrovost rovna přibližně 1,643, šířka hlavního svazku 78° a vyzářovací odpor 73Ω .

Nízkou širokopásmovost lineárního dipólu mohou korigovat některé přístupy upravující rozložení proudu na anténě tak, že v důsledku je impedance antény méně proměnná v pásmu kmitočtů uvažovaného televizního příjmu. Jednou z možností je nahrazení tenkého dipólu dipólem válcovým, tedy případem, kdy poměr mezi délkou a průměrem anténní struktury nebude teoreticky nekonečně velký, ale konečný. V takovém případě spolu s poklesem tohoto poměru dochází ke zvětšování šířky rezonanční křivky a zároveň k poklesu jejího maxima. Další variantu představují antény, jejichž vlastnosti (vyzařovací odpor) nejsou (v případě nekonečného zaujímaného objemu) funkcí rozměrů antény, ale pouze velikostí úhlů. Principiálním představitelem této skupiny antén jsou bikónické

antény. Ty v ideálním případě vykazují nekonečnou šířku pásma; konkrétní implementace tohoto principu umožňují šířku pásma nastavit s ohledem na realizovatelnou geometrii antény. Praktickými realizacemi antén založených na úhlovém principu je potom plošná motýlková anténa a přiblížení k bikónické struktuře prostřednictvím drátových vodičů.

Obecně stejné pole jako elementární elektrický dipól generuje elementární elektrická smyčka, jen s rozdílem ve fázi, příp. v orientaci polarizační roviny. Pro příjem televizního signálu je možné využít smyčkové, příp. rámové vodičové antény. Tyto antény tak mají některé vlastnosti společné s lineárními anténami. Analýza obecných smyčkových antén spadá pro svou formální komplikovanost spíše do oblasti numerických metod, jako smyčkové antény lze uvažovat vodiče uspořádané do různého tvaru (kruh, čtverec, trojúhelník,...), nicméně tyto antény vykazují rovněž rezonanční charakter, závislost vstupní impedance na vztahu mezi vlnovou délkou a rozměry antény, stejně jako směrovost coby funkci těchto rozměrů.

4.1.2 VYZAŘOVÁNÍ ZE ŠTĚRBIN

Duálním a navíc komplementárním problémem k vyzařování vodivé struktury obklopené nevodivým prostředím je nevodivá struktura vytvořená v rámci vodivé plochy. V takovém případě se uvažují štěrbinové antény, kdy se v podstatě jedná o ekvivalent dvou magnetických dipólů umístěných shodně na obou stranách nekonečně rozlehlé vodivé plochy a protékáných magnetickým proudem s vzájemně opačnou orientací. Struktura vyzařovaného pole (závěry pro vysílání platí vzhledem k teorému reciprocit i pro příjem) souvisí s rozložením zdrojového pole v apertuře štěrbin a jeho povaha je rovněž závislá na geometrickém uspořádání štěrbin. V případě tenkých štěrbin vzniká duální úloha k vodičovým anténám.

Speciálním případem antény, jejíž princip vychází z plošného rozložení proudu a vyzařování ze štěrbin a která je vhodná k uvážení jako jedna z alternativ pro integrovaný příjem digitální televize, je mikropásková (flíčková) anténa. Tento typ antény je atraktivní zejména z technologického hlediska, kdy je v nejjednodušším případě možné přímo využít technologii výroby plošných spojů. Na druhou stranu je třeba uvážit poměrně špatné výkonnostní charakteristiky antény, výrazné rezonanční vlastnosti, což má za následek malou využitelnou šířku pásma, a rovněž vznik nežádoucích vidů elektromagnetického pole v určitých případech uspořádání mikropáskových antén. Vyzařovací charakteristika flíčkových antén se obvykle volí kolmo k rovině antény, obecně je ale dána rozložením proudu v rámci flíčku. Kompromisem při návrhu antény je

volba tloušťky a materiálových konstant substrátu; tenčí substrát s vyšší permitivitou minimalizuje nežádoucí vyzařování a vazby a vede k menším rozměrům antény, na druhou stranu zvyšuje ztráty a snižuje použitelnou šířku pásma. Na hodnotu rezonanční frekvence dominantního vidu rozložení proudu a na šířku pásma mají přímý vliv kromě materiálových vlastností substrátu také rozměry antény. Podrobněji se možnostmi optimalizace funkce mikropáskových antén pro použití v přijímači digitální televize zabývá kapitola 4.6.1.

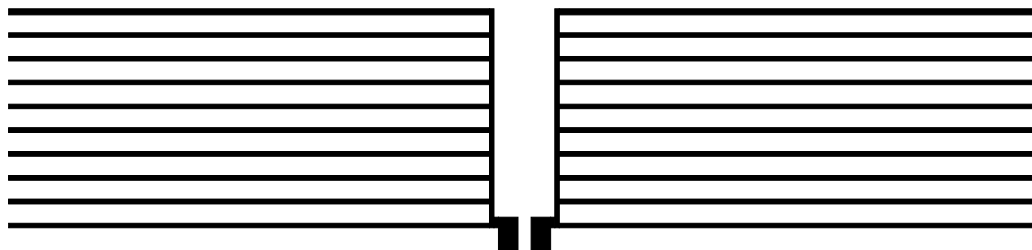
Vzhledem ke skutečnosti, že délka vlny v pásmech uvažovaných pro příjem digitální televize může dosahovat 2 m, je ve vztahu k velikosti přijímačů vhodné mimo jiné uvažovat o elektricky malých anténách, které s sebou přinášejí určité omezení⁴. V podstatě se jedná o omezení popsané délkou vlny ve volném prostoru, ke které má být navázán anténní element, jehož rozměry se mají miniaturizovat. V této souvislosti je podstatný poznatek, že šířka pásma antény roste přibližně s třetí mocninou poloměru koule, která anténu obsahuje. Přímé použití rezonančních anténních prvků v rámci televizního přijímače podle provedeného rozboru tyto z objemových důvodů do značné míry diskvalifikuje.

4.1.3 MOŽNOSTI VYUŽITÍ SPECIFICKÝCH ANTÉNNÍCH STRUKTUR

Zvýšení šířky pásma vhodným geometrickým uspořádáním antény

Z hlediska dosažitelné šířky pásma vhodným řešením realizace anténního systému ve srovnání s klasickým dipólem je dipól s rameny v podobě hřebenů. [40] Anténa tedy sestává ze dvou napájecích vodivých proužků a dvou na ně připojených struktur v podobě hřebenu, které jsou tvořeny sadou paralelně vedených vodivých proužků. Principiální schéma je vyobrazeno na obrázku 4-1. V rámci uspořádání vznikají rezonance pro frekvence odpovídající polovině vlnové délky. Vzhledem k přítomnosti většího množství dílčích potenciálních zářičů existuje více proudových cest, a tím pádem je dosaženo větší šířky pásma než v případě klasického půlvlnného dipólu. Dosažitelné šířky pásma z hlediska $ČSV < 2$ jsou 2:1. Problematická z hlediska přímé aplikace v televizním přijímači je rozměrová náročnost uvažované struktury vzhledem rezonančnímu charakteru základní funkční konfigurace.

⁴ Podrobný rozbor problematiky malých antén je předmětem kapitoly 4.4.



Obrázek 4-1: Principiální schéma širokopásmové antény podle [40]

Franklinovy řady pro digitální televizi

Vzhledem k podobě některých kovových mechanických součástí televizních přijímačů lze uvažovat o aplikaci anténních řad se sériovým řazením prvků (Franklinovy řady) pro využití dlouhých vodivých plechů. Zisk, který lze takto dosáhnout, může s ohledem na počet prvků takto vzniklé řady být až 10 dBi (např. v [88]). Realizace je možná vyříznutím vhodné struktury do daného vodivého materiálu. Při návrhu je ale potřeba počítat s klesajícím proudem, protékajícím dílčími elementy, ve směru od napájení. Navíc přidání jednotlivých prvků má za následek změnu napájecí impedance. Dále je zde významná frekvenční závislost vzniklé anténní řady z důvodu změny fáze v místech propojení dílčích zářičů. Tyto fázové posuny mají za následek i vliv na vyzařovací charakteristiku, jejíž hlavní svazek se spolu se změnou frekvence vychyluje. Uvedené nepříznivé vlastnosti omezují možnost nasazení těchto struktur v televizním přijímači.

4.2 Specifické vlastnosti anténních systémů při příjmu signálů šířících se bez přímé viditelnosti

Anténní systémy pro analogovou televizi jsou navrhovány s ohledem na výlučné, příp. dominantní zastoupení přímo se šířící elektromagnetické vlny⁵, je předpokládáno homogenní elektromagnetické pole v oblasti, ve kterém se přijímací anténa nachází, a proto se pro zajištění maximálního odstupu signálu od šumu využívají antény s vysokým ziskem. Pokud platí Rayleighův model sdělovacího kanálu a anténa je realizována mechanicky pevně uvnitř televizního přijímače, není možné využít výhod antén s vysokým ziskem. Vysoká směrovost antény a nemožnost jejího mechanického nastavení ve směru, ve kterém by dosáhla nejlepšího výkonového poměru, má za následek funkci, která je obecně horší než funkce nesměrové antény právě z důvodu nízkého výkonového zisku směrové antény v jiném směru než v hlavním směru jejího vyzařování. Dále potom

⁵ Často se používá akronym LOS z anglického *line-of-sight*.

Rayleighův model sdělovacího kanálu⁶, který neobsahuje zdůrazněné zastoupení LOS, má za následek deterministicky prakticky nepredikovatelné zastoupení vln přicházejících k přijímacímu anténnímu systému pod různými úhly dopadu⁷. Rovněž polarizace jednotlivých příspěvků má obecné statistické rozložení, které určuje polarizační nerovnováhu⁸.

4.2.1 VYZAŘOVACÍ CHARAKTERISTIKA

Funkce antény může být obecně popsána její komplexní vyzařovací charakteristikou $F(\theta, \phi)$, která popisuje elektrické pole ve vzdáleném poli antény v závislosti na směrových vlastnostech antény (r je vzdálenost od fázového středu antény k bodu pozorování)

$$\mathbf{E}(r, \theta, \phi) = \frac{1}{r} e^{-jkr} \mathbf{F}(\theta, \phi). \quad (4-1)$$

Protože tato funkce vzhledem ke své komplexní podstatě obsahuje informaci o relativní amplitudě i fázi elektromagnetické vlny v daném směru vyzařování, je relevantním vyjádřením i při hodnocení vícebranových antén⁹ pracujících v prostředí s mnohocestným šířením, kde je potřeba vystihnout interferenci dílčích příspěvků přicházejících k anténnímu systému pod různými úhly.

4.2.2 STŘEDNÍ EFEKTIVNÍ ZISK. STŘEDNÍ EFEKTIVNÍ SMĚROVOST

Při posuzování vlastností antén při příjmu v prostředí s úniky se jako reprezentativnější parametry zavádějí střední efektivní zisk (zkratka *MEG* z anglického *mean effective gain*) a střední efektivní směrovost (zkratka *MED* podle *mean effective directivity*). [88] Tyto veličiny v sobě kromě vyzařovacího diagramu antény zohledňují rovněž její orientaci v prostoru a rozložení úhlů dopadu dílčích příspěvků v závislosti na azimutu a elevaci a také polarizační nerovnováhu prostředí. *MED* a *MEG* jsou spolu vázány přes celkovou vyzařovací účinnost η_c antény, stejně jako je tomu u vazby mezi klasicky definovanou směrovostí a výkonovým ziskem:

⁶ Konkrétně lze fyzikální jevy vedoucí ke vzniku kanálu s mnohocestným šířením zohlednit uvážením odrazů na rozlehlých hladkých objektech nacházejících se mimo LOS, ohybem na hranách rozsáhlých objektů a rozptylem na malých nebo nepravidelných objektech.

⁷ V anglosaské literatuře používaný akronym *AoA* z výrazu *angle of arrival*.

⁸ Někdy se polarizační nerovnováha označuje zkratkou *XPD* z anglického *cross-polar power discrimination*.

⁹ Vícebranové antény jsou předmětem kapitoly 4.11.

$$MEG = MED \cdot \eta_c. \quad (4-2)$$

Střední zdánlivý zisk MEG bere v úvahu prostorovou závislost zisku antény a rozložení výkonu dopadajícího na anténu v daném prostředí. Střední výkon na svorkách antény P_{str} může být vyhodnocen jako [76]

$$P_{str} = \oint\limits_{4\pi} [U_\theta u_\theta(\theta, \phi) G_\theta(\theta, \phi) + U_\phi u_\phi(\theta, \phi) G_\phi(\theta, \phi)] \sin\theta d\theta d\phi, \quad (4-3)$$

kde u_θ a u_ϕ jsou úhlové hustoty rozložení dopadajících rovinných vln, G_θ a G_ϕ charakteristiky polarizačních složek výkonového zisku antény a U_θ a U_ϕ jsou velikosti výkonů, které by byly přijaty izotropní anténou polarizovanou podle souřadnice z dolního indexu označení. Výraz pro výpočet MEG s využitím rozdělení dopadajícího pole a vyzařovací charakteristiky antény je [76]

$$MEG = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{XPR}{1+XPR} u_\theta(\theta, \phi) G_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} u_\phi(\theta, \phi) G_\phi(\theta, \phi) \right] \sin\theta d\theta d\phi,^{10} \quad (4-4)$$

kde XPR představuje poměr výkonové křížové polarizace

$$XPR = \frac{U_\theta}{U_\phi}. \quad (4-5)$$

4.3 Impedanční šířka pásma antén. Širokopásmové přizpůsobení

Jednou z možností zvýšení impedanční šířky pásma antén, které jsou z hlediska aplikace pro příjem televizního signálu v požadovaném rozsahu kmitočtů nevyhovující, je použití širokopásmového přizpůsobení. Analýza v této části vychází z [64]. Princip širokopásmového přizpůsobení spočívá v připojení reaktivní přizpůsobovací sítě, která kompenzuje velké změny napájecí impedance antény. V blízkosti rezonančního kmitočtu může být vstupní impedance mikropáskové antény modelována jako sériový nebo paralelní obvod RLC:

¹⁰ Uvedený výraz přiměřeně představuje i předpis pro efektivní anténní zisk [85] (zkratka **EAG** podle **effective antenna gain**) vícebranové antény, pokud jsou složky výkonového zisku G ve výrazu pro MEG nahrazeny součtem $G_1 + G_2 + \dots + G_n$ výkonových zisků jednotlivých zářičů. Zároveň je uvažována statistika složek rozdělení intenzity v podobě distribuční funkce pravděpodobnosti výkonů; tedy ne jen jejich střední hodnota.

$$Z_{vst} = R_0(1 + jQv) \quad (\text{sériový obvod}), \quad (4-6)$$

$$Z_{vst} = \frac{R_0}{1 + jQv} \quad (\text{paralelní obvod}), \quad (4-7)$$

kde Q představuje činitel jakosti a $v = \frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f}$, kde f je kmitočet a f_r rezonanční kmitočet.

Činitel stojatých vln, který popisuje stojaté vlny vzniklé při připojení takto zavedené vstupní impedance Z_{vst} k vedení o charakteristické impedanci Z_0 , je možné vyjádřit s využitím

$$\left| \frac{Z_{vst}(f) - Z_0}{Z_{vst}(f) + Z_0} \right| = \frac{\check{C}SV(f) - 1}{\check{C}SV(f) + 1}. \quad (4-8)$$

Pokud jsou dány meze, které nesmí $\check{C}SV$ přesáhnout, jako S ($\check{C}SV(f) \leq S$), vyplývají z tohoto požadavku hraniční kmitočty f_1 a f_2 , pro které $\check{C}SV(f_1) = \check{C}SV(f_2) = S$. Potom je šířku pásma $B = \frac{f_2 - f_1}{f_r}$ možné vyjádřit jako

$$B = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{(TS - 1)(S - T)}{S}}, \quad (4-9)$$

kde $T = \frac{Z_0}{R_0}$ pro případ sériové rezonance a $T = \frac{R_0}{Z_0}$ pro paralelní rezonanci. Pokud se předpokládá dokonalé přizpůsobení mezi anténou a napáječem ($T = 1$), vyplývá pro šířku pásma vztah

$$B|_{T=1} = \frac{1}{Q} \frac{S - 1}{S}. \quad (4-10)$$

Pokud je ale cílem maximalizace šířky pásma, hledá se takové $T = T_{opt} \neq 1$, které tento požadavek zajistí:

$$T_{opt} = \frac{1}{2} \left(S + \frac{1}{S} \right). \quad (4-11)$$

Není sice možné realizovat dokonalé přizpůsobení ve spojitém pásmu kmitočtů čistě reaktivní sítí (tj. lineární, pasivní a bezztrátovou), ale lze dosáhnout v daném pásmu konstantního přizpůsobení, byť ne dokonalého. Je pak možné na základě (4-9) buď optimalizovat přizpůsobení pro zadané pásmo kmitočtů, nebo najít pásmo kmitočtů, pro

které je možné splnit podmínku $\check{C}SV(f) \leq S$. Výsledkem je maximální dosažitelná šířka pásma pro zvolené nepřizpůsobení B_m

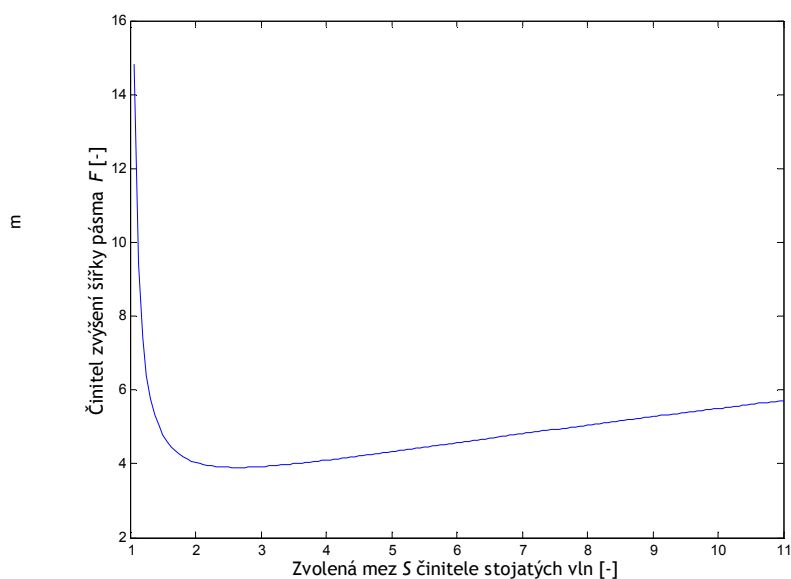
$$B_m = \frac{1}{Q} \frac{\pi}{\ln\left(\frac{S+1}{S-1}\right)}.^{11} \quad (4-12)$$

Šířka pásma je nepřímo úměrná jak činiteli jakosti zářiče Q , tak zvoleným ztrátám odrazem (vyjádřeno v dB). Je možné porovnat vztahy (4-12) pro maximální dosažitelnou šířku pásma se standardním vztahem (4-10), a získat tak činitel maximálního zvětšení šířky pásma F_m

$$F_m = \frac{\pi\sqrt{S}}{(S-1)\ln\left(\frac{S+1}{S-1}\right)}. \quad (4-13)$$

Průběh tohoto činitele je graficky znázorněna pro několik hodnot S na obrázku 4-2. Jeho minimum je 3,90 pro $S = 2,64$.

¹¹ Vztah (4-12) bývá v literatuře (např. v [25]) označován jako Bode-Fanovo kritérium. Jedná se zde o teoretickou hranici maximální šířky pásma B_m , které může být dosaženo s využitím přizpůsobovací sítě a s daným maximálním činitelem odrazu $R_m = \frac{S-1}{S+1}$ při dané přizpůsobované zátěži (charakterizované činitelem jakosti Q).



Obrázek 4-2: Vývoj činitele maximálního zvýšení šířky pásma v závislosti na zvoleném maximálně přípustném činiteli stojatých vln

Impedanční šířka pásma je udávána ztrátami odrazem (R_L) nebo napětovým činitelem stojatých vln (ČSV). Typické požadavky na impedanční přizpůsobení jsou $ČSV \leq 2$ nebo $R_L \geq 10$ dB. Aktuálně se jako kritéria pro malé interní antény prosazují spíše požadavky $R_L \geq 6$ dB, resp. $ČSV \leq 3$. [58]

4.3.1 USKUTEČNĚNÝ VÝKONOVÝ ZISK

Pro potřeby zohlednění výkonových ztrát v důsledku nepřizpůsobení se zavádí uskutečněný výkonový zisk antény G_s ([42]) jako

$$G_s [\text{dB}(i)] = D[\text{dB}(i)] + \eta_{\text{vyz}} [\text{dB}] + \eta_{np} [\text{dB}], \quad (4-14)$$

kde D je směrovost antény, η_{vyz} vyzařovací účinnost a η_{np} účinnost přizpůsobení. Vyzařovací účinnost η_{vyz} a účinnost přizpůsobení η_{np} v součtu představují celkovou účinnost antény η_c .

4.4 Diskuze omezení plynoucích z použití elektricky malých antén

Vzhledem ke skutečnosti, že činitel jakosti antény je nepřímo úměrný dosažitelné šířce pásma, provádí se analýza (např. v [29]) minimálního dosažitelného činitele jakosti pro

danou anténu. Činitel jakosti Q rezonátoru udává rychlost poklesu energie v rezonátoru. Je definován jako [58]

$$Q = \frac{\omega_r \tilde{W}}{P_{ztr}} = \frac{2\pi f_r \tilde{W}}{P_{ztr}}, \quad (4-15)$$

kde ω_r je úhlový rezonanční kmitočet, f_r je rezonanční kmitočet, \tilde{W} je akumulovaná energie (časově střední hodnota) a P_{ztr} je ztrátový výkon. Pokud se rozlišuje převažující elektrické, nebo magnetické pole, ve kterém je akumulována energie, a nejsou přítomny vodivostní a dielektrické ztráty na anténě, je možné toto zohlednit v definici činitele jakosti: [29]

$$Q = \begin{cases} \frac{2\omega \tilde{W}_e}{P_{vyz}}; & \tilde{W}_e > \tilde{W}_m \\ \frac{2\omega \tilde{W}_m}{P_{vyz}}; & \tilde{W}_m > \tilde{W}_e \end{cases}, \quad (4-16)$$

kde \tilde{W}_e a \tilde{W}_m jsou časové střední hodnoty energie uložené v oblasti, v níž se nachází anténa, ω je úhlový kmitočet a P_{vyz} je vyzařovaný výkon. Vyhodnocení činitele jakosti se zajistí rozvojem kulové vlnové funkce pro elektromagnetické pole, které anténa vyzařuje, vně nejmenší koule, která anténu obepíná.

Pokud je zjištěna pro dané uspořádání vysoká jakost antény, znamená to velké množství energie uložené v oblasti okolo ní, což v důsledku představuje velké tepelné ztráty a nízkou šířku pásma. V [29] je provedena analýza nejmenšího činitele jakosti a analýza maximálního poměru zisk G /činitel jakosti Q pro směrové a všesměrové antény a jsou uvedeny závěry pro malé antény. Aby anténa mohla účinně vyzařovat, musí být vybuzen alespoň nejnižší TM nebo TE vid pole. Ukazuje se, že nejnižší dosažitelná hodnota činitele jakosti je závislá na vlnovém čísle k a nejmenším poloměru koule, která obepíná anténu, a . Závislost, vyjadřující obecně velikosti činitele jakosti na velikosti součinu ka , je monotónně klesající od nekonečna pro $ka = 0$ po infinitesimální nulu pro $ka \rightarrow \infty$. Pro $ka = 1$ je Q o málo větší než 1. Speciálně pro malé antény (tj. $ka \ll 1$) lze vyjádřit nejnižší hodnotu činitele jakosti Q jako

$$Q \approx \frac{1}{ka} + \frac{1}{2(ka)^3} \cdot^{12} \quad (4-17)$$

Dále je v [29] ukázáno, že maximální dosažitelná hodnota výkonového zisku malých antén je pro případ směrového zářiče

$$\max \frac{G}{Q} \approx \frac{6(ka)^3}{2(ka)^2 + 1}; \quad \lim_{ka \rightarrow 0} \max G \approx 3 \quad (4-18)$$

a pro všesměrovou anténu

$$\max \frac{G}{Q} \approx \frac{3(ka)^3}{2(ka)^2 + 1}; \quad \lim_{ka \rightarrow 0} \max G \approx 1,5. \quad (4-19)$$

Výsledek pro všesměrovou anténu odpovídá směrovosti infinitesimálního malého dipólu.

Z hlediska praktické realizace elektricky malých antén je možné uvažovat následující postupy [43]:

- využití blízkých vodivých ploch a aplikace teorie zrcadlení za účelem zmenšení antény,
- připojení parazitní reaktance k anténním svorkám za účelem posunu rezonančního kmitočtu,
- použití štěrbin nebo meandrování ve vodivé struktuře antény za účelem zvětšení zdánlivé délky zářiče.

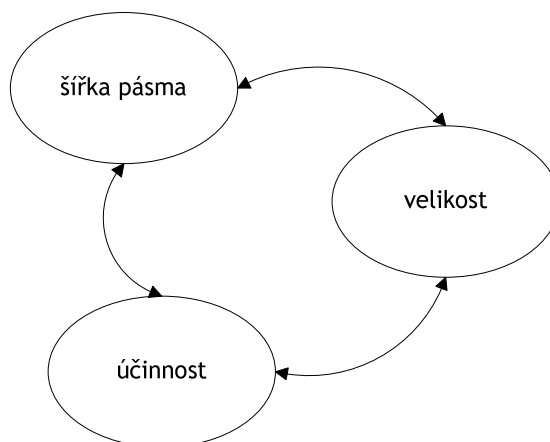
4.5 Souvislost impedanční šířky pásma, účinnosti a velikosti antén

Ze vztahů (4-10) (šířka pásma v závislosti na činiteli jakosti), (4-17) (limit činitele jakosti vzhledem k velikosti antény) a (4-15) (definice činitele jakosti) vyplývá, že parametry antény vyzařovací účinnost η_{vyz} , šířka pásma B a velikost antény (charakterizovaná nejmenším poloměrem koule obepínajícím anténu a) spolu souvisejí a při návrhu antény vytvářejí optimalizační úlohu, jejímž řešením má být z hlediska požadavků zadání

¹² V [53] je ukázáno, že v případě lineárně polarizovaných antén platí pro Q při zanedbatelně malém ka

$Q \approx \frac{1}{k^3 a^3}$, tedy omezení z hlediska šířky pásma je přísnější.

nejlepší možné řešení, tzn. nejlepší možné vyhovění protichůdným vlivům plynoucím z těchto rovnic.



Obrázek 4-3: Vzájemně související parametry antén

Frekvenční šířka pásma B roste, jak vyzařovací účinnost antény η_{vyz} klesá. Vyzařovací účinnost antény η_{vyz} roste spolu s jejím (nezatíženým¹⁴) činitelem jakosti Q . Činitel jakosti antény Q je rostoucí, pokud klesá velikost antény, charakterizovaná prostřednictvím a . Proto mají elektricky malé antény nevyhnutelně malou šířku pásma. Pokud je pro danou anténu (s danou velikostí a vyzařovací účinností) potřeba zvýšit šířku pásma, je toho možné dosáhnout buď

- zvýšením zdánlivé šířky pásma s využitím elektronického ladění nebo
- snížením celkové vyzařovací účinnosti η_c , resp. zatíženého¹⁴ činitele jakosti Q_z vhodným přizpůsobovacím obvodem nebo zařazením rezonančních parazitických prvků do anténní struktury.

Snížování celkové účinnosti anténního systému lze dosáhnout využitím

- rezistivního přizpůsobení nebo
- přijetím nižšího přizpůsobení mezi anténou a napáječem.

Na základě analýzy uvedené v [36] vyplývá, že při použití rezistivního přizpůsobení je dosažitelná šířka pásma anténního systému při dané celkové účinnosti vyšší, připustí-li se nepřizpůsobení mezi anténou a napáječem, než při rezistivním přizpůsobení.

4.6 Zvýšení impedanční šířky pásma antén

V referencích [58], [43] jsou diskutovány možnosti rozšíření efektivní šířky pásma antény s využitím elektronického ladění. Jsou uvedeny metody ladění:

- připojením reaktance k anténě, která tak kompenzuje reaktivní část napájecí impedance zářiče mimo jeho vlastní rezonanční kmitočet¹³,
- změnou geometrie antény na základě elektronického připojování/odpojování jednotlivých částí vyzařující struktury (prostřednictvím spínačů nebo reaktancí),
- vytvořením štěrbin a meandrů ve struktuře antény, které zvyšují její indukčnost protékajícím proudům, a tím posouvají její rezonanční kmitočet, a elektronicky řízeným přemostňováním těchto proudových bariér,
- u mikropáskových antén zavedením elektronicky řízeného vodivého propojení (spínač nebo reaktance) mezi flíčkem a zemní rovinou, čímž dochází ke změně drah protékajících proudů, a tím pádem i k posunu rezonančního kmitočtu antény,
- elektronickým nastavením přizpůsobovacích obvodů.

V souvislosti s elektronickým laděním antén je nutné zohlednit problematiku parazitního vlivu spínačů (zejména polovodičových) na vlastnosti daných antén. Průtok proudu skrz ladící prvek má za následek větší ztráty na anténě, a tím pádem je dosažená vyzařovací účinnost antény nižší. Čím je větší proud protékající ladícím prvkem, tím větší je dosažitelná změna rezonančního kmitočtu antény, ale rostou rovněž ztráty. Dále dochází spolu s rostoucím proudem protékajícím ladícím prvkem i k většímu zkreslení signálu. Tato záležitost je diskutována v [58]. Zde je konkrétně pro antény modelované jako paralelní rezonanční obvody (flíčkové antény) ukázáno, že frekvenční posun Δf způsobený paralelně připojenou reaktivní zátěží je nepřímo úměrný nezatíženému¹⁴ činiteli jakosti Q_0 antény. Ztráty na anténě P_{ztr} jsou tomuto proudu přímo úměrné.

$$\frac{\Delta f}{P_{ztr}} \sim \frac{1}{Q_0} \quad (4-20)$$

¹³ Jako reaktanci je možné (zejména pro mikrovlnné antény) použít bezeztrátové nezatížené vedení, jako je tomu např. v [44]. Zde je dosaženo přeladování mikropáskové antény připojováním/odpojováním nezatížených mikropásků různých délek.

¹⁴ Nezatížený činitel jakosti Q_0 odpovídá funkci antény (vyzařování, vodivé a dielektrické ztráty) bez vlivu připojeného napáječe (Q_{ext}). Dohromady s napáječem je možné uvádět zatížený činitel jakosti Q_z :

$$\frac{1}{Q_z} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{ext}}.$$

Za účelem dosažení maximální velikosti kmitočtové změny Δf se ladící prvky obecně umísťují do oblastí antény s nejvyšší proudovou hustotou, což má za následek i zdůraznění ztrát a zkreslení signálu na anténě. [43]

4.6.1 ZVÝŠENÍ ŠÍŘKY PÁSMO MIKROPÁSKOVÝCH ANTÉN

Z hlediska výrobních nákladů se jako zajímavé pro aplikaci ve vestavěném anténním systému digitální televize jeví flíčkové antény. Ty rovněž vynikají svou kompaktností, zejména jednoho ze tří rozměrů. Ty další jsou dány videm vybuzeného pole a vztaženy k délce vlny. Podstatnou nevýhodou, která použití flíčkových antén v základní podobě omezuje na úzkopásmové aplikace, je dosažitelná šířka pásma. [7], [45], [88] To se týká především rezonančních flíčkových antén a není podstatným omezením použití mikropáskových antén s postupnou vlnou. Zde je ale limitujícím faktorem frekvenčně závislý směrový diagram zářiče. [88] Na základě rozboru vlastností rádiového kanálu provedeného v části 3 se ale nejeví samostatné použití směrových antén jako vhodné.

Zvýšení šířky pásma mikropáskových antén je možné dosáhnout snížením permitivity substrátu nebo zvýšením jeho tloušťky. Druhý způsob s sebou přináší možnost vybuzení vyšších vidů vyzářování, a tím i nežádoucí ovlivnění vyzářovací charakteristiky nebo napájecí impedance. Většina dalších principů sloužící ke zvýšení šířky pásma flíčkových antén (rovněž uvedených v [88]) se zakládá na principu vázaných rezonátorů¹⁵, které umožňují šířku pásma anténního systému zvýšit na 50 %. Je možné vytvořit šterbinu s blízkou rezonancí v zemní rovině, rezonanční šterbinu přímo v rámci vodivé struktury flíčku nebo napájet flíček lomeným monopólem s blízkou rezonancí. Dalším konstrukčně příznivým postupem vedoucím ke zvýšení šířky pásma je využití parazitických flíčků umístěných v blízkosti napájeného flíčku, případně několika vzájemně vázaných flíčků, kdy vazba mezi jednotlivými zářiči se uskutečňuje mezi hranami těchto zářičů.

Diskuze možností maximalizace šířky pásma pravoúhlé flíčkové antény je provedena rovněž v [90]. Na základě rozboru provedeného v [88] a [90] je tedy možné zvyšovat jednak skutečnou šířku pásma

- použitím materiálu s nízkou permitivitou,
- použitím parazitického prvku v blízkosti dané antény,

¹⁵ Jsou-li frekvence dvou rezonátorů stejné nebo skoro stejné, lze nalézt kritický koeficient vazby za účelem přizpůsobení dvou odlišných impedancí. Pokud se připustí volnější vazba a kritický koeficient vazby se nahradí jinou hodnotou, je důsledkem vyšší použitelná šířka pásma takto vzniklého obvodu.

- nastavením přizpůsobení, resp. nepřizpůsobení, mezi anténou a napáječem.

Dále je možné šířku pásma antény rozšiřovat z pohledu zdánlivé šířky pásma, která rozšiřuje skutečnou šířku pásma

- zavedením zkratovacích spojek do tělesa flíčkové antény,
- připojením varaktorových diod mezi flíček a zemní rovinu.

Připojená varaktorová dioda v [90] se uplatňuje přímým působením na délku proudových drah v rámci antény, což má za následek změnu elektrických rozměrů antény, a tím pádem i rezonančního kmitočtu, a změnu (zmenšení) zdánlivé plochy antény, která se projevuje změnou (zmenšením) její směrovosti. Stejně se uplatňuje výkonová ztráta na diodě, zejména pro nulové předpětí, která má za následek nižší vyzářovací účinnost antény (49,05 % pro 0 V, zatímco pro -3 V je vyzářovací účinnost 78,34 %). Snížená vyzářovací účinnost má důsledek i pro 3dB šířku svazku, která se v rovině H mění od 55° při 0 V po 75° pro -3 V předpětí.

Umístění diody mimo osy symetrie zářiče má důsledek pro symetrii proudů protékajících v rámci flíčku. Tato nesymetrie se projeví vznikem křížové polarizace a je tím větší, čím je větší proud protékající diodou. Obecně je rovněž tím větší vliv diody na vyzářování antény (a tím i na šířku pásma), čím je umístění prvku blíže oblastem s maximální proudovou hustotou.

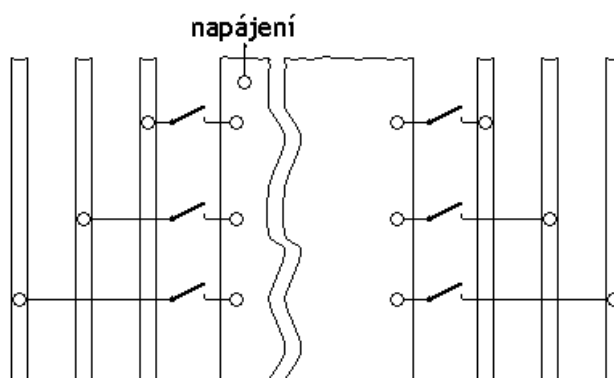
Problematika intrinzní šířky pásma mikropáskových flíčkových antén je také řešena v [64], kde je aplikována metoda širokopásmového přizpůsobení. Vzhledem k tomu, že vlastní šířka pásma těchto zářičů nepřesahuje jednotky procent, je zde provedena diskuze možností jejího zvětšení na desítky procent. Řešení úlohy usnadňuje fakt, že frekvenčně závislá je zejména vstupní impedance, jejíž průběh má výrazně rezonanční charakter, ale podoba vyzářovacího diagramu se nemění v širším pásmu kmitočtů.

Jako řešení problému rezonančního charakteru impedance je aplikována Fanova teorie širokopásmového přizpůsobení, která při vhodně navržené přizpůsobovací síti umožňuje šířku pásma zvýšit nejméně 3,9krát [64], jak bylo již demonstrováno na obr. 4-2. V textu jsou vyloučeny možnosti zvýšení impedanční šířky pásma, které mají za následek větší složitost anténního systému nebo jeho horší vyzářovací vlastnosti. Mezi tyto patří zvýšení šířky pásma zvýšením tloušťky vodivého flíčku (z důvodu vyšší náchylnosti antény k vybuzení povrchových vln), dále se z uvedených důvodů nižší vyzářovací schopnosti nebo vyšší komplexity systému nevyužívá rozšíření počtu zářičů z jednoho na vyšší počet ve vrstvách nebo v ploše.

4.7 Použití elektronického spínání pro nastavení požadovaných vlastností antény

Pro dosažení vhodných vyzářovacích vlastností antén umístěných uvnitř televizního přijímače, tj. bez možnosti mechanického nastavení, stejně jako dosažení rezonance v požadovaném kmitočtovém rozsahu lze využít spínacích prvků, určených pro oblast vysokých frekvencí, zejména diod PIN, vf tranzistorů FET, spínačů MEMS nebo opticky řízených spínačů. [88] Je tak možné elektronicky dosáhnout přeuspořádání anténních prvků, příp. jejich propojení v rámci anténního systému. Pokud je uvažována matice jednoduchých flíčkových prvků, je s využitím elektronických spínačů možné zajistit konkrétní sfázování dílčích zářičů, a tím požadovaný vyzářovací diagram antény. Přestože z hlediska nákladů na takto vytvořený anténní systém vzhledem k ceně celého zařízení (televizního přijímače) se tento typ jeví jako dražší, je vhodné ho zahrnout do diskuze jednotlivých možných variant řešení.

Relativně nízkou intrinzičnou šířku pásma flíčkových mikropáskových antén v klasické podobě (např. pravoúhlých nebo kruhových flíčků) je možné rozšířit změnou délky drah proudů protékajících v rámci struktury zářiče, jako je tomu v [6]. Anténní systém je pak kromě samotného flíčkového elementu tvořen jedním nebo více dalšími, ladícími prvky a vf spínačem připojujícím/odpojujícím vf proudy. Principiální uspořádání je zobrazeno na vyobrazení 4-4. Pokud jsou navíc ladící prvky vzhledem k základnímu prvku uspořádány nebo připojeny jinak než symetricky, dochází ke změně vyzářovacího diagramu. Jako spínače vf proudů lze využít mechanických spínačů, vf relé, diod PIN nebo tranzistorů FET.



Obrázek 4-4: Principiální schéma laditelné flíčkové mikropáskové antény

S ohledem na antény typu dipól/monopól je vhodné v diskuzi možností operativní změny jejich rezonančního kmitočtu opět zmínit možnost použití elektronických spínačů pro

připojování/odpojování částí vodičů za účelem změny rezonančního kmitočtu. [88] Elektronické ladění antény realizované připojováním/odpojováním jednotlivých sekcí antény je představeno i v [54], čímž je dosaženo změny elektrické délky proudovodičů, která určuje rezonanční vlastnosti antény.

Realizace elektronického ladění prostřednictvím zkratování dílčích vodivých struktur antény je předmětem např. [62]. Zde se jedná o šroubovicovou anténu s kolmým vyzařováním, které je prostřednictvím elektronického spínání PIN diod měněn rezonanční kmitočet. Uvedením připojených diod do vodivého stavu dochází k vyzkratování dílčích větví (závitů) antény, a tím dochází k posunu rezonančního kmitočtu. Aby se samotné stejnosměrné napájení nestalo předmětem průtoku vysokofrekvenčních proudů, jsou anténní vodiče (závity) tvořeny dutým vodičem a stejnosměrné řízení je vedeno vnitřkem těchto trubkových vodičů. Pro realizaci takovéto antény je tedy možné využít koaxiální kabel, jehož plášť tvoří anténní vodič a střední vodič realizuje stejnosměrné napájení spínačů v podobě PIN diod.

Jiným příkladem rekonfigurovatelné antény je [6]. Jedná se o systém flexibilně měnící celkové rozměry antény na základě elektronicky řízeného připojování a odpojování elementů, kterými je anténní systém tvořen. Jako spínače jsou použity diody PIN. Jednotlivé zářiče jsou plošné a konformní¹⁶ s plochou, ke které jsou předělány (šasi zařízení). Elektronicky řízený je rovněž přizpůsobovací filtr. Společným řízením rozměrů antény a přizpůsobení je dosaženo optimální funkce antény v požadovaném rozsahu kmitočtů.

Předmětem [38] je elektronicky laditelná anténa, která je tvořena napájenou vodivou strukturou, dále vodivou výložkou nacházející se v blízkosti napájené struktury, několika spínači umožňujícími vodivé spojení mezi napájenou strukturou a výložkou. Na základě volby umístění jednotlivých spínačů a jejich spínáním je nastaven požadovaný rezonanční kmitočet antény.

4.8 Realizace elektronického ladění antén pro dosažení vyšší impedanční šířky pásma

Další varianty uplatnění spínacích prvků se spíše než přeuspořádání celého anténního systému týkají možnosti nastavení pracovního kmitočtu jednotlivých zářičů, a tím i

¹⁶ Konformní anténní struktury jsou předmětem kapitoly 4.9.

dosazení požadované šířky pásma, a tím pádem realizovatelnosti televizního příjmu jednou anténou v celém televizním rozsahu kmitočtů: U technologicky a cenově příznivých mikropáskových anténních struktur je možné změny pracovního kmitočtu těchto relativně úzkopásmových zářičů dosáhnout s využitím změny záporného předpětí PIN diod připojených k vyzařujícím hranám zářičů. Takto se mění připojená kapacitance, a tím pádem i efektivní délka anténních prvků, což má za následek zvýšení použitelné šířky pásma v závislosti na typu antény o 20–30%. [88] Jinou možností změny pracovního kmitočtu fličkové antény je změna délek drah proudů realizujících vyzařování. Toho lze dosáhnout vytvořením šterbiny kolmé na dráhu proudů, která se tímto prodlouží. Připojením spínacího prvku s postupným spínáním do středu šterbiny je možné dosáhnout opětovného zkracování délek drah vyzařujícího proudu, a tím pádem zvýšení pracovního kmitočtu. Šířka pracovního pásma (poměr mezi horním a dolním pracovním kmitočtem) antény je pak fakticky dána šířkou vytvořené šterbiny.

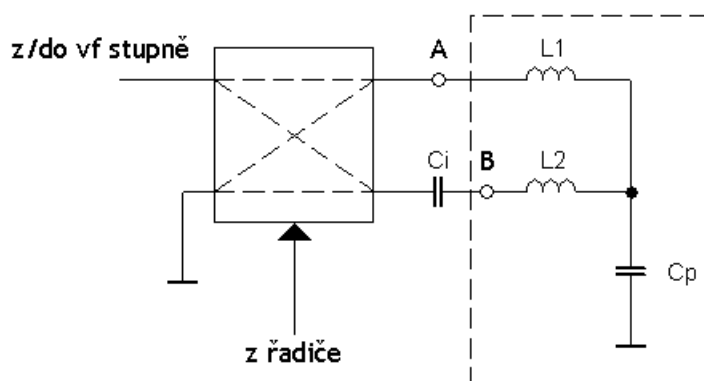
Kromě skokové změny zakončovací impedance realizované připojováním, resp. odpojováním parazitických zářičů k zemní rovině, resp. od ní, je možné postupně tuto impedanci měnit spojitou změnou kapacity elektronicky řízené kapacity (varaktoru) mezi zářičem a nulovým potenciálem. Takové uspořádání anténního systému umožňuje realizovat s využitím vzájemných vazeb mezi jednotlivými zářiči a elektronickým řízením reaktance jejich zakončovacích impedancí elektronické řízení vyzařovací charakteristiky, jako je tomu např. v [93]. Takto vzniklá fázovaná anténní řada nevyžaduje pro svoji funkci fázové posouvače, a je tak atraktivní z hlediska celkových nákladů na celé zařízení, což je podstatný argument pro její případnou aplikaci v produktu spotřební elektroniky.

Koncept elektronicky laditelné antény je aplikován i v [57], kde je použit na mikropáskovou anténu se čtvrtvlnnou strukturou (PIFA¹⁷). Tato anténa je realizovaná jako laditelná vícepásmová anténa. Vícepásmovosti je v tomto případě možné dosáhnout kromě použití několika nezávisle napájených elementů rovněž vytvořením různých zemních spojení. Volbou impedance těchto zemních spojení je pak možné naladit anténu do rezonance pro daný kmitočet. Při nastavování impedance jednotlivých zemních spojení je třeba uvážit kromě ladící kapacity rovněž sériovou induktanci spínače, jeho pouzdra a rovněž induktanci samotného zemního spojení.

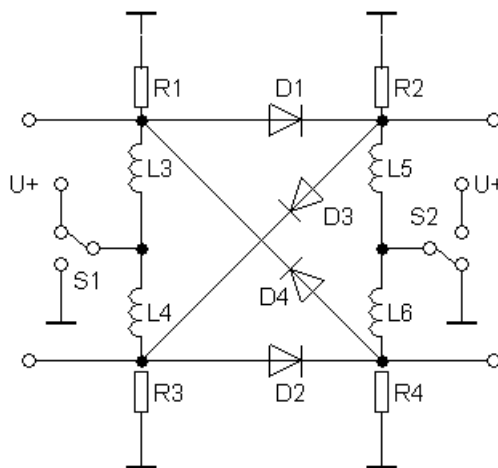
Využití více napájecích bodů v rámci jedné mikropáskové anténní aplikace je spolu s maticovým přepínačem předmětem [56]. Zde je využita fličková anténa s výřezem ve své

¹⁷ Z anglického *planar inverted-F antenna*.

obdélníkové struktúře. Existují dva napájecí body A a B (viz schéma na obrázku 4-5), které připojují anténu s výřezem k maticovému spínači (viz jeho schéma na obrázku 4-6). Podoba výřezu se v náhradním schématu odráží jako indukčnosti L_1 a L_2 , přítomnost zemní roviny, nad níž se flíček nachází, je zastoupena kapacitou C_p . Mezi maticovým spínačem a napájecím bodem B se nachází sériová kapacita C_i . Podle zapojení maticového spínače jsou napájecí body A a B připojovány k vf stupni, resp. k zemi, a tak je realizováno různé uspořádání spojení jednotlivých ladicích prvků. To má za následek různou rezonanční frekvenci antény.



Obrázek 4-5: Náhradní schéma anténního systému realizovaného v [56]



Obrázek 4-6: Schéma maticového spínače anténního systému z [56]

4.9 Zvýšení šířky pásma antén dvojnou rezonancí. Použití přizpůsobovacích filtrů

V případě elektricky malých antén v mobilních telefonech bylo pozorováno (např. v [84]), že podstatná část výkonu vyzářeného anténou je realizována z přítomné zemní roviny a

existující vazby mezi anténním prvkem a zemní rovinou. Pokud je anténní prvek mimo rezonanci, je pouze malá část výkonu vyzářena samotným prvkem a prvek slouží jako vazební člen, který navazuje výkon do zemní roviny. Impedanční šířka pásma antény je značně závislá na nezátíženém činiteli jakosti zemní roviny a na poloze umístění vazebního prvku. Jak je ukázáno v [84], je požadována silná vazba mezi proudem ve vazebním členu a polem v zemní rovině za účelem získání velké šířky pásma. Vazební prvek by měl být umístěn v maximu pole vlnového vidu šasi.

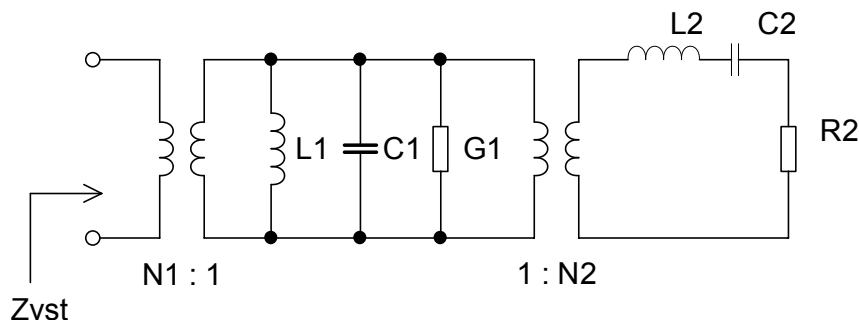
Dvojná rezonance jsou využity za účelem dosažení větší šířky pásma patrových flíčkových antén ([59]) nebo kombinace flíček-šasi ([78]) prostřednictvím nastavení optimální vazby mezi zářiči. Je vyšetřován vliv vazby mezi rezonátory. Je ukázáno, že dosažitelná šířka pásma anténního systému tvořeného dvěma rezonátory je závislá na vazbě mezi nimi a na rezonančních frekvencích rezonátorů. Z textu dále vyplývá, že dokonce pro vysokojakostní prvek mimo rezonanci může být dosažena značná šířka pásma. Podmínkou pro to je existence silné vazby mezi rezonátory. Tato problematika je rozebírána v další části textu z důvodu vhodnosti pro nasazení pro vestavěnou anténu televize.

Daný anténní systém [78] je modelován obvodem podle obrázku 4-7. Prvky s označením s číslicí 2 odpovídají rezonančnímu obvodu šasi, prvky s číslicí 1 obvodu anténního prvku. Proudění tekoucí strukturou šasi jsou do něj tedy indukované elektromagnetickou vazbou z anténního prvku, který je buzen napáječem. Celková vstupní impedance ekvivalentního obvodu tedy je

$$Z_{vst} = \frac{N_1^2}{\frac{1}{j\omega L_1} + j\omega C_1 + G_1 + \frac{N_2^2}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_2}}, \quad (4-21)$$

$$= \frac{N_1^2}{G_1 \left[1 + jQ_a \left(\frac{\omega}{\omega_{ra}} - \frac{\omega_{ra}}{\omega} \right) \right]} + \frac{N_2^2}{R_2 \left[1 + jQ_c \left(\frac{\omega}{\omega_{rc}} - \frac{\omega_{rc}}{\omega} \right) \right]}$$

kde ω_{ra} , resp. Q_a představuje rezonanční kmitočet, resp. činitel jakosti anténního prvku a ω_{rc} , resp. Q_c je rezonanční kmitočet, resp. činitel jakosti šasi.



Obrázek 4-7: Obvodový ekvivalent kombinace antény s jednou rezonancí a šasi

Činitel jakosti šasi $Q_c = 1/(\omega_{rc} R_2 C_2)$ zahrnuje kromě vyzařovacího odporu i vodivostní (většinou zanedbatelné) ztráty, příp. ztráty v dielektriku. Jak je v [78] uvedeno, pohybují se hodnoty nezátíženého činitele jakosti pro běžné typy přístrojů v řádu jednotek. Činitel jakosti $Q_a = 1/(\omega_{ra} R_1 C_1)$ anténního prvku zastupuje rovněž všechny ztráty příslušného vlnového vidu, tedy vyzařovací ztráty, vodivostní ztráty i ztráty v dielektriku. Problematické je praktické získání hodnot samostatného činitele jakosti v důsledku vazby na šasi s významně menším činitelem jakosti. Možností je zjišťování činitele jakosti pro celou kombinaci antény s šasi při anténním prvku umístěném tak, aby byl celkový nezátížený činitel jakosti maximalizován. Konkrétní hodnoty nalezené v [78] se pohybují v řádu desítek až stovek podle elektrické délky anténního prvku. Ta se pohybuje okolo desetiny vlnové délky, a tak případné rezonance je možné dosáhnout s využitím dielektrické nebo reaktivní zátěže, příp. technikou meandrování, nicméně na úkor právě činitele jakosti Q_a .

V případě vazby N_2 v rovnici (4-21) odpovídá její fyzická podoba vazbě mezi anténou a šasi. Její hodnota je pro případ kapacitní vazby dána laděním kapacity mezi anténou a videm pole vybuzeným v šasi. Ta je dána výškou a šířkou anténního prvku a jeho umístěním vzhledem k šasi. Jinou možností realizace vazby mezi anténním elementem a šasi je využití smyčkových struktur a jejich umístění s ohledem na podobu magnetického pole daného vidu pole v šasi. Vazba N_1 vyplývá z umístění samotného napáječe v rámci uspořádání anténního elementu.

Na základě uvedeného obvodu se dvěma rezonancemi a výchozích poznatků o hodnotě činitele jakosti anténního prvku významně většího než činitel jakosti šasi, byly v [78] analyzovány

- maximální šířka pásma coby funkce vazby N_2 mezi rezonátory,

- rozdělení výkonu mezi rezonátory pro různé hodnoty požadované šířky pásma za účelem odhadu podílu vidů pole na vyzařované výkony (pokud nedochází ke ztrátám), případně odhadu ztrátového výkonu v nevyzařujících přizpůsobovacích obvodech,
- vliv činitele jakosti antény Q_a na šířku pásma a rozdělení výkonu na struktuře (při konstantní nízké hodnotě činitele jakosti šasi Q_c),
- vliv rozdílnosti rezonančních kmitočtů šasi a anténního prvku na šířku pásma.

Z pozorované závislosti vlivu výkonu rozptýleného na R_1 na šířku pásma je zřejmé, že

- podíl-li se vyzářený výkon anténním elementem na celkové výkonové bilanci 0 % (nerezonanční anténní prvek), jedná se o uspořádání s jednou rezonancí (šasi), kdy šířka pásma vyplývá z činitele jakosti Q_c šasi v řádu jednotek, což odpovídá její hodnotě okolo 45 %,
- podíl-li se vyzářený výkon anténním elementem na celkové výkonové bilanci 100 % (volná vazba N_2), jde rovněž o uspořádání s jednou rezonancí, kdy dosažitelná šířka pásma je dána velikostí činitele jakosti anténního elementu a pohybuje se v řádu jednotek procent.

Největší šířky pásma je dosaženo v případě dvojnásobné rezonance, která se pak pohybuje okolo dvojnásobku šířky pásma rezonance samostatného šasi. Skutečností, která z uvedené analýzy vyplývá a je významně relevantní pro realizaci vestavěného anténního systému televizního přijímače, je možnost dosáhnout významné šířky pásma i v případě, kdy anténní prvek je mimo rezonanci.

I v situaci, kdy je anténní prvek vyladěn do rezonance, aniž by se změnil objem, který v prostoru zaujímá (tedy jeho činitel jakosti je vysoký), zůstává zásadní vliv navázaného vlnového vidu šasi značný, jak je možno ukázat na vztahu [78]

$$\frac{P_a}{P_{tot}} = \frac{1/Q_a}{1/Q_a + 1/Q_{efs}} = \frac{Q_{efs}}{Q_{efs} + Q_a} = \frac{Q_{ef}}{Q_a}, \quad (4-22)$$

kde $Q_{ef} = \omega_{ref} C_1 / (G_1 + G_{2n})$, $Q_{efs} = \omega_{ref} C_1 / G_{2n}$. Zde jako G_{2n} vystupuje transformovaná admitance šasi působící paralelně v rámci ekvivalentního obvodu anténního prvku a může být z pohledu tohoto prvku považovaná za konstantní, protože činitel jakosti šasi je řádově menší než činitel jakosti anténního elementu. Z obvodového pohledu tedy G_{2n} představuje pokles celkového činitele jakosti Q_{ef} .

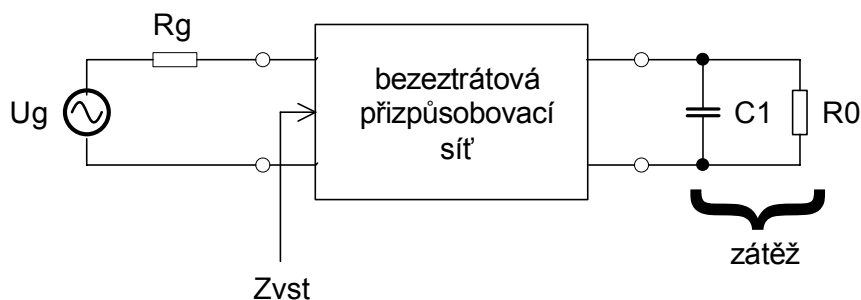
Koncept nerezonančních vazebních prvků vázaných na rezonanční šasi znamená, že anténu lze naladit do rezonance využitím přizpůsobovací sítě. Existuje několik způsobů přizpůsobení komplexní zátěže k dané charakteristické impedanci, přičemž velmi zevrubný způsob je popsán v [52]. Aplikace přizpůsobovacích postupů může být nalezena v [86], kde jsou uvedeny explicitní výrazy pro získání hodnot prvků přizpůsobovací sítě. Podobný postup je uskutečněn v [47]. Princip impedančního přizpůsobení je založen na skutečnosti, že určité šířky pásma může být dosaženo pro určitou míru nepřizpůsobení obvodu, jak bylo ukázáno v 4.5.

Další aplikací uvedené formy zvýšení šířky pásma je i mikropásková anténa v [64]. Ta je uvedena do rezonance ve středu uvažovaného frekvenčního pásma. Následně jsou určeny parametry f , R_0 a Q . Posléze se stanoví řád přizpůsobovacího obvodu n . To, jaký řád je stanoven, je kompromis mezi mírou přizpůsobení (případně šířkou pásma; ta je ale dána frekvenčním rozsahem, ve kterém je uskutečňováno vysílání televizního signálu) na jedné straně a složitostí obvodu (a z ní plynoucích prostorových nároků a ztrátovostí) na straně druhé.

Na základě rozboru vlastností zářičů v této části textu (zejména v 4.5) je zřejmé, že pro dosažení potřebné šířky pásma při důrazu na malé rozměry antén je potřebná aplikace přizpůsobovacích sítí. Při jejich návrhu se vychází z postupů pro návrh frekvenčních filtrů. Cílem je maximalizace šířky pásma B pro danou hodnotu činitele odrazu $\Gamma = (Z_{vst} - Z_0) / (Z_{vst} + Z_0)$ nebo minimalizace činitele odrazu pro danou šířku pásma. V [25] je ukázáno pro zátěž typu RC , že nepřekročitelným limitem funkce přizpůsobovací sítě (obr. 4-8) z hlediska obou uvedených parametrů je vztah

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \ln \left| \frac{1}{\Gamma} \right| d\omega = \frac{\pi}{R_0 C_1}, \quad (4-23)$$

s tím, že $|\Gamma| = 1$ všude mimo pásmo $\langle \omega_1, \omega_2 \rangle$. Tedy, jakákoliv míra přizpůsobení mimo toto pásmo, kde má být dosaženo co nejlepšího přizpůsobení, zhoršuje míru přizpůsobení v tomto pásmu. Optimální přizpůsobovací síť má tedy podobu filtru (charakteristika s propustným a zádržným pásmem), s tím, že čím je ostřejší přechod z propustného do zádržného pásma, tím lepší je funkce přizpůsobovacího filtru.



Obrázek 4-8: K pojmu přizpůsobovací síť

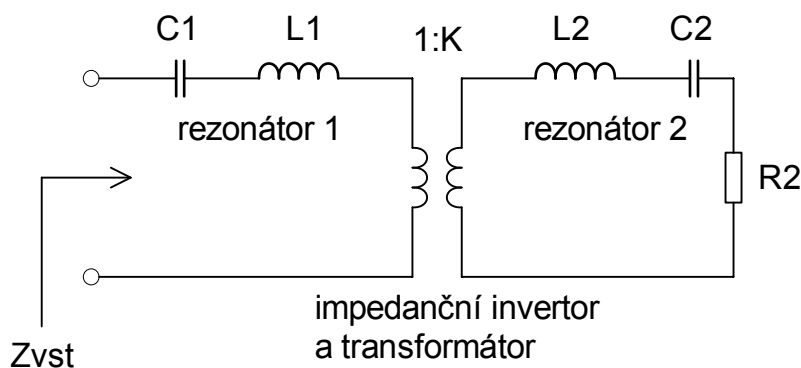
Pokud zátěž obsahuje reaktivní prvek, není možné dosáhnout realizace přizpůsobovacího filtru s ideálním přenosem výkonu pro celé požadované pásmo kmitočtů, ale jen na izolovaných frekvencích, jak již bylo uvedeno v 4.3. Průběh útlumové charakteristiky je v přizpůsobovaném pásmu zvlněný, a pokud je na některých frekvencích úroveň tlumení L_A relativně malá, je na jiných relativně velká. Pokud nemá být vstupní impedance po přizpůsobení zvlněná v důsledku zařazení přizpůsobovací sítě, je třeba najít takové hodnoty prvků přizpůsobovacích obvodů, aby zvlnění úrovně tlumení L_A v propustném pásmu filtru bylo co nejnižší.

V [25] je ukázáno, že zvlnění L_A v propustném pásmu filtru je minimalizováno, vyhovují-li hodnoty a a b , ze kterých se vychází pro určení hodnot prvků filtru, rovnici

$$\frac{\operatorname{tgh}(na)}{\operatorname{cosh}a} = \frac{\operatorname{tgh}(nb)}{\operatorname{cosh}b}, \quad (4-24)$$

kde n je počet reaktivních prvků obvodu.

V [86] je představen způsob zvýšení šířky pásma antény, jejíž náhradní obvod je tvořen sériovým rezonátorem. Anténa zde představuje rezonátor 2, a pokud se jedná o kombinaci vazebního anténního členu se strukturou šasi, je takto možné představit uspořádání, kdy anténní člen nevykazuje rezonanci a zároveň celá anténa je uvedena do rezonance použitím vhodného reaktivního prvku.



Obrázek 4-9: Obvodový model pro dva vázané sériové RLC rezonátory

Použití prvku, který kromě impedanční transformace realizuje i impedanční inverzi, je nutné z toho důvodu, aby se daná úloha netrivializovala na obvod s jednou rezonancí. Alternativou použití impedančního invertoru je náhrada rezonátoru 1 paralelním rezonančním obvodem.

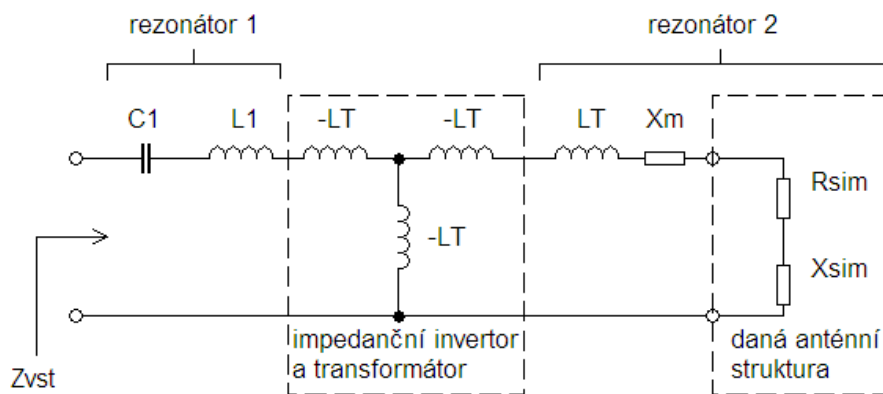
Na základě výpočtů provedených pro [86] byly nalezeny vztahy pro dosažení optimálního přizpůsobení

$$C_{1,opt} = \frac{S}{\omega_c Z_0 Q_0}, \quad L_{1,opt} = \frac{Z_0 Q_0}{S \omega_c},$$

$$K_{opt} = \sqrt{Z_0 S R_2}, \quad B_{r,opt} = \frac{\sqrt{S^2 - 1}}{Q_0},$$

(4-25)

kde Q_0 je nezátížený činitel jakosti rezonátoru 2, ω_c je střední úhlový kmitočet pásma, ve kterém se přizpůsobuje, S je nejvyšší přípustný poměr stojatých vln, Z_0 je referenční impedance a $B_{r,opt}$ je optimální relativní šířka pásma daného rezonančního uspořádání.



Obrázek 4-10: Přizpůsobovací síť realizující dvojrezonanční přizpůsobení anténní struktury. Prvek L_T představuje obvodovou náhradu transformátoru, prvky X_m , resp. X_{sim} reaktance

Impedanční invertor z obrázku 4-9 je možné realizovat jako T-článek tvořený induktory (obr. 4-10). Pro $R_2 = R_{sim}$, kde R_{sim} je rezistivní část impedance přizpůsobované anténní struktury na kmitočtu ω_c , je pak možné psát vztah

$$L_T = \frac{K_{opt}}{\omega_c} = \frac{\sqrt{Z_0 S R_{sim}}}{\omega_c}. \quad (4-26)$$

Vzhledem k negativní hodnotě indukčností L_T je charakter, a tedy i obvodová realizace reaktance X_m dána jako

$$X_m = -(X_{sim} + K_{opt}), \quad (4-27)$$

kde zde vystupující X_{sim} představuje hodnotu reaktance přizpůsobované antény ve středu uvažovaného pásma.

Induktor L_T a obvodové ekvivalenty X_m a X_{sim} (spolu se známým R_{sim}) představují hodnoty potřebné pro vyjádření činitele jakosti Q_0 . Na základě znalosti Q_0 je možné určit hodnoty C_1 a L_1 v přizpůsobovací síti.

Kromě klasické metody návrhu přizpůsobovacích filtrů je možné za podpory numerických metod využít zjednodušenou metodu reálné frekvence (zkratka SRFT podle anglického *simplified real frequency technique*) použitou např. pro návrh přizpůsobení mikropáskových antén v [3], která nevyžaduje určení ekvivalentního obvodu ani analytické funkce antény a zdroje, přičemž pro návrh jsou přímo využity spočtené nebo naměřené údaje. Výstupem provedeného výpočtu je realizovatelný činitel odrazu, přičemž není nutné určovat předem strukturu přizpůsobovací sítě.

4.10 Diskuze použití konformních anténních struktur v přijímači digitální televize

Při diskuzi možností návrhu integrovaného anténního systému digitální televize je nutné rovněž zohlednit realizovatelnost konformních anténních struktur aplikací vodivých vrstev na dielektrické mechanické díly přijímače. Je nutné počítat se složitější optimalizací funkce takto získané antény, neboť její geometrie je dána podobou dielektrického dílu. Tedy vzhledem k tomu, že tvar není primárně volen s ohledem na anténní vlastnosti, ale je dán geometrií jejího nosiče, je potřeba jej při analýze i syntéze takovéto vyzařovací struktury zohlednit. Na druhou stranu je ale možné použít menší množství vodivého materiálu pro nanesení, než by bylo třeba, kdyby byla anténa realizována jako kompletně kovová, a kov by tedy plnil i mechanickou úlohu.

Pramen [88] uvádí některé aspekty návrhu konformních anténních systémů. S ohledem na aplikaci konformního přístupu do digitálního televizního přijímače jsou relevantní zejména následující poznatky: Vzhledem k obecnému umístění jednotlivých prvků anténní řady dochází k jejich vyzařování různými směry, a tak by v případě homogenního pole v místě příjmu muselo být u každého zváženo, jestli je jeho přínos pro úhrnné vyzařování konstruktivní. To ale není případ příjmu při šíření rádiovým kanálem s Rayleighovou distribucí.

Dále z důvodu asymetrie struktury je obtížná analýza vzájemných vazeb jednotlivých elementů, musí být tedy obecně prováděna numericky. Při návrhu napájecí soustavy pro jednotlivé prvky anténní řady není možné z pohledu případné realizace klasické anténní řady řešit fázování jednotlivých prvků pro jednotlivé řezy prostorové charakteristiky samostatně, protože se jedná o obecnou úlohu, kde má volba napájecích proudů elementů pro dosažení požadované vyzařovací charakteristiky v jednom řezu vliv na vyzařování anténního systému v jiném řezu vyzařovací charakteristiky. Vytváření anténních řad vzhledem k podobě pole v místě příjmu není produktivní. Místo toho přichází v úvahu koncept vícebranových antén.

4.11 Vícebranové anténní systémy pro diverzitní příjem

Protože u anténních systémů používaných v rádiových kanálech modelovaných s výrazným zastoupením přímé vlny (LOS) je možné zvýšit poměr úrovní výkonu signálu k šumu vyšší směrovostí antény, zatímco u systémů s mnohocestným šířením ne, používá se pro systémy s větším množstvím anténních zářičů než jedním označení vícebranová anténa spíše než anténní řada. [88] Důvodem je fakt, že vzhledem k nehomogenitě

elektromagnetického pole v oblasti, ze které anténní systém transformuje energii z prostoru na svoje vstupní svorky, neexistuje daná amplitudová nebo fázová souvislost signálů na jednotlivých branách.

Pokud ale se posuzuje funkce jednotlivých samostatně napájených prvků anténního systému, musejí být tyto antény na druhou stranu uvažovány nikoliv jako absolutně izolované, ale jako sice samostatně napájené zářiče, s existencí vzájemných vazeb mezi nimi. Proto se pro tyto anténní systémy používá rovněž označení přičleněné prvky (z angličtiny *embedded elements* [88]). Pokud se provádí analýza vyzařování při napájení jednotlivých bran samostatně, musejí ostatní brány být zatíženy svými charakteristickými impedancemi.

Při posuzování vyzařovacích vlastností anténní řady, resp. vícebranové antény je velmi relevantní vztah uvedený v [88], který s využitím popisu pomocí rozptylových parametrů vyjadřuje celkovou vyzařovací η_c účinnost elementu i pro anténu o N branách:

$$\eta_c = 1 - \sum_{j=1}^N |S_{ij}|^2, \quad (4-28)$$

kde S_{ij} pro $i=j$ vystihuje činitel odrazu na dané bráně a S_{ij} pro $i \neq j$ popisuje přenos energie mezi jednotlivými branami. Tento vztah nezahrnuje další snížení vyzařovací účinnosti způsobené např. vodivostními ztrátami v zářičích. Plyne z něj ale omezení z hlediska vyzařovací účinnosti anténní řady tvořené blízko umístěnými vyzařovacími prvky (méně než 0,5 vlnové délky [88]), které tak mají významné vzájemné vazby.

V případě, že se uváží pouze vazební vyzařovací účinnost, je možné zavést parametr označovaný jako ztráty vazbou CL (z anglického *coupling loss*) jako

$$CL = -10 \log \left(1 - \sum_{j=1}^N |S_{ij}|^2 \right) \text{ pro } i \neq j. \quad (4-29)$$

Tento parametr je vhodným ukazatelem výkonnosti vícebranové antény realizující diverzitní příjem.

Pokud je uvažována korelace signálů na jednotlivých branách vícebranové antény (koeficient korelace ρ ; dále brána v úvahu anténa o dvou branách), je možné ji statisticky vyhodnotit pro mnohocestné šíření za předpokladu rovnoměrného rozložení úhlů dopadu a polarizační rovnováhy. Je ale možné ji stanovit i deterministicky na základě normovaných vazeb mezi vyzařovacími diagramy daných bran: [30] a [69]

$$\rho = \frac{\iint_{4\pi} F_1(\theta, \varphi) \cdot F_2^*(\theta, \varphi) d\Omega}{\sqrt{\iint_{4\pi} F_1(\theta, \varphi) \cdot F_1^*(\theta, \varphi) d\Omega \cdot \iint_{4\pi} F_2(\theta, \varphi) \cdot F_2^*(\theta, \varphi) d\Omega}}, \quad (4-30)$$

kde F_1 a F_2 jsou diagramy pole ve vzdálené oblasti pro jednotlivé brány dané vícebranové antény. Korelační koeficient je vhodným ukazatelem využitelnosti analyzovaných struktur pro diverzitní příjem. Přijaté signály na dvou branách indukují napětí ve vstupních obvodech přijímače a korelační koeficient je dán korelací těchto indukovaných napětí. Protože indukovaná napětí přímo souvisejí s diagramy pole anténního systému, může být korelační koeficient (za předpokladu Rayleighova rozdělení) vyjádřen jako (4-30).

Dále může být ukázáno jako v [8], že obálku korelačního koeficientu lze získat z reprezentace daného anténního systému prostřednictvím rozptylových parametrů. Nejsou tak pro vyjádření potřeba anténní diagramy, a vliv vzájemných vazeb a impedančního přizpůsobení přímo vyplývají z odvozené rovnice

$$\rho_e = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{\left[1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2)\right] \left[1 - (|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2)\right]}. \quad (4-31)$$

Vztah mezi příslušnými vyjádřeními (4-30) a (4-31) korelačních koeficientů může být získán jako

$$|\rho|^2 \approx \rho_e. \quad (4-32)$$

Opět, přibližná rovnost (4-32) je platná za podmínky jednotvárného Rayleighova rozložení pole. Je zde třeba zmínit, že ρ je komplexní korelační koeficient, zatímco ρ_e popisuje korelační koeficient obálky. To je důvodem použití druhé mocniny ve výrazu (4-32).

[89] uvádí zpřesňující vztah pro korelační koeficient, který zohledňuje i skutečnost, že v hojně rozptylujícím prostředí existuje korelace i mezi izolovanými zářiči.

5 Využití modální analýzy

Při snaze o rozšíření funkčnosti přijímače digitální televize o integrovaný anténní systém při minimálním nárůstu nákladů je vhodné provést rozbor možností využití vodivých

struktur, které jsou v zařízení přítomny jako mechanické díly nebo stínění EMC. Podoba vodivých struktur obecných tvarů nemůže být snadno popsána aplikací poznatků o základních typech antén, ale lze s výhodou využít teorie charakteristických vidů pro popis elektromagnetických polí, která mohou být vhodným buzením excitována.

5.1 Obecná úloha vyzařování elektricky vodivých těles

Předmětem [28] je analýza vlivu vodivých těles obecného tvaru umístěných v prostoru na elektromagnetické vlny, které na ně dopadají. Cílem je zformulovat postup umožňující obecně a exaktně vyjádřit rozptylové vlastnosti zvolených těles. Pro dopadající elektromagnetickou vlnu jsou určeny vybuzené charakteristické proudy, z nichž je možné odvodit informaci o rozptýlení vln a vstupní admitanci.

Rezonanční rozptylující překážka je z pohledu [28] laděné zařízení, u kterého jako ladicí mechanismy fungují tvar a uspořádání objektu. Proud na povrchu, resp. vyzařování ve vzdáleném poli jsou dány jako vážený součet vlastních funkcí, které jsou označeny jako charakteristické vlny nebo vidy. Pro daný objekt je možné zvolit operátor odchylky P , který popisuje, jak se elektromagnetická vlna na výstupu za přítomnosti rozptylujícího objektu liší od vlny, která by na výstupu z oblasti uvažovaného objektu byla, kdyby v ní objekt neexistoval:

$$f^{vyst} = P f^{vst} . \quad (5-1)$$

Funkci f_{vst} odpovídá diagram ve vzdáleném poli $F_{mi}(\theta, \phi)$ a funkci f_{vyst} pak diagram ve vzdáleném poli $F_{mo}(\theta, \phi)$. Je hledána množina funkcí $\{F_m(\theta, \phi)\}$ příslušejících dopadající vlně, které se překážkou transformují do replik sebe samých, nejvýše s amplitudovou nebo fázovou změnou. Je tedy třeba vyřešit charakteristickou rovnici

$$a_m F_m(\theta, \phi) = P F_m(\theta, \phi) , \quad (5-2)$$

kde a_m jsou komplexní charakteristické hodnoty. Množina $\{F_m(\theta, \phi)\}$ je nekonečná spočetná a vzhledem k vyzářenému výkonu úplná a ortogonální množina charakteristických vyzařovacích diagramů, takže

$$P_{vyz} = \sum_{n=1}^{\infty} |a_n|^2 . \quad (5-3)$$

V praxi je ale pouze prvních N vln (při řazení množiny podle velikosti a_n) významných. Jiným vyjádřením vlastních hodnot a_n je

$$a_n = \frac{-1}{1 + j\lambda_n}, \quad (5-4)$$

kteřé je výhodné pro vynášení charakteristických hodnot ve Smithově diagramu.

Vzhledem k tomu, že charakteristické vyzařovací diagramy $\{F_n(\theta, \phi)\}$ tvoří úplnou ortonormální množinu (vzhledem k vyzařovanému výkonu), je možné každý vyzařovací diagram rozptylujícího objektu vyjádřit jako

$$F(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n F_n(\theta, \phi), \quad (5-5)$$

kde koeficienty A_n plynou z interakce mezi primárním proudovým elementem a n -tým výstupním vidovým elektrickým polem. Potom, jsou-li známy charakteristické diagramy $\{F_n(\theta, \phi)\}$ a charakteristické hodnoty a_n , je možné napsat kompaktní bilineární výraz pro pole vycházející do jakéhokoliv směru v důsledku rovinné vlny dopadající z jakéhokoliv směru

$$\mathbf{E}(\theta^{dop}, \phi^{dop}, \theta^{výst}, \phi^{výst}) = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \frac{e^{-jkr}}{r} \mathcal{F}(\theta^{dop}, \phi^{dop}, \theta^{výst}, \phi^{výst}) \hat{\mathbf{h}}^{dop}, \quad (5-6)$$

kde

$$\mathcal{F}(\theta^{dop}, \phi^{dop}, \theta^{výst}, \phi^{výst}) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n F_n(\theta^{dop}, \phi^{dop}) F_n(\theta^{výst}, \phi^{výst}) \quad (5-7)$$

je dvojný vyzařovací diagram a $\hat{\mathbf{h}}^{dop}$ je jednotkový vektor charakterizující polarizaci dopadající vlny.

5.2 Řešení vyzařování elektricky vodivých těles

Při analýze vodivých struktur, kdy je známo prostorové rozložení proudu, je možné přímou aplikací Maxwellových rovnic získat vyzařované pole. Pokud ale takovéto rozložení není známo, což je běžný případ obecných anténních struktur, dochází k definici problému v podobě integrální rovnice. Řešení integrálních rovnic lze realizovat numericky s využitím momentové metody, která integrální rovnici transformuje na soustavu algebraických rovnic, které jsou řešitelné pomocí maticových počítačových algoritmů.

5.2.1 MOMENTOVÁ METODA

Podrobný popis momentové metody je obsažen v [32], v tomto textu je pouze ve stručnosti zmíněn její princip. Obecně lze momentovou metodu popsat operátorovou rovnicí

$$L(f) = g, \quad (5-8)$$

kde L představuje lineární operátor¹⁸ (realizující v daném případě integraci), g je známá zdrojová funkce a f je hledaná neznámá funkce (v tomto případě proudové rozložení). Pokud existuje jedinečné řešení problému, je možné ho vyjádřit pomocí inverzního lineárního operátoru L^{-1}

$$f = L^{-1}(g). \quad (5-9)$$

Nalezení inverzního operátoru v uzavřené podobě ale představuje problém, který momentová metoda řeší nepřímo na základě rozepsání hledané funkce f do řady

$$f = \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n, \quad (5-10)$$

kde α_n představují neznámé koeficienty a f_n báze funkce. Ty jsou voleny tak, aby co nejméněji aproximovaly hledanou funkci f v rámci superpozice, a to v co nejmenším počtu.

Řešení, které poskytuje momentová metoda, splňuje hraniční podmínky pouze v diskrétních bodech, kdy je tečná složka intenzity elektrického pole na povrchu vodivé struktury nulová. Aby se zajistilo maximální přiblížení řešení hraničním podmínkám ve všech bodech vodivého povrchu, používá se metoda vážených reziduí. Zavádějí se váhové funkce w_m , které se aplikují prostřednictvím skalárního součinu¹⁹ na soustavu rovnic (5-8):

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m, Lf_n \rangle = \langle w_m, g \rangle. \quad (5-11)$$

Takovouto soustavu rovnic je potom možné zapsat v maticové podobě jako

¹⁸ Definiční obor operátoru L je oborem platnosti všech dále zmíněných funkcí.

¹⁹ Běžnou formou vnitřního součinu dvou funkcí je následující podoba: $\langle f, g \rangle = \iint_S f \cdot g dS$.

$$[l_{mn}] [\alpha_n] = [g_m], \quad (5-12)$$

kde

$$[l_{mn}] = \begin{bmatrix} \langle \mathbf{w}_1, L\mathbf{f}_1 \rangle & \langle \mathbf{w}_1, L\mathbf{f}_2 \rangle & \cdots \\ \langle \mathbf{w}_2, L\mathbf{f}_1 \rangle & \langle \mathbf{w}_2, L\mathbf{f}_2 \rangle & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}, \quad [\alpha_n] = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad [g_m] = \begin{bmatrix} \langle \mathbf{w}_1, \mathbf{g} \rangle \\ \langle \mathbf{w}_2, \mathbf{g} \rangle \\ \vdots \end{bmatrix}. \quad (5-13)$$

Řešení pak lze obdržet za předpokladu nesingularity matice $[l_{mn}]$ jako

$$[\alpha_n] = [l_{mn}^{-1}] [g_m]. \quad (5-14)$$

Momentová metoda aplikovaná v oboru elektromagnetického pole nabízí mj. řešení integrální rovnice elektrického pole, kde jako argument operátoru L vystupuje proudová hustota \mathbf{J} a jako zdrojová funkce elektrické pole \mathbf{E} . Zjišťuje-li se vyzařování nebo rozptyl uvažovaného vodivého tělesa, poskytuje momentová metoda znalost proudového rozložení \mathbf{J} na základě působícího zdrojového pole \mathbf{E} . Odtud je pak možné určit vyzařování struktury. Tento přístup umožňuje stanovit vyzařování dané struktury při konkrétním buzení, nenabízí ale prakticky využitelné poznatky pro efektivní optimalizaci podoby tělesa a buzení z hlediska vyzařovacích vlastností.

5.2.2 CHARAKTERISTICKÉ VIDY POLE OBECNÝCH ZÁŘIČŮ

Teorie charakteristických módů pro vodivá tělesa nabízí nalezení množiny vážených, vzájemně ortogonálních vidů proudových rozložení na tělese a rovněž vyzařovacích diagramů ve vzdáleném poli. Podrobně o této metodě pojednává text [33], který aplikuje poznatky obsažené v [28]. Další informace jsou předmětem [32].

Princip je založen na operátorové rovnici v podobě

$$[L(\mathbf{J}) - \mathbf{E}^{dop}]_t = 0 \quad (5-15)$$

tečných složek elektrického pole na povrchu vodivého tělesa S . Operátor $L(\mathbf{J})$ popisuje elektrické pole v důsledku protékajících proudů \mathbf{J}

$$L(\mathbf{J}) = j\omega\mathbf{A}(\mathbf{J}) + \nabla\Phi(\mathbf{J}), \quad (5-16)$$

kde ω představuje úhlový kmitočet, \mathbf{A} vektorový potenciál²⁰ v důsledku elektrického proudu a Φ skalární potenciál²¹.

Fyzikálně tedy $-L(\mathbf{J})$ představuje elektrickou intenzitu \mathbf{E} v jakémkoliv bodě v prostoru jako důsledek proudu \mathbf{J} na povrchu S . Rozměr operátoru L je stejný jako impedance, a proto se používá označení

$$Z(\mathbf{J}) = [L(\mathbf{J})]_t. \quad (5-17)$$

Z principu reciprocity plyne, že Z je symetrický operátor, a tak může být rozdělen na reálné hermitovské části $Z = R + jX$ ²², kde R a X jsou reálné symetrické operátory. R je navíc pozitivně definitní²³ (všechny proudy vyzařují nějaký výkon).

Teorie charakteristických vidů se věnuje právě operátoru Z pro popis daného systému. Z nalezeného řešení zápisu (5-15) se obdrží řešení v podobě jednotlivých povrchových proudových hustot \mathbf{J}_n , které představují vlastní, vnitřní odezvu systému a jakýkoliv proud, který se na povrchu uvažované struktury objeví, je kombinací těchto vlastních odezev.

Za účelem nalezení charakteristických vidů se uvažuje rovnice vlastních hodnot

$$Z(\mathbf{J}_n) = v_n M(\mathbf{J}_n), \quad (5-18)$$

kde v jsou vlastní hodnoty, \mathbf{J}_n jsou vlastní funkce a M je zvolený váhový operátor. Volba $M = R$ zajistí ortogonalitu vyzařovacích diagramů a reálné vlastní funkce. Takto lze rovnici vlastních hodnot přeformulovat do podoby

$$X(\mathbf{J}_n) = \lambda_n R(\mathbf{J}_n), \quad (5-19)$$

kde $\lambda_n = -j \cdot (v_n - 1)$.

²⁰ $\mathbf{A}(\mathbf{J}) = \mu \iint_S \mathbf{J}(\mathbf{r}') G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS'$, \mathbf{r} popisuje bod, ve kterém působí pole, \mathbf{r}' popisuje bod zdroje pole, μ je permeabilita prostředí.

²¹ $\Phi(\mathbf{J}) = \frac{-1}{j\omega\epsilon} \iint_S \nabla \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS'$, ϵ je permitivita prostředí a $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{e^{-jk|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}}{4\pi|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|}$, kde k je vlnové číslo.

²² Tedy $R = \frac{1}{2}(Z + Z^*)$ a $X = \frac{1}{2j}(Z - Z^*)$.

²³ Podmínkou je, že se uvnitř tělesa nenacházejí rezonanční pole.

Na základě skutečnosti, že příslušné operátory R a X jsou hermitovské, je možné demonstrovat jejich ortogonalitu

$$\langle \mathbf{J}_m, X(\mathbf{J}_n) \rangle = \langle X(\mathbf{J}_m), \mathbf{J}_n \rangle, \quad (5-20)$$

$$\langle \mathbf{J}_m, \lambda_n R(\mathbf{J}_n) \rangle = \langle \lambda_m R(\mathbf{J}_m), \mathbf{J}_n \rangle, \quad (5-21)$$

$$(\lambda_n - \lambda_m) \langle \mathbf{J}_m, R(\mathbf{J}_n) \rangle = 0. \quad (5-22)$$

Pro $\lambda_n \neq \lambda_m$ tedy vyplývá výraz pro ortogonalitu z hlediska R

$$\langle \mathbf{J}_m, R(\mathbf{J}_n) \rangle = 0. \quad (5-23)$$

Analogicky lze ukázat platnost ortogonalit z hlediska X

$$\langle \mathbf{J}_m, X(\mathbf{J}_n) \rangle = 0, \quad (5-24)$$

čímž je prokázáno, že systém vlastních funkcí je ortogonální z hlediska impedančního operátoru Z

$$\langle \mathbf{J}_m, Z(\mathbf{J}_n) \rangle = 0. \quad (5-25)$$

5.2.3 ROZVOJ CHARAKTERISTICKÝCH VIDŮ

Pokud může být proud indukovaný na povrchu vodivé struktury dopadajícími vlnami vyjádřen jako superpozice charakteristických vidů

$$\mathbf{J} = \sum_m \alpha_m \mathbf{J}_m, \quad (5-26)$$

kde α_m představuje koeficienty vybuzení, vložení rovnice (5-26) do (5-15) a s využitím linearit operátoru je možné zapsat

$$\sum_m \alpha_m Z(\mathbf{J}_m) - \mathbf{E}_t^{dop} = 0. \quad (5-27)$$

Vytvoření vnitřního součinu s povrchovými proudy \mathbf{J}_n dá

$$\sum_m \alpha_m \langle \mathbf{J}_n, Z(\mathbf{J}_m) \rangle = \langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle. \quad (5-28)$$

Pokud se využije vztahu o ortogonalitě (5-25), uvedený výraz nabude podoby

$$\alpha_m (1 + j\lambda_n) \langle \mathbf{J}_n, R(\mathbf{J}_n) \rangle = \langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle, \quad (5-29)$$

kde byl za $\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{Z}(\mathbf{J}_n) \rangle$ dosazen ekvivalentní výraz $(1 + j\lambda_n) \langle \mathbf{J}_m, \mathbf{R}(\mathbf{J}_n) \rangle$.

Z rovnice (5-29) lze vyjádřit α_m a použít pro vyjádření celkového povrchového proudu \mathbf{J} na struktuře (5-26)

$$\mathbf{J} = \sum_m \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle}{(1 + j\lambda_m) \langle \mathbf{J}_m, \mathbf{R}(\mathbf{J}_m) \rangle} \mathbf{J}_m, \quad (5-30)$$

kde vnitřní součin $\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle$ se označuje jako koeficient vybuzení vidu.

Za předpokladu, že vlastní funkce \mathbf{J}_m jsou normovány tak, aby $\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{R}(\mathbf{J}_m) \rangle = 1$, zjednoduší se výraz (5-30) do podoby

$$\mathbf{J} = \sum_m \frac{\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle}{(1 + j\lambda_m)} \mathbf{J}_m. \quad (5-31)$$

Samotný výraz $\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{R}(\mathbf{J}_m) \rangle = 2P_m$ reprezentuje výkon P_m vyzářený m -tým charakteristickým videm.

Nalezení charakteristických vidů je možné numerickým řešením rovnice (5-19) s využitím momentové metody, kdy jsou jednotlivé charakteristické funkce \mathbf{J}_m reprezentovány jako (5-10).

5.2.4 VYZAŘOVÁNÍ CHARAKTERISTICKÝCH VIDŮ

Z analýzy, která byla provedena v [24] vyplývá, že pro posouzení vyzářovacích vlastností vodivých struktur lze využít znalost průběhu vlastních hodnot jednotlivých charakteristických vidů v závislosti na frekvenci. S využitím Poyntingova teorému lze totiž pro jednotlivé charakteristické vidy zapsat

$$\langle \mathbf{J}_n^*, \mathbf{Z}\mathbf{J}_n \rangle = \oiint_S (\mathbf{E}_n \times \mathbf{H}_n^*) \cdot d\mathbf{S} + j \iiint_V (\mu \mathbf{H}_n \cdot \mathbf{H}_n^* - \varepsilon \mathbf{E}_n \cdot \mathbf{E}_n^*) dV, \quad (5-32)$$

kde \mathbf{E}_n , resp. \mathbf{H}_n jsou elektrické, resp. magnetické pole vytvořené proudem \mathbf{J}_n . Dále

$$(1 + j\lambda_n) \langle \mathbf{J}_n^*, \mathbf{R}(\mathbf{J}_n) \rangle = 2P_n + 4j\omega (\tilde{W}_{mag,n} - \tilde{W}_{el,n}), \quad (5-33)$$

kde $\tilde{W}_{mag,n}$, resp. $\tilde{W}_{el,n}$ jsou střední hodnoty akumulované energie magnetického, resp. elektrického pole. Odtud již plyne výraz pro vlastní hodnoty λ_n

$$\lambda_n = 2\omega \frac{\tilde{W}_{mag,n} - \tilde{W}_{el,n}}{P_n}. \quad (5-34)$$

Tedy, pokud je uvedený výraz nulový, bylo dosaženo rezonance a frekvence, při kterých nulovosti výrazu bylo dosaženo, se označují jako vlastní rezonanční frekvence.

Na základě průběhu frekvenčně závislé vlastní hodnoty λ_n pro jednotlivé charakteristické vidy vodivé struktury je možné vyjádřit i činitel jakosti pro daný charakteristický vid $Q_{vyz,n}$ jako

$$Q_{vyz,n} = \frac{1}{2} \left(\omega \frac{d\lambda_n}{d\omega} \pm \lambda_n \right), \quad (5-35)$$

přičemž o znaménku v uvedeném výrazu rozhoduje charakter reaktance (znaménko + pro induktivní charakter, znaménko - pro kapacitní charakter).

Veličinou vhodnou pro grafické vynesení je charakteristický úhel α_n

$$\alpha_n = 180^\circ - \arctg(\lambda_n), \quad (5-36)$$

který představuje fázi mezi charakteristickým proudem \mathbf{J}_n a příslušným elektrickým polem \mathbf{E}_n . Hodnota 180° odpovídá nulovému reaktivnímu výkonu, a tedy rezonanci. Jiným vyjádřením frekvenční závislosti charakteristických vidů je váha vidu MS_n , která může být zavedena jako

$$MS_n = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right|. \quad (5-37)$$

Představuje normovanou amplitudu charakteristických proudů. Protože váha vidu popisuje frekvenční závislost amplitud proudů, může být z její grafické reprezentace odečtena (např. 3dB) šířka pásma.

5.2.5 VYBUZENÍ CHARAKTERISTICKÝCH VIDŮ VAZBOU MEZI ANTÉNOU A ŠASI

Má-li se výraz (5-30) maximalizovat, musí být maximální velikost budícího koeficientu $\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle$ v jeho čitateli. Pokud se tento výraz zapíše s využitím recipročního teorému jako

$$\langle \mathbf{J}_m, \mathbf{E}_t^{dop} \rangle = \oiint_S \mathbf{J}_m \mathbf{E}_t^{dop} d\mathbf{S} = \iiint_V \mathbf{E}_m \mathbf{J}^v dV, \quad (5-38)$$

kde E_m představuje charakteristická pole vytvářená J_m a J' je proudová hustota na vazebním anténním členu. Z uvedeného zápisu zřejmé, že má-li být dosaženo maximální vybuzení m -tého vidu na dané vodivé struktuře, musí se vazební člen nacházet v maximu vybuzeného pole příslušného charakteristického vidu.

Frekvenční odezvy vlastních hodnot získaných pro jednotlivé vidy polí na zářiči s využitím modální analýzy je možné využít k nalezení rezonančního kmitočtu jednotlivých vidů. [81] Případná odchylka rezonančního kmitočtu daného vidu od požadovaného rezonančního kmitočtu může být kompenzována použitím kapacitní nebo induktivní zátěže pro jeho doladění, jako např. v [23].

5.2.6 APLIKACE MODÁLNÍ ANALÝZY PRO VYUŽITÍ VODIVÝCH STRUKTUR TELEVIZNÍHO PŘIJÍMAČE

Jednou z prvních aplikací teorie charakteristických vidů v oblasti návrhu antén je optimalizace umístění malé antény na trupu letadla tak, aby vyzařování bylo maximalizováno. [55]

V [5] je pak provedena jedna z prvních aplikací modální analýzy pro návrh anténního systému mobilního telefonu. Jsou akceptovány výsledky [78] vypovídající, že šasi mobilního telefonu je podstatnou částí anténního systému, a je aplikována modální analýza na kombinaci anténního elementu a šasi za účelem maximalizace vyzařovací účinnosti antény. V [24] jsou s využitím modální analýzy vyšetřeny šasi mobilních telefonů klasického i skládacího typu tak, aby se šasi při návrhu antén mobilních telefonů bralo v úvahu nejen v podobě jeho ekvivalentního obvodu, ale jako součást vyzařovací struktury. Podobně je v [65] využita metoda modální analýzy pro získání údajů ohledně rezonančního chování šasi mobilního telefonu, aby tak mohlo být optimálně využito pro vyzařování a byla nalezena poloha anténního prvku.

Vyšetření chování mikropáskových fličkových antén s využitím analýzy charakteristických vidů bylo provedeno v [14]. Bylo ukázáno, že tato forma analýzy poskytuje nástroj pro rychlé posouzení vlivu jednotlivých návrhových parametrů na vyzařovací vlastnosti antény. Jinou aplikací modální analýzy je vyšetření vyzařovacích vlastností fraktálových antén ([35]), jejichž analýza analytickou formou je neschůdná a přímočaré numerické řešení neposkytuje úplnou reprezentaci proudů, které mohou být vybuzeny.

Modální analýza je dále aplikována pro mikropáskové fraktálové antény např. v [35], pro plošné monopólové antény např. v [4] a další aplikace pro antény (a vodivé šasi)

v mobilních telefonech jsou např. v [37], [83], [73], [74]. Reference [37] a [83] řeší vybudění požadovaného vlnového vidu na šasi mobilního telefonu prostřednictvím vhodně umístěného buzení elektrickým polem. V pramenech [73] a [74] se provádí analýza vlnových vidů šasi mobilního telefonu a jejich uvedení do rezonance na požadovaném kmitočtu prostřednictvím vhodně realizovaných induktivních a kapacitních zátěží. Nicméně, použití teorie charakteristických vidů pro využití vodivých konstrukcí televizního přijímače není autorovi známo.

Při využití šasi přijímače jako součásti anténního systému může být samotná anténa nahrazena obecně nerezonančním vazebním prvkem, jehož hlavním úkolem je vybudit daný vid v šasi. Toto vybudění je pak realizovatelné prostřednictvím elektrického pole, magnetického pole nebo galvanického propojení. Při vazbě polem je třeba pro efektivní interakci polí budiče a šasi zajistit rovnoběžnou orientaci složek pole, které realizují vazbu, jak uvádí rovnice (5-38). Při použití nerezonančního budiče pole je pak nutné počítat s použitím přizpůsobovacího obvodu. Pokud je pro vybudění požadovaného vidu použito antény (rezonanční struktury), je výhodné, aby se rezonanční kmitočty šasi a antény od sebe nelišily. [43]

Analýza vyzařovacích vlastností antény v nějakém prostředí se dá tedy provést určením vyzařovacích vlastností samotné antény a samotného prostředí (určení rezonančních vlnových vidů antény a prostředí a stanovení vzájemných vazeb). [58]

6 Možnosti diverzitního příjmu

6.1 Možnosti vícebranových anténních systémů

S ohledem na vlastnosti šíření signálu pozemním rádiovým kanálem je pro dosažení maximálního výkonového zisku systému potřeba zohlednit úniky, ke kterým dochází v důsledku nepředvídatelné interference jednotlivých odražených složek v místě příjmu. Účinným prostředkem používaným v radiotechnice pro zlepšení výkonových poměrů na vstupu přijímače je využití principu MIMO a jeho degenerovaných variant SIMO a MISO.

Technika MISO je v podstatě nativním konceptem jednofrekvenčních sítí, pokud jsou tvořeny více než jedním vysílačem. Jedná se tedy o situaci, kdy několikanásobný příjem signálu na vstupu přijímače není pouze důsledkem mnohocestného šíření, ale rovněž příspěvkem z jednotlivých vysílačů, tvořících jednofrekvenční síť. Tento princip může

příspěť ke zmenšení rozptylu hodnot úrovně pole v oblasti příjmu od její střední hodnoty, zavedení konceptu MIMO však může výkonový zisk systému ještě zvýšit.

Technologie MIMO představuje jednu z aplikací techniky chytrých antén. Může být využita ke zvýšení využitelné přenosové kapacity sdělovacího kanálu ve formě prostorového multiplexu, případně k syntéze vyzařovacího diagramu anténní soustavy (realizované ve více vrstvách referenčního modelu s využitím procesoru) a také k zavedení techniky diverzitního příjmu. Zatímco vícevrstvá syntéza vyzařovací charakteristiky předpokládá jednotlivé anténní elementy vzdálené řádově ve zlomcích vlnové délky, u diverzity se očekává vzdálenost jednotlivých antén v násobcích vlnové délky. Zatímco syntéza anténního diagramu požaduje prakticky homogenní pole v oblasti realizované chytré antény, z nějž se s využitím výpočetních algoritmů virtuálně posouvají fáze jednotlivých přijímaných signálů tak, aby byl maximalizován příjem žádoucího signálu a rušivé příspěvky byly potlačeny nejvyšší možnou měrou, diverzitní příjem pracuje s nehomogenním polem zatíženým úniky.

Aby byl systém s diverzitou dostatečně účinný, je z principu jeho funkce potřeba zajistit co nejmenší míru korelace mezi jednotlivými větvemi diverzitního přijímače. Problém, který je třeba řešit při šíření signálu pozemním radiovým kanálem, je zejména rychlý únik (důsledek odrazů od jednotlivých překážek), který se pak v prostorových souřadnicích mění s v řádu vlnových délek a jejich zlomků. Proto míra korelace mezi signály přijatými jednotlivými diverzitními větvemi klesá s rostoucí vzdáleností jednotlivých přijímacích antén. Pokud je příjem realizován prostřednictvím vnitřní antény, lze vzhledem k vyšší členitosti povrchů uvnitř objektů ve srovnání s vnějším prostředím předpokládat rostoucí míru krátkých odrazů, a tím pádem rostoucí nehomogenitu elektromagnetického pole při vnitřním příjmu. S tímto jevem je pak možné očekávat vyšší účinnost systému s diverzitou i při relativně malé vzdálenosti přijímacích antén (v řádu zlomku vlnové délky).

6.2 Základní diskuze typů diverzitního příjmu

Literatura [22] uvádí rozdělení jednotlivých typů diverzitního příjmu, z nichž ne každý je prakticky vhodný pro aplikaci v rámci televizního přijímače DVB-T. V případě frekvenční a časové diverzity je předpokládáno zajištění vhodné podoby signálu u vysílače, ať se jedná o multiplicitu vysílaného signálu časovou nebo frekvenční. Řešení, která nevyžadují změnu podoby vysílaného signálu a pracují pouze s vhodným umístěním antén, jsou prostorová diverzita (diverzita s prostorovým výběrem), úhlová diverzita

(diverzita s úhlovým výběrem) a polarizační diverzita (diverzita s polarizačním výběrem). Pro efektivní aplikaci úhlové diverzity je třeba zajistit sadu antén s dostatečným ziskem. Vzhledem k předpokladu integrace anténního systému do televizního přijímače a délce vlny (která určuje rozměry antén), není možné použít sadu vysoce směrových antén v klasické podobě, ale je nutné buď za použití metod elektronického spínání takové antény vytvořit podle podmínek příjmu elektronicky v reálném čase z jednoduchých anténních zářičů, nebo využít stávající elektricky velké struktury.

Při použití diverzitních technik přicházejí v úvahu její jednotlivé varianty: výběrová diverzita a diverzita s kombinováním.²⁴ Dále je možné realizace diverzitního příjmu dělit s ohledem na předdetekční, resp. podetekční zpracování. V případě výběrové diverzity je možné aplikovat její nejjednodušší formu v podobě systému s přepínáním, který z jednotlivých diverzitních větví vybere tu, která během sekvenčního ověřování parametrů signálu (SNR, příp. pouze amplitudy) splňuje minimální hodnotu požadovanou pro správnou funkci systému. Takto vybraný signál nemusí být nejlepším z dostupných, a proto při požadavku na výběr nejlepšího dostupného signálu je možné využít měření jakosti signálu podle nějakého parametru (např. SNR) a následně na výstup systému dodat signál, který je nejlepší z dostupných. To je princip selektivní diverzity.

Selektivní diverzita v případě příjmu signálu DVB-T může být realizována i na úrovni transportních toků MPEG [46], což umožňuje provádět diverzitní příjem i s využitím obvodů, které původně pro tento druh příjmu nebyly koncipovány.

Při rostoucích požadavcích na odstup signálu od šumu je možné aplikovat diverzitní příjem s kombinováním, který zajistí lepší odstup výsledného signálu od šumu než výběrové typy diverzitního příjmu. Jednodušší variantou kombinační diverzity je systém kombinování se stejným ziskem EGC, který neuvažuje rozdílné hodnoty SNR v jednotlivých diverzitních větvích, nejlepší řešení z hlediska kvality signálu²⁵ na výstupu pak představuje systém s kombinováním na maximální poměr signál/šum MRC, který

²⁴ Funkce jednotlivých typů diverzitního zpracování signálu je většinou založena na posouzení odstupu signálu od šumu s předpoklady podle [10], [19]: a) šum v každé větvi je nezávislý na signálu a je aditivní; b) signály jsou lokálně koherentní; c) složky šumu jsou lokálně nekoherentní, mají nulové střední hodnoty a konstantní šumový výkon; d) lokální výkony signálů jsou statisticky nezávislé. Viz dále v kapitole 6.3.

²⁵ Pokud jsou signály v dílčích větvích nekorelované, šíření signálu se řídí Rayleighovou distribucí a v přenosovém prostředí se vyskytuje pouze AWGN, je takový systém optimálním. [22]

uvažuje poměr SNR ve všech větvích a do výsledného součtu zahrnuje jednotlivé příspěvky s vahou, která je přímo úměrná poměru SNR v dané větvi.

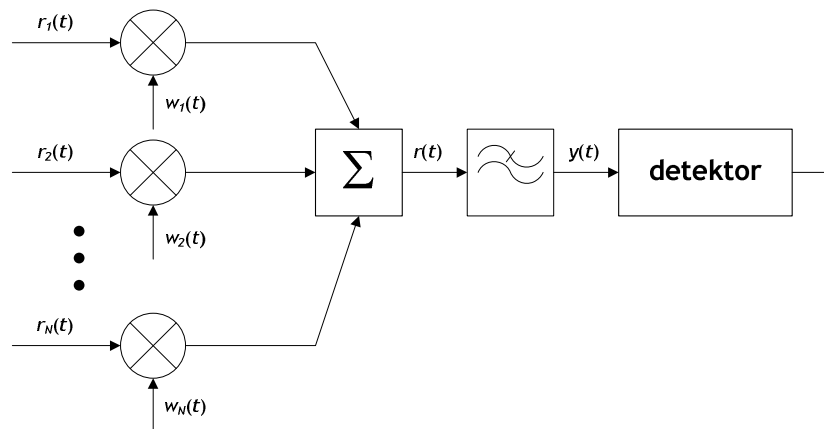
Aplikace MRC je možná v situaci, kdy šum v jednotlivých diverzitních větvích je popsán vzájemně nezávislými a stejnými distribucemi. I pokud nejsou jednotlivá rozdělení identická, je možné použít MRC, avšak za předpokladu znalosti jednotlivých šumových výkonů. Pokud tyto nejsou známy, přichází v úvahu pouze nasazení EGC.

Předdetekční diverzita vyžaduje vyrovnaní fází před zavedením jednotlivých signálů do detekčních obvodů, vystačí ale s jedním detektorem, zatímco v případě použití podetekční diverzity je možné zpracování signálu bez fázového sladění, avšak je vyžadován samostatný detektor pro každou diverzitní větev. To vzhledem k možné aplikaci obvodů VLSI nemusí znamenat zvýšení ceny přijímacího systému.

Při příjmu digitální televize je možné využít informace o chybovosti dodávané z demodulátoru DVB, v úvahu přichází zejména využití informace o chybovosti před Viterbiho dekodérem.

6.2.1 DIVERZITNÍ PŘÍJEM S PŘEDDETEKČNÍM KOMBINOVÁNÍM

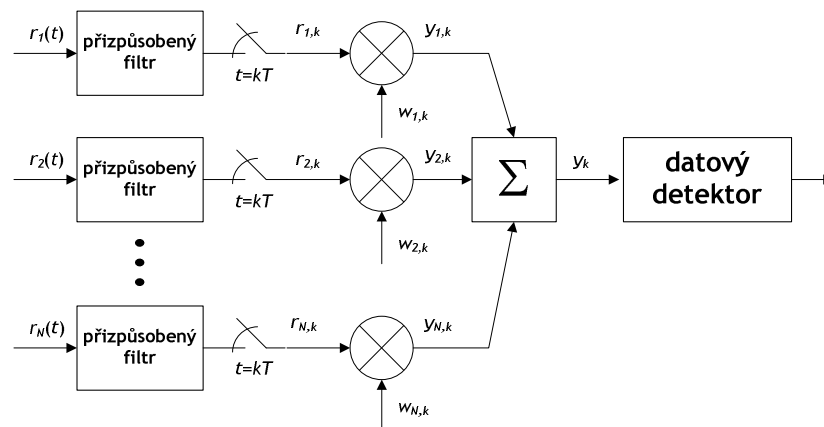
Na obrázku 6-1 je vyobrazeno blokové schéma systému realizujícího diverzitní příjem s předdetekčním kombinováním jednotlivých signálů. Dílčí přijaté signály $r_i(t)$; $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ jsou zatíženy úniky (předpokládána komplexní veličina, tj. ovlivněna jak velikost amplitudy, tak fáze) a šumem. Tato rušení jsou v ideálním případě statisticky nezávislá. Činitele $w_i(t)$ působící v jednotlivých směřovačích pak slouží nejen k frekvenčnímu přeložení signálů do základního pásma, ale rovněž k vážení amplitudy příchozích signálů tak, aby bylo realizováno požadované kombinování MRC, příp. EGC, a dále ke sfázování signálů, aby v následném sumačním členu docházelo ke konstruktivnímu sčítání dílčích příspěvků.



Obrázek 6-1: Obecná struktura přijímače s předdetekční diverzitou

6.2.2 DIVERZITNÍ PŘÍJEM S PODETEKČNÍM KOMBINOVÁNÍM

Zatímco v případě předdetekční diverzity je potřeba sfázování dílčích signálů, u podetekčního zpracování není toto implicitně nutné. Na obrázku 6-2 je vyobrazena bloková podoba přijímače realizujícího podetekční diverzitu. Jednotlivé přijaté signály jsou přivedeny na vstupy přizpůsobených filtrů, které spolu s optimální dobou vzorkování umožňují dosažení maximálního poměru signál/šum v jednotlivých větvích. Vzorky $r_{i,k}$; $i \in \{1, 2, \dots, N\}$ tedy představují vzorkované výstupy dílčích přizpůsobených filtrů, $w_{i,k}$ pak jednotlivé váhové koeficienty. Datový detektor zařazený za sumačním členem představuje v podstatě rozhodovací obvod.



Obrázek 6-2: Obecná struktura přijímače s podetekční diverzitou

6.3 Zlepšení výkonových poměrů při diverzitním příjmu. Diverzitní zisk jako statistická veličina

V prostředí, ve kterém dochází k Rayleighovým únikům, což je případ většiny prostředí s mnohocestným šířením bez přímé viditelnosti (NLOS), odpovídá působení úniků

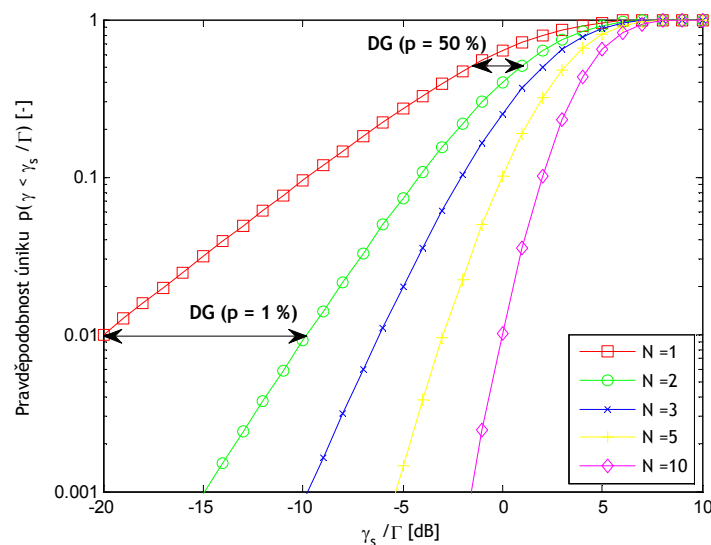
násobení přenášeného signálu šumem s Gaussovým rozdělením (např. v [11]). Na základě toho pak lze psát pro vzniklý gaussovský signál vztah pro jeho pravděpodobnostní distribuční funkci

$$p(\gamma < \gamma_s / \Gamma) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right), \quad (6-1)$$

kde γ je okamžitá hodnota poměru signálu k šumu a Γ je střední hodnota poměru signálu k šumu. Výraz (6-1) pak popisuje pravděpodobnost, že poměr signálu k šumu bude ležet pod zvoleným prahem γ_s / Γ . Pokud je aplikován diverzitní příjem výběrového typu, stává se výraz (6-1) mocněncem mocninné funkce

$$p(\gamma < \gamma_s / \Gamma) = \left(1 - e^{-\frac{\gamma_s}{\Gamma}}\right)^N, \quad (6-2)$$

kde N představuje počet větví výběrového přijímače. Graficky vynesené závislosti je možné pozorovat na obrázku 6-3, kde je zobrazena i grafická interpretace diverzitního zisku DG , který je zaveden v další části této kapitoly.



Obrázek 6-3: Distribuční funkce úniků při šíření signálu Rayleighovým kanálem při diverzitním příjmu ($N > 1$) a bez něj ($N = 1$)

Posouzení, jakou měrou se diverzitní příjem podílí na snížení pravděpodobnosti výskytu úniků při příjmu, se provádí na základě porovnání distribučních funkcí amplitud signálu podléhajícího úniku při příjmu bez diverzity a s diverzitou. Např. při příjmu s využitím dvou antén a výběrové diverzity lze pro hodnotu distribuční funkce 1 % dosáhnout zvýšení výkonových poměrů o 10 až 12 dB. [88] Zavádí se pojem diverzitní zisk jako

rozdíl distribučních funkcí příjmu s diverzitou a bez ní (reference) pro určitou hodnotu distribuční funkce (jedná se tedy o rozdíl kvantilů), obvykle 1 %, příp. 50 %.

S ohledem na referenci je možné rozlišovat mezi zdánlivým, efektivním a skutečným diverzitním ziskem. [88], [79] Zdánlivý zisk ((A)DG, z anglického (*apparent diversity gain*, viz dále (6-4)) je dán rozdílem výkonových úrovní (pro danou hodnotu distribuční funkce) mezi distribuční funkcí diverzitního signálu a distribuční funkcí brány s nejsilnějšími průměrnými úrovněmi signálu. Efektivní diverzitní zisk (EDG, z anglického *effective antenna gain*, viz dále (6-5)) je rozdílem výkonových úrovní (pro danou hodnotu distribuční funkce) mezi distribuční funkcí diverzitního signálu a distribuční funkcí signálu na svorkách ideální samostatné antény, při měření ve stejném prostředí. Vlastní diverzitní zisk je opět rozdílem výkonových úrovní (pro danou hodnotu distribuční funkce) mezi distribuční funkcí diverzitního signálu a distribuční funkcí na svorkách reálné samostatné antény, která má být nahrazena uvažovaným anténním systémem s diverzitou, při měření při stejném umístění.

Diverzitní zisk DG s ohledem na distribuční funkci výskytu úniků je tedy zaveden jako veličina, která charakterizuje zlepšení poměru signálu k šumu u systému s diverzitou ve srovnání s jednotlivým zářičem:

$$DG[\text{dB}] = \left\{ \frac{\gamma_c}{\Gamma_c}[\text{dB}] - \frac{\gamma_1}{\Gamma_1}[\text{dB}] \right\}, \quad (6-3)$$

kde γ_c / Γ_c představuje podíl poměru kombinovaného signálu ke kombinovanému šumu a jeho střední hodnoty, γ_1 / Γ_1 je potom podíl poměru signálu k šumu v jednotlivé větvi přijímače a jeho střední hodnoty. Vztah je platný vždy pro určitou hodnotu distribuční funkce výskytu úniků.

Existuje výraz vyjadřující přibližně diverzitní zisk pro výběrové kombinování, pokud je znám korelační koeficient, jako

$$DG_{zd} = 10 \cdot \eta_p, \text{ přičemž } \eta_p = \sqrt{1 - |\rho|^2}, \quad (6-4)$$

kde DG_{zd} je zdánlivý diverzitní zisk (ADG), 10 je maximální ADG dosažitelný při výběrové diverzitě při distribuční funkci pravděpodobnosti (DFP) rovné 1 %, η_p je korelační účinnost.

Dále může být vyjádřen efektivní diverzitní zisk (EDG) DG_{ef} jako

$$DG_{ef} = \eta_t \cdot DG_{zd}, \quad (6-5)$$

kde η_t je celková účinnost anténního elementu (zahrnující vyzařovací účinnost a impedanční přizpůsobení).

6.4 Rozbor vlastností jednotlivých typů diverzitního příjmu

Rigorózní analýza vlastností diverzitního příjmu rádiových signálů a jeho jednotlivých typů byla provedena v [10]. Obecně je uvedeno, že s ohledem na prakticky se vyskytující okolnosti je výběrová diverzita překonávána kombinováním se stejným ziskem, které dává prakticky stejné výsledky jako kombinování na maximální poměr signál/šum²⁶. Další komentář a zdůvodnění následují:

Základní podmínky, za kterých je provedeno zhodnocení vlastností diverzitního příjmu (i v [10]), jsou tyto:

- šum v každém kanálu $n_j(t)$ je nezávislý na signálu $s_j(t)$ a je aditivní $f_j(t) = s_j(t) + n_j(t)$,
- signály $s_j(t)$ jsou lokálně koherentní, tj. $s_j(t) = x_j \cdot m(t)$, kde x_j jsou kladná reálná čísla, která se mění s časem z důvodu úniků, ale velmi pomalu ve srovnání s okamžitými změnami $m(t)$,
- šumové složky $n_j(t)$ jsou lokálně nekoherentní (tj. nekorelované) a mají nulové střední hodnoty,
- lokální efektivní hodnoty signálu $x_j(t) = \sqrt{\langle s_j^2 \rangle}$ ²⁷ jsou statisticky nezávislé.

²⁶ Koeficienty $a_j = x_j / \overline{n_j^2}$, kde x_j charakterizuje výkon a $\overline{n_j^2}$ střední kvadratický šum, které představují zisk jednotlivých diverzitních větví, jsou dány poměrem mezi signálem a šumem v těchto větvích. Pokud by měly být voleny pouze s ohledem na výkony zastoupené v daných kanálech, bylo by třeba dodržet předpoklad stejného šumu v dílčích větvích.

²⁷ Označení $\langle \cdot \rangle = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \cdot d\tau$.

6.4.1 SELEKTIVNÍ DIVERZITA

Při analýze selektivní diverzity v [10] bylo předpokládáno u signálů x_j Rayleighovo rozdělení, velikost středního kvadratického šumu $\overline{n_j^2}$ byla považována za konstantní a jednotkovou. Z hlediska této analýzy je nutné splnění podmínky d), splnění předpokladů b) a c) není potřeba. Nechť poměr výkonu signálu k výkonu šumu v j -té větvi je označen jako p_j . Jedná se o statistickou veličinu. Je pak možné vyjádřit střední hodnotu $\overline{p}(N)$ poměru signál/šum na výstupu systému v závislosti na počtu větví N jako:

$$\overline{p}(N) = \sum_{k=1}^N \frac{1}{k}. \quad (6-6)$$

Z tohoto výrazu je zřejmé, že zvyšování počtu kanálů u selektivní diverzity poskytuje jen prudce se snižující přínos.

6.4.2 KOMBINOVÁNÍ NA MAXIMÁLNÍ POMĚR SIGNÁL/ŠUM

Pro diverzitu s kombinováním na maximální poměr signál/šum se bez ohledu na rozdělení těchto poměrů v jednotlivých větvích p_j dá odvodit [10]

$$\overline{p} = \sum_{j=1}^N \overline{p}_j, \quad (6-7)$$

za předpokladu jednotkových výkonů p_j pak

$$\overline{p}(N) = N. \quad (6-8)$$

To znamená, že (vyjádřeno v dB) je možné uvést diverzifikační zisk (srovnání s příjmem v jedné větvi) jako $10 \log N$.

6.4.3 KOMBINOVÁNÍ SE STEJNÝM ZISKEM

Na rozdíl od kombinování na maximální poměr signál/šum je v případě diverzity se stejným ziskem obecně vyjádřit poměr signál/šum obecně jen jako

$$p = \frac{[\sum x_j]^2}{\sum n_j^2}. \quad (6-9)$$

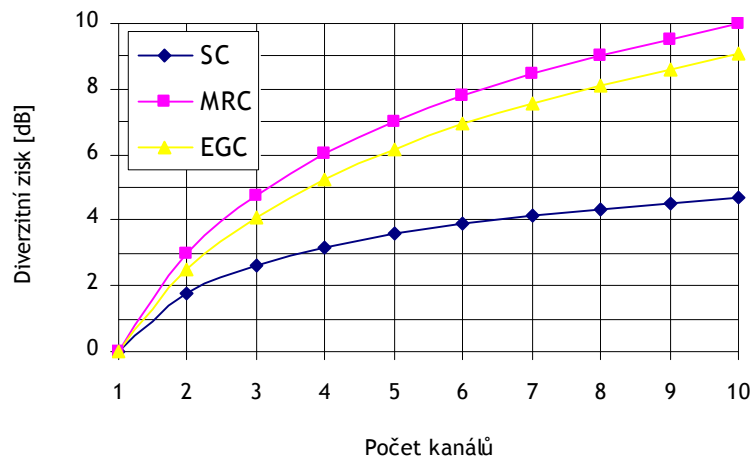
Pro konkrétnější vyjádření, použitelné pro srovnání se vztahy (6-6) a (6-8) je možné za předpokladu jednotkových středních kvadratických šumů $\overline{n_j^2}$ v jednotlivých větvích odvodit:

$$\bar{p}(N) = 1 + (N-1)r^2, \quad (6-10)$$

kde konstanta $r^2 = (\bar{x}_j)^2$ závisí na rozdělení x_j . Pro Rayleighovo rozdělení $r^2 = \pi/4 \cong 0,785$. Odtud je zřejmé, že \bar{p} roste spolu N , což je i případ MRC. Na rozdíl od něj ale roste se strmostí $\pi/4$, zatímco MRC se strmostí 1. MRC tedy může být lepší než EGC maximálně o $10 \log(4/\pi) = 1,05$ dB.

6.4.4 POROVNÁNÍ VLASTNOSTÍ JEDNOTLIVÝCH TYPŮ KOMBINOVÁNÍ

Grafické porovnání jednotlivých metod realizace diverzifikačního příjmu je na následujícím obrázku:



Obrázek 6-4: Diverzifikační zisk (zvýšení průměrného poměru signál/šum) pro lokálně koherentní signály s Rayleighovým rozdělením s nezávislými úniky za přítomnosti lokálně nekoherentních šumů s konstantními lokálními efektivními hodnotami

Jako poznámku je třeba uvést, že Rayleighovu distribuci lze předpokládat při šíření v pásmu UKV na větší vzdálenosti, zatímco pro šíření na kratší vzdálenosti je nutné vzít v úvahu jiná rozdělení. Dále není možné v reálné situaci předpokládat nekorelovaný únik, pomalu se měnící signály x_j je tedy pro dosažení přesnějšího řešení třeba považovat za vázané koeficientem korelace ρ . Pro diverzifikační větve s korelačním koeficientem $\rho=0$ odpovídá jejich poměr signál/šum jedné větvi (Rayleighovo rozložení), tj. diverzifikační zisk je 0 dB. Korelace zvýhodňuje EGC oproti SC. EGC spolu se spolu s korelovaným únikem přibližuje vlastnostmi MRC. MRC korelovaným únikem není ovlivněno. Pro $\rho=1$ diverzifikační zisk MRC je stejný jako diverzifikační zisk EGC a je o 3 dB vyšší než SC. [10]

V uvedeném zdroji stojí, že pro dosažení $\rho < 0,3$ je nutná vzdálenost $30\text{--}50\lambda$ mezi anténami, pro $\rho < 0,6$ pak $10\text{--}15\lambda$, kde λ je vlnová délka.

Podstatnou otázkou implementace diverzitního příjmu je volba mezi její předdetekční a podetekční variantou. Zatímco předdetekční varianta u selektivního kombinování umožňuje dosáhnout menšího vlivu přechodných jevů při přepínání, u EGC a MRC je třeba sladit fáze signálů za účelem dosažení předpokladu b) o lokální koherenci. [10] Významný rozdíl mezi uvedenými variantami diverzitního příjmu je u systémů, kde se ve funkci detektoru vyskytuje prahová hodnota, což je rovněž případ systémů digitální televize. Detekční zisk detektorů v případě systémů s prahovou hodnotou není konstantní, a tak není tato varianta vhodná pro podetekční EGC. MRC má v tomto případě rozdíl diverzitního zisku oproti SC menší než u lineárních systémů. [10]

Pro dosažení fázové shody při předdetekčním kombinování je využito řízení místních oscilátorů s využitím chybového signálu z fázového detektoru. Ke snížení diverzitního zisku dochází při nedodržení lokální koherence signálů z jednotlivých větví. V [10] je ukázáno, že vliv na diverzitní zisk není významný i pro relativně velké fázové chyby: V případě nedodržení požadavku na lokální koherenci signálů diverzitních větví je reprezentace signálu $s_j(t) = x_j \cdot m(t)$ nahrazena $s_j(t) = x_j \cdot m_j(t)$, kde $m_j(t) = \sqrt{2} \cos(\omega t - \varphi_j)$ zahrnuje fázové chyby v podobě pomalu se měnících φ_j . Potom je možné vyjádřit poměry signál/šum v systému s diverzitou za předpokladu nekoherence příspěvků jako $p' = k_f p$, kde k_f představuje fázovou degradaci

$$k_f = \frac{\sum_{i,j} a_i a_j x_i x_j \cos(\varphi_i - \varphi_j)}{(\sum a_j x_j)^2} \quad (6-11)$$

Odtud lze vyjádřit maximální chybu jako $\Delta = \max|\varphi_i - \varphi_j|$, pro $i, j = 1, 2, \dots, N$. Lokální poměr výkonů nemůže být horší než $\cos\Delta$ násobně nebo o $10 \log(\cos\Delta)$ [dB]. Při fázové chybě $37,5^\circ$ je fázová degradace 1 dB, při 51° 2 dB.

6.5 Vliv vzdálenosti jednotlivých zářičů na diverzitní příjem

Pro elektricky malé systémy může být dosažení dostatečně zanedbatelné korelace mezi jednotlivými branami vícebranové antény za využití pouze prostorové diverzity nemožné. Nicméně, jak je ukázáno v [9], pro úhlovou diverzitu (diverzitu vyzářovacích diagramů) lze nízké korelace dosáhnout i pro antény oddělené zlomky vlnové délky.

Při analýze vlastností diverzitního příjmu s ohledem na vzdálenost jednotlivých zářičů v uvažovaném anténním systému se vychází z klasického vztahu pro prostorovou diverzitu, kterou lze charakterizovat Clarkovým vzorcem pro prostorovou obálku korelačního koeficientu ρ_e [16], [9]

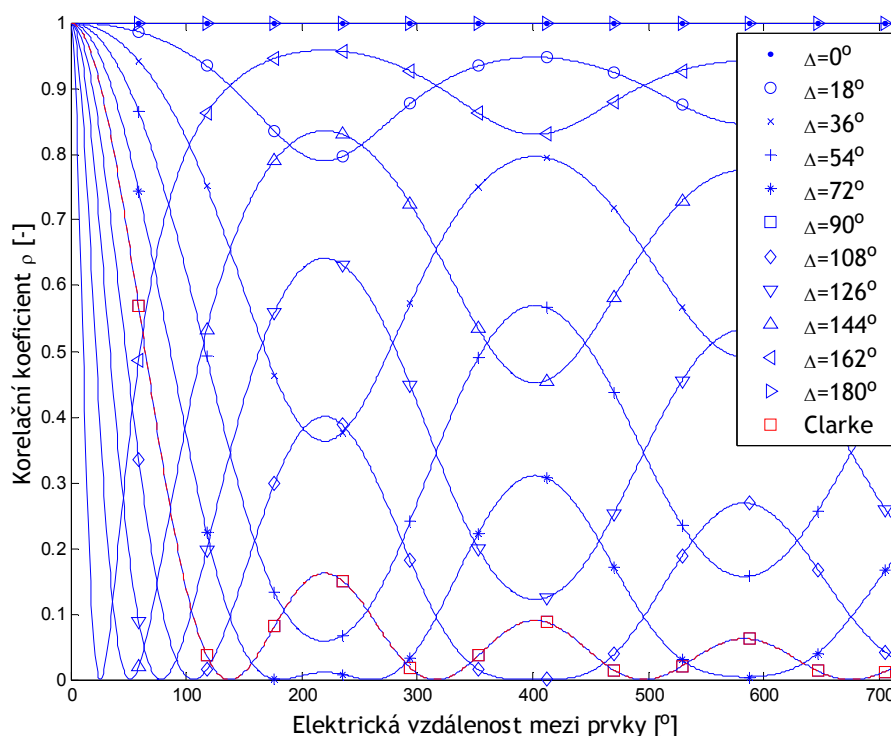
$$\rho_e = |\rho|^2 = J_0^2(kx), \quad (6-12)$$

kde ρ je korelační koeficient, k je vlnové číslo, x je vzdálenost a J_0 je Besselova funkce prvního druhu a nultého řádu. Nicméně při použití úhlové diverzity je možné dosáhnout menších vzdáleností mezi zářiči a nižšího rozptylu dob šíření. V [9] je tento fakt prezentován na řadě dvou vertikálně polarizovaných, blízko umístěných lineárních antén. Při analýze se vychází z obecných vztahů pro výpočet vyzařování anténní řady a je nalezena obálka korelačního koeficientu pro případ dvouprvkové anténní řady (dvourozměrný vztah pro horizontální rovinu a opačně orientované, vertikálně polarizované svazky) přijímající v prostředí s Rayleighovým únikem:

$$\rho_e = \left(\frac{\cos\delta + J_0(kd\sin\theta)}{1 + J_0(kd\sin\theta)\cos\delta} \right)^2, \quad (6-13)$$

kteřá je závislá na elektrické vzdálenosti mezi anténami d a jejich relativním fázování δ . Na obrázku 6-5 je zobrazeno několik průběhů závislosti korelačního koeficientu pro $\theta = 90^\circ$ a pro porovnání je připojen i průběh pro prostorovou diverzitu podle Clarkova vzorce. Z obrázku je zřejmé, že nekorelovaných vyzařovacích diagramů je možné dosáhnout při vhodném fázování teoreticky i pro nulové vzdálenosti mezi anténami.

Prakticky použitelných výsledků je možno dosáhnout nejen s jednotlivě napájenými anténami, jak bylo jinak předpokládáno, ale rovněž pro uspořádání při připojených parazitních zátěžích. Impedance s malou reálnou složkou je možno prakticky nahradit parazitickými reaktancemi, které jsou konjugovány s napájenými reaktancemi.



Obrázek 6-5: Korelace opačně orientovaných vyzářovacích diagramů realizovaných pomocí dvouprvkové anténní řady v závislosti na elektrické vzdálenosti mezi prvky a fázovým posunu napájení těchto prvků; porovnání s konvenčním Clarkovým korelačním koeficientem

6.6 Speciální aplikace fázované řady pro diverzitní příjem

Pokud je třeba realizovat systém s úhlovou diverzitou v kompaktním uspořádání, je možné využít koncept uvedený v [79], který pro její dosažení vyžaduje pouze jeden přijímač, což snižuje cenu celého zařízení. Taková varianta se může aplikovat pro vestavěný anténní systém televizního přijímače s ohledem na co nejnižší rozpočet nákladů; vzhledem k nízké ceně obvodů VLSI se však tento argument stává okrajový. Není navíc daným uspořádáním možné získat diverzitní přijímač typu MRC, jedná se o přepínanou diverzitu. Princip funkce spočívá ve využití několika elementárních zářičů, které vykazují silnou vzájemnou vazbu (dáno blízkostí jejich umístění). Jeden zářič funguje jako aktivní, tzn. napájí přijímač. Další prvky fungují jako parazitické, s tím, že se mění jejich zakončovací impedance jejich elektronickým připojováním/odpojováním od zemní roviny. Tyto parazitické prvky vzhledem k existující silné vazbě s aktivním prvkem výrazně ovlivňují vyzářovací diagram vytvořeného anténního systému. Na základě proměnného spínání parazitických elementů lze dosáhnout natáčení hlavního směru vyzářování, a tak dosáhnout úhlové diverzity.

Pro posouzení vlivu parazitických prvků na celkové chování anténního systému a napájení aktivního elementu se používá vzájemných impedancí, a tedy je možné vstupní impedanci napájeného zářiče vyjádřit jako

$$Z_1 = Z_{11} + Z_{12} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) + Z_{13} \left(\frac{I_3}{I_1} \right) + \dots, \quad (6-14)$$

kde I_1, I_2, I_3, \dots představují proudy na vstupech jednotlivých elementů. Vzájemné impedance Z_{12}, Z_{13}, \dots jsou dány geometrickým uspořádáním a nesouvisí se zakončovacími impedancemi zářičů. Určují ale změny v napájecích proudech, což se projeví v odpovídající změně vstupní impedance.

6.7 Vlastnosti diverzitního příjmu v reálných podmínkách

Z praktických měření provedených v [20] pro prostorovou, polarizační diverzitu a diverzitu vyzářovacích diagramů v kanálech s různými charakteristikami, včetně LOS a NLOS, vyplynulo, že korelace obálky menší než 0,7 byly získány pro všechny varianty diverzity při vzdálenostech antén větších než 0,1 vlnové délky. V případě vnitřních a venkovních kanálů se šířením bez přímé viditelnosti byly získávány hodnoty diverzitního zisku mezi 8 a 9 dB pro vzdálenosti mezi anténami 0,1–0,15 vlnové délky.

Na základě analýzy provedené v [85] je doporučováno (s ohledem na efektivní výkonový zisk antény), aby hlavní svazky anténního uspořádání byly orientovány a polarizovány ve směru dopadajícího výkonu. V případě, že jsou jednotlivé svazky příliš úzké, roste významně pravděpodobnost příjmu slabého signálu.

V [20] jsou získány praktické poznatky potvrzující, že je možné získat diverzitní zisk 7–10 dB s 99% spolehlivostí, pokud je korelační koeficient jednotlivých dvojic zářičů pod 0,7. Toho lze dosáhnout při vzdálenostech větších než 0,1 vlnové délky. Konkrétně, bylo demonstrováno, že pro variantu šíření bez přímé viditelnosti a vzdálenosti mezi zářiči 0,1–0,15 vlnové délky se diverzitní zisk pohybuje v rozsahu 8–9 dB.

7 Návrh antény pro integraci do přijímače

7.1 Optimalizace požadavků na anténní systém z hlediska jeho vyzařovacích vlastností, podmínek šíření a technologických nároků

Vysílací sítě jsou navrhovány s ohledem na podobu příjmu, jak bylo uvedeno v části 3. I když je síť navržena pro pevný příjem, jsou oblasti, kde je dostatečná kvalita signálu pro příjem přenosným přijímačem. Fixní podoba příjmu předpokládá, že je přijímač připojený k anténě umístěné na střeše. Klesající ceny televizních přijímačů umožňují jimi vybavit více místností, než bylo původně vybaveno anténní zásuvkou. Její dodatečná instalace je potíží, a i když je provedena, propojení antény se zásuvkou omezuje umístění přijímače v místnosti. Použití vnitřní antény namísto připojení k anténnímu rozvodu je komplikace technická i estetická.

Integrace anténního systému do televizního přijímače odstraňuje nutnost připojení externí antény. Vestavěný anténní systém však musí zohledňovat povahu šíření elektromagnetických vln v rádiovém kanálu, prostřednictvím kterého je realizován vnitřní příjem. Na druhou stranu, ne všechny oblasti uvnitř místností jsou pokryty dostatečně kvalitním signálem, tedy televizní přijímače musí zůstat vybaveny anténní zdírkou. Na základě těchto skutečností může integrace anténního systému do televizního přijímače poskytnout přidanou hodnotu výrobku a konkurenční výhodu na trhu, nesmí nicméně, vzhledem ke zmíněným omezením, zásadně zvyšovat cenu zařízení.

Aby bylo možné splnit výše zmíněná kritéria, byl navržen nový přístup k realizaci anténního systému pro příjem signálu digitální televize. Aby se použilo co nejméně dodatečného materiálu kvůli požadavku na co nejmenší zvýšení ceny a zároveň se nezvyšovaly rozměry zařízení kvůli nutnosti dodatečného navýšení objemu vyhrazeného pro anténu, je možností vícenásobné využití vodivých struktur. Jinou variantou řešení je vestavění vodivých struktur do plastových částí (krytů), tedy aplikace konformních antén. Vyzařování se pak uskutečňuje z těchto struktur, zatímco vlastní anténní prvek do nich pouze navazuje elektromagnetickou energii. Na základě této skutečnosti nemusí mít samotné anténní prvky elektrické rozměry srovnatelné s vlnovou délkou, a tedy být rezonanční, jak bylo rozebíráno v části 4. Protože vodivé struktury jsou primárně navrženy k jinému využití než coby anténní systém nebo, v případě vestavěných vodičů, je jejich tvar do značné míry dán tvarem nosného dílu, je využita modální analýza za účelem

nalezení vidů, které mohou být vybudeny. Navíc, vzhledem k tomu, že vnitřní příjem doznává horších poměrů úrovně signálu vůči šumu ve srovnání s pevným příjmem, je v rámci představeného konceptu navrženo uplatnění diverzitního příjmu založeného na výsledcích modální analýzy, aby se kompenzoval nevýhodný výkonový rozpočet vnitřního příjmu.

Použití modální analýzy vede k vyjádření celkového proudu na vodivém povrchu jako součtu vlastních vidů. Na základě modální analýzy je získán přímý fyzikální vzhled do podoby vyzařování libovolného povrchu (jak je zdůrazněno v [34]). Pokud je známa množina vlastních vidů dané struktury, může být určena optimální poloha napájecích vazebních prvků. Jestliže existuje v rámci vyšetřovaného frekvenčního pásma více než jeden vlastní vid, může být využita technika diverzitního příjmu. Každému vlastnímu vidu reprezentovanému charakteristickou funkcí je totiž přiřazena vyzařovací charakteristika. Diverzitní zisk závisí na korelaci jednotlivých vyzařovacích charakteristik a cílem je tedy nalézt co nejvíce relativně nekorelovaných vyzařovacích diagramů. Efektivní diverzitní zisk je ovlivněn vazební účinností, která je vzata v úvahu. Varianta uskutečněné diverzity je diverzitou charakteristik nebo také úhlovou diverzitou. Protože jednotlivé diagramy jsou odvozeny z vlastních vidů, může být uskutečněná diverzita označována jako modální.

Momentová metoda je zavedeným numerickým postupem jak získat řešení anténní integrální rovnice. Jak je uvedeno v části 5.2.1, je nalezena impedanční matice a na základě znalosti budícího pole jsou určeny proudy na struktuře antény. Tato metoda ale sama o sobě nevytváří fyzikální představu o tom, jaké proudy mohou obecně na anténě být vybudeny a jaká je frekvenčně závislá vybuditelnost jednotlivých proudů. Proudů vybuděných v rámci anténní struktury jsou váženým součtem základních vidů, které se vztahují přímo k impedanční matici antény. Impedanční matici je možné získat momentovou metodou, která je popsána v části 5.2.3. Váhové koeficienty vybudění vidů závisí na budícím poli vazebního členu. Charakteristické proudy jsou vlastními řešeními rovnice vlastních hodnot. Vlastní hodnoty pak popisují frekvenční závislost vybudění vlastních proudů.

Existují aplikace modální analýzy pro antény mobilních telefonů. Bylo shledáno, že coby důsledek miniaturizace mobilních telefonů (a v tom důsledku i miniaturizace jejich anténních systémů), je možné vyzářit podstatnou část výkonu ze šasi telefonu při zachování malého anténního prvku, jak bylo diskutováno v části 4.9. Prostřednictvím

využití modální analýzy může být anténní systém optimalizován z hlediska vyzářeného výkonu.

V případě tohoto textu je za využití modální analýzy coby části předkládaného postupu návrhu interní antény určena množina charakteristických vidů, které mohou být vybudeny na vodivých strukturách uvnitř televizního přijímače. Jsou-li určeny charakteristické vidy (charakteristické proudy) a jejich frekvenční závislosti, můžou být posouzena jejich příslušná blízká a vzdálená pole. Na základě znalosti rozložení elektrického pole v blízkosti vodivé struktury může být nalezena optimální poloha napáječe.

7.2 Aplikace modální analýzy kombinované s modální diverzitou pro vodivé struktury v přijímači

Vodivé struktury jsou součástí televizních přijímačů, kde slouží jako elektromagnetická stínění, zemní roviny nebo mechanické výtzuhy či opory. Vodivé struktury mohou být realizovány jako konformní povrchy plastových dílů. Tvar je obecný a je dán původním účelem, ale mnoho struktur vykazuje rozměry srovnatelné s vlnovou délkou. Struktury mohou být využity jako antény, i když jako antény původně navrženy nebyly. Vícenásobné využití vodivých struktur nebo nenákladná realizace konformních antén představuje možnost získání integrované antény bez významného zvýšení výrobních nákladů.

Pokud je na základě modální analýzy dané struktury zjištěno vybudění více než jednoho vlnového vidu, přichází v úvahu použití diverzitního příjmu diskutovaného v části 6, který umožňuje částečně kompenzovat nevýhodné podmínky vnitřního přenosného příjmu. Ty byly rozebrány v části 3.

Návrh anténního systému vestavěného do přijímače televize je předmětem [P1].

7.3 Metodika návrhu integrované antény

Pro analýzu vodivých struktur televizního přijímače byla připravena sada skriptů v prostředí MATLAB založených na skriptech poskytnutých v [51]. Bázové funkce implementované v algoritmu momentové metody jsou funkce RWG zavedené v [66]. Je nalezena impedanční matice struktury a provedena její dekompozice na charakteristické vidy nalezením vlastních hodnot a vlastních funkcí podle (5-19). Vlastní funkce jsou charakteristické proudy. Frekvenční závislost jednotlivých vlastních hodnot může být zobrazena v grafu za účelem vyhodnocení, který vid rezonuje v rámci dané šířky pásma.

Pro rezonanční vidy jsou nalezena příslušná blízká a vzdálená pole. Vyhodnocením blízkého pole je možné najít polohy pro optimální umístění vazebních prvků v místě maxim pole. Na základě určení jednotlivých vyzařovacích diagramů charakteristických vidů jsou vypočteny korelační koeficienty podle (4-30). Z jejich hodnot jsou odvozeny diverzitní zisky využitím (6-4).

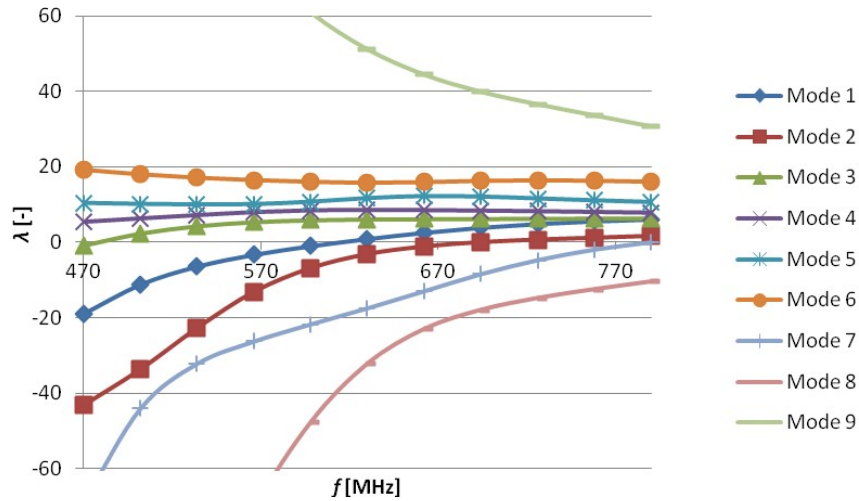
7.4 Aplikační příklad kombinující modální analýzu a techniku diverzitního příjmu

7.4.1 ANALÝZA CHARAKTERISTICKÝCH VIDŮ

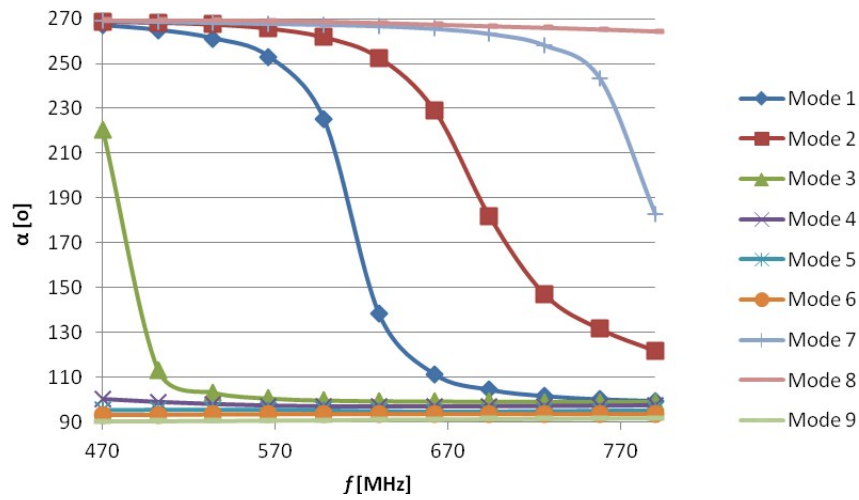
Byla provedena analýza vodivé struktury využitím modální dekompozice impedanční matice, která byla sestavena s využitím momentové metody. Struktura byla vybrána tak, aby byla typickým představitelem struktury, která se v televizním přijímači může vyskytnout. Zvolená struktura je tvořena úzkými tenkými kovovými pásky i širším tenkým kovovým plátem, aby bylo možné pozorovat rozložení proudu v případě obou variant, které mohou nastat. Rozměry struktury byly zvoleny tak, aby odpovídaly tvaru a velikosti průměrného zadního krytu televizního přijímače. Analyzovaná struktura (společně s několika rezonančními charakteristickými vidy) je zobrazena na obrázku 7-12.

Nejprve bylo vybráno devět vidů nejbližší rezonanci v rámci zvoleného frekvenčního pásma 470–790 MHz²⁸. Rezonanční chování může být pozorováno na vyobrazeních 7-1, 7-2, 7-3, kde je zřejmé, že vidy 1, 2, 3 a 7 rezonují v rámci daného frekvenčního pásma. Tyto vidy byly vybrány pro následnou analýzu. Samotné vykreslení vlastních čísel jednotlivých charakteristických vidů je možné na základě připravených skriptů, které pro zvolený charakteristický vid provádějí opakovanou vidovou dekompozici impedanční matice v závislosti na kmitočtu. Přiřazení jednotlivých vlastních čísel zvolenému vidu je v analyzovaném rozsahu kmitočtů umožněno opakovaným stanovením korelace nalezených charakteristických proudů.

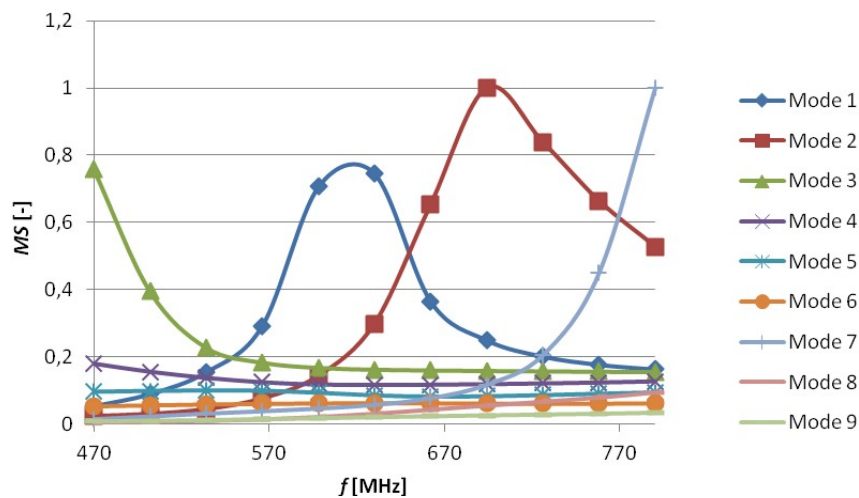
²⁸ Jedná se o IV. a V. televizní pásmo typické pro vysílání signálu DVB-T.



Obrázek 7-1: Vlastní hodnoty jednotlivých charakteristických vidů zobrazené jako funkce kmitočtu



Obrázek 7-2: Rezonanční chování jednotlivých charakteristických vidů. Čím blíže je průběh charakteristického úhlu toho kterého vidu blíže 180°, tím blíže ten který charakteristický vid je rezonanci



Obrázek 7-3: Váha vidu jako funkce kmitočtu pro devět nejvýznamnějších charakteristických vidů

Pro všechny zvolené vidy byla nalezena proudová rozložení (obr. 7-12). Na základě znalosti povrchových proudů byla následně analyzována blízká a vzdálená pole. Z určených blízkých polí byly nalezeny polohy maxim. Spočtené diagramy v zářivém poli slouží pro vyhodnocení korelačních koeficientů. Grafická reprezentace vyzařovacích vlastností jednotlivých charakteristických vidů je předmětem obrázků 7-14 až 7-17, přičemž jsou zde zobrazeny i charakteristiky získané následným ověřením vlnovým simulátorem pole. Komentář je předmětem kapitoly 7.4.2.

V tabulce 7-1 jsou korelační koeficienty spočtené pro všechny kombinace párů bran. Je zde vidět, že vzhledem k nízkým hodnotám korelačních koeficientů a tedy dobré korelační účinnosti jsou nalezené vidy vhodné z hlediska použití pro diverzifikační příjem.

Pár bran	ρ [-]
1-2	0,0013
1-3	0,0001
1-7	0,0028
2-3	0,0081
2-7	0,0040
3-7	0,0214

Tabulka 7-1: Teoretické hodnoty korelačního koeficientu pro jednotlivé páry bran antény

7.4.2 OVĚŘENÍ VYZAŘOVACÍCH VLASTNOSTÍ ANTÉNY SIMULÁTOREM POLE

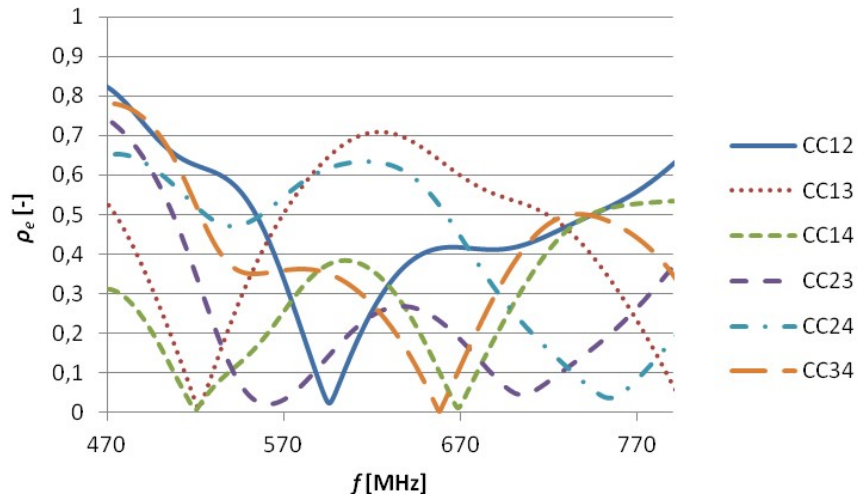
Za účelem prokázání očekávané funkce antény byl analyzován model antény ve vlnovém simulátoru elektromagnetického pole CST Studio Suite. Vybuzení jednotlivých charakteristických vidů bylo provedeno prostřednictvím krátkého anténního prvku (3 cm dlouhého) umístěného v místech polohy maxim pole. Tento způsob vybuzení odpovídá nerezonančnímu vybuzení elektrickou vazbou, jak bylo diskutováno v teoretickém rozboru této práce.

Výsledky analýzy anténní struktury za využití skriptů prostředí MATLAB pro nalezení charakteristických vidů vedle výsledků simulace v prostředí CST Studio Suite pro posouzení, jestli jednotlivé vidy byly vybuzeny, mohou být pozorovány na příslušných vyobrazeních. Na obr. 7-12 jsou izolované proudy získané modální analýzou. Pro porovnání zobrazuje obrázek 7-13 proudy vybuzené na struktuře za využití anténních vazebních prvků umístěných v polohách, kde se vyskytují maxima pole. Je možné vidět, že frekvence pro vynesení proudových rozložení byly zvoleny tak, aby se shodovaly

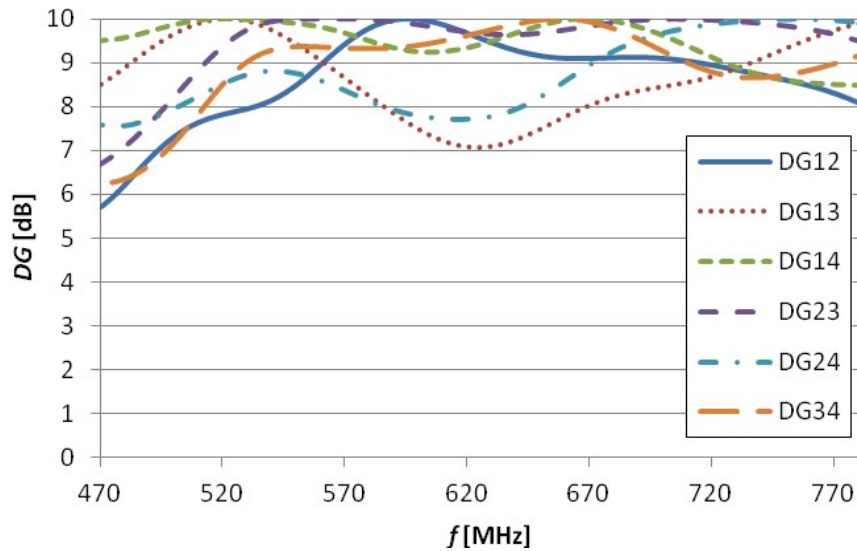
s rezonančními frekvencemi jednotlivých modálních proudů. Na základě připravených skriptů poskytují obrázky 7-14, resp. 7-15 dvojrozměrné, resp. trojrozměrné diagramy vzdáleného pole analyzované anténní struktury podle jednotlivých úhlových souřadnic polárního systému. První z uvedených zobrazuje složky pole, druhý polární výkonové diagramy. Díky vizuální názornosti grafického zobrazení vyzařovacích vlastností je možné pozorovat shodu v tvarech vyzařovacích charakteristik ideální a simulované antény. Obr. 7-16 je zobrazením diagramu vzdáleného pole v kartézských souřadnicích pro charakteristické vidy získané modální analýzou.

Velmi reprezentativní srovnání je vidět na obr. 7-17. Jsou zobrazeny vždy dva polární řezy diagramů vzdáleného pole pro každý charakteristický vid a do jednoho grafu jsou vyneseny výsledné průběhy jak z modální analýzy prováděné v prostředí MATLAB, tak ze simulace vlnovým simulátorem pole v CST Studio Suite. Opět je patrná shoda tvaru průběhu teoretických a simulovaných charakteristik. Na druhou stranu je potřeba doplnit interpretaci konkrétních úrovněvých odlišností mezi jednotlivými průběhy: Ty jsou dány skutečností, že v případě antény realizované simulátorem pole je součástí struktury i vazební člen, který pro nalezení charakteristických vidů nebyl uvažován. Dalším vlivem je podoba vybuzeného pole v případě realizované antény: Není v tomto případě možné předpokládat, že lze vybudit izolované charakteristické vidy pole. I pokud jsou vazební prvky umístěny vhodně tak, aby se vyskytovaly na pozicích, kde jeden z charakteristických vidů nabývá maxima, zatímco ostatní jsou velmi malé, dojde k určitému vybuzení i dalších vidů. Při zobrazení průběhů charakteristik v logaritmickém měřítku jsou pak tyto odchylky velmi dobře pozorovatelné.

Samotné posouzení funkce anténního systému s diverzitou je možné z obrázku 7-4, kde je vynesena korelační koeficient odvozený z rozptylových parametrů ověřovaného anténního vícebranového systému (podle (4-31)). Pro srovnání jsou v tabulce 7-2 poskytnuty hodnoty korelačního koeficientu získané z vyzařovacích charakteristik bran 1 a 2 (podle (4-30)). Je patrná shoda s grafickým vynesením, což odpovídá teoretickým předpokladům, podle kterých se korelační koeficienty získané oběma způsoby neliší, pokud se v blízkosti antény nenachází rozptylová překážka.



Obrázek 7-4: Korelační koeficient jako funkce kmitočtu pro jednotlivé páry bran antény



Obrázek 7-5: Diverzitní zisk jako funkce kmitočtu, je-li nasazena párová výběrová diverzita

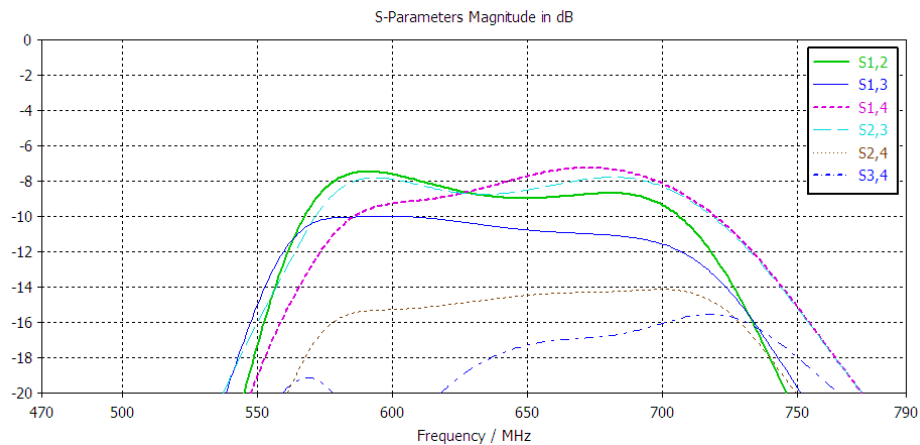
f [MHz]	ρ_{12} [-]	DG_{12} [dB]
500	0,723	6,91
600	0,055	9,99
700	0,411	9,12
800	0,642	7,67

Tabulka 7-2: Hodnoty korelačního koeficientu a diverzitního zisku získané simulací anténní struktury plně vlnovým simulátorem získané přímým odvozením z diagramů pole

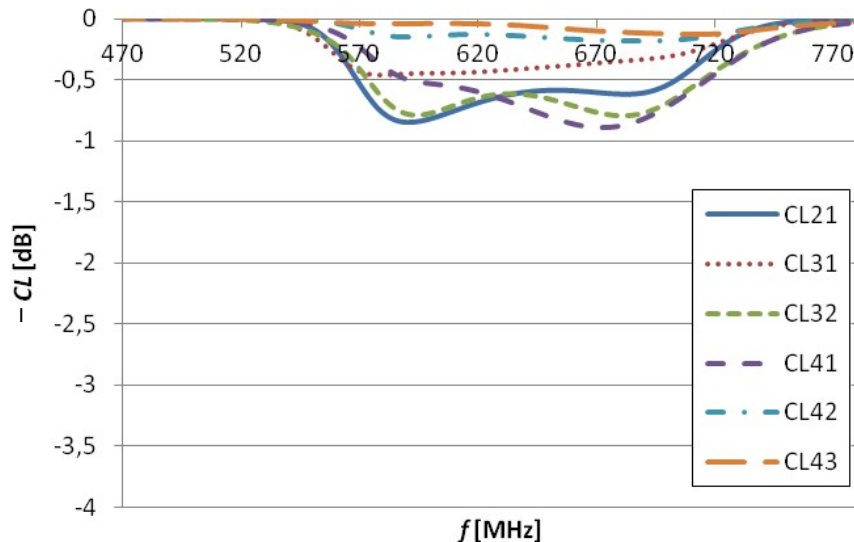
Jak je patrné z výsledků analýz, korelační koeficient leží pod hodnotou 0,7 pro většinu párů bran a frekvencí, tedy navržený postup poskytuje způsob vyrovnání špatných podmínek vnitřního příjmu, což je demonstrováno i v podobě grafického vynesení

diverzitního zisku na obrázku 7-5, který existencí korelací není ovlivněn pro většinu rozsahu kmitočtového pásma o více než 3 dB.

Pro posouzení efektivního diverzitního zisku, který charakterizuje skutečný výkonový přínos použití systému s diverzitou, je nutné znát rovněž velikost vazeb mezi jednotlivými branami vícebranové antény, jak je vidět na obr. 7-6, odkud je možné získat vyjádření vazebních ztrát, které snižují hodnotu skutečně dosažitelného diverzitního zisku. Ty jsou ve své absolutní hodnotě, jak je patrné z vyobrazení 7-7, v každém případě menší než 1 dB, tedy neznehodnocují podstatně funkci vícebranového anténního systému.



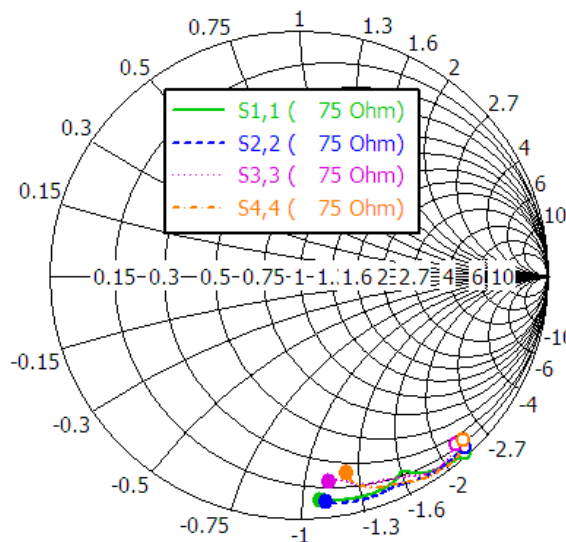
Obrázek 7-6: Frekvenční závislost vazeb [dB] mezi jednotlivými branami navržené antény



Obrázek 7-7: Záporně vzaté ztráty vazbou v důsledku existence vazeb mezi jednotlivými páry bran jako funkce kmitočtu

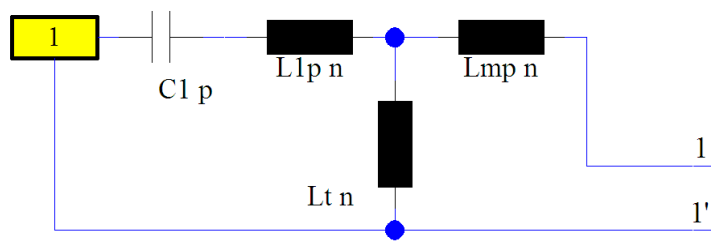
7.4.3 REALIZACE IMPEDANČNÍHO PŘÍZPŮBENÍ ANTÉNY

Integrovaná anténa realizovaná jako soustava nerezonančního anténního vazebního prvku a rezonančního šasi musí být pro účely připojení ke vstupním obvodům zpracování signálu digitální televize širokopásmově přizpůsobena tak, aby bylo dosaženo uspokojivé míry přizpůsobení v kmitočtovém rozsahu, ve kterém má být příjem uskutečňován. Na vyobrazení 7-8 je vidět průběh vstupní impedance realizované vícebranové antény pro jednotlivé brány. Je zřejmý výrazně kapacitní charakter použitého anténního prvku. Dále pak reálná složka impedance se pohybuje okolo hodnoty 10Ω .

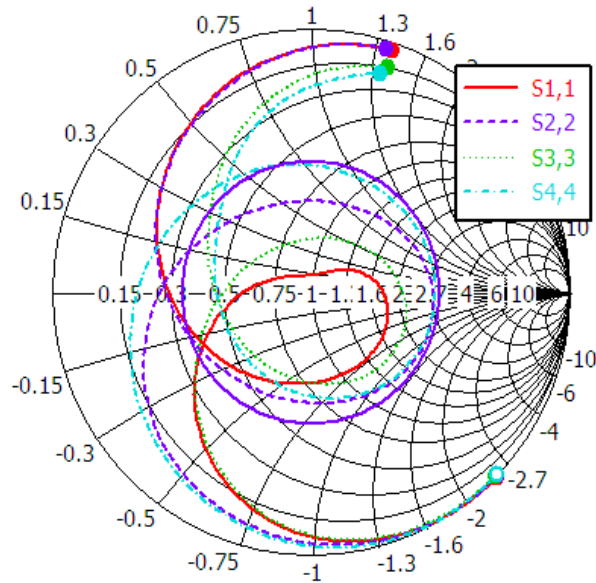


Obrázek 7-8: Zobrazení činitele odrazu pro jednotlivé brány realizované vícebranové antény ve Smithově diagramu pro rozsah kmitočtů 470–790 MHz před impedančním přizpůsobením. Prázdný bod odpovídá počátku, plný bod konci uvažovaného rozsahu kmitočtů

Pro dosažení přizpůsobení v daném frekvenčním pásmu byl využit přizpůsobovací obvod podle obr. 7-9. Hodnoty jednotlivých prvků jsou podle rozboru v části 4.9 $C_1 = 0,76 \text{ pF}$, $L_{1p} = 73 \text{ nH}$, $L_t = 12 \text{ nH}$ a $L_{mp} = 19 \text{ nH}$. Na obrázku 7-10 je pak možné pozorovat vliv využití impedančního přizpůsobení na šířku pásma antény. V grafu je vynesena kruh odpovídající $\text{ČSV} = 3$.



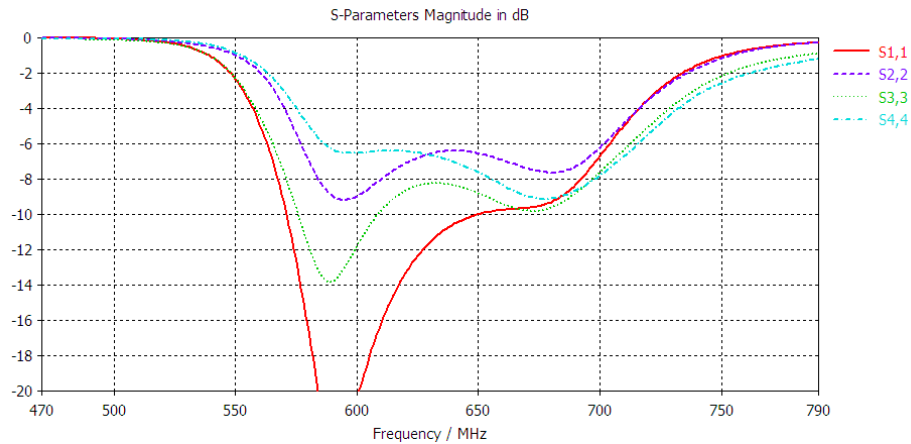
Obrázek 7-9: Podoba obvodu realizujícího impedanční přizpůsobení



Obrázek 7-10: Zobrazení činitele odrazu pro jednotlivé brány realizované vícebranové antény ve Smithově diagramu pro rozsah kmitočtů 470–790 MHz po impedančním přizpůsobení. Prázdný bod odpovídá počátku, plný bod konci uvažovaného rozsahu kmitočtů

Posouzení impedančního přizpůsobení je možné i z obrázku 7-11, kde je vynesena závislost činitele odrazu na jednotlivých vstupních branách analyzované vícebranové antény v logaritmickém měřítku a je odtud patrné, že uskutečněná šířka pásma antény pro uvažovaný činitel stojatých vln $\check{C}SV < 3$, resp. činitel odrazu na vstupu $S_{ii} < -6$ dB se pohybuje okolo 25 %. Vzhledem k tomu, že impedanční šířka pásma potřebná pro pokrytí pásma, ve kterém dochází k vysílání digitální televize, je 50 %, což je současně hodnota přibližně rovná teoretickému limitu dosažitelnému pro nerezonanční uspořádání anténního prvku s rezonančním šasi, je třeba uvážit pro budoucí analýzy navržené koncepce integrovaného anténního systému televize

- použití přizpůsobovací sítě vyššího řádu (za cenu vyšších ztrát a vyšší ceny),
- použití elektronického připínání dalších hodnot induktorů tak, aby bylo dosaženo offsetu středu přizpůsobované oblasti (za vyšší obvodové komplexnosti a ceny),
- nalezení vhodnější podoby vazebního prvku tak, aby bylo dosaženo silnější vazby k šasi a vyšší hodnoty rezistivní složky impedance.



Obrázek 7-11: Průběh činitele odrazu [dB] v závislosti na kmitočtu pro jednotlivé brány navržené antény pro integrovaný příjem

7.5 Přínos zvoleného řešení

Byla navržena inovativní metoda, která nabízí možnost vestavění anténního systému do přijímače digitální televize bez zásadního zvýšení materiálových nákladů v průběhu výrobního procesu, ale s podstatným zvýšením přidané hodnoty pro uživatele zařízení. Aby bylo možné částečně vyrovnat nepříznivé podmínky z hlediska kvality signálu během vnitřního příjmu signálu, je využita technika diverzifikačního příjmu.

Vlastní anténní prvky mohou být malé ve srovnání s vlnovou délkou, protože jejich účelem je především navázat elektromagnetickou energii do elektricky velkých vodivých struktur. Vodivá struktura může být libovolná elektricky velká struktura uvnitř televizního přijímače, jako jsou stínění, zemní roviny a mechanické části. Případně mohou být využity konformní struktury.

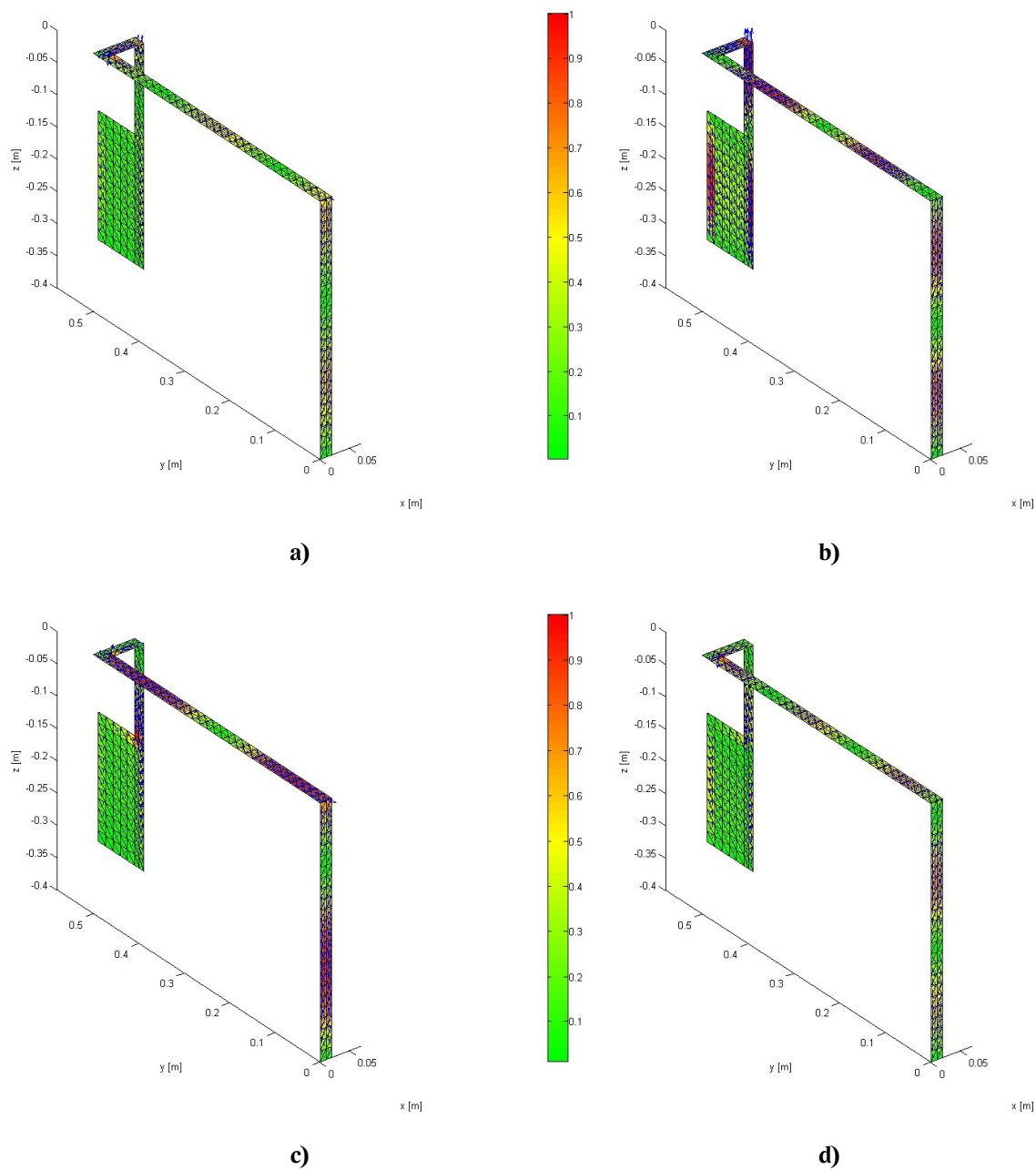
7.6 Budoucí pokračování práce

Provedený komplexní rozbor možností integrace anténního systému do televizního přijímače spolu s navrženou metodikou přístupu k návrhu integrované antény a spolu s provedenými aplikačními poznámkami představují řešení vytyčené v rámci úvodního stanovení cílu. Je zároveň ale možné identifikovat možné cíle budoucího zvýšení poznání v oblasti vytyčené problematiky:

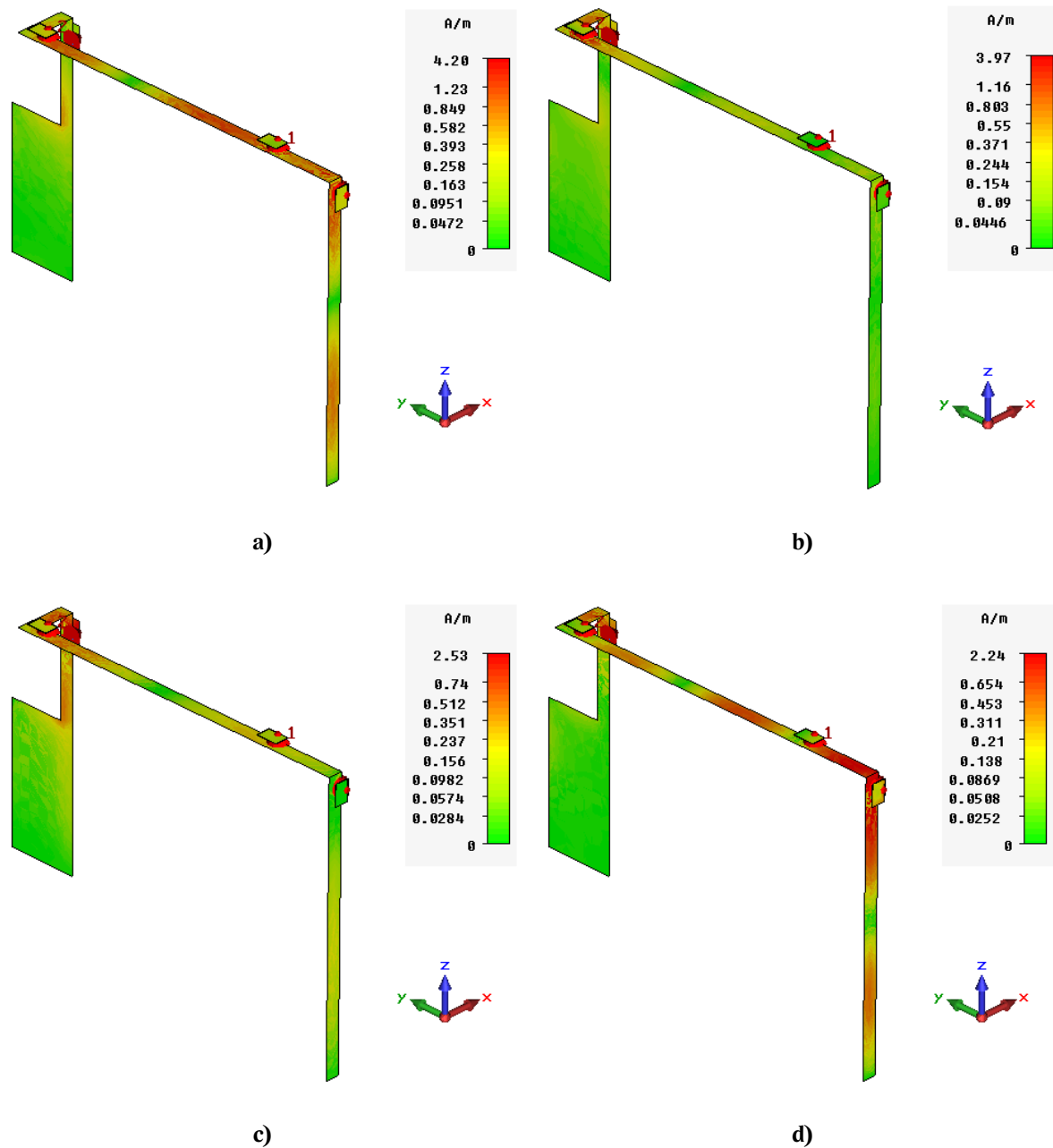
- posouzení vlivu použitého vazebního prvku na podobu charakteristických vidů soustavy anténa-šasi,
- identifikace možností využití stávajících vodivých struktur televize pro další přidané bezdrátové služby multimediálního terminálu,

Integrace ant. systému do přijímače digitální TV Návrh antény pro integraci do přijímače

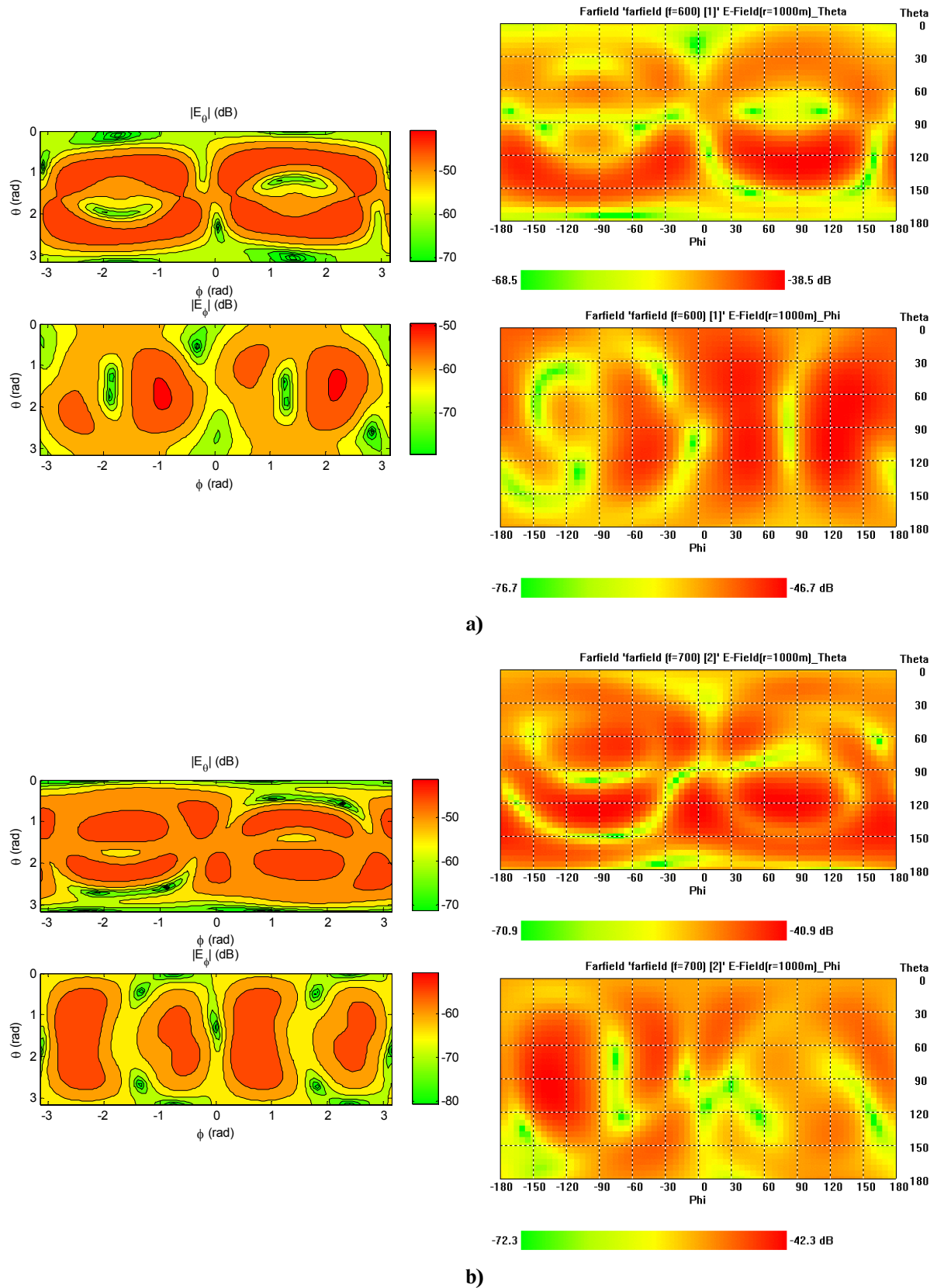
- posouzení možností maximalizace šířky pásma integrovaného anténního systému televize bez významného snížení kvality signálu útlumem nebo zkreslením, bez významného snížení spolehlivosti a bez významného zvýšení složitosti systému.



Obrázek 7-12: Rozložení proudů charakteristických vidů dané struktury. Jsou zobrazeny pouze vidy, které nabývají rezonance v pásmu 470–790 MHz. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz

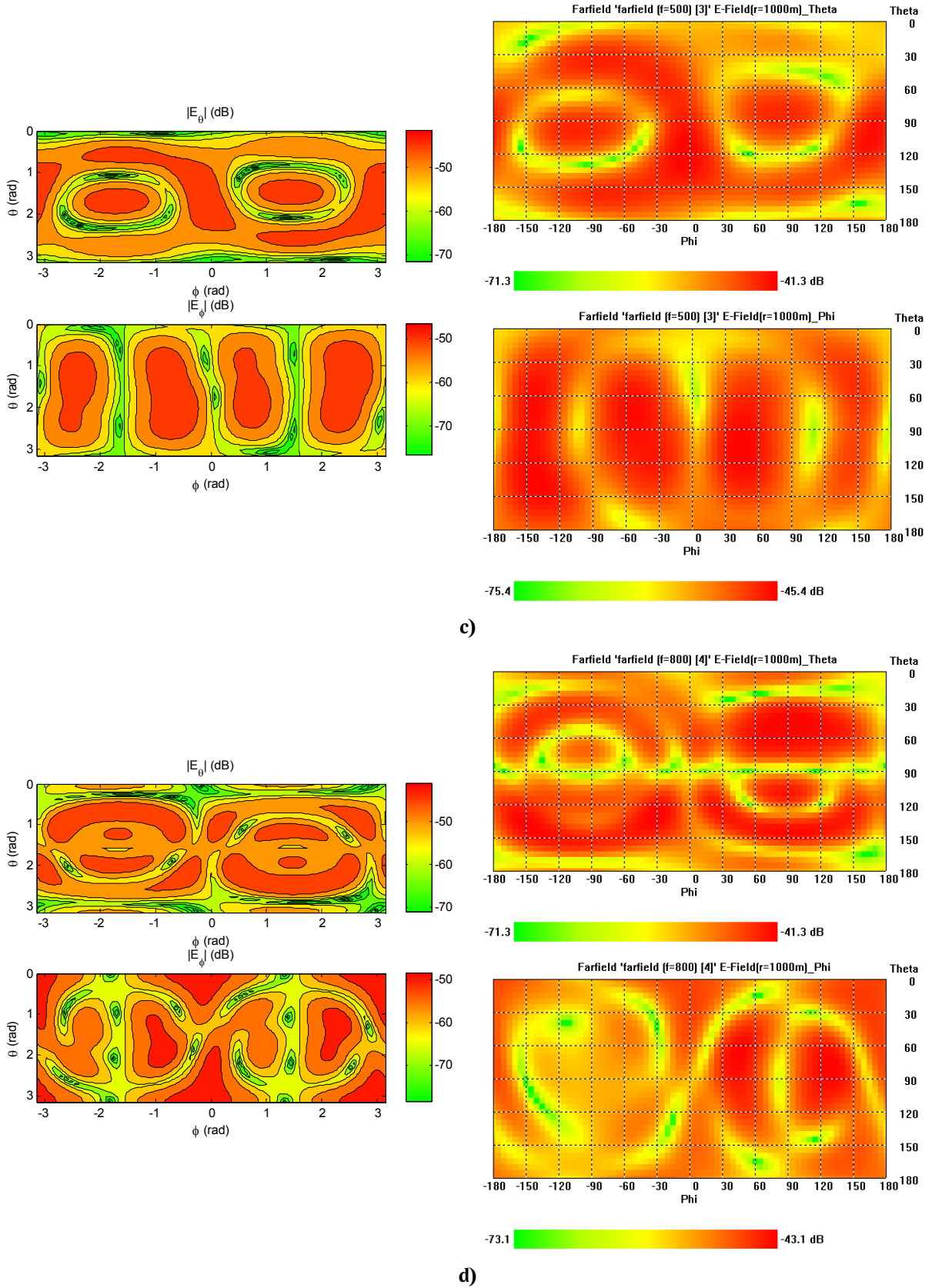


Obrázek 7-13: Proudý na struktuře vybuzené vazebním prvkem umístěným v poloze maxim jednotlivých charakteristických vidů. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz

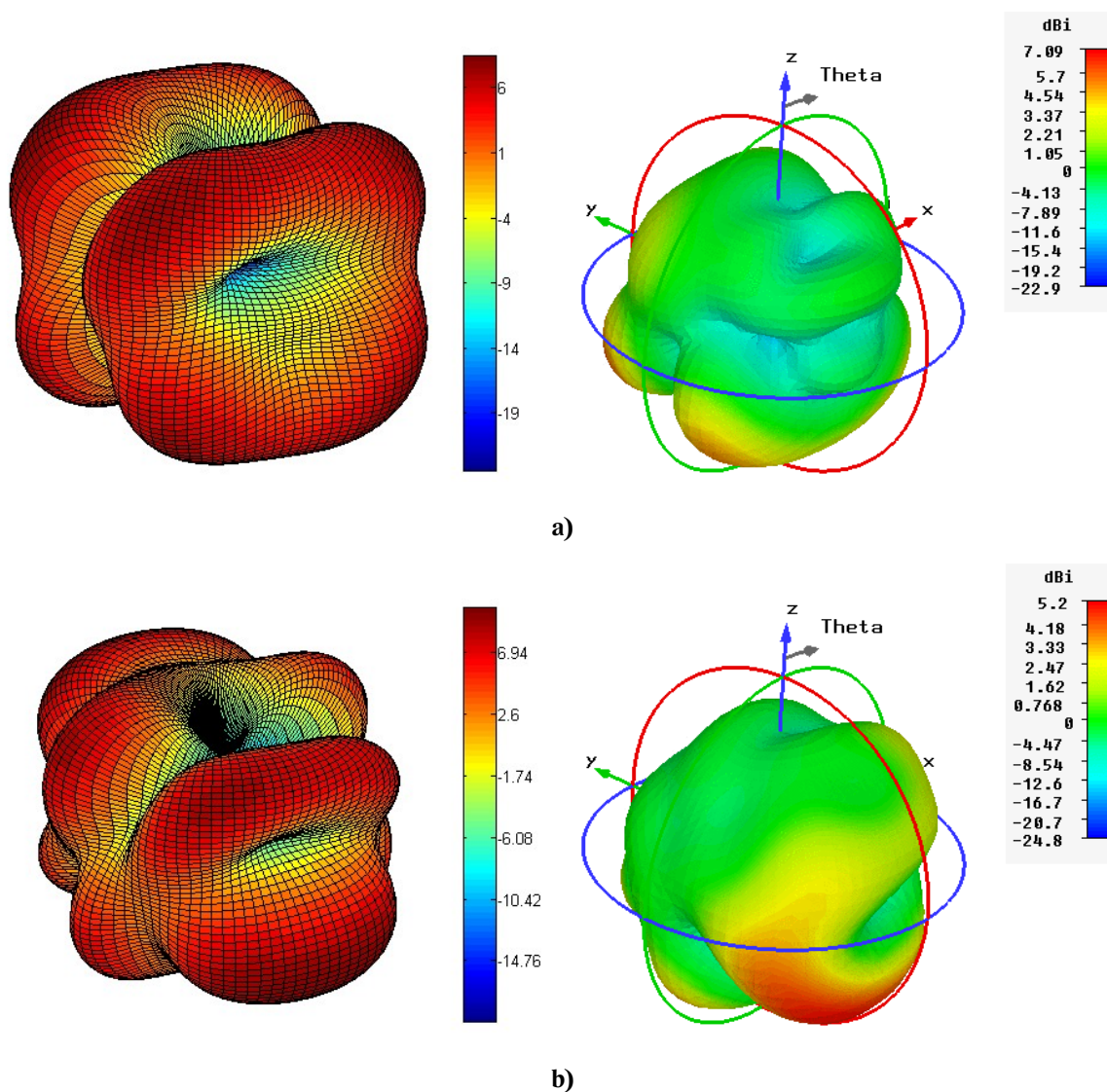


Obrázek 7-14: Porovnání jednotlivých složek pole ve vzdálené oblasti zobrazené formou plošných diagramů. Vzdálená oblast charakteristických vidů je v levém sloupci, skutečně vyzářené pole je v pravém sloupci. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz

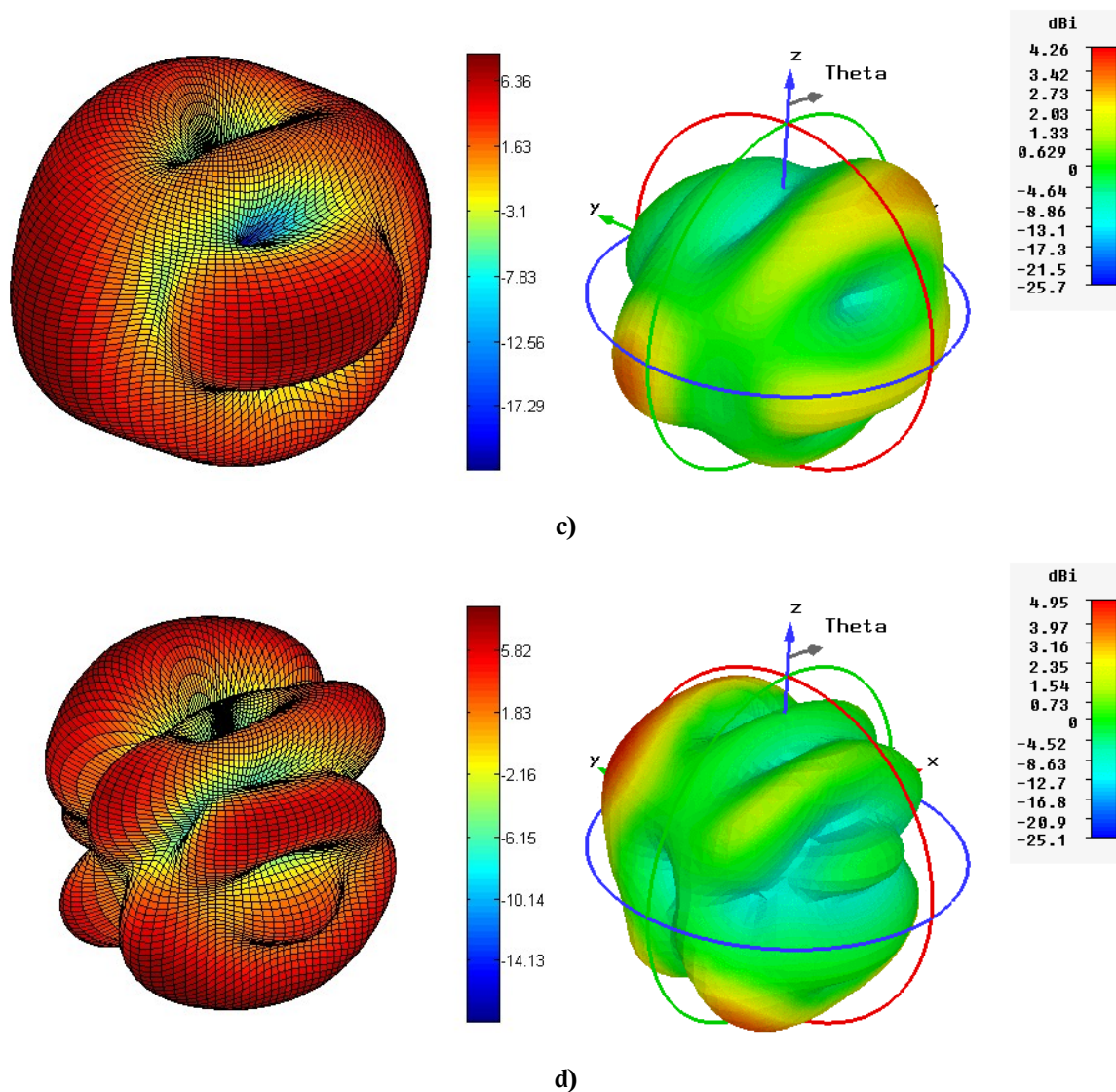
Integrace ant. systému do přijímače digitální TV Návrh antény pro integraci do přijímače



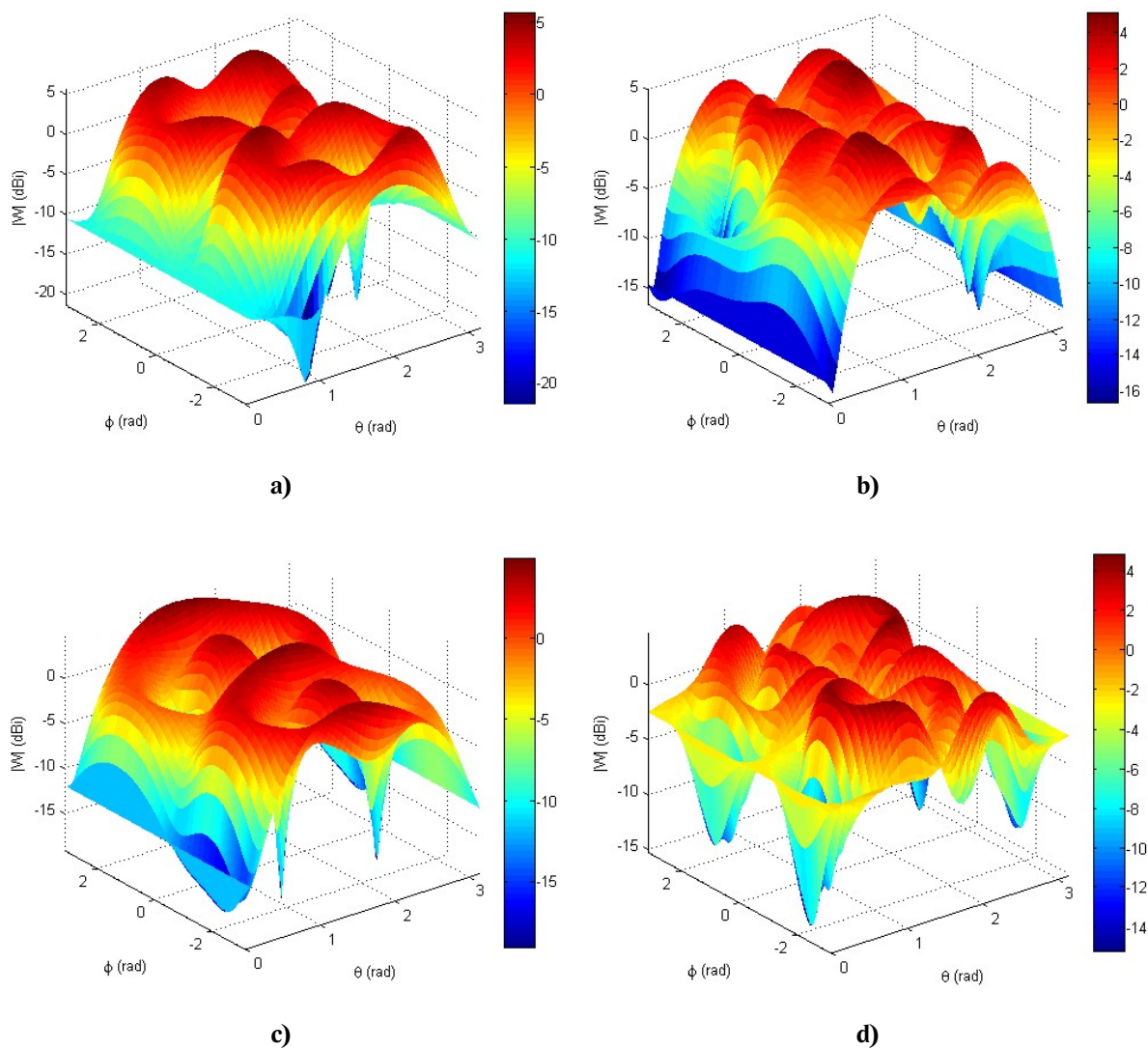
Obrázek 7-14: (pokračování z předchozí strany)



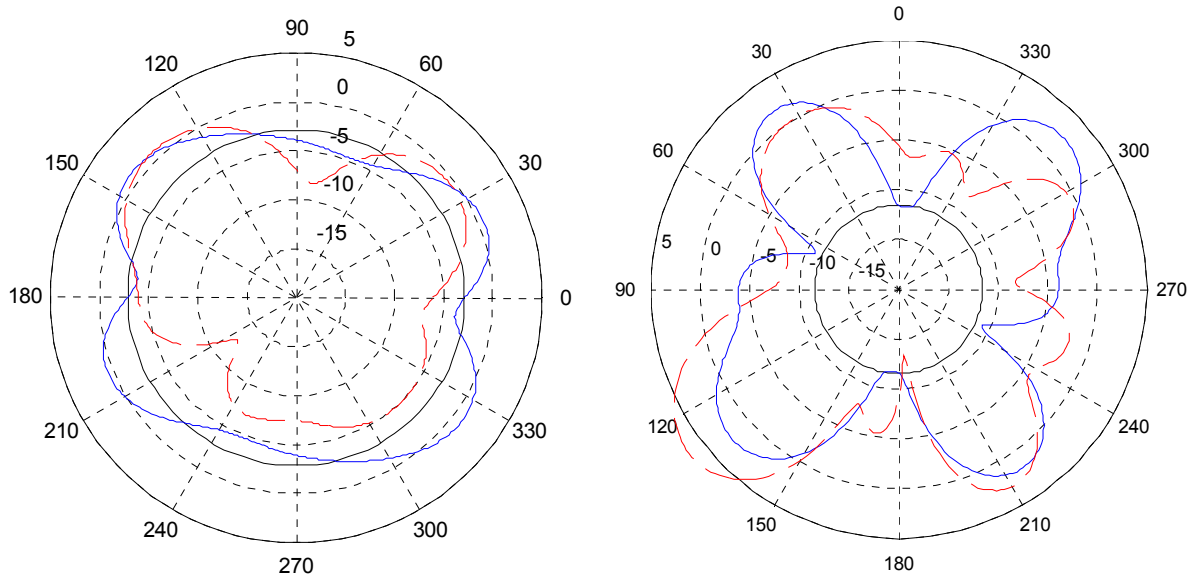
Obrázek 7-15: Trojrozměrné vyzářovací diagramy v polárních souřadnicích pro jednotlivé charakteristické vidy. V levém sloupci jsou zobrazeny ideální diagramy z modální analýzy [dBi], v pravém sloupci pak skutečně vyzářená pole. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz



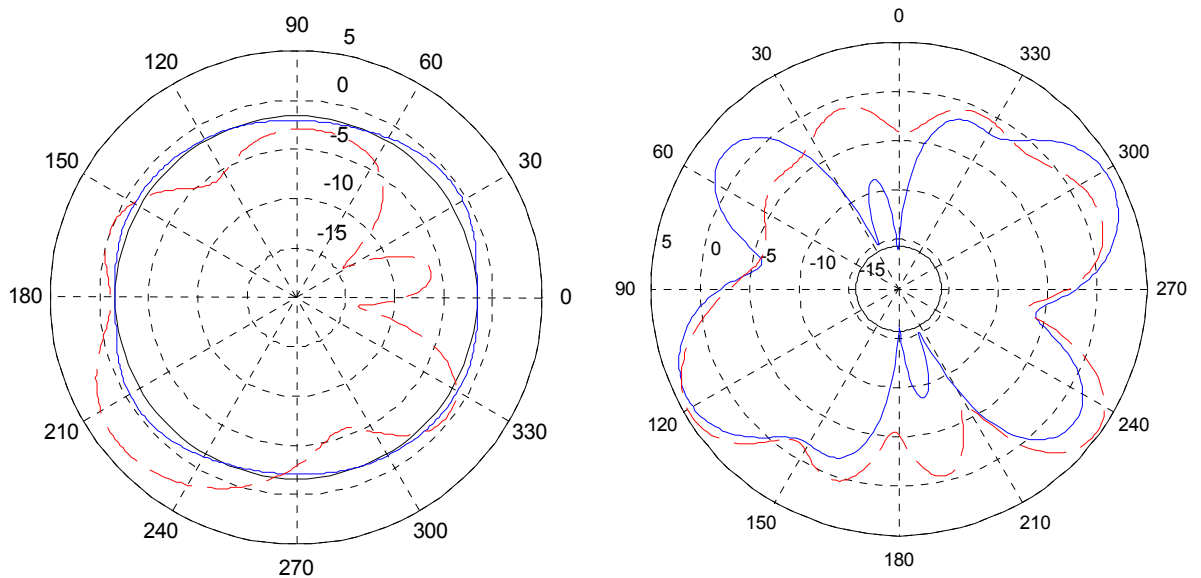
Obrázek 7-15: (pokračování z předchozí stránky)



Obrázek 7-16: Trojrozměrné diagramy vzdálené oblasti v kartézských souřadnicích odpovídající samostatným charakteristickým vidům. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz

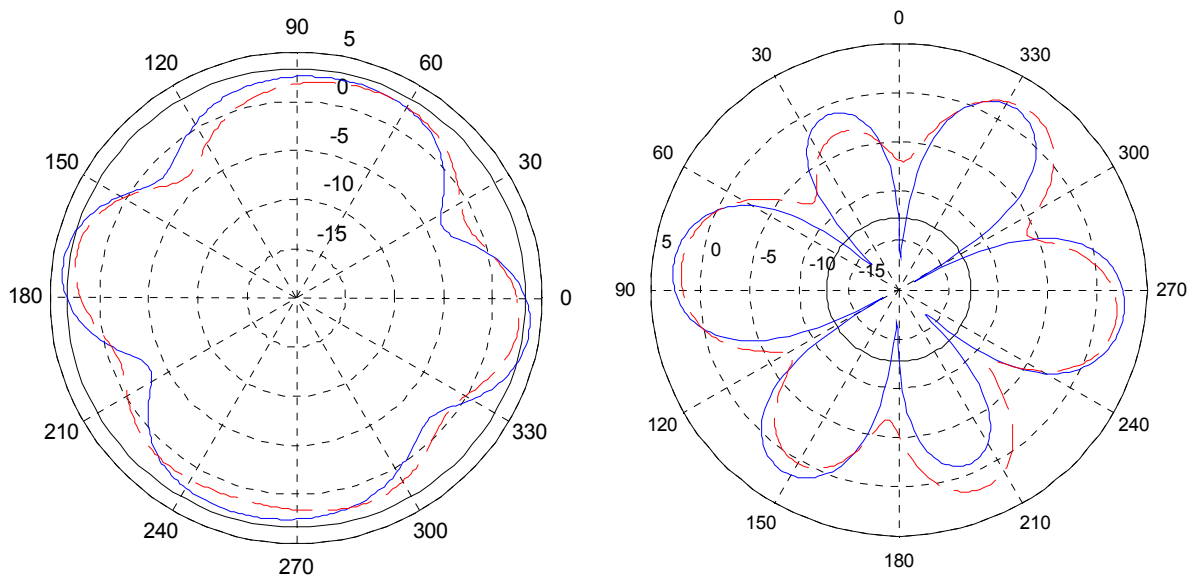


a)

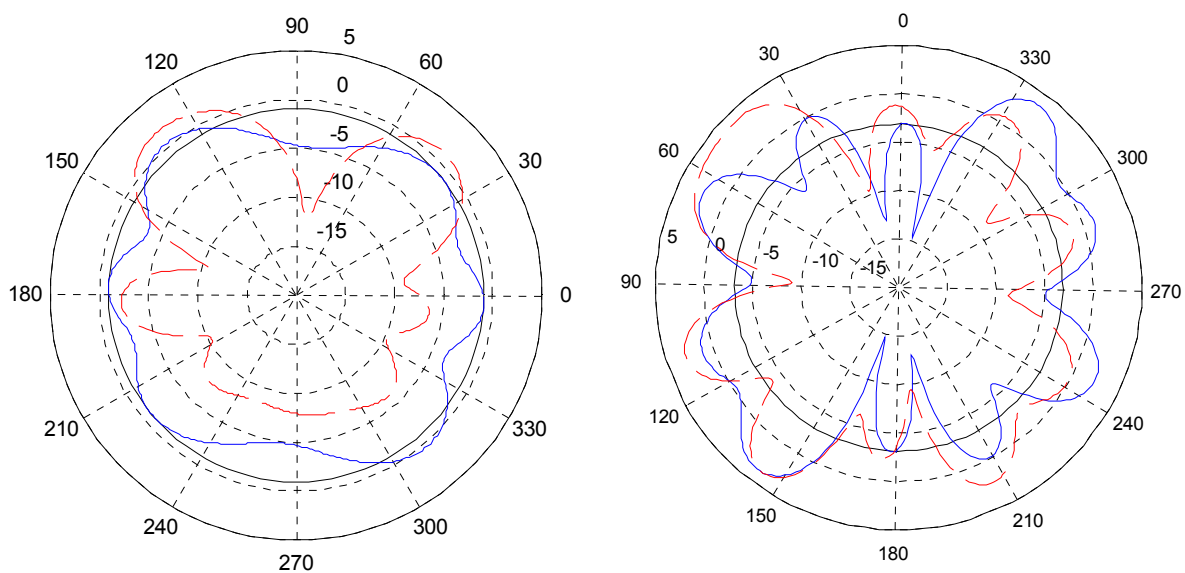


b)

Obrázek 7-17: Vynesení řezů vyzářovacích charakteristik [dBi] v polárních souřadnicích pro ideální a pro skutečně vybuzené charakteristické vidy. Levý sloupec odpovídá řezu v rovině xy, pravý sloupec pak řezu v rovině yz. Plná čára je zobrazením pro ideální vybuzení charakteristických vidů, čárkovaná čára pak pro skutečně vybuzená pole. a) $f_r = 600$ MHz, b) $f_r = 700$ MHz, c) $f_r = 500$ MHz, d) $f_r = 800$ MHz



c)



d)

Obrázek 7-17: (pokračování z předchozí stránky)

8 Závěr

V předkládaném textu je proveden komplexní rozbor problematiky, která se váže na zamýšlený příjem digitálního televizního signálu anténním systémem integrovaným do televizního přijímače. Dále je rozebrán postup návrhu a je proveden samotný návrh anténního systému na základě poznatků získaných komplexním rozbořem problematiky.

Vzhledem k přechodu na digitální příjem televizního vysílání se mění požadavky kladené na vlastnosti rádiového kanálu, kterým se televizní signál šíří. To umožňuje, po uvážení všech specifik, která souvisejí se zvoleným modelem rádiového kanálu a vlastnostmi systémů digitální televize, integrovat anténní systém do televizního přijímače, a zvýšit tak přidanou hodnotu zařízení. Toto zvýšení komplexnosti výrobku nesmí mít významný vliv na jeho cenu, případně jen takový, který odpovídá přínosu jeho uživateli.

Při příjmu integrovanou anténou je nejlépe vyhovujícím modelem Rayleighův kanál, který oproti Riceovu kanálu popisujícímu příjem anténou umístěnou na střeše zhoršuje energetickou bilanci příjmu až o 9 dB. Dále se na příjmové energetické bilanci podílí fakt, že k příjmu dochází za stěnami budovy, které tlumí přicházející signál. Tento vliv lze zhodnotit statisticky střední hodnotou útlumu 7 dB. Přesun antény ze střechy domu (uvažováno 10 m nad zemským povrchem) do místnosti (předpoklad 1,5 m nad zemským povrchem) mění podmínky šíření elektromagnetických vln do místa příjmu, což může být kvantitativně ohodnoceno 12dB útlumem. V normě DVB-T navíc pro účely plánování vysílačů není uvažován fázový šum na jednotlivých drahách, po kterých se Rayleighovým rádiovým kanálem signál šíří, který je nutně přítomen a znamená další snížení energetické bilance se střední hodnotou až 3 dB. Na druhou stranu nižší implementační ztráty moderních DVB-T přijímačů mohou přispět ke zlepšení výkonových poměrů o 2 dB (resp. zhoršení jen o 1 dB oproti předpokládaným 3 dB). Celkový rozdíl středních hodnot výkonových bilancí pevného a vnitřního přenosného příjmu je až 41 dB.

Fakta uvedená v souvislosti s energetickou bilancí příjmu digitálního televizního signálu, musejí být uvážena buď při návrhu sítě vysílačů jako apriorně sloužící k účelu přenosného, příp. mobilního příjmu, a pak je možné připustit anténní systém relativně nevykonný oproti směrovým anténám používaným na střeše, nebo musí být zahrnuta do požadavků na realizovaný integrovaný anténní systém, který tak nutně musí dosáhnout takového zisku v energetické rozvaze, aby byl použitelný pro jeho zamýšlenou aplikaci. Proto byla při návrhu uvážena technika diverzifikačního příjmu.

Předkládaná práce provádí rozbor typů antén, které jsou svými vlastnostmi potenciálně vhodné pro použití v přijímači digitální televize. Jsou diskutovány základní vlastnosti vyzařování vodičů (elektrický dipól, elektrická smyčka) a štěrbin (včetně mikropáskových antén), dále pak jejich modifikací, které umožňují zvýšení šířky pásma (motýlová anténa). Tyto antény mohou s ohledem na výkonové poměry v místě příjmu sloužit jako samostatné antény nebo být součástí komplexnějších systémů. Směrové antény byly z analýzy vyloučeny z důvodu nemožnosti jejich snadného mechanického nastavení v přijímači, nízkého zisku mimo hlavní směr vyzařování a zejména pak z důvodu předpokládané nehomogenity pole v místě příjmu (včetně polarizační nerovnováhy).

Protože délka vlny, na které je modulován signál DVB-T vzhledem ke kmitočtovému plánu televizních kanálů (III., IV. a V. televizní pásmo) může dosahovat až 2 m, je třeba v kontextu s rozměry přijímače uvažovat specifické vlastnosti elektricky malých antén, což je rovněž předmětem tohoto textu. Zejména je zdůvodněna malá impedanční šířka pásma elektricky malých antén, která se zmenšující se velikostí antény klesá. Mezi metody, které mohou být aplikovány za účelem elektrického prodloužení malých antén, patří použití metody zrcadlení, použití parazitických reaktancí nebo vytvoření štěrbin či meandrů ve struktuře antény.

V textu je rovněž diskutována vzájemná souvislost dalších anténních parametrů. Zejména je uveden závěr pro účinnost antény (vyzařovací, resp. celkovou), která když roste, snižuje dosažitelnou šířku pásma antény z důvodu nárůstu jejího činitele jakosti (nezatíženého, resp. zatíženého).

Přes uvedené skutečnosti plyne z pásma kmitočtů vyhrazeného pro televizní vysílání vysoký požadavek na šířku pásma přijímací antény (řádově 5:1). V textu je proto proveden rozbor možností zvýšení impedanční šířky pásma antén, která je z hlediska požadavků na ni kladených nízká buď intrinzičně nebo z důvodu vynuceně malých rozměrů těchto antén. Jsou diskutovány možnosti zvětšení skutečné i zdánlivé šířky pásma. Vlastní, skutečnou šířku pásma je možné ovlivnit připojením vhodného přizpůsobovacího obvodu nebo zařazením parazitních prvků do anténní struktury. Zdánlivou šířku pásma lze zvětšit využitím metod elektronického ladění, speciálně pak spínání. Pomocí proměnných reaktancí, resp. spínačů je možné elektronicky propojovat části antény, případně přemosťovat štěrbinu nebo meandry ve struktuře antény. U mikropáskových antén se štěrbinu mohou nacházet ve struktuře flíčku nebo v zemní rovině, dále je v případě těchto antén možné elektronicky propojovat flíček a substrát, a měnit tak dráhy proudů ve struktuře antény. Elektricky laditelné mohou být rovněž

přízpusobovací obvody. Při použití elektronických přijímačů je však třeba počítat s určitými ztrátami a zkreslením přijímaného signálu. Tyto skutečnosti jsou rovněž v textu rozebrány.

Speciálně jsou v tomto textu diskutovány vícebranové antény, která jsou přirozenou náhradou konvenčních anténních řad při příjmu v prostředí s nehomogenním polem. Tyto antény jsou součástí diverzitních systémů, které představují možnost zlepšení výkonové bilance v nepříznivých podmínkách příjmu, mezi něž příjem integrovanou anténou patří. Jsou uvedeny závěry plynoucí pro vzdálenost mezi jednotlivými zářiči vícebranového systému s ohledem na jeho celkovou vyzařovací účinnost. Dále je proveden rozbor jednotlivých variant diverzitního příjmu s uvážením jejich využití pro DVB-T. Je ukázáno, že nejvýkonnější (a nejsložitější) je systém s kombinováním na maximální poměr signál/šum, protože nabízí nejvyšší diverzitní zisk (3 dB oproti příjmu bez diverzity při použití dvou antén) a není ovlivněn korelovaným únikem (který ale zlepšuje zisk systému s kombinováním se stejným ziskem). Vzhledem k nelinearitě detektorů signálu digitální televize je jako nejvýkonnější varianta doporučena předdetekční diverzita. Kromě standardních systémů diverzitního příjmu je v textu analyzována i fázovaná anténní řada, která může realizovat přepínanou úhlovou diverzitu při relativně nižších nákladech na anténní systém.

Kromě diskuze vlastností známých, základních typů antén je navržen přístup umožňující využít vodivé struktury v televizním přijímači, které prvotně realizují mechanickou nebo stínící funkci, případně vytvořit konformní struktury na dielektrických dílech televizního přijímače, aniž by se významně komplikoval návrh anténního systému a zvyšovala se jeho cena. Potenciál těchto struktur vyzařovat konkrétní elektromagnetické pole může být vyhodnocen s využitím teorie charakteristických vidů, která doposud pro návrh antén přijímačů DVB-T nebyla aplikována. Za tímto účelem byla připravena sada výpočetních skriptů, které nalezení vlastních vidů struktury umožňují. Pomocí vidové analýzy je nalezena kompletní soustava proudových rozložení (a tím pádem i vyzařovacích diagramů, protože tyto jsou důsledkem budících proudů) jako charakteristická řešení rovnice vlastních hodnot. Tato řešení, která odpovídají jednotlivým vlastním hodnotám, jsou spolu s nimi frekvenčně závislá, a popisují tak kompletně vyzařovací vlastnosti obecných struktur v závislosti na kmitočtu. Pro vybuzení charakteristických vidů jsou užity elektricky malé vazební prvky a rezonance je dosaženo metodou širokopásmového přízpusobení. Navržená metodika je ověřena na aplikačním příkladu s využitím vlnového simulátoru elektromagnetického pole.

Seznam vlastních publikací autora

- [P1] Mráz, J. : Modal diversity based on modal analysis for antenna system embedded into television receiver. *Electroscope*, roč. 5, odesláno k publikaci, 2011. ISSN 1802-4564.
- [P2] Mráz, J. : Time-gated near-field antenna measurements in cylindrical coordinates. In: *Advanced Methods in the Theory of Electrical Engineering (AMTEE) '11*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011, s. VI-7-VI-8. ISBN 978-80-7043-993-7.
- [P3] Masopust, J., Skála, J., Linhart, R., Mráz, J., Pokorný, M. : Hřebenový generátor pro kalibrační měření. (Výzkumná práva) Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2009.
- [P4] Mráz, J. : Možnosti integrace anténního systému do přijímače digitální televize. (Písemná práce ke státní doktorské zkoušce) Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2009.
- [P5] Mráz, J. : Modální analýza vodivých struktur šasi televizního přijímače. In *Elektrotechnika a informatika 2008, část 2., Elektronika*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2008, s. 77-80. ISBN 978-80-7043-701-8.
- [P6] Mráz, J. : Perspektivy integrace anténního systému do televizních přijímačů s digitálním tunerem. In *Elektrotechnika a informatika 2007, část 2., Elektronika*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2007, s. 61-64. ISBN 978-80-7043-571-7.
- [P7] Mráz, J. : Řešení rezonátoru s částečně vodivou výplní metodou FDTD. Skript systému Matlab pro P17NME. (Počítačový program) Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2007.
- [P8] Mráz, J. : Průchod signálu disperzním prostředím. Skript systému Matlab pro XTEMP. (Počítačový program) Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2006.
- [P9] Mráz, J. : Rozšíření souboru měřících úloh pro získávání hodnot anténních parametrů. In *Elektrotechnika a informatika 2006, část 2., Elektronika*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2006. ISBN 978-80-7043-473-2.
- [P10] Mráz, J. : Měření parametrů antén v částečně bezodrazovém prostoru na FEL ZČU v Plzni. In *Elektrotechnika a informatika 2005, část 2., Elektronika*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2005. ISBN 978-80-7043-374-4.
- [P11] Mráz, J. : Radiotechnická měření v bezodrazové komoře. (Diplomová práce) Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2005.

Seznam použité a citované literatury

- [1] Aberle, J. T., Oh S.-H., Auckland, D. T., Rogers, S. D. : Reconfigurable antennas for portable wireless devices. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, roč. 45, č. 5, prosinec 2003, s. 148-154. ISSN 1045-9243.
- [2] Alard, M., Lassalle, R. : Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers (online). EBU technical review, srpen 1987 (cit. 22. července 2008). Geneva : European Broadcasting Union, 1987. ISSN 1609-1469. Dostupné na World Wide Web: <http://www.ebu.ch/en/technical/trev/trev_224-alard.pdf>.
- [3] An, H., Nauwelaers, B. K. J. C., van de Capelle. A. R. : Broadband microstrip antenna design with the simplified real frequency technique. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, roč. 42, č. 2, únor 1994, s. 129-136. ISSN 0018-926X.
- [4] Antonino, E., Cabedo, M., Ferrando, M., Valero, A. : Design of very wide-band linear-polarized antennas. International Symposium on Antennas, listopad 2004.
- [5] Antonino-Daviu, E., Cabedo-Fabres, M., Ferrando-Bataller, M., Herranz-Herruzo, J. I. : Analysis of the coupled chassis-antenna modes in mobile handsets. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2004, s. 2751-2754. ISBN 0-7803-8302-8.
- [6] Atlantic Aerospace Electronics, Corp. : Tunable microstrip patch antenna and feed network therefore. Původci vynálezu: Snyder, R. F. Jr., Lilly, J. D., Humen, A. Int Cl. H01Q 1/26. US Patent US5943016.
- [7] Balanis, C. A. : *Antenna theory*. 3. vydání. New Jersey : John Wiley, 2005. ISBN 0-471-66782-X.
- [8] Blanch, S.; Romeu, J.; Corbella, I. : Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description. *Electronics Letters*, roč. 39, č. 9, květen 2003, s. 705-707. ISSN 0013-5194.
- [9] Boyle, K. : Radiation patterns and correlation of closely spaced linear antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, roč. 50, čís. 8, srpen 2002, s. 1162-1165. ISSN 0018-926X.
- [10] Brennan, D. G. : Linear diversity combining techniques. *Proceedings of the IEEE*, roč. 91, č. 2, únor 2003, s. 331-356.
- [11] Brown, T. W. C. : *Antenna diversity for mobile terminals*. Surrey : University of Surrey, 2002.
- [12] Cabedo-Fabrés, M. : *Systematic design of antennas using the theory of characteristic modes*. (Dizertační práce) Valencia : Universidad politecnica de Valencia, 2007.
- [13] Cabedo-Fabrés, M., Antonino-Daviu, E., Valero-Nogueira, A., Bateller, M. F. : The theory of characteristic modes revisited: a contribution to the design of antennas for modern applications. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, roč. 49, č. 5, říjen 2007, s. 52-68.
- [14] Cabedo-Fabres, M., Antonio-Daviu, E., Ferrando-Bataller, M., Valero-Nogueira, A. : On the use of characteristic modes to describe patch antenna performance. In:

- IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003, s. 712-715. ISBN 0-7803-7846-6.
- [15] Caverly, R. H., Hiller, G. : Distortion in p-i-n diode control circuits. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, roč. 35, č. 5, s. 492-501, květen 1987. ISSN 0018-9480.
- [16] Clark R. H. : A statistical theory of mobile radio reception. Bell Labs System Technical Journal, roč. 47, červenec-srpen 1968, s. 957-1000.
- [17] Collin, R. E., Rothschild, S. : Evaluation of Antenna Q. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 12, č. 1, s. 23-27, leden 1964. ISSN 0018-926X.
- [18] Corazza, G. (Ed.) : Digital satellite communications. New York : Springer Science+Business Media, 2007. ISBN 9780387256344.
- [19] Creasey, D. J. (Ed.) : Advanced signal processing. Institution of Engineering and Technology. London : Peter Peregrinus, 1985. ISBN 0863410375.
- [20] Dietrich, C. B., Jr., Dietze, K., Nealy, J. R.; Stutzman, W. L. : Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 49, č. 7, září 2001, s. 1271-1281. ISSN 0018-926X.
- [21] Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. European standard (EN) 300 744 v1.5.1. European Telecommunications Standard Institute ETSI, listopad 2004.
- [22] Dobeš, J., Žalud, V. : Moderní radiotechnika. 1. vydání. Praha : BEN – technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-132-2.
- [23] Famdie, C. T. : Small antennas radiation performance optimization in mobile communications. (Dizertační práce) Duisburg-Essen : Universität Duisburg-Essen, 2007.
- [24] Famdie, C. T., Schröder, W. L., Solbach, K. : Numerical analysis of characteristic modes on the chassis of mobile phones. First European Conference on Antennas and Propagation, 2006, s. 1-6. ISBN 978-92-9092-937-6.
- [25] Fano, R. M. : Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances. Journal of the Franklin Institute, roč. 249, č. 1, s. 57-83, leden 1950 a č. 2, s. 139-154, únor 1950.
- [26] Fante, R. L. : Quality Factor of General Ideal Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 17, č. 2, s. 151-155, březen 1969. ISSN 0018-926X.
- [27] Fischer, W. : Digital television : a practical guide for engineers. Berlin : Springer, 2004. ISBN 3-540-01155-2.
- [28] Garbacz, R. J., Turpin, R. H. : A generalized expansion for radiated and scattered fields. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 19, č. 3, květen 1971, s. 348-358. ISSN 0018-926X.
- [29] Geyi, W. : Physical Limitations of antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 51, č. 8, srpen 2003, s. 2116-2123. ISSN 0018-926X.
- [30] Guo, B. : Antenna diversity in mobile phone. (Výzkumná zpráva) Gothenburg: Chalmers University of Technology, 2008.

- [31] Hansen, R. C. : Fundamental Limitations in Antennas. Proceedings of the IEEE, roč. 69, č. 2, s. 170-182, únor 1981. ISSN 0018-9219.
- [32] Harrington, R. F. : Field computation by moment methods. New Jersey : IEEE Press Series on Electromagnetic Waves, 1992. ISBN 0-7803-1014-4.
- [33] Harrington, R. F., Mautz, J. R. : Theory of characteristic modes for conducting bodies. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 19, č. 5, září 1971, s. 622-628. ISSN 0018-926X.
- [34] Hazdra, P., Hamouz, P. : On the modal superposition lying under the MoM matrix equations. Radioengineering, roč. 17, č. 3, září 2008, s. 42-46. ISSN 1210-2512.
- [35] Hazdra, P., Mazánek, M. : Modal analysis of miniature microstrip patch antennas based on fractal geometry. PIERS Proceedings, srpen 2007, s. 388-392.
- [36] Holopainen, J. : Antenna for handheld DVB terminal. (Diplomová práce) Espoo : Helsinki University of Technology, 2005.
- [37] Holopainen, J., Villanen, J., Kyro, M., Icheln, C., Vainikainen, P. : Antenna for handheld DVB terminal. IEEE International Workshop on Antenna Technology, Small Antennas and Novel Metamaterials, března 2006, s. 305-308. ISBN 0-7803-9443-7.
- [38] HRL Laboratories, LLC : Compact tunable antenna. Původce vynálezu: Sievenpiper, D. F. Int Cl. H01Q 1/24. US Patent US7164387-1.
- [39] Huang, L., Schroeder, W. L., Russer, P. : Estimation of maximum attainable antenna bandwidth in electrically small mobile terminals. In: Proceedings of the European Microwave Conference, 2006, s. 630-633. ISBN 2-9600551-6-0.
- [40] Chen, T.-L., Hsieh, Ch.-W. : Comb-shaped dipole antenna on transparent substrate. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005. ISBN 0-7803-8883-6.
- [41] Choi, J. S., Kim, J. W., Han, S. H., Nam, J. Y., Ha, Y. H. : Design and implementation of DVB-T receiver system for digital TV. IEEE Transactions on Consumer Electronics, roč. 50, čís. 4, listopad 2004, s. 991-998. ISSN 0098-3063.
- [42] IEEE : IEEE standard definitions of terms for antennas, IEEE STD-145, 1993. ISBN 0-7381-0555-4.
- [43] Kivekäs, O. : Design of high-efficiency antennas for mobile communication device. (Dizertační práce) Espoo : Helsinki University of Technology, 2005.
- [44] Kivekäs, O., aj. : Frequency-tunable internal antenna for mobile phones. Nice : Proceedings of the 12th International Symposium on Antennas (JINA 2002), roč. 2, listopad 2002, s. 53-56.
- [45] Kraus, J. D., Marhefka, R. J. : Antennas : for all applications. 3. vydání. New York : McGraw-Hill, 2002. ISBN 0-7-232103-2.
- [46] Ladebusch, U., Liss, C. A. : Terrestrial DVB (DVB-T): a broadcast technology for stationary portable and mobile use. Proceedings of the IEEE, roč. 94, č. 1, leden 2006, s. 183-193.
- [47] Lee, J.-N., Park J.-K., Kim J.-K. : Design of the DVB-H antenna using broadband matching circuit. In: Asia-Pacific Microwave Conference, 2007. APMC 2007, s. 1-4. ISBN 978-1-4244-0748-4.
- [48] Lenzing, H. : An experiment in modal diversity. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1966, s. 326- 333.

- [49] Lindberg, P., Öjefors, E. : A bandwidth enhancement technique for mobile handset antennas using wavetraps. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, roč. 54, č. 8, srpen 2006, s. 2226-2233. ISSN 0018-926X.
- [50] Linfoot, S. L., Sheratt, R. S. : Analysis of a DVB-T compliant receiver simulation under various multipath conditions. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, roč. 46, č. 1, únor 2000, s. 201-206. ISSN 0098-3063.
- [51] Makarov, S. N. : *Antenna and EM modelling with MATLAB*. New York : John Wiley, 2002. ISBN 0-471-21876-6.
- [52] Matthaei, G., Young, L., Jones, E. M. T. : *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. New York: Mc Graw-Hill, 1964.
- [53] McLean, J. S. : A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, roč. 44, č. 5, s. 672-676, květen 1996. ISSN 0018-926X.
- [54] Nederlandse Organisatie Voor Toegepast-Natuurwetenschappelijk Onderzoek Tno : Tunable high-frequency antenna. Původce vynálezu: Van Der Vis, P. A. Int Cl. H01Q 9/16. US Patent US5187488.
- [55] Newman, E. : Small antenna location synthesis using characteristic modes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, roč. 27, č. 4, s. 530-531, červenec 1979. ISSN 0018-926X.
- [56] Nokia Corporation : Antenna tuning. Původce vynálezu: Gerraert, F. Int Cl. H01Q1/24. Evropská patentová přihláška EP1231670A2.
- [57] Nokia Corporation : Electronically tunable multiband planar antenna. Původci vynálezu: Pankinaho, I., Louhos, J.-P. Int Cl. H01Q 1/24. Evropská patentová přihláška EP1248317A1.
- [58] Ollikainen, J. : Design and implementation techniques of wideband mobile communications antennas. (Dizertační práce) Espoo : Helsinki University of Technology, 2004.
- [59] Ollikainen, J., Vainikainen, P. : Design and bandwidth optimization of dual-resonant patch antennas. (Výzkumná zpráva) Espoo: Helsinki University of Technology, 2002.
- [60] Perry, B. T., Coleman, C. M., Basch, B. F., Rothwell, E. J., Ross, J. E. : Self-structuring antenna for television reception. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2001, s. 162-165. ISBN 0-7803-7070-8.
- [61] Persson, F., Wideheim, M. : Design of antennas for handheld DVB-H terminals. (Diplomová práce) Lund : Lund University, 2006.
- [62] Ploussios, G. : Electronically tunable antenna. Int Cl. H01Q 1/36. US Patent US4924238.
- [63] Popovic, B. D., Kolundžija, B. M. : Analysis of metallic antennas and scatterers. *IET*, 1994. ISBN 978-085296807-9.
- [64] Pues, H. F., Van de Capelle, A. : An impedance-matching technique for increasing the bandwidth of microstrip antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, roč. 37, č. 11, listopad 1989, s. 1345-1354. ISSN 0018-926X.
- [65] Rahola, J. ; Ollikainen, J. : Optimal antenna placement for mobile terminals using characteristic mode analysis. In: *First European Conference on Antennas and Propagation*, 2006. EuCAP 2006., s. 1-6. ISBN 978-92-9092-937-6.

- [66] Rao, S., Wilton, D., Glisson, A. : Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 30, č. 3, květen 1982. ISSN 0018-926X.
- [67] Reimers, U. : DVB : the family of international standards for digital video broadcasting. 2. vydání. Berlin : Springer, 2005. ISBN 3-540-43545-X.
- [68] Richards, W., Lo, Y., Harrison, D. : An improved theory for microstrip antennas and applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 29, č. 1, s. 38-46, leden 1981. ISSN 0018-926X.
- [69] Rosengren, K.; Kildal, P.-S. : Radiation efficiency, correlation, diversity gain and capacity of a six-monopole antenna array for a MIMO system: theory, simulation and measurement in reverberation chamber. IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagations, roč. 152, č. 1, duben 2005, s. 7-16. ISSN 1350-2417.
- [70] Sanchez-Perez, C., De Mingo, J., Garcia-Ducar, P., Carro, P.L. : Performance improvement of mobile DVB-H terminals using a reconfigurable impedance tuning network. IEEE Transactions on Consumer Electronics, roč. 55, č. 4, listopad 2009, č. 1875-1882. ISSN 0098-3063.
- [71] Shaker, G., Safavi-Naeini, S., Snagary, N., Bakr, M. : A generalized modal analysis method for antenna design. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09, červen 2009, s. 1-4. ISBN 978-1-4244-3647-7.
- [72] Schramm, R. : DVB-T - C/N values for portable single and diversity reception (online). EBU technical review, duben 2004 (cit. 20. května 2008). Geneva : European Broadcasting Union, 2004. ISSN 1609-1469. Dostupné na World Wide Web: <http://www.ebu.ch/en/technical/trev/trev_298-schramm.pdf>.
- [73] Schröder, W. L., Fandie, C. T., Solbach, K. : Utilisation and tuning of the chassis modes of a handheld terminal for the design of multiband radiation characteristics. Wideband and Multi-band Antennas and Arrays, 2005, s. 117-121. ISBN 0-86341-562-8.
- [74] Schröder, W. L., Schmitz, P., Thome, Ch. : Miniaturization of mobile phone antennas by utilization of chassis mode resonances (online). Universität Duisburg-Essen, 2006 (cit. 23. září 2008). Dostupné na World Wide Web: <http://duepublico.uni-duisburg-essen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-14694/Final_Papers/GM0061-F.pdf>
- [75] Sulonen, K. : Evaluation of performance of mobile terminal antennas. (Dizertační práce) Espoo : Helsinki University of Technology, 2004.
- [76] Taga, T. : Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments. IEEE Transactions on Vehicular Technology, roč. 39, č. 2, květen 1990, s. 117-131. ISSN 0018-9545.
- [77] The Chester 1997 multilateral coordination agreement relating to technical criteria, coordination principles and procedures for the introduction of terrestrial digital video broadcasting (DVB-T). European Conference of Postal and Telecommunications Administrations CEPT, červenec 1997.
- [78] Vainikainen, P., Ollikainen, J., Kivekäs, O., Kelder, I. : Resonator-based analysis of the combination of mobile handset antenna and chassis. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 50, č. 10, říjen 2002, s. 1433-1444. ISSN 0018-926X.

- [79] Vaughan, R. : Switched parasitic elements for antenna diversity. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 47, č. 2, únor 1999, s. 399-405. ISSN 0018-926X.
- [80] Vávra, Š., Turán, J. : Antény a šíření elektromagnetických vln. 1. vydání. Bratislava : Alfa, 1989. ISBN 80-05-00131-2.
- [81] Villanen, J. : Miniaturization and evaluation methods of mobile terminal antenna structures. (Dizertační práce) Espoo : Helsinki University of Technology, 2007.
- [82] Villanen, J., aj. : Mobile broadband antennas. Proceedings of International Union of Radio Science, 2005.
- [83] Villanen, J., Holopainen, J., Kivekäs, O., Vainikainen, P. : Mobile broadband antennas. New Delhi : Conference URSIGA 2005 (cit. 12. září 2008). Dostupné na World Wide Web: <[http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BC.2\(01464\).pdf](http://www.ursi.org/Proceedings/ProcGA05/pdf/BC.2(01464).pdf)>
- [84] Villanen, J., Ollikainen, J., Kivekas, O., Vainikainen, P. : Compact antenna structures for mobile handsets. In: IEEE 58th Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Fall, s. 40-44. ISSN 1090-3038.
- [85] Villanen, J., Suvikunnas, P., Icheln, C., Ollikainen, J., Vainikainen, P. : Performance analysis and design aspects of mobile-terminal multiantenna configurations. IEEE Transactions on Vehicular Technology, roč. 57, č. 3, květen 2008, s. 1664-1674. ISSN 0018-9545.
- [86] Villanen, J., Vainikainen, P. : The design of optimum impedance matching networks for coupling element based antenna structures. In: IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007, s. 3672-3675. ISBN 978-1-4244-0877-1.
- [87] Vít, V. : Televizní technika : přenosové barevné soustavy. 1. vydání. Praha : BEN – technická literatura, 1997. ISBN 80-86056-04-X.
- [88] Volakis, J. (Ed.) : Antenna engineering handbook. 4. vydání. New York : McGraw-Hill, 2007. ISBN 0-7-147574-5.
- [89] Wang, X., Nguyen, H. D., Hui, H. T. : Correlation coefficient expression by S-parameters for two omni-directional MIMO antennas. In: IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI), 2011, s. 301-304. ISSN 1522-3965.
- [90] Waterhouse, R. B., Shuley, N. V. : Full characterisation of varactor-loaded, probed, rectangular, microstrip patch antennas. IEE Proceedings on Microwaves, Antennas and Propagation, roč. 141, čís. 5, říjen 1994, s. 367-373. ISSN 1350-2417.
- [91] Wheeler, H. A. : The wide-band matching area for a small antenna. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, roč. 31, č. 2, s. 364-367, březen 1983. ISSN 0018-926X.
- [92] Wood, C. : Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic element. IEE Proceedings on Microwaves, Optics and Antennas, roč. 127, č. 4, s. 231-234, srpen 1980. ISSN 0143-7097.
- [93] Yusuf, Y., Gong, X. : A low-cost patch antenna phased array with analogue beam steering using mutual coupling and reactive loading. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, roč. 7, 2008, s. 81-84. ISSN 1536-1225.

Příloha: Přijímače digitální televize

Přijímače televizního signálu DVB-T (stejně jako ostatních variant DVB) je možné ekonomicky realizovat s využitím dostupných jednoúčelových obvodů VLSI, které v sobě integrují buď celý přijímač, nebo tuner a DVB demodulátor jako samostatné prvky. Dále je pak možné rozlišovat mezi řešeními vyžadující samostatný filtr PAV pro zajištění dostatečné selektivity přijímače a řešení, která se bez těchto součástek obejdou. Dříve používaná zapojení z diskretních prvků přinášela s sebou kromě větších rozměrů a vyšší celkové ceny zařízení i nutnost ručních nastavení obvodových veličin. Z většího množství prvků a nutnosti dodatečné kalibrace plyne i nižší spolehlivost realizovaného obvodu.

Jako příklad řešení samostatného tuneru coby integrovaného obvodu je možné uvést produkt MT2060²⁹ od společnosti Microtune, který pracuje v celém relevantním pásmu 48–860 MHz vstupního vysokofrekvenčního signálu. Frekvenční přeložení do polohy mezifrekvenčního kmitočtu (který se může volitelně nacházet v rozsahu 30–60 MHz, kam spadá i standardní mezifrekvence 36,17 MHz) se uskutečňuje s využitím dvou směšovačů. Jedna pásmová propust je integrována, druhá je jako filtr PAV k obvodu připojena externě. Typickou hodnotou potlačení zrcadlového příjmu je 60 dBc, pro fázový šum místního oscilátoru při ofsetu 10 kHz -86 dBc/Hz a při ofsetu 100 kHz pak -108 dBc/Hz.

Dalším příkladem tuneru kompatibilního se standardem DVB-T je typ XC3028³⁰ od Xceive. Tento obvod pokrývá rovněž celé televizní pásmo a pracuje v rozsahu kmitočtů 42–864 MHz. U tohoto obvodu jsou všechny filtry zajišťující dobrou blízkou i vzdálenou selektivitu integrovány, a tak není třeba žádný externí filtr PAV. Potlačení zrcadlového příjmu je typicky 60 dBc a fázový šum pro ofset 10 kHz nabývá hodnoty -85 dBc/Hz.

Obvod RF4000³¹ od firmy Entropic (dříve RF Magic) realizuje potřebnou pásmovou filtraci uvnitř, a tak není potřeba připojovat filtr PAV. Kmitočtovým rozsahem vstupního

²⁹ Katalogový list obvodu je k dispozici na World Wide Web z URL
<http://www.microtune.com/products/pdf/mt2060_14.pdf>.

³⁰ Katalogový list obvodu je k dispozici na World Wide Web z URL
<http://xceive.com/docs/XC3028_prodbrief.pdf>.

³¹ Katalogový list obvodu je k dispozici na World Wide Web z URL
<<http://www.entropic.com/briefs/Product%20Brief-RF4000.pdf>>.

vysokofrekvenčního signálu 174–862 MHz pokrývá III. až V. televizní pásmo a na výstupu dodává standardní mezifrekvenci 36,17 MHz.

Příkladem řešení od výrobce NXP (dříve Philips) je modul PDD3016³² (nejedná se tedy o integrovaný obvod), který integruje tuner spolu s demodulátorem DVB-T. Moduly NIM byly jediným řešením zajišťujícím zpracování signálu DVB od anténního vstupu po výstupní datový tok MPEG-2 před integrací všech funkčních bloků do jednoho čipu. Tato uspořádání vzhledem k nižšímu stupni integrace neumožňovala využití pro mobilní zařízení, pro pevný příjem ale tento faktor není rozhodující.

Přístup společnosti DiBcom³³ zavádí použití pokročilých technik zpracování přijatého signálu s ohledem na vlastnosti pozemního rádiového kanálu, zejména pak možnost diverzitého příjmu. Obvod DIB7070-P integruje tuner spolu s DVB-T demodulátorem na jednom čipu. Využití diverzitého příjmu zajišťuje podle údajů výrobce zvýšení citlivosti o 8 až 10 dB. Obvod DIB7700-P zahrnuje převodník datového toku MPEG-2 do rozhraní USB, předpokládá ale použití samostatného tuneru. Tuner, demodulátor i USB rozhraní v sobě integruje čip DIB7770-P. Udávaná citlivost pro mód 8k s modulací 16-QAM s kódovým poměrem 2/3 a ochranným intervalem 1/4 -90 dBm, pro modulaci 64-QAM (kanálový poměr 2/3 a ochranný interval 1/32) pak -84 dBm. Použitý typ diverzity je MRC, propojit je možné až 8 obvodů, 1 pak pracuje v režimu master, zbylé jako slave.

Autoři [41] se zabývali návrhem systému pro příjem digitální televize DVB-T (použití jednočipového řešení DVB-T dekodéru výběrem ze skupiny LSI Logic L64782, Conexant CX22700, Motorola MC923, STMicroelectronics STV0360, Zarlink MT352, ATI NXT6000) a porovnávali tento s jinými komerčně dostupnými řešeními (Conexant, STMicroelectronics, ATI, Zarlink). Výstupním údajem komparativního testu byla hodnota nosná/šum na vstupu přijímače, která po dobu 2 minut zajišťuje bezvadný obraz. Měření bylo provedeno pro modulaci 64-QAM, ochranný interval 1/32, kódový poměr 2/3 a šířku písma televizního kanálu 8 MHz. Dosažené výsledky byly prakticky stejné pro jednotlivé systémy, v rozsahu od 16,3 do 16,6 dB odstupu nosná/šum.

³² Katalogový list obvodu je k dispozici na World Wide Web z URL
<http://www.nxp.com/acrobat_download/other/products/rf/pdd3016.pdf>.

³³ Informace jsou dostupné na World Wide Web na URL
<http://www.dibcom.info/Website/site/eng_accueil_applicationsproducts_products_chipset.htm>.