



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**MIKROVLNNÉ MODULÁTORY NA BÁZI
SIXPORTŮ**

MICROWAVE MODULATORS BASED ON SIXPORTS

TEZE DIZERTAČNÍ PRÁCE

SHORT VERSION OF DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Martin Dušek

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

BRNO 2017

KLÍČOVÁ SLOVA

Šestibran, hybridní členy, mikropásková struktura, vlnovod integrovaný do substrátu (SIW), modulace, QAM, 16QAM, 64QAM, stavový diagram, přenosová funkce, zkreslení amplitudy a fáze, PIN dioda, Shottkyho dioda, mikrovlnný tranzistor PHEMT

KEYWORDS

Six-port, Hybrid couplers, Microstrip structures, Substrate Integrated Waveguide (SIW), modulation, QAM, 16QAM, 64QAM, State diagram, Transfer function Amplitude and phase distortion, PIN diode, Shottky diode, microwave transistors PHEMT.

DISERTAČNÍ PRÁCE JE ULOŽENA:

Ústav radioelektroniky
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Vysoké učení technické v Brně
Technická 3082/12
616 00 Brno

OBSAH

OBSAH.....	3
1 ÚVOD.....	5
2 SOUČASNÝ STAV	5
2.1 SIX-PORT.....	5
2.2 Modulace signálu v paralelním šestibranu.....	7
3 CÍLE DISERTACE	7
4 NÁVRH HARDWARE PRO MODULÁTOR	8
4.1 Návrh „SIW šestibranu“.....	8
4.2 Návrh „mikropáskového šestibranu“	10
4.3 Návrhy proměnných impedancí	12
5 ODVOZENÍ VZTAHU PRO PRENOS ŠESTIBRANU	13
5.1 Ověření chyb jednotlivých výpočtů s měřením	16
6 VÝPOČET IDEÁLNÍCH IMPEDANCÍ.....	17
7 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ.....	20
7.1 Naměřené charakteristiky proměnných zátěží	20
7.2 Eliminace offsetu diferenciálním zapojením	22
7.3 Naměřená data a jejich porovnání s výpočty	23
8 ZÁVĚR.....	28
LITERATURA	29

1 ÚVOD

Přenos dat je neoddělitelnou součástí dnešního elektrotechnického průmyslu. Bez rychlých přenosů by dnes průmysl nebyl na takové úrovni a dotýká se i obyčejných lidí, kde někteří by dnes bez internetu a rychlých lokálních sítí ztěžili vykonávali svou práci, nebo trávili svůj volný čas. S rozvojem a neustálým zvyšováním rychlostí hardware a se zvyšující se náročností software se zvyšují také požadavky na objemy přenášených dat a také nároky, jak tyto data co nejrychleji dopravit k cíli.

Rychlost a s ním i propustnost vlastního přenosu dat mezi vysílačem a přijímačem po daném médiu ovšem nemůže být nekonečná. Z počátku vývoje byly tyto limity nastaveny zejména fyzickou vrstvou vlastního hardware vysílače a přijímače a možnostmi hardwarového a softwarového zpracování přijatých a vysílaných dat. dnešní době, kdy je hardware díky integraci na vysoké úrovni začíná být přenos limitován šířkou přenosového kanálu daného média a jeho rušením. V případě bezdrátového přenosu jsou základní (zejména bezplatná) pásma natolik obsazena a rušena ostatními účastníky, že začíná být nutností přemýšlet o zatím nevyužitých mezerách v pásmu.

Z tohoto důvodu je nynějším trendem mikrovlnných pojítek obsazovat kanály na vyšších frekvencích, které nejsou prozatím tolik využívány, zejména z důvodu, že pro ně stále není vyvinut levný a tolik rozšířený hardware, jako pro frekvence nižší. Dalším důvodem je také fakt, že kanály na vyšších frekvencích mívají, dost často také větší šířku pásma, což nám dovoluje zvýšit rychlost přenosu (i s jednodušší modulací).

Následující práce se bude zabývat teorií, možným hardwarovým řešením a nakonec i jednotlivými problémy, které vyvstaly v průběhu řešení vícestavového modulátoru pro mikrovlnná pojítka, řešeného pomocí six-portu (angl. název, česky šestibran). Modulace u tohoto typu modulátoru nespočívá ve směšování dvou signálů na nelineárním prvku, ale v ovládání délky cesty vlny [1] mezi oscilátorem přivedeným na vstup a výstupem pomocí proměnných zátěží na jeho branách na lineárním mikrovlnném obvodu. Změnou délky cesty se mění fáze signálu na výstupu. Pokud je zátěž ztrátová, lze ovládat nejen fázi, ale i amplitudu.

2 SOUČASNÝ STAV

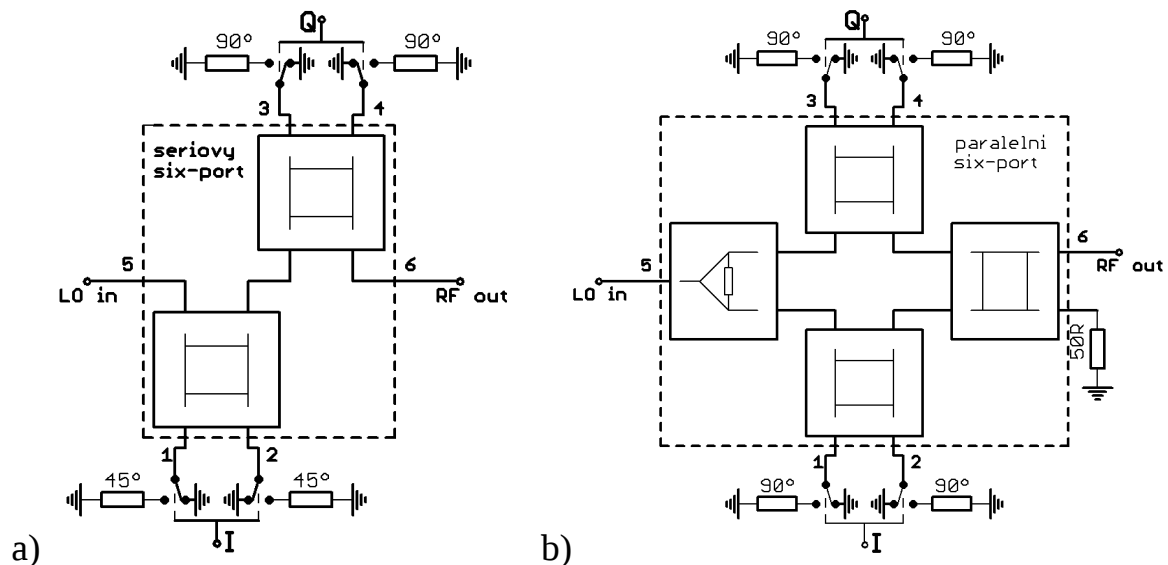
Tato kapitola se bude věnovat šestibranu, jako univerzálnímu zařízení. V první podkapitole jsou popsány ideové rovnice a výsledný přenos paralelního šestibranu. V druhé podkapitole je popsáno jeho využití jako modulátoru signálu s modulací 4QAM a také pro 16QAM.

2.1 SIX-PORT

Six-port (česky šestibran, ale i v české terminologii je ustálen tento anglický ekvivalent) je pasivní analogový mikrovlnný obvod, který má velkou škálu použitelnosti v měřicí (zejména) a sdělovací technice [7]. Jeho nespornou výhodou

jsou linearita a možnost vysokých kmitočtů zpracovávaných signálů. Šestibran je možno realizovat pomocí hybridních prvků, vázaných mikropáskových vedení, anebo pomocí vhodné kombinace prvků se soustředěnými parametry. V dalším textu je uvedena verze tvořená pomocí hybridních mikrovlnných struktur.

Matematický popis pro vlastní modulace je uveden v [1]. Tento článek popisuje dvě koncepce modulátorů a to modulátor sériový (Obr. 2.1 vlevo), tvořen pomocí dvou 3dB odbočnic v sérii, kterým se dále zabývat nebudeme pro jeho velkou citlivost na připojené zátěže. Druhý je tzv. paralelní six-port (Obr. 2.1 vpravo) složený ze tří 3dB odbočnic výkonu a jednoho děliče.



Obr. 2.1 Principiální schéma sériového (a) a paralelního (b) six-portu [1]

Přenosová funkce ideálního paralelního šestibranu je popsána v [1]:

$$\begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ \vec{U}_2 \\ \vec{U}_3 \\ \vec{U}_4 \\ \vec{U}_5 \\ \vec{U}_6 \end{bmatrix} = 0,5 \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 & -j\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & -1 & j & -\sqrt{2} & 0 \\ j & -1 & 0 & 0 & 0 & -\sqrt{2} \\ 1 & j & 0 & 0 & 0 & -j\sqrt{2} \\ -j\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sqrt{2} & -j\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{U}_1 \\ \vec{U}_2 \\ \vec{U}_3 \\ \vec{U}_4 \\ \vec{U}_5 \\ \vec{U}_6 \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

Chceme-li popsat šestibran jako modulátor dosadíme následující výraz.

$$\vec{U}_5 = U_{in}, \vec{U}_6 = 0, \vec{U}_6 = U_{out}, \Gamma_n = \frac{\vec{U}T_n}{\vec{U}T_n} \text{ a } \vec{U}_n = \vec{U}T_n = \Gamma_n \vec{U}T_n = \Gamma_n \vec{U}_n \quad (2.2)$$

Dosazením výrazů z (2.2) do rovnice (2.1), tj. vyjádříme-li si vstupní a výstupní bránu (dokonale přizpůsobenou) a k vstupně/výstupním branám doplníme zatěžovací impedance, nám postupnými úpravami vznikne vzorec [1]:

$$U_{out-par} = -\frac{1}{4} U_{in} [(\Gamma_1 + \Gamma_2) + j(\Gamma_3 + \Gamma_4)]. \quad (2.3)$$

U této struktury (platí pouze pro ideální případ) je výstupní napětí závislé pouze na připojených impedancích a proniká na výstup pouze v případě nesymetrie zátěží.

Potlačení nosné je jedna z největších výhod této struktury, jelikož dochází pouze k přenosu užitečné informace, což je z energického hlediska výhodné. Více o vlivu zátěží na potlačení nosné se lze dočíst v [1].

2.2 MODULACE SIGNÁLU V PARELELNÍM ŠESTIBRANU

Vlastní modulace na tomto lineárním prvku probíhá pomocí změn impedancí na modulačních branách (pro Obr. 2.1 vpravo terminály 1 - 4). Připojené impedance (jedná-li se o nepřizpůsobené zakončení) způsobují odrazy na jednotlivých branách a jejich změnami se mění délka cesty vlny mezi vstupem a výstupem a tudíž i fáze signálu na výstupu (z tohoto principu vzniklo pojmenování „path length modulator” [1]). Tento fakt je způsoben tím, že jednotlivé délky vedení mezi modulačními branami, vstupem a výstupem jsou různé.

Pro výpočet výstupního napětí pro základní čtyřstavovou modulaci QAM u paralelního šestibranu [1] vyjdeme z rovnice (2.3), do které můžeme dosadit pro vyšší názornost $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_I$ a $\Gamma_3 = \Gamma_4 = \Gamma_Q$. Výstupní napětí po dosazení můžeme vyjádřit rovnicí:

$$U_{out} = -\frac{1}{2}U_{in}(\Gamma_I + j\Gamma_Q). \quad (2.4)$$

Pokud chceme dosáhnout maximálního rozkmitu signálu je nutno dodržet podmínku pro odraz na zátěži $\Gamma = \alpha + j\beta$, kde musí být $\alpha^2 + \beta^2 = 1$. Tato podmínka platí pro ideální zkrat $\Gamma_{on} = -1$ a otevřený konec $\Gamma_{off} = 1$. Budeme-li se držet těchto dvou stavů vyjde nám pro 4QAM (QPSK) rovnice [1]:

$$U_{out} = -\frac{1}{2}U_{in} \begin{bmatrix} \Gamma_{Ion} + j\Gamma_{Qon} & \Gamma_{Ion} + j\Gamma_{Qoff} \\ \Gamma_{Ioff} + j\Gamma_{Qoff} & \Gamma_{Ioff} + j\Gamma_{Qon} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Tohoto stavu však budeme při reálných podmínkách velmi těžko dosahovat, takže maximální účinnost nedosáhne ideálních 50% (druhá polovina výkonu připojeného na vstup je spálena na sedmé bráně – tj. na 50 Ω rezistoru).

Dle článku [2] je možno při vhodném zvolení impedancí, kde např. pro I rovinu se jedná o různé impedance na branách 1 a 2, lze dosáhnout modulací 16QAM jednoduchým přepínáním. V článku [6] je uvedeno, jak lze pomocí tří polovodičových spínačů dosáhnout 64QAM modulace (binární kódování).

3 CÍLE DISERTACE

Cíle disertace byly během vývoje postupně měněny dle aktuálnosti témat a dle postupného zjišťování mezer. Avšak posloupnost těchto cílů odpovídá tomu, jak se v čase vlastní práce vyvíjela. Zde je např. odvození přenosu až po návrhové části a to z důvodu, že díky neideálnosti navrženého šestibranu (optimalizace byla pro jiné parametry) bylo nutno zjišťovat vliv důležitostí jednotlivých parametrů (zde se jednalo zejména o přeslechy a nedostatečné izolace) na výsledný přenos. S ohledem na tyto parametry byl následně navržen mikropáskový šestibran.

Výsledné cíle tedy jsou:

- Experimentální návrh šestibranového modulátoru na technologii SIW, zjištění citlivosti na změnu parametrů, návrh variabilních zátěží a ideový návrh hardware pro řízení modulačních impedancí.
- Odvození vztahů pro výpočet přenosu modulátoru v závislosti na impedancích připojených k modulačním portům šestibranu. Experimentální ověření těchto výpočtů na realizovaném vzorku modulátoru.
- Definice metodiky výpočtu optimálních impedancí pro jednotlivé stavy zvolené modulace. Metodika a algoritmus pro vytvoření tvarové modulační filtrace, navržené pro šestibran jak s idealizovanými (pro prvotní ověření simulacemi), tak i reálnými parametry.
- Hledání rozsahů vstupních signálů (a také jejich cílových hodnot pro zvolený stavový diagram) pro realizované zátěže a to jak pro ideální šestibran, tak i experimentální ověření simulovaných výsledků na realizovaných šestibranech.

4 NÁVRH HARDWARE PRO MODULÁTOR

Tato kapitola popisuje ve zkratce návrh šestibranů pro modulátor a to ve dvou verzích (SIW a „mikropáskový“ šestibran, který ačkoliv měl verze dvě je zde zobrazena pouze jedna z nich) a následně také návrh variabilních impedancí. Vše bylo navrženo tak, aby bylo možno vzorky vyrobit a změřit jejich charakteristiky na pracovišti UREL. Z tohoto důvodu byl (u všech struktur) zvolen pracovní kmitočet 3,2 GHz. Vyrobené šestibraný a zátěže byly změřeny na VNA (vektorovém analyzátoru) v rozsahu 2-4,5 GHz a data porovnána s výpočtem. Značení jednotlivých šestibranů není sjednoceno s Obr. 2.1 vpravo, ale je čitelné z obrázků.

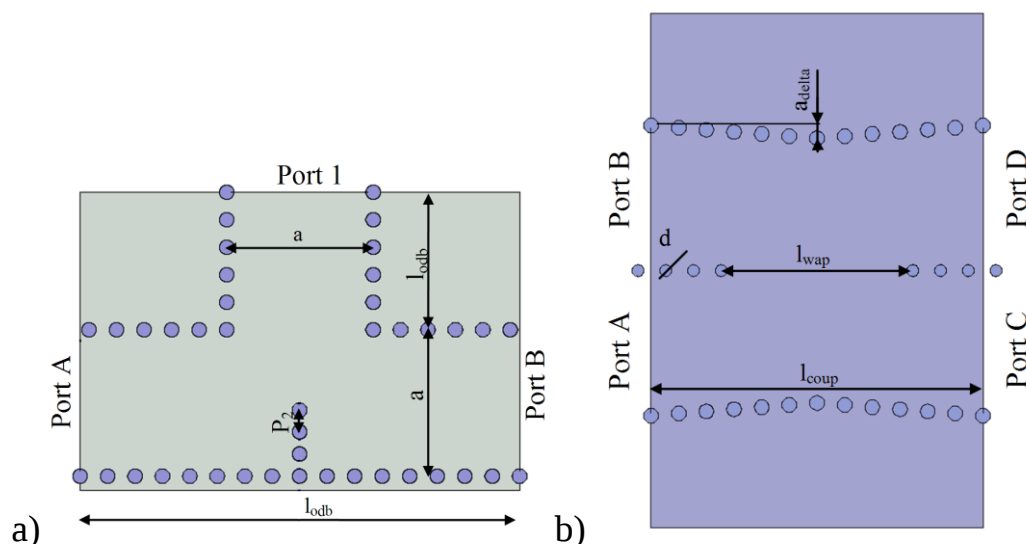
4.1 NÁVRH „SIW ŠESTIBRANU“

První návrh šestibranu je založen na technologii SIW (vlnovod integrovaný v substrátu z angl. Substrate Integrated Waveguide), která byla zvolena s ohledem na předpokládané pokračování práce na kmitočtu 75/85 GHz (nebylo uskutečněno).

Navržená struktura (publikována v [12]) byla navrhována následujícím způsobem. Nejprve byl spočten, navržen a optimalizován vlastní vlnovod (na mezní frekvenci) a následně jeho přechod na mikropáskové vedení (proběhla optimalizace na parametry s_{11} a s_{22}). Následně pomocí vlnovodů (vyplněných cílovým dielektrikem) byly navrženy základní struktury, které byly následně převedeny do SIW technologie.

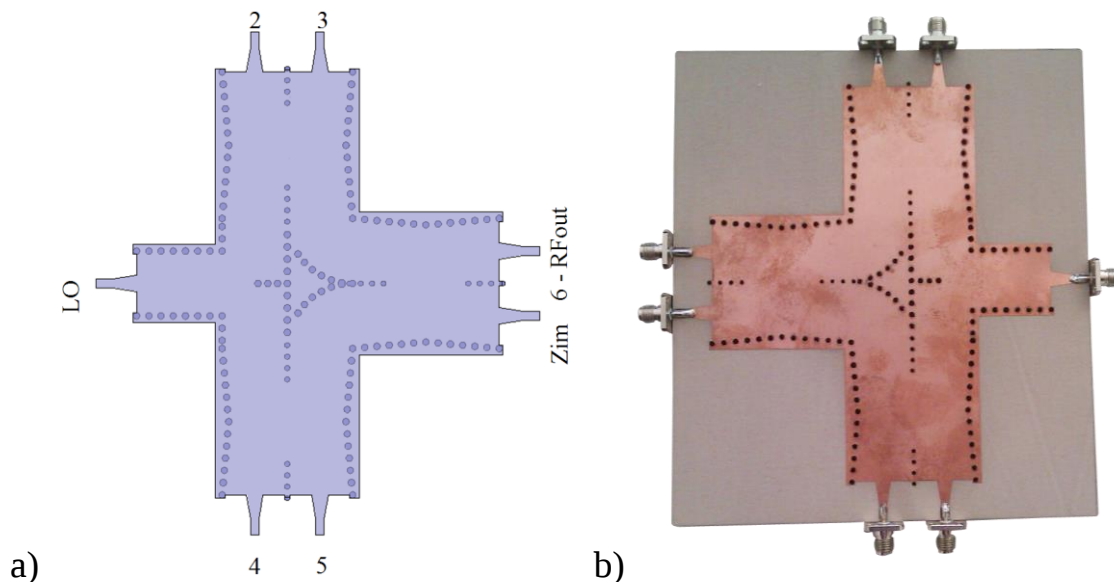
Tab. 4.1 Jednotlivé rozměry SIW šestibranu

Rozměr	a	a_{ekv}	h_{sub}	d	p	p_2	l_{vst}	l_{odb}
Velikost [mm]	20	18.64	3	2	3.75	3	18.75	60
Rozměr	a_{delta}	d_2	l_{wap}	l_{coup}	w_{ms}	w_{wav}	l_{trans}	l_{ms}
Velikost [mm]	2	1.6	26	45	2.64	5	7.4	5



Obr. 4.1 Dělič výkonu (a) a směrová odbočnice (b) – rozměry

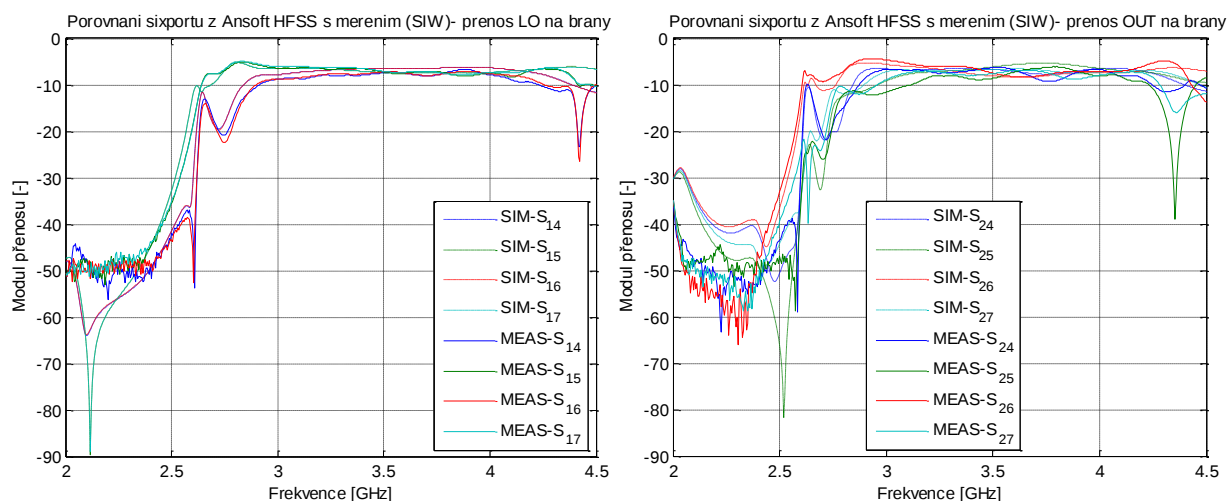
Z jednotlivých základních bloků, jejichž rozměry jsou uvedeny v Tab. 4.1 byl navržen cílový šestibran viz. Obr. 4.2 vlevo.



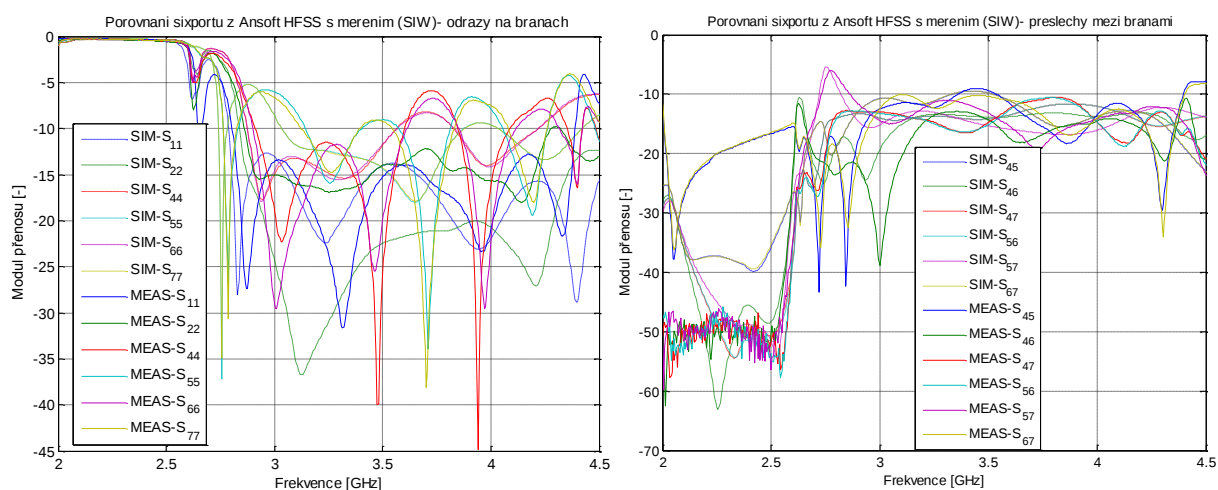
Obr. 4.2 Celková struktura šestibranu: HFSS (a), realizovaný vzorek (b)

Porovnáním výsledků simulací a měření z Obr. 4.3, odpovídá struktura z hlediska přenosu mezi branami, vstupem a výstupem očekávání (pouze středový kmitočet byl posunut výše než v simulacích). Ideálního rozložení mezi branami je dosaženo na frekvenci cca 3,5 GHz. Na frekvenci 3,2 GHz se útlum mezi vstupem-branami a branami-výstupem pohybuje v rozmezí 6,4-7dB.

Vlastní odrazy na branách (nebo také jejich přizpůsobení 50Ω vedení) a přeslechy mezi nimi lze vidět na Obr. 4.4. Zde je patrné, že výsledky těchto parametrů jsou špatné (přeslechy a stejně tak vlastní odrazy na branách jsou okolo 15 dB). Na tyto parametry nebyl tento šestibran optimalizován (optimalizace byla na fázový posuv mezi branami), jeho důležitost vyplynula během další kapitoly.



Obr. 4.3 Porovnání parametrů vlastní realizace se simulacemi pro SIW šestibran (přenos vstup-modulační brány-výstup)



Obr. 4.4 Porovnání parametrů vlastní realizace se simulacemi pro SIW šestibran (izolace mezi modulačními bránami a jejich vlastní odrazy)

4.2 NÁVRH „MIKROPÁSKOVÉHO ŠESTIBRANU“

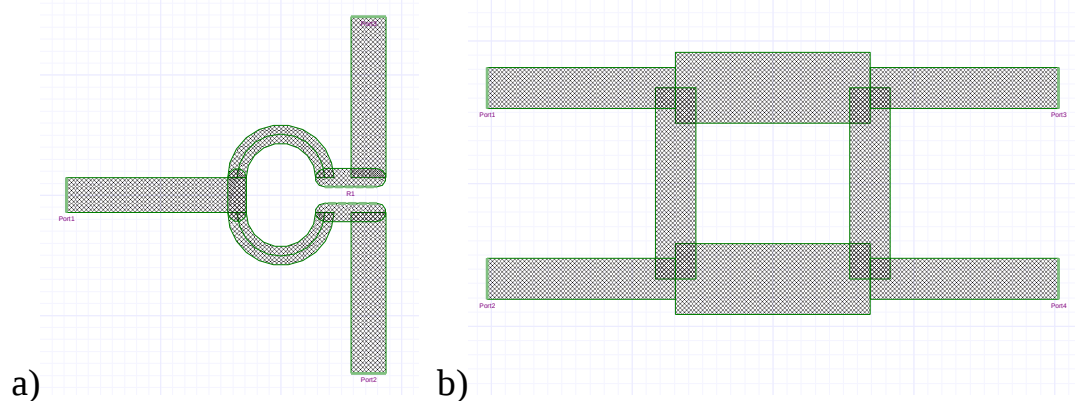
Druhým návrhem (vzniklým reakcí na následující kapitolu) je šestibran vzniklý pomocí mikropáskových struktur. I zde nejprve pomocí známých rovnic dostupných např. v [9], [10] a [11] byly spočteny rozměry struktur, ty dále vloženy do EM simulátoru, kde byly doladěny. Následně došlo k propojení těchto struktur do výsledného tvaru (zde již byly doladovány pouze propojovací části).

Základní prvky šestibranu jsou zobrazeny na Obr. 4.5 a jejich klíčové rozměry (ty se týkají celého šestibranu) v Tab. 4.2. Na Obr. 4.6 je zobrazen jak celkový ideový návrh v 2.5D software, tak i vyrobený prototyp.

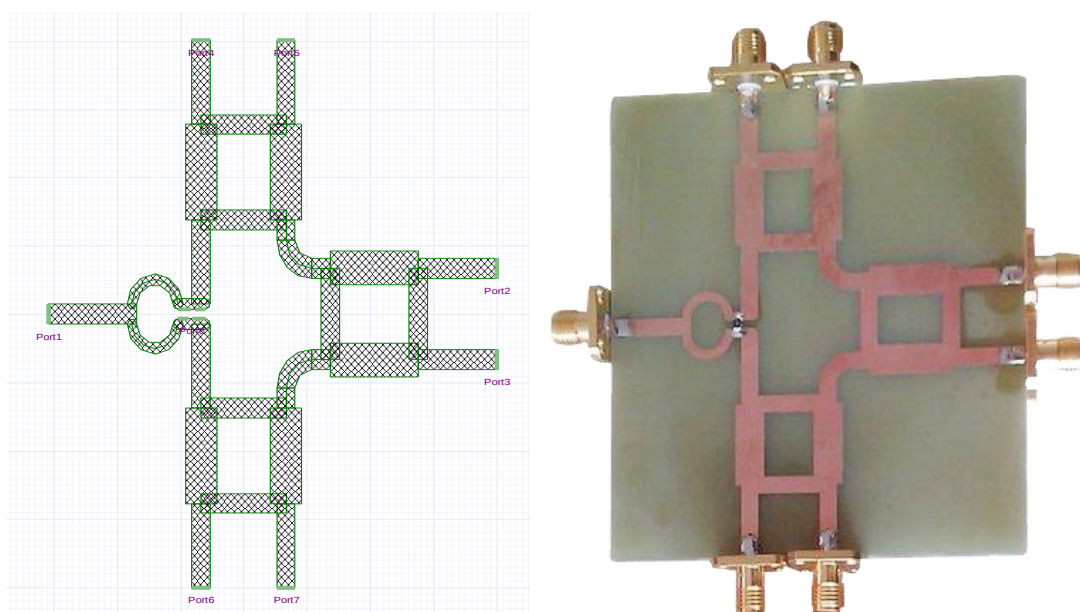
Na dalších obrázcích Obr. 4.7 a Obr. 4.8 jsou zobrazeny porovnání výsledků měření se simulacemi. Zde je patrné, že z hlediska izolací a vlastního odrazu jsou výsledné parametry minimálně o řád lepší než v případě SIWu. I zde však byla ideální operační frekvence posunuta o cca 100 MHz výše než v případě simulací.

Tab. 4.2 Základní parametry návrhu mikropáskového šestibranu

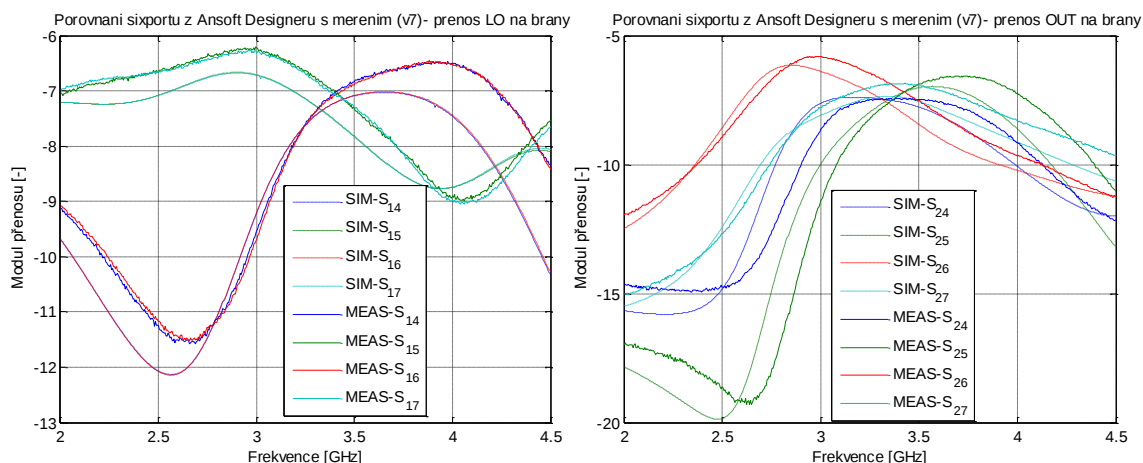
Parametr	Velikost	Popis
A	13.4mm	Délka příčného ramena odbočnice (50 Ohm)
B	13.8mm	Délka podélného ramena odbočnice (35 Ohm)
w35	4.94mm	Šířka vedení 35,36 Ohm
w50	2.88mm	šířka vedení 50 Ohm
w70	1.54mm	Šířka vedení 70 Ohm
H	1mm	Izolační vzdálenost mezi a polokružnicí vedením
Rd	3.632mm	Poloměr polokružnice ramena
Rd	3.6319mm	Poloměr polokružnice ramena děliče
L	11.41mm	Celková délka ramena děliče
lctvr50	12.35mm	Délka čtvrtvlnného 50 Ohm přívodního vedení
Rp	4.1mm	Poloměr čtvrtkružnic mezi odbočnicemi
diffL	2.90973mm	Délka spojnice mezi čtvrtkružnicí a odbočnicí



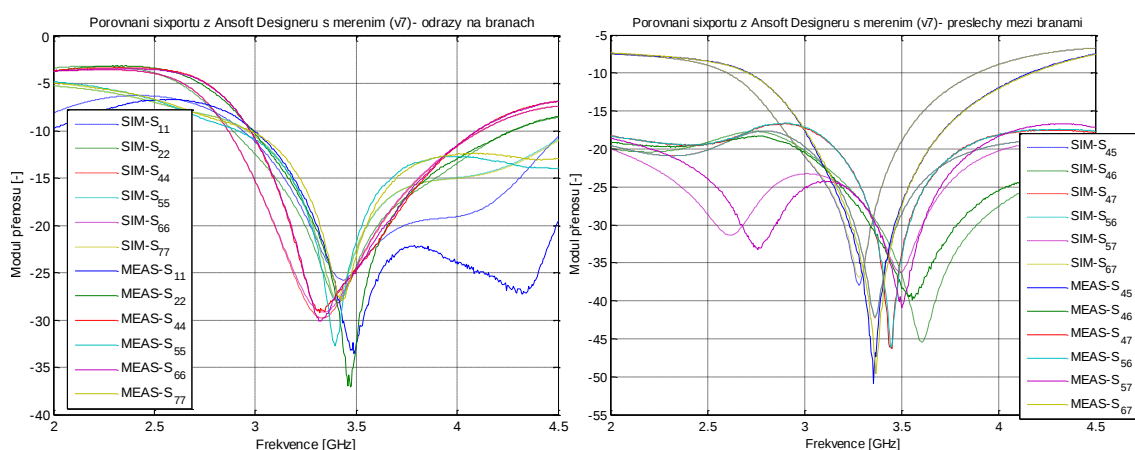
Obr. 4.5 Návrh struktury děliče výkonu (a) a směrové odbočnice (b)



Obr. 4.6 Návrh celkové struktury „mikropáskového“ šestibranu a jeho realizace



Obr. 4.7 Porovnání parametrů vlastní realizace se simulacemi pro mikropáskový šestibran (přenos vstup-modulační brány-výstup)



Obr. 4.8 Porovnání parametrů vlastní realizace se simulacemi pro mikropáskový šestibran (izolace mezi modulačními bránami a jejich vlastní odrazy)

4.3 NÁVRHY PROMĚNNÝCH IMPEDANCÍ

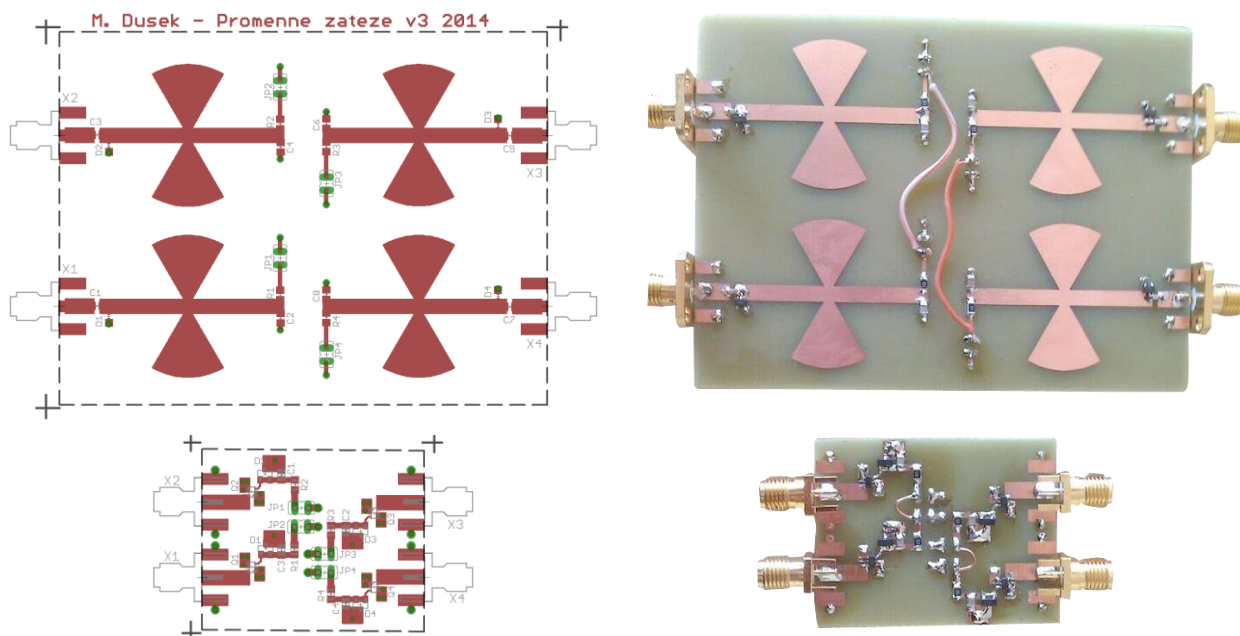
Návrhy zátěží zobrazených na Obr. 4.9 vznikly až v druhé fázi disertační práce, v první části vnikl návrh jiný, u kterého se ukázalo později, že není příliš vhodný (více informací v hlavním textu).

První návrh na Obr. 4.9 nahoře je určen pro variabilní zátěže založených na diodách (lze použít PIN diody i Shottkyho diody). Dioda je umístěna (z důvodu minimalizace ztrát na vedení) co nejbližší ke konektoru, od něhož je oddělena kondenzátorem pro oddělení stejnosměrné složky (napájení) a je zapojena v propustném směru, kde katoda je připojena na zem. Stejnosměrná složka musí být oddělena, jelikož SIW modulátor se chová jako stejnosměrný zkrat (stěny modulátoru jsou uzemněny). Zbýlý motiv (vedení s vysokofrekvenčními zkraty) představuje napájecí obvod pro stejnosměrný biasing diody.

Druhým návrhem na Obr. 4.9 dole je obvod pro zapojení mikrovlnných tranzistorů. Ty jsou zapojeny jako proměnný odpor, jejich drain je připojen

na výstup a source je zapojen k zemi. Vlastní řízení probíhá pomocí předpětí gate (a to jak kladného, tak záporného – dle typu tranzistoru). Tento typ tedy nepotřebuje narozdíl od diod obvod pro napájení drainu, což značně zjednodušilo návrh.

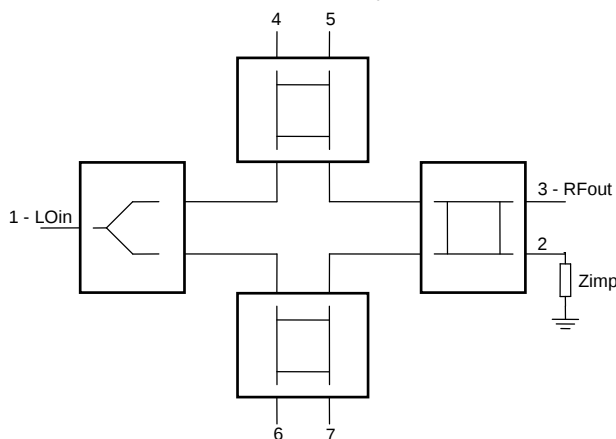
Oba obvody mají vlastní řídicí napětí odděleny RC filtrem (v případě diody rezistor navíc slouží pro „převod napětí na proud“) pro odstínění rušení do zdroje signálu. Jak je vidět na realizaci, jsou levé a pravé brány propojeny – ovládání I a Q brány bylo vždy jedním signálem (napětím).



Obr. 4.9 Návrhy proměnných zátěží a jejich realizace

5 ODVOZENÍ VZTAHŮ PRO PŘENOS ŠESTIBRANU

Odvození rovnic a vznik této kapitoly byl spontánní. Vnikl díky prvotní snaze nasimulovat (a následně změřit) přenos SIW šestibranu. Tato data neodpovídala očekávání dle rovnice (2.3), ani pokud by bylo opominuto pootočení výsledného tvaru. Jelikož, jak bylo zjištěno později, byly parametry izolací a vlastních přeslechů mezi branami špatné, docházelo k neočekávaným zkreslením.



Obr. 5.1 Blokové schéma six-portu (sjednocené indexy pro výpočet)

Na Obr. 5.1 můžeme vidět základní blokové schéma šestibranu, tento obrázek je uveden zejména z důvodu popisu indexů jednotlivých bran v další práci (tyto jsou již nadále dodržovány). Nyní si tedy probereme jednotlivé příspěvky, ty jsou řazeny dle výpočetní náročnosti. Pro srovnání je zde uvedena nejjednodušší rovnice pro ideální přenos (5.1) s přečíslováním. Rovnice byly publikovány v [13]. Výraz s_{31act} v následujících rovnicích popisuje aktuální stav přenosu mezi vstupem a výstupem v závislosti na aktuálních parametrech připojených zátěží Γ_x .

$$U_{RFout} = -\frac{1}{4}U_{LOin}[(\Gamma_6 + \Gamma_7) + j(\Gamma_4 + \Gamma_5)], \quad (5.1)$$

Započítání reálných s-parametrů vstup-brána-výstup:

Prvními parametry, které zkreslují (jak fází tak svým útlumem) výsledek je vlastní přenos ze vstupu na modulační bránu a z modulační brány na výstup, vyjádřen pomocí s-parametrů (5.2). Jak bylo viditelné na měřeních i simulacích, tímto příspěvkem můžeme očekávat minimálně zmenšení výstupní amplitudy (všechny parametry mají útlum větší než 6 dB). Index i vyjadřuje číslo modulační brány. Tento vzorec byl prezentován v [6]

$$U_{RFout} = U_{LOin} \cdot \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{2i} \cdot \Gamma_i. \quad (5.2)$$

Zahrnutí nedostateční izolace mezi porty LOin a RFout:

Dalšímu se přiblížení realitě může v některých případech pomoci započítání průsaku nosné na výstup (5.3), tj. parametru s_{31} . Ten může způsobit přídavný offset na výstupu. Pro dobře navrženou strukturu nemá tento parametr zásadní vliv.

$$s_{31act} = s_{31} + \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i. \quad (5.3)$$

Zahrnutí špatného přizpůsobení modulačních portů:

Tento parametr zohledňuje vlastní odrazy na branách a jejich vliv zejména na výstupní fázi. Jejich vliv byl značný u SIW struktury (tj. struktury se neideálním přizpůsobením bran), zatímco pro mikropásek byl zanedbatelný.

$$s_{31act} = s_{31} + \sum_{i=4}^7 \frac{s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i}{1 - s_{ii} \cdot \Gamma_i}. \quad (5.4)$$

Zahrnutí dalších cest signálu s více jak jedním odrazem:

Předchozí rovnice počítají pouze s jedním odrazem pro každou cestu signálů (proto každá suma má pouze čtyři součty). V reálu (díky nenulovému přenosu mezi branami) avšak dochází nejen k těmto čtyřem odrazům, ale i mnoha dalším. O tom jak velký budou mít přínos (resp. jak moc ovlivní výsledný přenos) rozhodují zejména parametry popisující izolace mezi porty (tj. pro 40 dB izolaci vznikne chyba druhým odrazem maximálně 1% a možný třetí odraz je již zanedbatelný).

Rovnici uvažující také druhý odraz ve struktuře lze popsat následujícími:

$$s_{31act} = s_{31} + \frac{n_1 + n_2}{d}, \quad (5.5)$$

kde d je společný dělitel a n_i jsou čitatele, kde index i ukazuje, zda se jedná o cesty přímé (s jedním odrazem) a nebo o cesty s dvěma odrazy mezi vstupem a výstupem.

$$n_1 = \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i \cdot \left(\prod_{j=4}^7 (1 - s_{jj} \cdot \Gamma_j) - \sum_{k,l=4}^7 s_{lk} \cdot s_{kl} \cdot \Gamma_k \cdot \Gamma_l \cdot (1 - s_{mm} \cdot \Gamma_m) \right), \quad (5.6)$$

Všechny indexy $\{i, j, k, l, m\}$ jsou z rozmezí 4..7, indexy $\{j, k, l, m\}$ jsou různé od i . l je větší než k . m se liší od k a l . Část rovnice $s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i$ je cesta s jedním odrazem. Druhá část (v závorce) popisuje všechny ostatní cesty (smyčky) ve struktuře, které se této (hlavní) cesty netýkají.

$$n_2 = \sum_{i,j=4}^7 s_{i1} \cdot s_{ji} \cdot s_{3j} \cdot \Gamma_i \cdot \Gamma_j \cdot ((1 - s_{kk} \cdot \Gamma_k) \cdot (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l) - s_{lk} \cdot s_{kl} \cdot \Gamma_l \cdot \Gamma_k), \quad (5.7)$$

je platný pro všechna přirozená $\{i, j, k, l\}$ z rozmezí 4..7, kde každý z indexů je jiný ($\{k, l\} \neq \{i, j\} \cap i \neq j$, a $l > k$) a žádná z variací se neopakuje (počet kombinací je 12). První část rovnice popisuje cesty se dvěma odrazy a druhá všechny ostatní nezávislé smyčky.

$$d = \prod_{i=4}^7 (1 - s_{ii} \cdot \Gamma_i) - \sum_{j,k=4}^7 s_{kj} \cdot s_{jk} \cdot \Gamma_j \cdot \Gamma_k \cdot \prod_{l=4}^7 (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l), \quad (5.8)$$

kde všechny indexy jsou opět z podmnožiny 4..7, $k > j$ a $k \neq j \cap l \neq j$. Oba součiny $\prod$ popisují jejich vlastní odrazy bran a součet $\sum$ popisuje všechny vzájemné smyčky s dvěma odrazy.

Pokud by chyba výpočtu byla stále ještě velká (což by znamenalo, že izolace mezi branami jsou opravdu špatné), pak bude nutno přidat ještě cesty se třemi odrazy:

$$s_{31act} = s_{31} + \frac{n_1 + n_2 + n_3}{d}, \quad (5.9)$$

kde n_3 je součet všech cest s třemi odrazy. Čitatel n_2 je totožný jako v případě rovnice (5.7). Výrazy d a n_1 je nutno doplnit o smyčky se třemi odrazy.

$$n_1 = \sum_{i=4}^7 s_{i1} \cdot s_{3i} \cdot \Gamma_i \cdot \left(\prod_{j=4}^7 (1 - s_{jj} \cdot \Gamma_j) - \sum_{k,l=4}^7 s_{lk} \cdot s_{kl} \cdot \Gamma_k \cdot \Gamma_l \cdot (1 - s_{mm} \cdot \Gamma_m) - \sum_{n,o,p=4}^7 s_{on} \cdot s_{po} \cdot s_{np} \cdot \Gamma_n \cdot \Gamma_o \cdot \Gamma_p \right), \quad (5.10)$$

kde indexy $\{i, j, k, l, m, o, p\}$ spadají do podmnožiny 4..7, indexy $\{j, k, l, m, n, o, p\} \neq i \cap l > k \cap m \neq \{k, l\} \cap n \neq o \neq p$. V porovnání s rovnicí (5.6) zde přibyl poslední součtový $\sum$ operátor, který popisuje všechny ostatní smyčky se třemi odrazy. Tento součet má dva členy pro každou cestu (pro každé i).

$$n_3 = \sum_{i,j,k=4}^7 s_{i1} \cdot s_{ji} \cdot s_{kj} \cdot s_{3k} \cdot \Gamma_i \cdot \Gamma_j \cdot \Gamma_k (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l), \quad (5.11)$$

kde indexy $\{i, j, k, l\}$ jsou z rozmezí 4..7 a dále platí, že $i \neq j \neq k \neq l$. Indexy $\{i, j, k\}$ vytváří všechny jedinečné kombinace smyček mezi modulačními porty. Index l je doplňkový index využitý pro vlastní odraz poslední (čtvrté) modulační brány.

$$d = \prod_{i=4}^7 (1 - s_{ii} \cdot \Gamma_i) - \sum_{j,k=4}^7 s_{kj} \cdot s_{jk} \cdot \Gamma_j \cdot \Gamma_k \cdot \prod_{l=4}^7 (1 - s_{ll} \cdot \Gamma_l) - \sum_{m,n,o=4}^7 s_{nm} \cdot s_{on} \cdot s_{mo} \cdot \Gamma_m \cdot \Gamma_n \cdot \Gamma_o \cdot (1 - s_{pp} \cdot \Gamma_p) \quad (5.12)$$

kde, $\{i, j, k, l, m, n, o\}$ jsou opět přirozená čísla z množiny 4..7 a dále platí, že index $k > j \cap l \neq \{j, k\} \cap m \neq n \neq o \neq p$. Oba součty $\sum$ popisují všechny vzájemné smyčky s dvěma a nebo třemi odrazy.

Využití rovnice pro re-normalizaci parametrů:

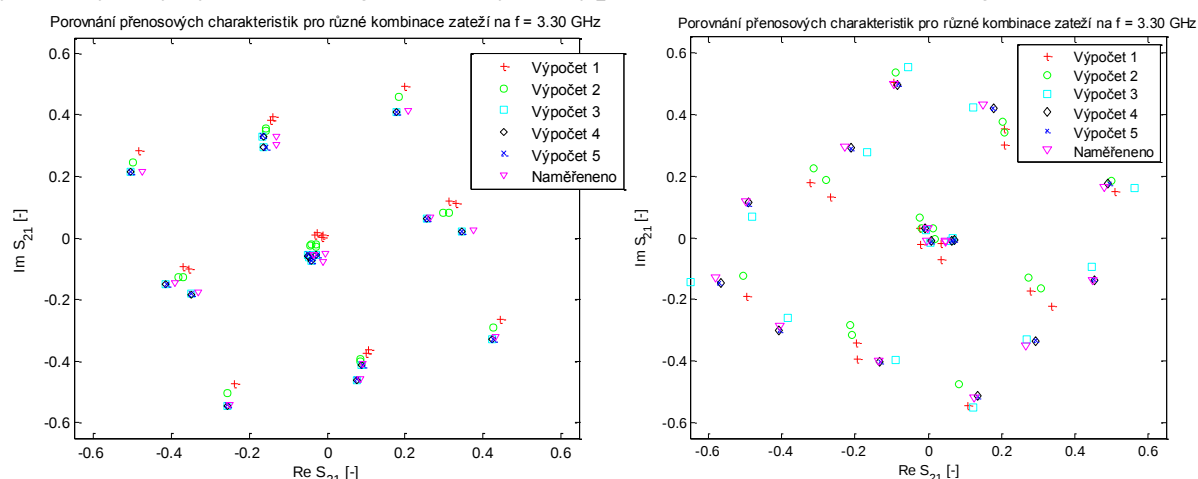
Rovnice (5.9) již obsahuje naprostou většinu cest a vnitřních smyček a její chyba by měla být minimální. Pokud však ani toto není dostatečné (nebo pokud chceme rovnici pro vlastní porovnání) je nejlepším řešením využití rovnice pro re-normalizaci parametrů vícebranu pomocí následujícího vztahu uvedeným např. v [10], který je ovšem výpočetně nejvíce náročný (zejména inverzí a dvěma násobeními matic, zde o velikosti 7×7):

$$[S_{act}] = ([S] - [R]) \cdot ([E] - [R][S])^{-1}, \quad (5.13)$$

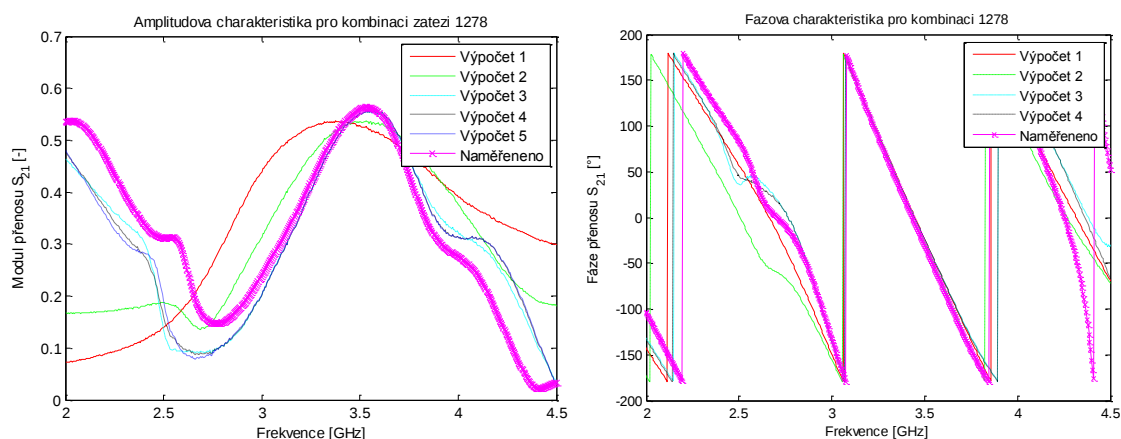
kde $[S_{act}]$ je matice přepočítaných s-parametrů, $[S]$ je původní matice s-parametrů, $[E]$ je jednotková matice a $[R]$ je matice obsahující koeficienty odrazů pro všechny připojené impedance (včetně výstupu „RFout“ a vstupu „LOin“). Po výpočtu re-normalizované matice $[S_{act}]$, lze oddělit hledaný parametr s_{31act} .

5.1 OVĚŘENÍ CHYB JEDNOTLIVÝCH VÝPOČTŮ S MĚŘENÍM

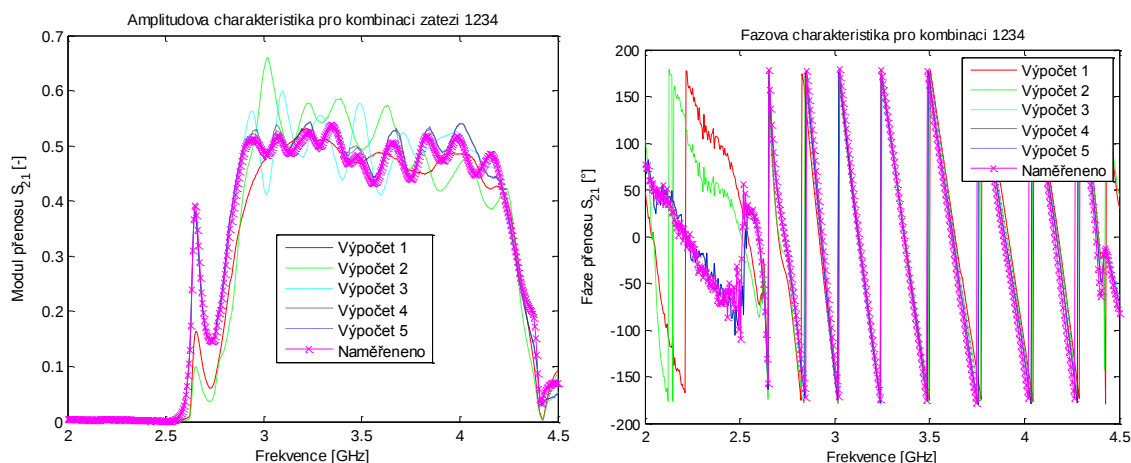
Prvotní ověřování rovnic nejprve proběhlo na simulacích přenosů. Následně byly vyrobeny zátěže s rezistory o hodnotách $0,5 \Omega$ (čísla 1–4) a $11 \text{ k}\Omega$ (čísla 5–8). Výsledky chyby měření a jednotlivých výpočtů lze vidět na následujících obrázcích.



Obr. 5.2 SIW šestibran – Absolutní chyba výpočtu přenosu oproti měření pro různé zátěže



Obr. 5.3 Mikropáskový šestibran – Ampl. a fáz. charakteristika pro vybranou zátěž.



Obr. 5.4 SIW šestibran – Ampl. a fáz. charakteristika pro vybranou zátěž.

Pro Obr. 5.2 až Obr. 5.4 platí následující přiřazení k rovnicím z první části kapitoly: Výpočet 1 – rovnice uvažující průsak nosné (5.3), výpočet 2 – rovnice zohledňující vlastní odrazy (5.4), výpočet 3 – rovnice beroucí v potaz i dva odrazy (5.5), výpočet 4 – rovnice zohledňující tři odrazy (5.9), výpočet 5 – přepočtení pomocí re-normalizace (5.13).

Jak můžeme s porovnáním, zejména na Obr. 5.2, vidět mají v případě mikropáskového šestibranu všechny rovnice chybu minimální a složitější rovnice s dvěma a třemi odrazy nepřinášejí výrazné zlepšení, pouze vyšší výpočetní náročnost. Toto ale neplatí v případě SIW modulátoru, kde je viditelný i rozdíl mezi výpočtem se dvěma a se třemi odrazy. V tomto případě rozumnou inženýrskou přesnost udává pouze rovnice se třemi odrazy a nebo výpočet pomocí re-normalizace. Ve vlastní práci a v [14] jsou zobrazeny i vypočítané odchylky pro lepší porovnání.

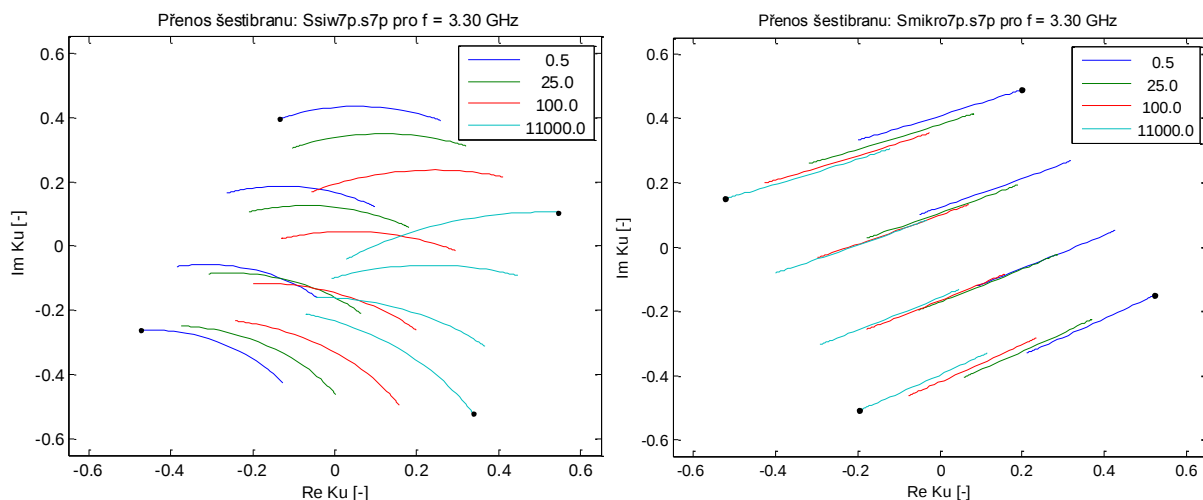
6 VÝPOČET IDEÁLNÍCH IMPEDANCÍ

Další kapitola se zabývá otázkou, jak řídit jednotlivé (variabilní) impedance, tak aby nám ve výsledku vznikl chtěný IQ diagram. Omezíme-li se pro prvotní zjednodušení na zátěže, které mají pouze rezistivní charakter, bylo by v případě nezávislého řízení jednotlivých impedancí možné dosáhnout jednoho bodu (v dané toleranci) více než jednou kombinací vstupních impedancí (mimo krajních bodů).

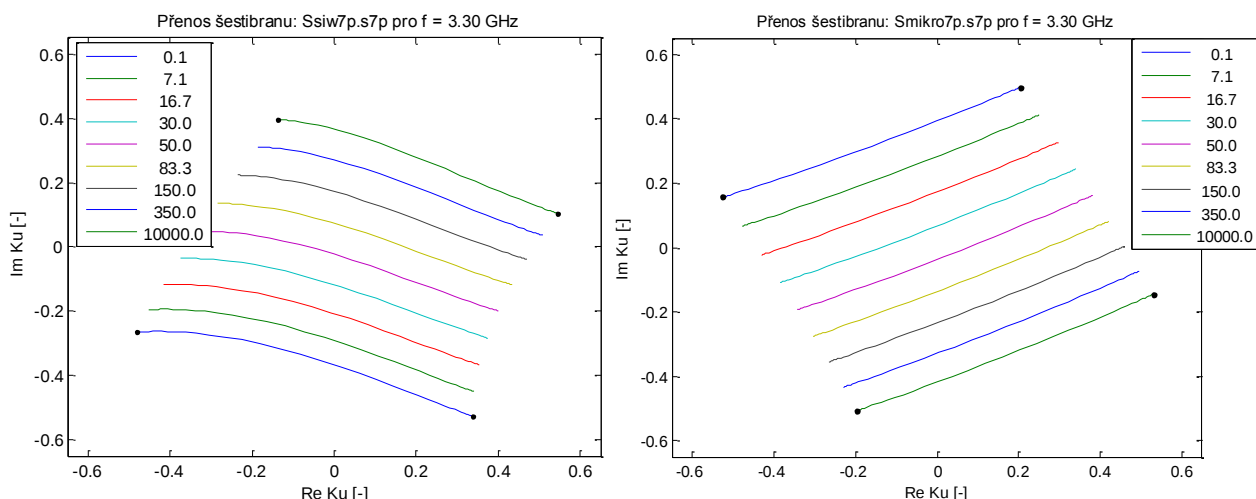
Tento předpoklad je v případě výpočtů (s využitím rovnice 5.13) beroucích v potaz reálné charakteristiky šestibranů navržených v předchozích kapitolách neúplně platný. Jak lze vidět na Obr. 6.1, kde jsou zobrazeny stavy, kde jsou tři ze čtyř bran fixní (pro jednu křivku) a poslední je rozmítána v rozmezí 0,5 Ω až 11k Ω . Podle předpokladu by se mělo jednat o rovnoběžné křivky, které by na sebe měly navazovat (u každé další by měl být posunut počátek). To s určitou tolerancí platí pro mikropáskový šestibran na Obr. 6.1 vpravo, ale ne pro SIW, který je oproti předpokladu velmi zkreslen.

Na Obr. 6.2 je vidět situace, která využívá rozmítání bran ve stejném rozsahu, avšak s tím rozdílem, že jsou sousední brány (obě brány I a nebo obě brány Q)

rozmítány stejným signálem. V tomto případě vypadá přenos z jednoho bodu do druhého jako přímka (v případě SIW je zde malý průhyb).



Obr. 6.1 SIW a mikropáskový šestibran: přenosy při rozmítání jedné brány.



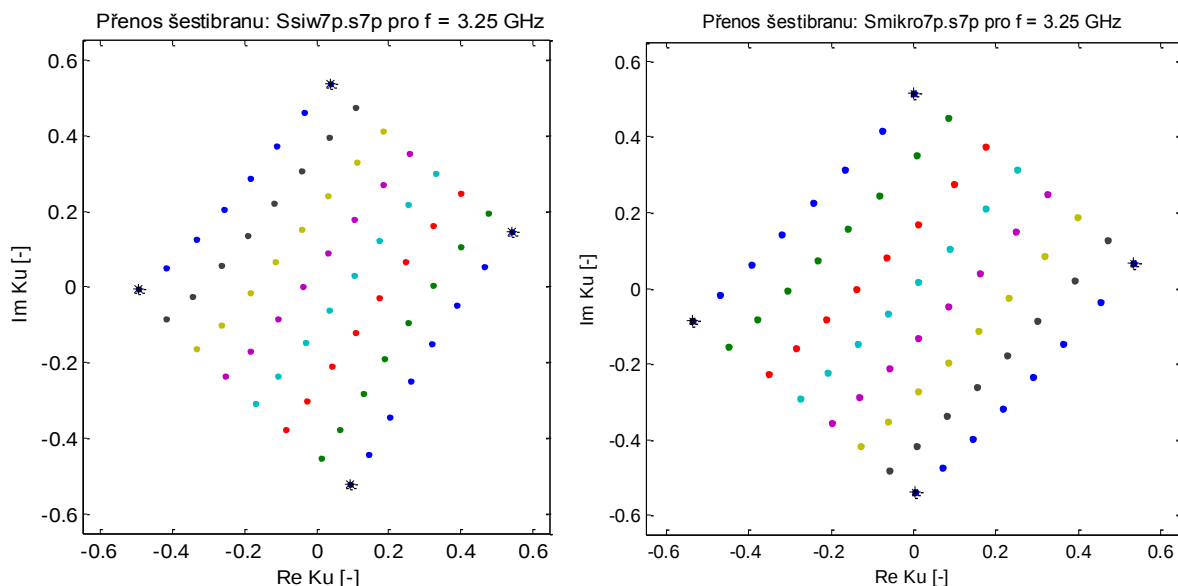
Obr. 6.2 SIW a mikropáskový šestibran: přenosy při rozmítání I a Q brán současně

Omezíme-li se tedy na rozmítání signálu jedním signálem, vznikne pro každý bod uvnitř IQ diagramu právě jedna kombinace I a Q impedancí. S tímto zjednodušením jsou provedeny všechny následující experimenty (s výjimkou výpočtu využívajícího diferenciálního buzení v poslední kapitole)

Na dalším obrázku (Obr. 6.3) je zobrazeno, jak by mohl vypadat přenos při rezistivních zátěžích z množiny $\{0,5; 8,3; 21; 38; 66; 122; 300; 11k\} \Omega$. Ta byla spočtena pomocí rovnice (6.2) využívající ideálního modelu. Výsledná rovnice je tedy dosazením (6.1) do (2.4) s úpravou pro vyjádření x a y složky ve výsledném konstalačním diagramu. Rovnice (6.1) vyjadřuje vztah mezi koeficientem odrazu a impedancí připojené k bráně:

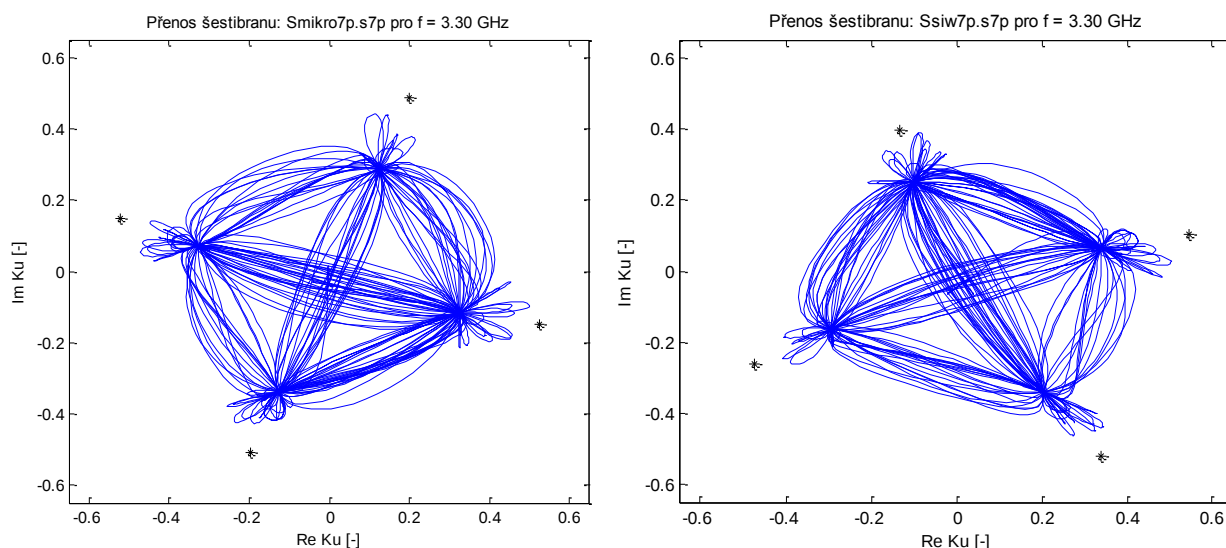
$$\Gamma = \frac{Z_z - Z_{port}}{Z_z + Z_{port}} \quad a \quad Z_{port} = 50 \Omega, \quad (6.1)$$

$$\left(\frac{Z_1 - Z_{port1}}{Z_1 + Z_{port1}} + \frac{Z_2 - Z_{port2}}{Z_2 + Z_{port2}} \right) + j \left(\frac{Z_3 - Z_{port3}}{Z_3 + Z_{port3}} + \frac{Z_4 - Z_{port4}}{Z_4 + Z_{port4}} \right) = 2(x + jy). \quad (6.2)$$

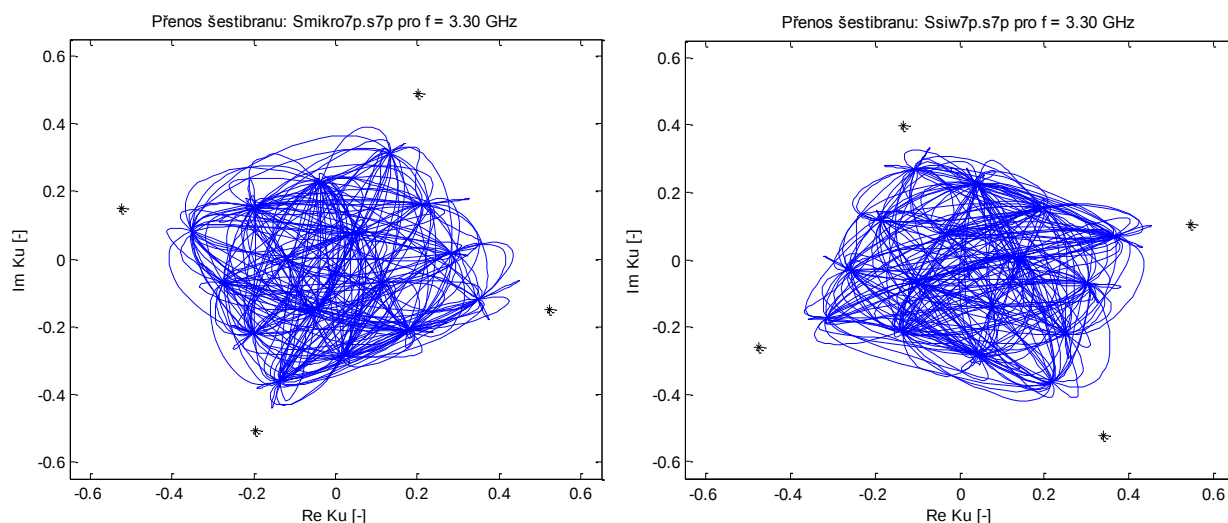


Obr. 6.3 SIW a mikropáskový šestibran: přenosy při modulaci 64QAM

Zcela totožným způsobem, tj. převod chtěného signálu na požadovanou zátěž (omezeno na rezistivní charakter) a jejím aplikování na reálné šestibrany, byly vytvořeny i následující dva obrázky (Obr. 6.4 a Obr. 6.5). Ty vznikly jako demonstrace možného výsledného signálu filtrovaného pomocí Raised Cosine filtru (obrázky pro stejnou modulaci mají totožná data). Pro přehlednost (a rozeznatelnost stavů) byly vybrány pouze verze s modulacemi 4QAM a 16QAM. Jak je na obrázcích vidět v obou případech by mělo dojít k bezproblémovému rozeznání.



Obr. 6.4 SIW a mikropáskový šestibran: výstupní data pro 4QAM v IQ rovině



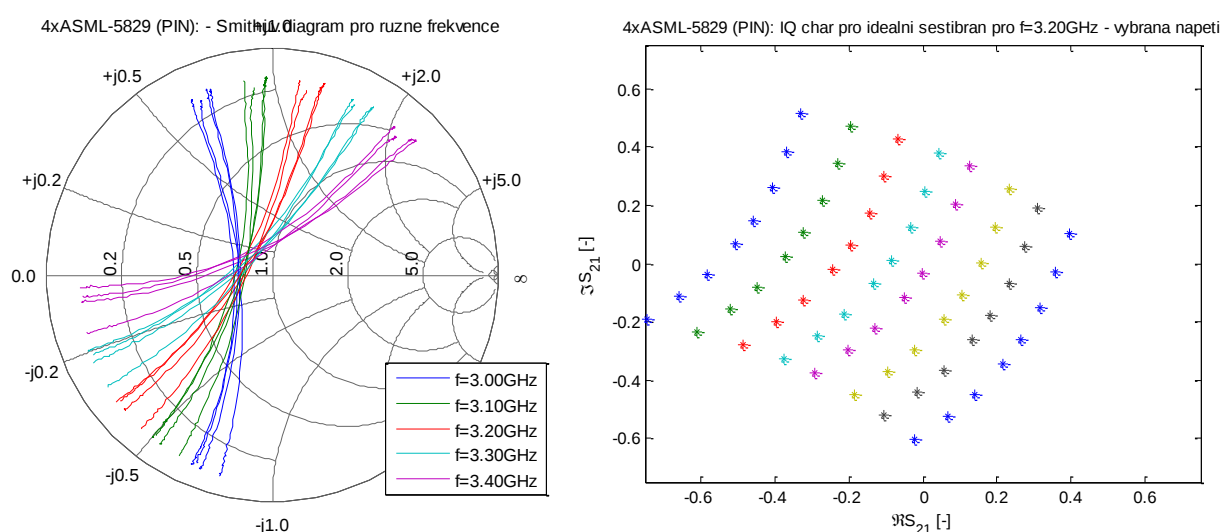
Obr. 6.5 SIW a mikropáskový šestibran: výstupní data pro 16QAM v IQ rovině

Jak je na obou předchozích obrázcích vidět, použitím filtru se výstupní rozsah zmenšil na cca 70%. Toto zmenšení je sice z energetického hlediska nežádoucí (více výkonu je mařeno na zátěžích), avšak z hlediska požadovaných rozsahů zátěží (maximální rozsahy je možné vidět v další kapitole), nám tyto umožní vyjít s reálným rozsahem vyrobených prototypů (bereme-li tuto hodnotu jako absolutní).

7 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ

Poslední částí je experimentální ověření. To se skládá ze tří podkapitol, kde v první jsou rozebrány zvolené zátěže a jejich ideální rozsah přenosu v IQ diagramu. Druhá podkapitola se ve zkratce věnuje výhodě diferenciálního buzení šestibranu a třetí již prezentuje naměřená data šestibranu s reálnými zátěžemi.

7.1 NAMĚŘENÉ CHARAKTERISTIKY PROMĚNNÝCH ZÁTĚŽÍ

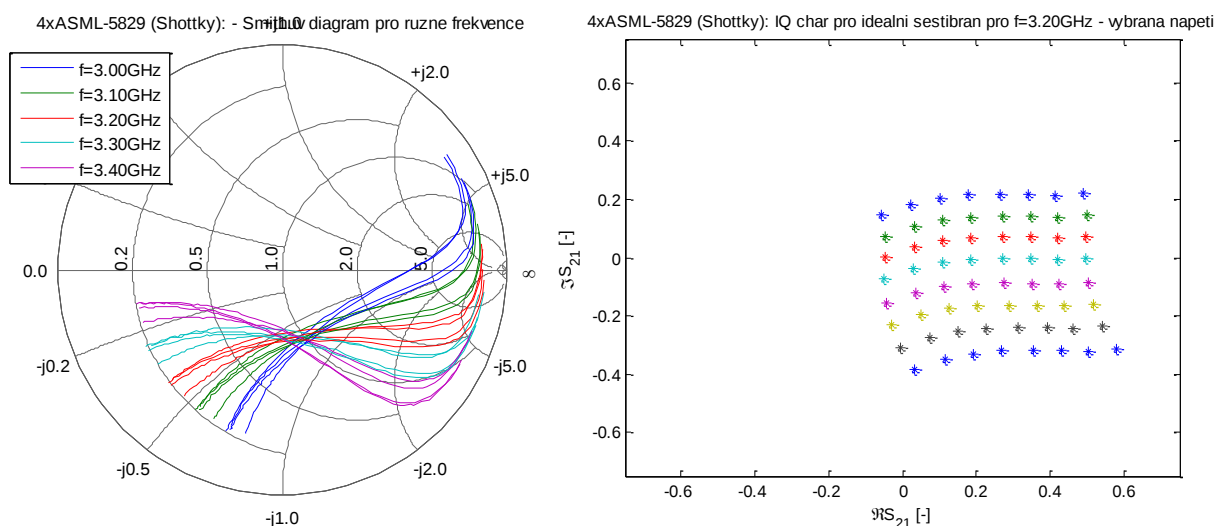


Obr. 7.1 ASML-5829(PIN): výstupní char. a IQ diagram pro ideální šestibran

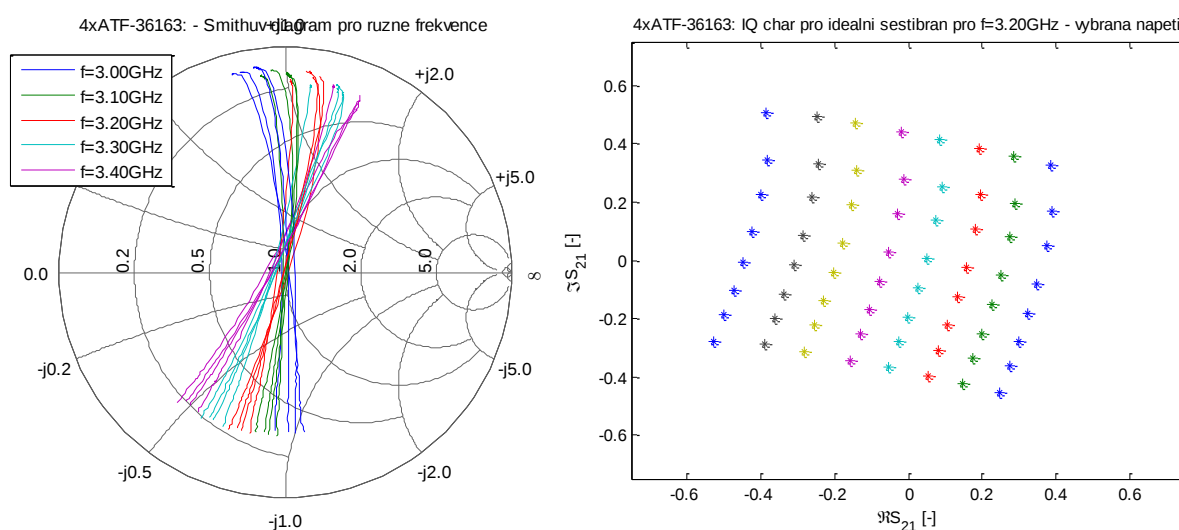
Následující text se věnuje dvěma vybraným součástkám (v hlavní práci jsou zobrazeny charakteristiky pro více druhů součástek) a to dvojité diodě používané v limitech ASML-5829 (obsahuje PIN a Shottkyho diodu v jednom pouzdře) a mikrovlnnému tranzistoru ATF-36163.

Na Obr. 7.1 lze vidět, jak průběh impedance pro řídicí napětí (vpravo) na Smithově diagramu, tak i výpočet ideálního rozsahu šestibranu (ten byl počítán dle 2.4, stejně pro všechny tři zátěže). Celkový rozsah této zátěže je více než slušný a průběh vcelku lineární (IQ diagram je sestaven pro osm vybraných napětí). Slušného výstupního diagramu by tedy bylo možno dosáhnout s minimálním předkreslením dat.

Druhá zátěž ve stejném pouzdře je Shottkyho dioda (Obr. 7.2). Její průběh je na konci velmi zkreslený (silně se mění fáze). Pokud by jsme chtěli dosáhnout čtvercového IQ diagramu, je nutno výběr řídicích napětí velmi omezit a tím pádem i celkový rozsah. Z tohoto důvodu tato zátěž není použita v dalším měření.



Obr. 7.2 ASML-5829(Shottky): výstupní char. a IQ diagram pro ideální šestibran



Obr. 7.3 ATF-36163: výstupní char. a IQ diagram pro ideální šestibran

Druhá varianta zátěže je založena na mikrovlném tranzistoru. Jak je z obrázků vidět jeho průběh impedance ve Smithově diagramu je lineární a jedinou vadou na kráse je velikost jeho impedance v sepnutém stavu (spodní část Smithova diagramu, viditelné zejména v porovnání s PIN diodou), ta je viditelná již v charakteristikách tranzistoru udaných v jeho katalogovém listu. Ta nám omezuje jednostranně rozsah a zvyšuje offset (tj. střední bod IQ diagramu není ve středu).

7.2 ELIMINACE OFFSETU DIFERENCIÁLNÍM ZAPOJENÍM

Tato podkapitola je jen přídatkem ke kapitole 7.1. Je v ní ukázáno, jak by se mohl teoreticky chovat šestibran, který by využíval diferenciálního buzení. Základní myšlenkou je přidání vždy jednu z I a z Q bran vedení s fázovým pootočením o 180° a budící signály navrhnout tak, aby byly v „protifázi“, tj. pokud je na jednom portu pro 4QAM signál blízký $\Gamma \approx 1$, pak na druhém musí být $\Gamma \approx -1$.

Těchto signálů však není jednoduché dosáhnout a impedance zátěže vždy alespoň na jedné straně (zejména blízko zkratu) je omezena. Při buzení totožnými signály tak dochází k offsetu. Pokud je však zvolen tento druh buzení, offset je nulován.

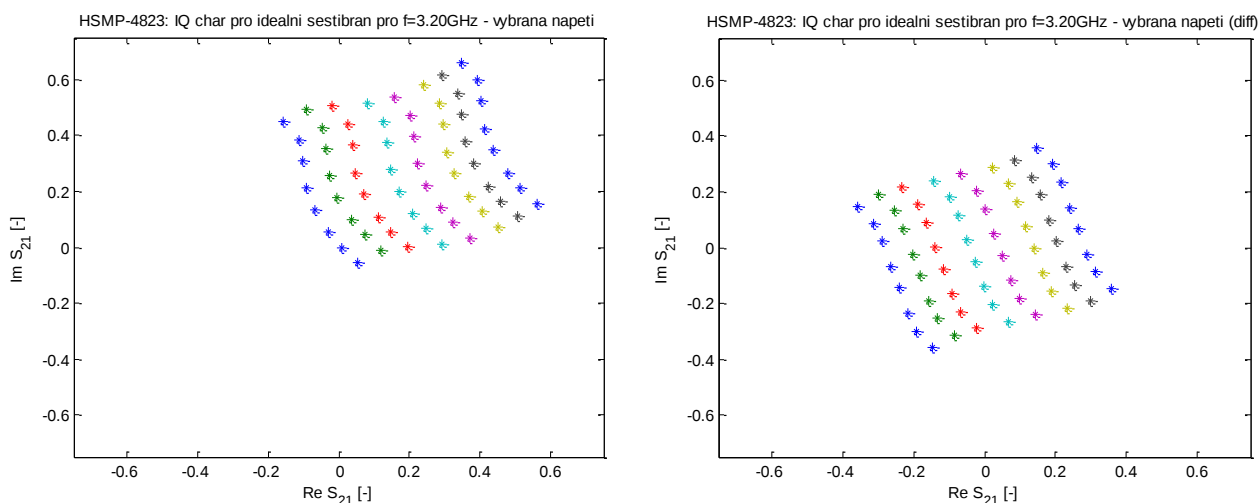
Pokud k základní rovnici idealizovaného šestibranu dáme na brány 5 a 7 fázový posuv o 180° (stejný pro všechny frekvence), pak nám vyjde následující vztah:

$$U_{RFout} = -\frac{1}{4}U_{LOin}[(\Gamma_6 - \Gamma_7) + j(\Gamma_4 - \Gamma_5)]. \quad (7.1)$$

Budeme-li uvažovati fázový posuv pomocí mikropáskového vedení, tj. fázový posuv 180° je platný pouze na pracovní frekvenci, pak lze výsledný přenos vyjádřit:

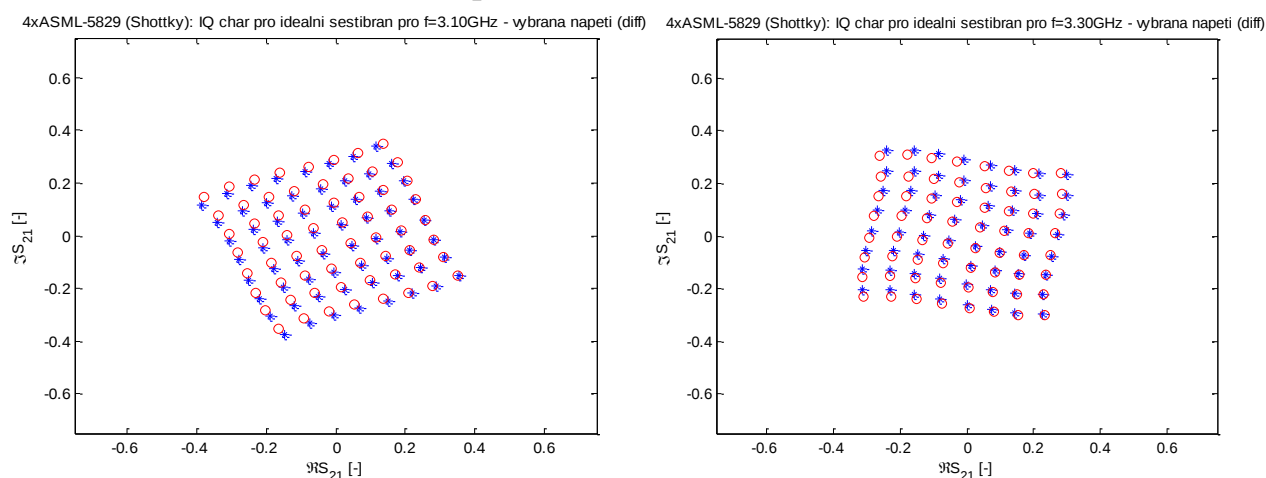
$$U_{RFout} = -\frac{1}{4}U_{LOin} \left[\left(\Gamma_6 + \Gamma_7 \cdot e^{j\pi \frac{f_{prac}}{f_{nom}}} \right) + j \left(\Gamma_4 + \Gamma_5 \cdot e^{j\pi \frac{f_{prac}}{f_{nom}}} \right) \right], \quad (7.2)$$

Následující obrázek (Obr. 7.4) ukazuje vliv diferenciálního buzení pro ideální šestibran s diodou HSMP-4823 (změřená data, více informací v hlavní práci). Jak můžeme tedy vidět, diferenciální zapojení nejenom, že data vystředilo, ale výsledný obrazec linearizovalo a výsledný IQ diagram by byl daleko lépe dekódovatelný (ačkoliv výsledný rozsah signálu není příliš veliký).



Obr. 7.4 HSMP-4823: vliv diferenciálního buzení na přenos ideálního šestibranu

Budící signál pro oba obrazce byl zvolen ze stejných vybraných napětí jako na Obr. 7.4 vlevo, pouze v případě diferenciálního buzení byly brány 5 a 7 buzeny v opačném pořadí, tj. byl použit výraz $n_d=1+\max n-n$, kde n_d je číslo vzorku na diferenciální bráně a n číslo původního vzorku.

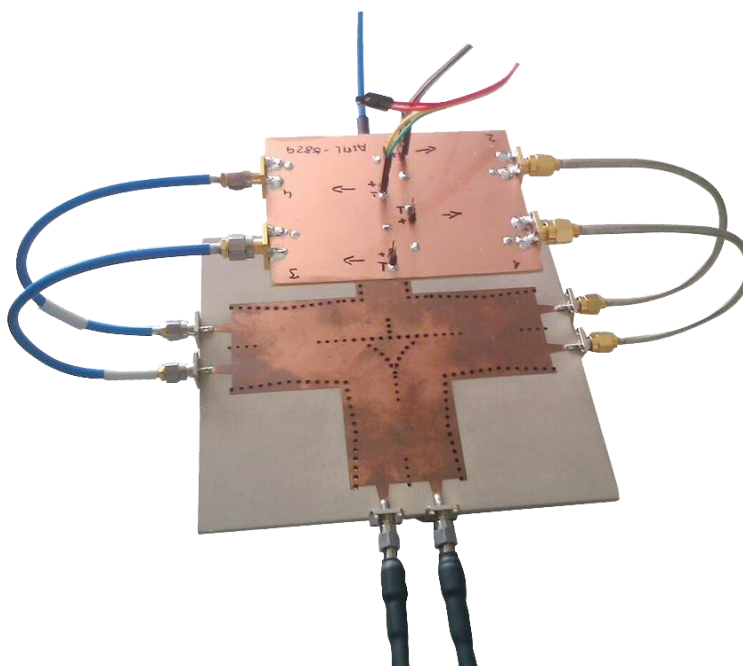


Obr. 7.5 HMSP-4823: vliv diferenciálního buzení na přenos ideálního šestibranu dle

Na Obr. 7.5 můžeme vidět výsledek z výpočtu dle (7.1) a (7.2) pro frekvence okolo pracovního kmitočtu, v tomto případě je to ± 100 MHz. Červená kolečka zobrazují výsledek pro (7.1) a modré hvězdičky pro (7.2). Zohledněním reálného vedení pro posuv fáze o 180° nám pro případy výše vyjde posuv $\sim 174,3^\circ$ pro 3,1 GHz a $\sim 185,6^\circ$ pro 3,3 GHz.

Tento postup byl zkoušen i pro kap. 7.3, avšak v tomto případě při chybě popsané níže nebylo zlepšení markantní a nedokázalo chybu eliminovat.

7.3 NAMĚŘENÁ DATA A JEJICH POROVNÁNÍ S VÝPOČTY



Obr. 7.6 Detail propojení DPS SIW šestibranu a zátěží s PIN diodami ASML-5829

Jak se dozvíme dále, výsledky měření bohužel neodpovídaly předpokladům. Z jakého důvodu? Na tuto otázku nám částečně může odpovědět Obr. 7.6, kde je zobrazeno, jak byl měřen SIW šestibran zatěžovaný PIN diodami. Jak bude následně ukázáno, zásadní vliv mají propojovací kabely typu Semi-Rigid (typ koaxiálního kabelu), které i přes totožnou délku mají nepatrně jiné parametry a to zejména ve fázovém posuvu signálu pro danou frekvenci (jiná vnitřní výplň).

Vlastní útlum kabelů je minimální (zejména pro malé rozměry), ale bylo nutno změřit fázový posuv signálu jednotlivých kabelů. Výsledky jsou v Obr. 7.7 vlevo. Jelikož kabel byl měřen s pomocí dvou průchodek, je nutno odečíst (eliminovat) alespoň jejich fázový posun, tak aby výsledek byl co nejpresnější. Tato korekce byla provedena pomocí tzv. de-embedding procesu, což je ve zkratce přepočítání s-parametrů na t-parametry, jejichž výhodou je v možnosti jejich kaskádovatelnosti, úpravy na vyjádření měřeného uzlu a přepočítání zpět na s-parametry.

Po konverzi na t-parametry, lze definovat rovnici výsledných naměřených parametrů (7.3) jako součin tří kaskádních matic (s indexy pro tento případ).

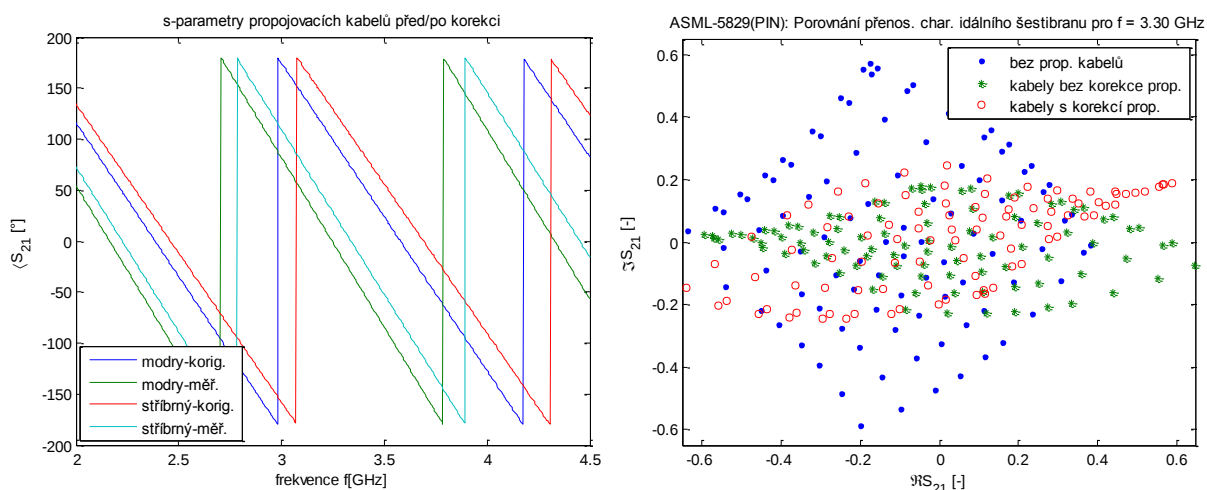
$$\mathbf{t}_{\text{zmereno}} = \mathbf{t}_{\text{prechodka1}} \cdot \mathbf{t}_{\text{kabel}} \cdot \mathbf{t}_{\text{prechodka2}} \quad (7.3)$$

Pro výpočet hledaných parametrů upravíme rovnici do podoby (7.4)

$$\mathbf{t}_{\text{kabel}} = \mathbf{t}_{\text{prechodka1}}^{-1} \cdot \mathbf{t}_{\text{zmereno}} \cdot \mathbf{t}_{\text{prechodka2}}^{-1} \quad (7.4)$$

Nyní provedeme maticový přepočítání (ten není příliš výpočetně náročný, jelikož se jedná o matice 2×2). Po vyjádření t-parametrů kabelu a jeho převodu zpět na s-parametry, lze vyjádřit výslednou hodnotu připojených impedancí následovně.

$$\Gamma_{in} = s_{11} + \frac{s_{12} \cdot s_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \quad (7.5)$$

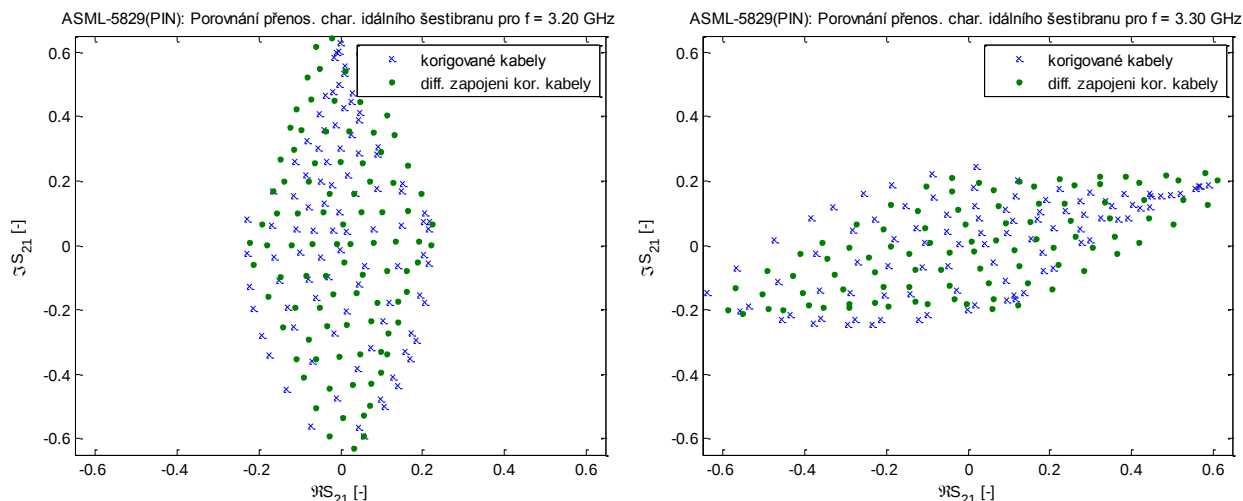


Obr. 7.7 Charakteristiky propojovacích kabelů a jejich vliv na přenos ideál. šestibranu

Na Obr. 7.7 vpravo můžeme vidět jak vliv rozdílnosti vlastních kabelů, tak i vliv započítání korekce propojek pro měřená data kabelů. Tyto charakteristiky, ačkoliv dosazené do ideálního šestibranu, jsou velmi podobné výsledkům na reálných šestibranech dále.

Na Obr. 7.8 je vidět rozdíl výsledné IQ charakteristiky pro výpočet s ideálním diferenciálním šestibranem v porovnání s verzí korigovanými propojovacími

kabely. Jak je z tohoto obrázku patrné, pak krom vystředění charakteristiky není znát v případě problému dvou různých typů propojovacích kabelů žádné výrazné zlepšení výsledného IQ diagramu.

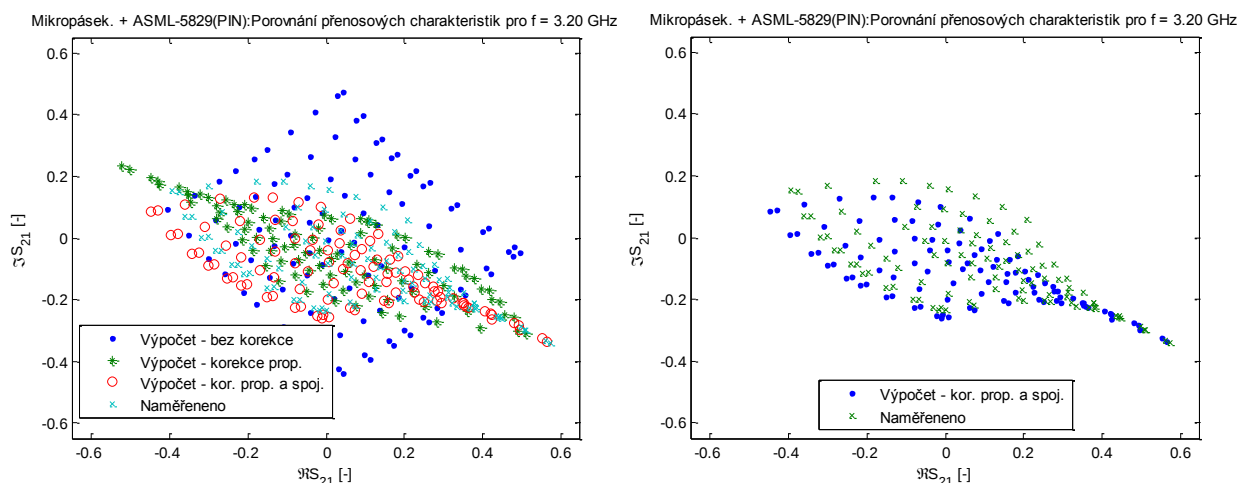


Obr. 7.8 ASML-5829(PIN): vliv propoj. kabelů na přenos – diferenciální ideál. šestibran

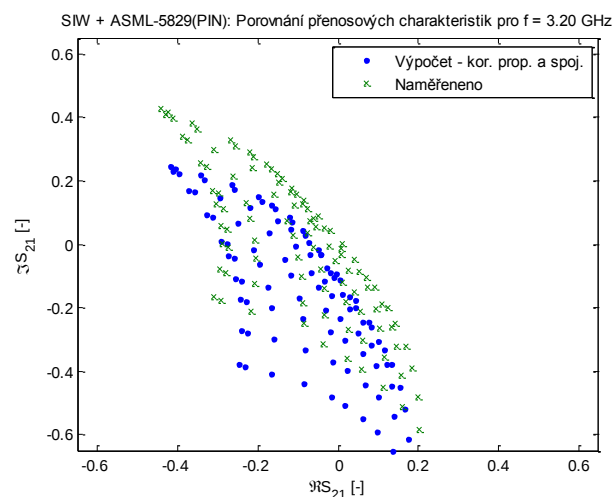
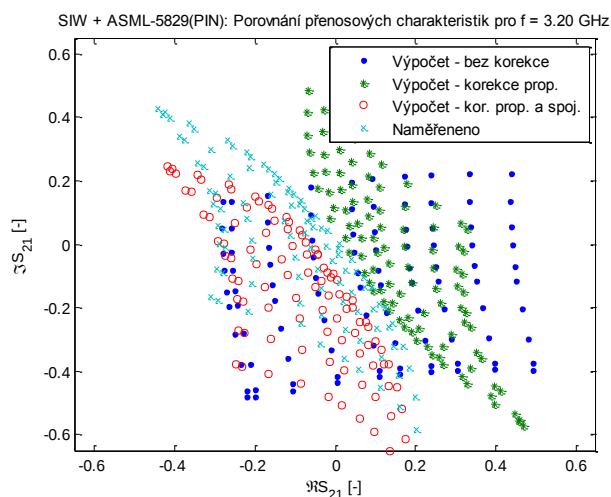
Následující obrázky Obr. 7.9 až Obr. 7.12 jsou dle totožného schématu. Na levé straně je porovnáváno měření (modrý křížek), očekávaný výstup (modrá tečka) a dva korigované výpočty, tj. výpočet beroucí v úvahu propojovací kabely bez korekce propojek (zelená hvězdička) a s korekcí (červený kruh). V pravé části je porovnán vždy nejpresnější výpočet s naměřenými daty.

Všechny výpočty na Obr. 7.9 až Obr. 7.12 byly provedeny pomocí vztahu (5.13).

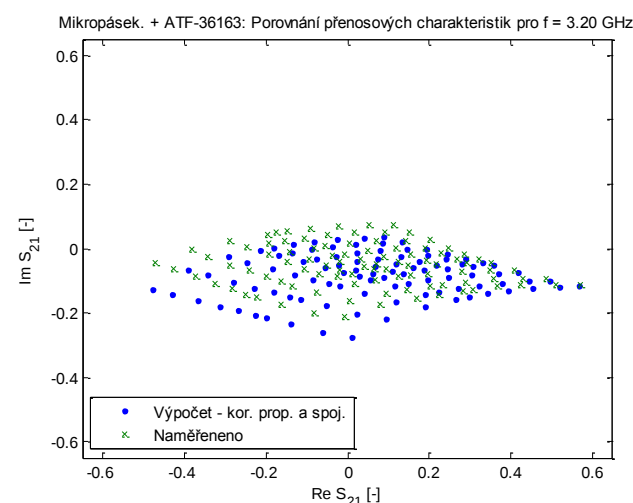
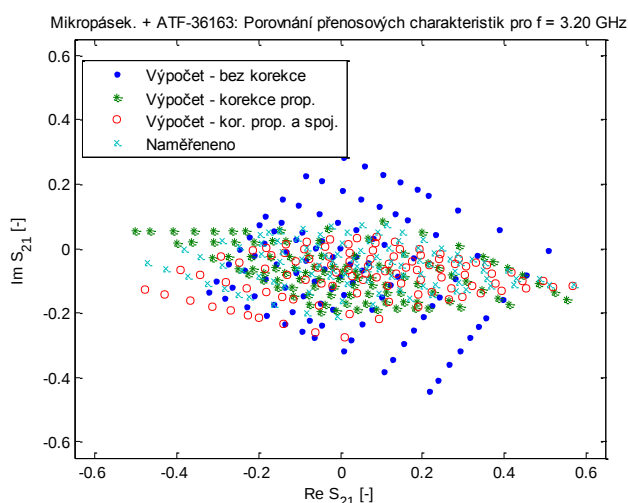
Porovnáním předchozích obrázků můžeme vidět, že i přes zkreslení propojovacími kabely jsou výstupní charakteristiky mikrovlnného tranzistoru ATF-36163 daleko méně zkresleny než v případě PIN diody a daleko více odpovídají kosočtverci. Zde ideální tvar kosočtverec je dán různými fázovými posuvy zátěží I a Q bran. Co se týká porovnání přesností, pak pro mikropáskový šestibran jsou výsledky o něco málo lepší než v případě SIWu.



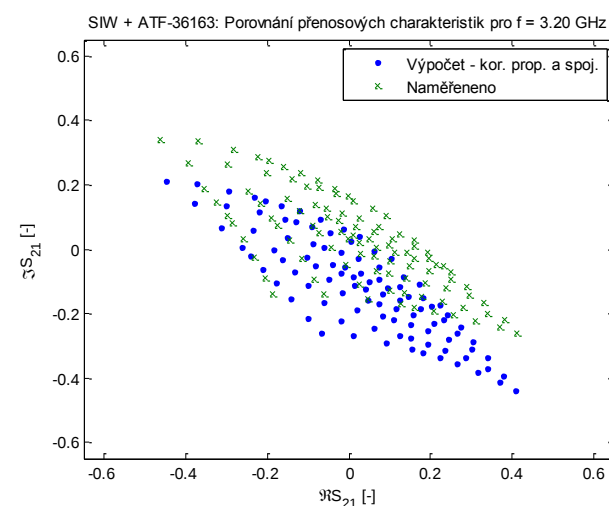
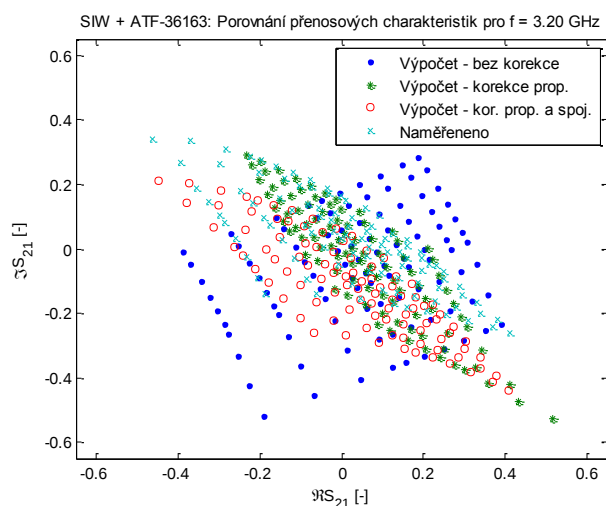
Obr. 7.9 Mikropásek + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty



Obr. 7.10 SIW + ASML-5829(PIN): porovnání výpočtu s naměřenými daty

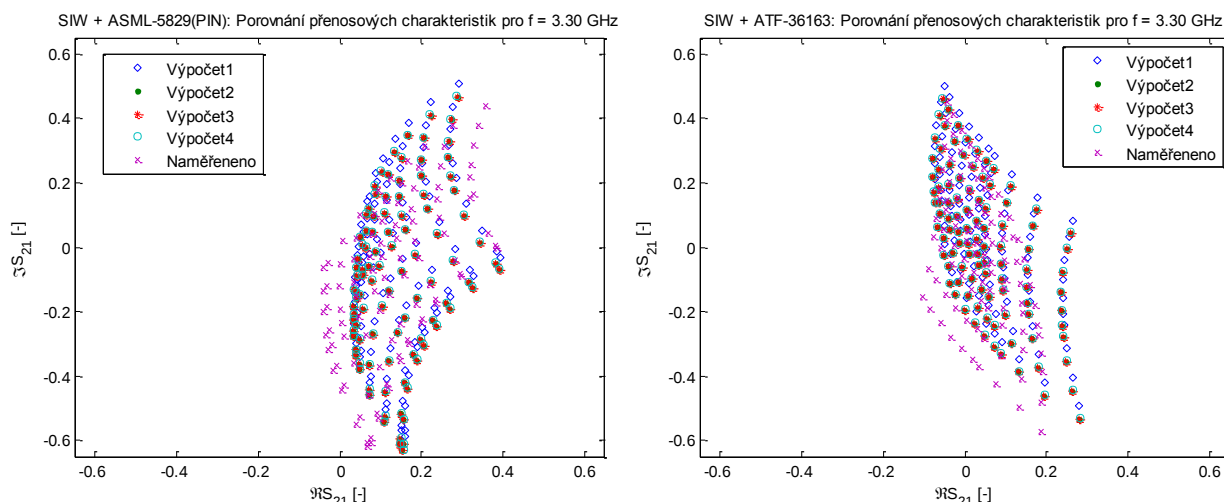


Obr. 7.11 Mikropásek + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty



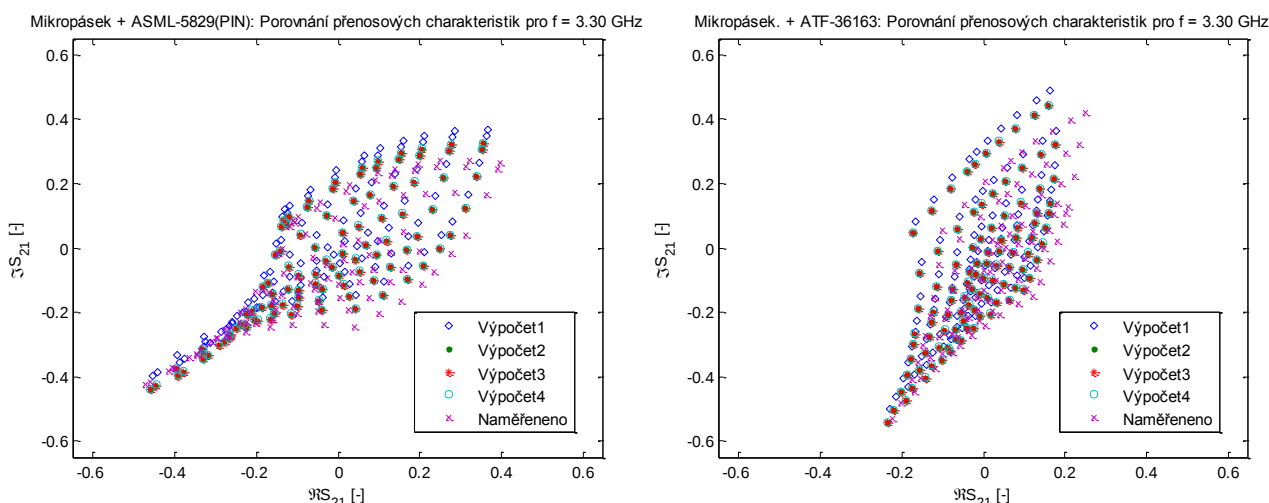
Obr. 7.12 Mikropásek + ATF-36163: porovnání výpočtu s naměřenými daty

Na následujících obrázcích, tj. Obr. 7.13 a Obr. 7.14 jsou naměřené výsledky pro všechny čtyři kombinace porovnány s výpočty uvedenými v kapitole 5. Přiřazení k rovnicím je následující: výpočet 1 – (5.4), výpočet 2 – (5.5), výpočet 3 – (5.9) a výpočet 4 – (5.13).



Obr. 7.13 SIW šestibran: porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty

Porovnáme-li předchozí dva obrázky, tj. Obr. 7.13, můžeme vidět, že pro horší případ (SIW) je, co se týče eliminace chyby výpočtu od referenční hodnoty, dominantní vliv na chybu při přechodu mezi rovnicemi (5.4) a (5.5), kde se chyba skokově snižuje. Další zvyšování přesnosti v těchto případech nemá příliš cenu a v některých případech je chyba pro rovnici (5.9) horší.



Obr. 7.14 Mikropáskový šestibran: porovnání zjednodušených výpočtů s naměřenými daty

Obr. 7.14 ukazuje lepší příklad. I v tomto případě je dominantní pro přesnost započítání i dvou odrazů během průchodu. V tomto případě je chyba pro dvě smyčky natolik nízká, že složitější model nemá cenu uvažovat.

Porovnáním vlivu dle zátěží jsou v případě tranzistoru chyby menší než pro PIN diodu. I v tomto případě má mikrovlnný tranzistor lepší výsledky.

8 ZÁVĚR

Vlastní práce je rozdělena do pěti větších částí. V úvodu a části nazvané současný stav je stručně popsán základní matematický popis šestibranu a jeho využití jako modulátoru (ideálního). Jednotlivé cíle vlastní disertace jsou napsány v kapitole 3., kterou zároveň končí úvodní část práce.

Ve čtvrté kapitole je popsáno, jak bylo postupováno v případě návrhu SIW i mikropáskového šestibranu. Tato část není rozepisována dopodrobna, jelikož tím, jak se měnily hlavní cíle práce se stala pouze podporou pro další kapitoly.

Tím, že návrh SIW modulátoru má řádově větší přeslechy než návrh založený na mikropáskových strukturách, bylo možno v páté kapitole dokázat (výsledky měření a simulace), že je v některých příkladech nutné uvažovat i cesty, které mají více jak jeden odraz a ne tedy pouze cesty přímé, jak popisuje mnoho rozborů. Vlastní technika ověřování není sice ideální, avšak výsledek na rozdíl od výsledného experimentu dopadl nad očekávání, jelikož se jedná o tzv. „přesný výsledek složený z několika výsledků nepřesných“.

Šestá kapitola vznikala souběžně s pátou, kde jsou v první části použity stejné rovnice pro výpočet, pouze impedance nejsou pevné, ale nějakým způsobem rozmítané. Hlavní význam druhé poloviny šesté kapitoly (kde byl simulován signál vyrobený s použitím Raised Cosine filtru) byl v předložení názoru čtenáři, že modulaci tímto způsobem provést lze, ale výsledný stavový diagram (pokud chceme dodržet maxima a minima budícího signálu/možné impedance) bude komprimován (maximální amplituda bude cca 70% z teoretického maxima). Tato kapitola, resp. výpočet impedancí pro tuto barovou modulaci měl zároveň sloužit (po převedení impedancí na budící napětí) jako první budící signál pro výsledný modulátor.

Poslední kapitola měla být původně pouze krátkým přehledem dosažených výsledků. Jak již bylo několikrát zmíněno, díky neočekávaným výsledkům a snaze vyzkoušet co nejvíce aktivních prvků (alespoň co se týče jejich chování pro takovýto typ aplikace) se z ní stala v hlavní práci nejdelší část (v tezích byla tato část podstatně zkrácena). Avšak tato kapitola obsahuje pouze výsledky statických měření. Měření, které by nám dalo představu o dynamickém chování, jak jednotlivých šestibranů, tak i vybraných zátěží nebylo během studia dokončeno.

Jak bylo řečeno dříve, dynamickým chováním zvolených zátěží se tato práce bohužel nezabývá, proto je možné výsledky interpretovat pouze pro velmi malé rychlosti (řádově v kBd). A tak zůstává chování (pro pokud možno spojitě rozmítání) ve vyšších rychlostech otevřenou otázkou, která by mohla vést k dalším výzkumům.

LITERATURA

- [1] LUO, B., CHIA, M. Y. W. Performance Analysis of Serial and Parallel Six-Port Modulators, *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.* September 2008, vol. 56, no. 9, ISSN: 0018-9480.
- [2] LUO, B., CHIA, M. Y. W. Direct 16 QAM six-port modulator. *Electronics Letters*. 2008, vol. 44, no. 15, p. 910 – 911. ISSN: 0013-5194.
- [3] ZHAO, Y., VIERECK, C., FRIGON, J. F., BOSISIO, R. G., WU, K. Direct quadrature phase shift keying modulator using six-port technology. *Electronics Letters*, 2005, vol. 41, no. 21, p. 1180–1181.
- [4] ÖSTH, J. KARLSSON, M., SERBAN, A., GONG, S. Carrier leakage suppression and EVM dependence on phase shifting network in six-port modulator. In *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2012 International Conference on. IEEE, 2012. p. 1-4.
- [5] ÖSTH, J., OWAIS, O., KARLSSON, M., SERBAN, A., SHAOFANG, Gong. Schottky diode as high-speed variable impedance load in six-port modulators. In *IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB)*. 2011, Bologna (Italy), p. 68 – 71. ISSN: 2162-6588.
- [6] ÖSTH, J., KARLSSON, M., SERBAN, A., GONG, S. M-QAM six-port modulator using only binary baseband data, electrical or optical. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 2013, 61.6: 2506-2513.
- [7] GHANNOUCHI F. M., MOHAMMADI A. *The six-port techniques with microwave and wireless applications*. Boston: Artech House, 2009. 236 s, ISBN 978-1608070336.
- [8] LI-NAN W., XU-CHUN Z., CHUANG-MING T., MING Z., A New Substrate Integrated Waveguide Six-port Circuit. In *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology ICMMT 2010*. 2010, Chengdu (China), p. 59-61 2010. ISBN: 978-1-4244-5705-2.
- [9] TYSL, V., RUŽIČKA, V. *Teoretické základy mikrovlnné techniky*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1989. ISBN 80-03-00141-2.
- [10] POZAR, D. M. *Microwave engineering*. 3rd ed. Hoboken, NJ: J. Wiley, c2005. ISBN 0471448788.
- [11] *Microwaves101.com: The world's microwave information resource since 2001*. 2017 [cit. 2017-06-15]. Dostupné na www: <https://www.microwaves101.com/>
- [12] DUŠEK, M., ŠEBESTA, J. Design of Substrate Integrated Waveguide Six-port for 3.2 GHz Modulator. In *34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing TSP 2011*. Budapest (Hungary), 2011. p. 274 - 278, ISBN: 978-1-4577-1410-8
- [13] DUŠEK, M.; ŠEBESTA, J. Port Crosstalk Effects in Six- port Modulator. In *23th International Conference Radioelektronika 2013*. 2013. s. 147-150. ISBN: 978-1-4673-5517-9.
- [14] DUŠEK, M.; ŠEBESTA, J. Comparison of Reduced Analytic Models for Six- Port Modulators with Different Characteristics. In *37th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP) 2014*. 2014. s. 277-281. ISBN: 978-80-214-4983- 1.

CURRICULUM VITAE

Name: Martin DUŠEK
Born: October 2nd 1985 in Pardubice
Contact: xdusek14@stud.feec.vutbr.cz
marttass@centrum.cz

Education

2005-2008 Technical University of Brno / Department of Radio Electronics
Bachelor study of Radio Electronics
State exam passed in June 2008
Bachelor thesis: *Design and making of low-frequency power amplifier in class AB*

2008-2010 Technical University of Brno / Department of Radio Electronics
Master study of Radio Electronics
State exam passed in June 2010
Diploma thesis: *Doppler's sensor beat frequency processing*

2010-2017 Technical University of Brno / Department of Radio Electronics
Ph.D. study of Electronics (2010 – 2014 present form, 2014 – 2017 distance form)
Ph.D. Thesis: *Microwave modulators based on sixports*

Courses

6/2012 Training School on Energy-aware RF Circuits and Systems Design
University of Bologna Pontecchio Marconi, Bologna (Italy)

7/2012 ITSS The 22nd International Travelling Summer School on Microwaves and Lightwaves
Brno University of Technology and Czech Academy of Science, Třešť (Czech Rep.)

Additional

Languages Czech – mother tongue
English – intermediate (B1)
German – elementary (A2)

Skills Analog design, programming (C#, C++, VB, Python, Verilog, VerilogA), embedded systems programming (AVR, ARM7TDMI), Labview, Matlab, Altium and Eagle PCB design.

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá problematikou modulátorů, řešených pomocí mikrovlnných šestibranů. V úvodu jsou rozebrány dosavadní řešení šestibranů jako modulátorů, jejich přenosové funkce a technologie SIW.

Návrhová část obsahuje vývojový šestibran, založený na technologii vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW), u které je prezentován vývoj struktury krok po kroku a také šestibran navržený pomocí mikropáskových struktur. Návrhy šestibranů a variabilních zátěží jsou změřeny, výsledky jsou diskutovány a porovnávány s očekávanými v dalších kapitolách.

Druhá část práce se zabývá vlivy jednotlivých parametrů na výsledný přenos odvozením funkcí pro přenos, které berou v úvahu více než jeden odraz ve struktuře. Výsledky výpočtů jsou porovnány s experimentálními měřeními pro pevné zátěže. Pomocí rozmítání ideálních zátěží byly také vyzkoušeny tvarové modulace. Pro navržené variabilní zátěže byly hledány optimální body pro požadovanou modulaci a diskutovány vhodnosti jednotlivých vybraných aktivních prvků. V poslední kapitole jsou zobrazeny výsledky experimentu s variabilními zátěžemi připojených k oběma druhům šestibranů.

ABSTRACT

This doctoral thesis is focused on problems of modulators based on six-ports. It begins with description of current state of the art of six-ports used like modulators, their transfer functions and SIW technology.

A design part of this thesis consists from experimental six-port based on substrate integrated waveguide (SIW) technology. There is presented step-by-step development of this six-port using this technology and also there is introduced micro-strip technology based six-port. Final design of six-ports and variable impedances were measured, the results are discussed and compared with expected ones in next chapters.

Second part of this thesis deals with influences of internal parameters of six-ports to final signal transmission and derives their transfer functions for more than one reflection in structure. The computation results are compared with experimental measurements for fixed loads. With using of ideal loads sweeps, modulations with shaped input signals were calculated. For designed variable impedances, there was founded the optimal biasing points for demanded IQ diagram and discussed which from tested active circuit is suitable. In the last part there are shown results of experiment with these variable loads connected to both types of designed six-ports.