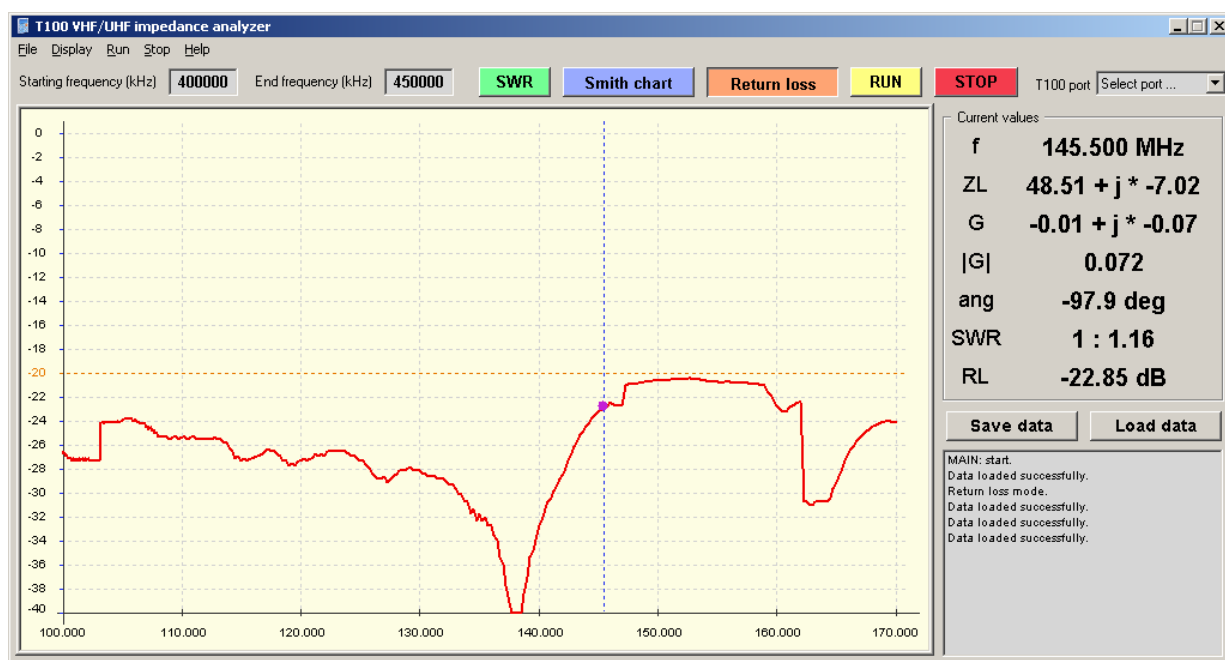


# Anténní dělič pro pásmo 145 MHz

Povelovací a telemetrická stanice  
czCube a GES-ELECTRONICS, a.s.

napsal David Holas, OK1WTX, květen 2011

czCube, o.s.



## Obsah

1 Úvod .....	1
2 Konstrukce slučovače.....	1
2.1 Princip.....	1
3 Použitý materiál.....	2
3.1 Měření zkracovacího činitele kabelu.....	2
4 Simulace vlastností děliče .....	3
4.1 WinMIDE model děliče .....	3
4.2 Ideální stav .....	3
4.3 Korekce na skutečně použitý kabel.....	4
4.4 Přívodní vedení a nepřesná hodnota odporu .....	4
4.5 Parazitní kapacita a indukčnost .....	5
4.6 Závěr simulace.....	5
5 Konstrukce děliče – fotogalerie .....	5
6 Měření vlastností děliče .....	8
6.1 Použité vybavení.....	8
6.2 Orientační měření vlastností použitých rezistorů.....	9
6.3 Měření zátěže GSM.....	10
6.4 Měření přizpůsobení na společném portu (S11).....	10
6.5 Měření přizpůsobení na anténním portu (S22).....	11
6.6 Měření přizpůsobení na anténním portu (S33).....	11
6.7 Orientační posouzení S23 a S32 .....	12
6.8 Orientační měření průchozího útlumu (S21, S12, S13, S31) .....	14
7 Vyhodnocení a závěr.....	15

## 1 Úvod

Pro rádiovou komunikaci s družicemi se používají antény s kruhovou polarizací. Důvodem je nepředvídatelné stočení roviny polarizace rádiového signálu vysílaného satelitem po průchodu ionosférou.

V případě použití Yagi antén, které jsou pro amatérské požití nejobvyklejším řešením, je nutno řešit otázku sloučení signálů ze dvou nezávislých antén. Yagiho anténa je principiálně konstruována jako rovinně polarizovaná s rovinou polarizace shodnou s rovinou montáže anténních prvků. Obvyklá praxe proto je, montovat dvě nezávislé sady navzájem kolmých prvků na společné ráhno, přičemž rozměry a rozteče jednotlivých prvků jsou optimalizovány s ohledem na jistý vliv druhé sady.

Z hlediska připojení anténního napáječe je důležité oba signály z obou rovinných antén sloučit do jednoho přívodu tak, aby se z hlediska přijímače či vysílače celá soustava chovala jako jedna, kruhově polarizovaná anténa.

Při použití pasivního děliče (slučovače) je nutno počítat s tím, že díky reciprocitě (symetrii matice s-parametrů) bude přenos z portu antény na sloučený port právě takový, jako je přenos ze společného portu na anténní. Jestliže se tedy signál na společném portu rovnoměrně dělí do obou anténních portů, je přenos roven -3 dB, a právě takový bude přenos z anténního portu na společný. Signál z každé jednotlivé antény bude potlačen o 3 dB a jejich součtem nedojde tedy k žádnému zesílení celkového výkonu.

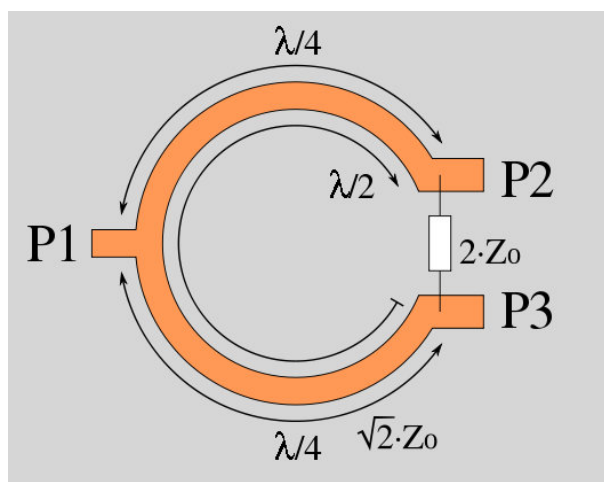
V případě pozemní stanice czCube a GES-ELECTRONICS, a.s. je pro příjem signálů v pásmu VHF (144-146 MHz) použita podobná křížově polarizovaná anténa firmy Tonna, typ 20818. Anténa je složena ze dvou lineárních Yagi antén, přizpůsobení je fixní T-match, symetrizace je řešena pomocí tzv. rukávu (sleeve), tedy  $\lambda/4$  trubkou, která se nasazuje na oba napáječe jednotlivých rovinných antén.

Anténa Tonna 20818 nedisponuje integrovaným slučovačem, proto bylo nutno sestavit příslušnou konstrukci v amatérských podmínkách svépomocí.

## 2 Konstrukce slučovače

### 2.1 Princip

Slučovač je navržen jako jednoduchý Wilkinson splitter podle následujícího principu (kredit: Wikipedia Commons):



Dělič se skládá ze dvou větví, každá o délce jedné čtvrtiny vlnové délky. Výstupní porty jsou spojeny pokud možno ideálním rezistorem o hodnotě dvojnásobku nominální impedance. Vedení použité pro obě větve má impedanci  $Z = 50\sqrt{2} = 70.71 \Omega$ .

Pro co nejlepší výsledky je nutno zajistit co možná nejlepší komponenty a dodržet malé rozměry přechodů na spojích jednotlivých vedení.

Dělič je možno konstruovat z diskretních součástek, v tomto případě bylo zvoleno řešení z úseků koaxiálních vedení.

### 3 Použitý materiál

Pro dodržení ideálních parametrů platí  $Z = 50\sqrt{2} = 70.71 \Omega$ . Pro nedostupnost podobného koaxiálního kabelu byl nahrazen běžně dostupným kabelem  $Z = 75\Omega$  používaným pro satelitní TV techniku, s měděným opletením z důvodu snazšího pájení.

Z praktického hlediska je lépe připravit úseky vedení delší a případně zkracovat.. Z hlediska připojení antén a napáječe je výhodné zakončit porty děliče konektory typu Female. Vzhledem k dostupnosti a ceně N konektorů díky rozšíření WiFi komunikací byly použity zbytky z různých pigtailů, zakončené N-F. Z hlediska VF vlastností je použití N konektorů pro pásmo VHF více než vyhovující.

Rezistor  $Z = 2Z_0 = 100 \Omega$  byl použit obyčejný vývodový 250 mW s 1% tolerancí.

#### 3.1 Měření zkracovacího činitele kabelu

Při konstrukcích využívajících vlastnosti úseku vedení je nutno rozlišovat mezi fyzickou a elektrickou délkou kabelu. Elektrická délka (délka, jak ji vnímá EM vlna šířící se v kabelu) je vždy kratší než délka fyzická, protože rychlost šíření EM vlnění v dielektriku kabelu je vždy nižší než ve vakuu a za jednu periodu vlny urazí signál kratší dráhu. Poměr mezi elektrickou a fyzickou délkou se nazývá zkracovací činitel a bývá v hodnotách 0.75 – 0.9, podle použitého dielektrika. Čím více se dielektrikum blíží „vakuu“, tím je zkracovací činitel bližší k 1.

Výrobce udává zkracovací činitel v technických specifikacích kabelu. Typická tolerance hodnoty bývá cca 10 procent, proto je lepší, zejména u starších či neznámých kabelů, činitel zkrácení změřit. V našem případě se jednalo o neznámý kabel 75 Ohm.

Činitel zkrácení použitého kabelu byl ověřen rezonanční metodou (vedení dané délky - ideálně několik vlnových délek) bylo měřeno analyzátozem impedance a hledány minima vstupní impedance. Na frekvenci, na které nastává minimum impedance, má vedení s otevřeným koncem délku lichého násobku  $\lambda/4$ . Tato situace nastává periodicky podle frekvence. Ze dvou sousedních frekvencí, na kterých toto minimum nastává, je možné vypočítat činitel zkrácení (dvě rovnice o dvou neznámých). Pro rezonanční frekvence platí vztahy:

$$L = (2n + 1) \cdot \frac{ck}{4f_1} \quad \text{a} \quad L = (2n + 3) \cdot \frac{ck}{4f_2}$$

kde  $L$  je fyzická délka kabelu,  $c$  je rychlost světla a  $f_1, f_2$  jsou změřené sousední frekvence, při nichž nastává rezonance.  $k$  je neznámý činitel zkrácení a  $n$  je neznámý počet celých půlvln, které na vedení opakují impedanci. Z průběhu impedance v závislosti na frekvenci odečteme dvě nejbližší frekvence a řešíme soustavu rovnic.

V našem případě byly změřeny tyto hodnoty:

$L = 5,500 \text{ m}$ ,  $f_1 = 117,200 \text{ MHz}$ ,  $f_2 = 138,350 \text{ MHz}$ . Po dosazení spočteme  $k = 0,781$ .

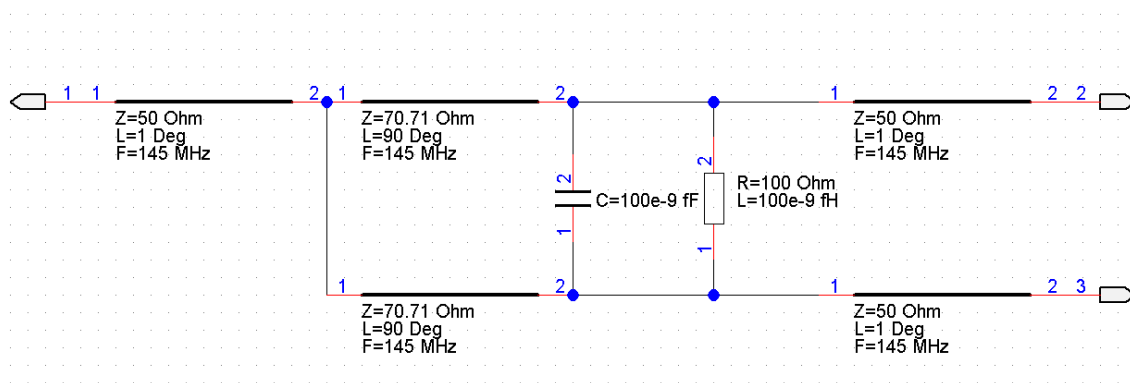
Výrobce udává pro kabel stejných parametrů (typ opletení, typ dielektrika, průměr) hodnotu  $k = 0,81 \pm 10\%$ , tedy  $k \in < 0,729; 0,891 >$ , takže hodnota je realistická. Rozptyl udávaných hodnot je ale značný, proto je lépe postupovat konzervativně, připravit delší vedení a teprve podle vlastností výsledného obvodu případně zkrátit. Pro střed uvažovaného pásma 145,500 MHz je vlnová délka ve vakuu 2,062 m a elektrická délka  $\lambda/4$  je 403 mm. Výslednou hodnotu je třeba brát s jistou rezervou cca 1 cm kvůli napojení měřeného kabelu na svorky analyzátoru impedance.

## 4 Simulace vlastností děliče

Bylo provedeno ověření vlastností děliče pomocí simulace v programu WinMide. Součástí simulace bylo i prověření teoretické citlivosti děliče na nedodržení parametrů (75 Ohm místo 70 Ohm, nepřesná elektrická délka kabelu, rezistor s parazitní indukčností apod.).

### 4.1 WinMIDE model děliče

Pro testování a posouzení vlastností konstrukce byl vytvořen následující zjednodušený model:

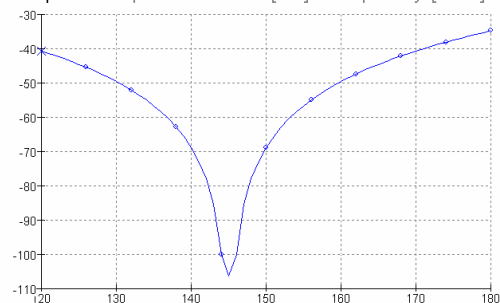


Model uvažuje ideální přívodní koaxiální vedení. Model použitého uhlíkového rezistoru byl zvolen jako paralelní kombinace C a RL.

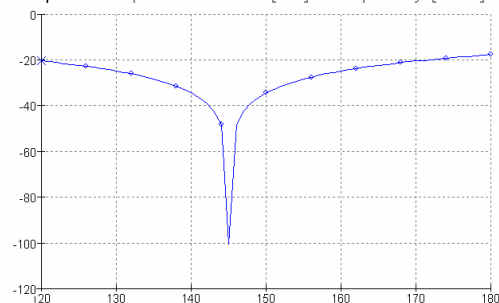
### 4.2 Ideální stav

Vedení ve větvích děliče má přesnou hodnotu impedance  $Z = 70.71 \Omega$ , parazitní kapacita a

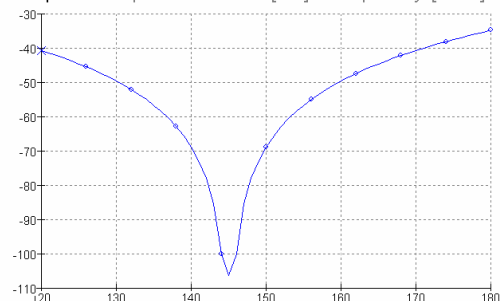
Graph 1: Amplitude of S22 [dB] - frequency [GHz]



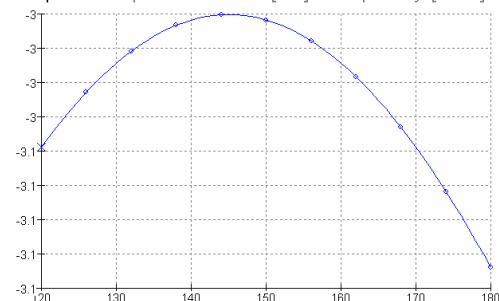
Graph 3: Amplitude of S11 [dB] - frequency [GHz]



Graph 2: Amplitude of S33 [dB] - frequency [GHz]



Graph 4: Amplitude of S21 [dB] - frequency [GHz]



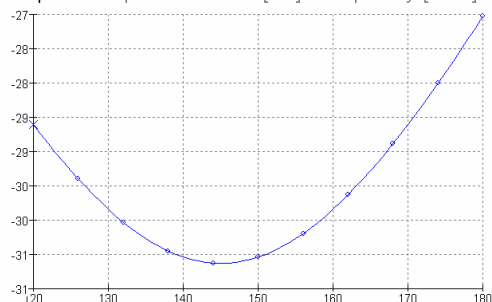
indukčnost jsou nastaveny na minimální, zanedbatelnou hodnotu. Přívodní vedení k portům je uvažováno v zanedbatelné délce (srovnatelné s fyzickou velikostí např. SMA konektoru).

Z výsledného grafu je vidět, že porty 2 a 3 (pro připojení antény) jsou dokonale přizpůsobeny, port 1 je rovněž dokonale přizpůsoben a přenos z portu 2 a 3 se v uvažovaném pásmu blíží ideální hodnotě -3 dB.

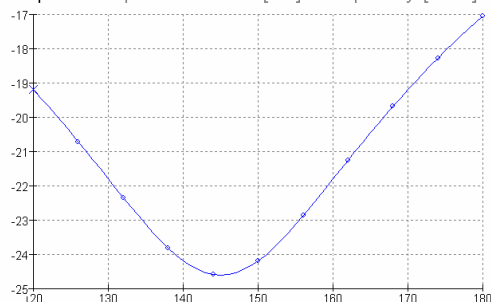
### 4.3 Korekce na skutečně použitý kabel

Koaxiální kabel v obou větvích nahrazen reálným s impedancí  $Z = 75 \Omega$

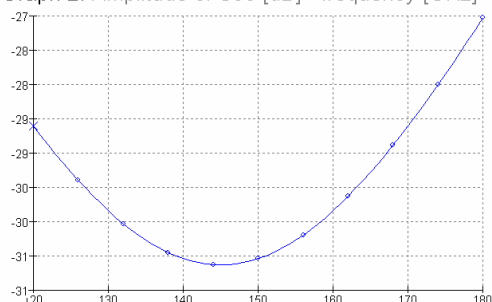
Graph 1: Amplitude of S22 [dB] - frequency [GHz]



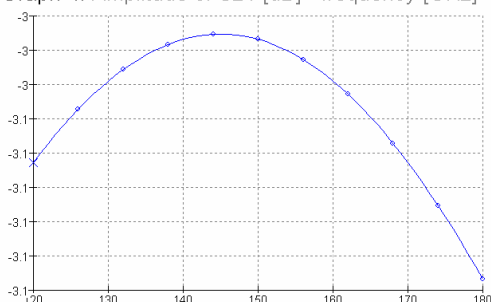
Graph 3: Amplitude of S11 [dB] - frequency [GHz]



Graph 2: Amplitude of S33 [dB] - frequency [GHz]



Graph 4: Amplitude of S21 [dB] - frequency [GHz]



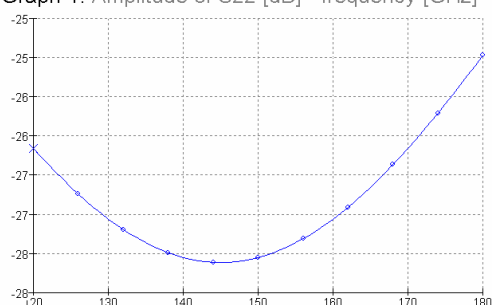
Přizpůsobení na výstupních portech je stále velmi dobré, s útlumem odrazu pod -30 dB, přizpůsobení na společném portu je -24 dB, přenos z anténního portu je stále -3 dB.

Za těchto předpokladů je použití kabelu 75 Ohm místo správné hodnoty opodstatněné a nemělo by mít na výsledek praktický vliv.

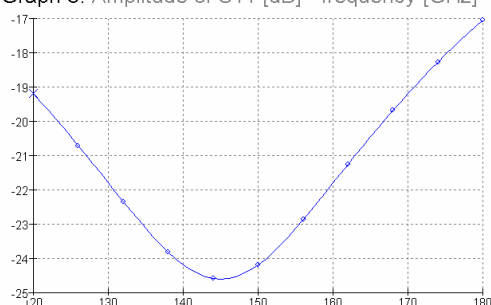
### 4.4 Přívodní vedení a nepřesná hodnota odporu

Společný port a oba výstupní porty jsou prodlouženy úsekem vedení  $Z = 50 \Omega$  o délce zhruba osminy elektrické vlnové délky a hodnota odporu rezistoru byla uvažována 105 Ohm.

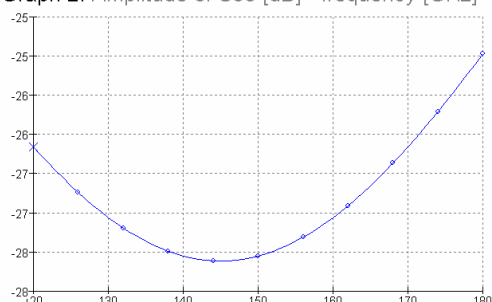
Graph 1: Amplitude of S22 [dB] - frequency [GHz]



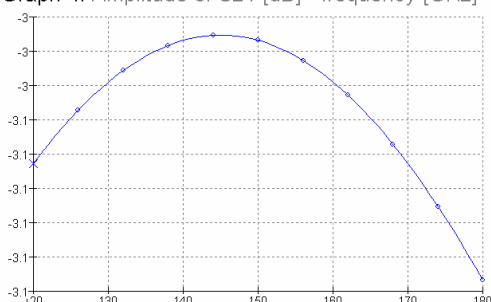
Graph 3: Amplitude of S11 [dB] - frequency [GHz]



Graph 2: Amplitude of S33 [dB] - frequency [GHz]



Graph 4: Amplitude of S21 [dB] - frequency [GHz]

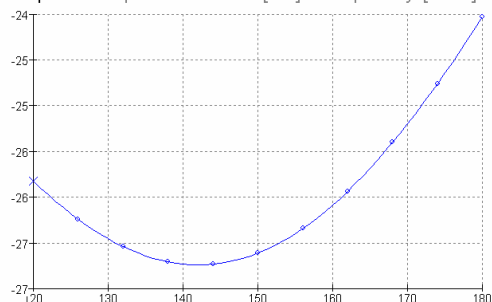


Přizpůsobení na výstupních portech se zhoršilo na -28 dB, na přenos a přizpůsobení na společném portu nemá použití vedení a malá změna odporu rezistoru měřitelný vliv.

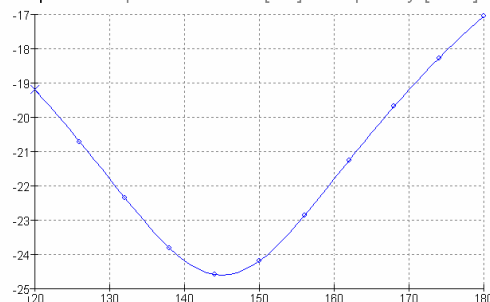
#### 4.5 Parazitní kapacita a indukčnost

Pro výpočet byly uvažovány ad-hoc hodnoty  $C=1$  pF a  $L=1$  nH. Skutečné hodnoty pro tento typ rezistoru a pro frekvenci 145 MHz nebyly k dispozici.

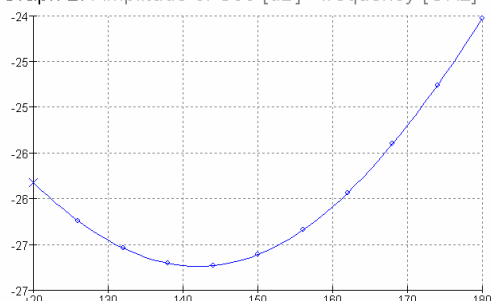
Graph 1: Amplitude of S22 [dB] - frequency [GHz]



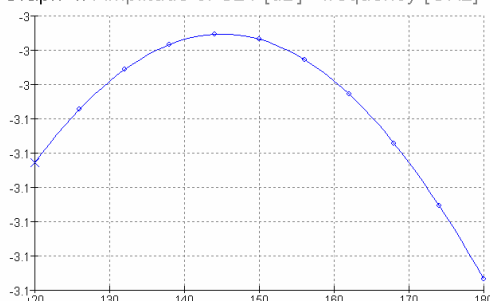
Graph 3: Amplitude of S11 [dB] - frequency [GHz]



Graph 2: Amplitude of S33 [dB] - frequency [GHz]



Graph 4: Amplitude of S21 [dB] - frequency [GHz]



Korekce přinesla další zhoršení přizpůsobení na výstupních portech na -27 dB, na přenos a přizpůsobení na vstupním portu nemá vliv.

#### 4.6 Závěr simulace

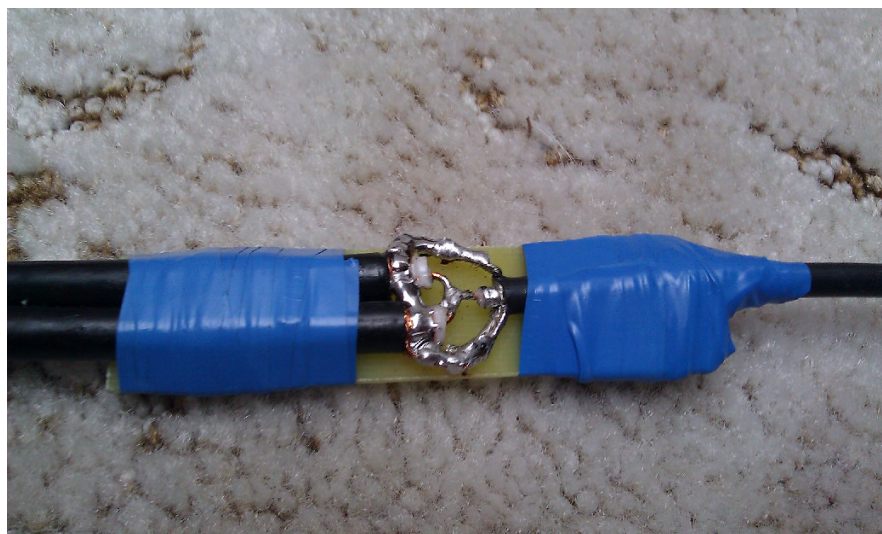
Kvalita součástek a provedení má na vlastnosti děliče v oblasti -25 až -30 dB znatelný vliv. Pokud budeme uvažovat jako limitní hodnotu pro přizpůsobení -20 dB, pak můžeme konstatovat, že ani nepřesnosti v provedení by neměly být na závadu.

### 5 Konstrukce děliče – fotogalerie

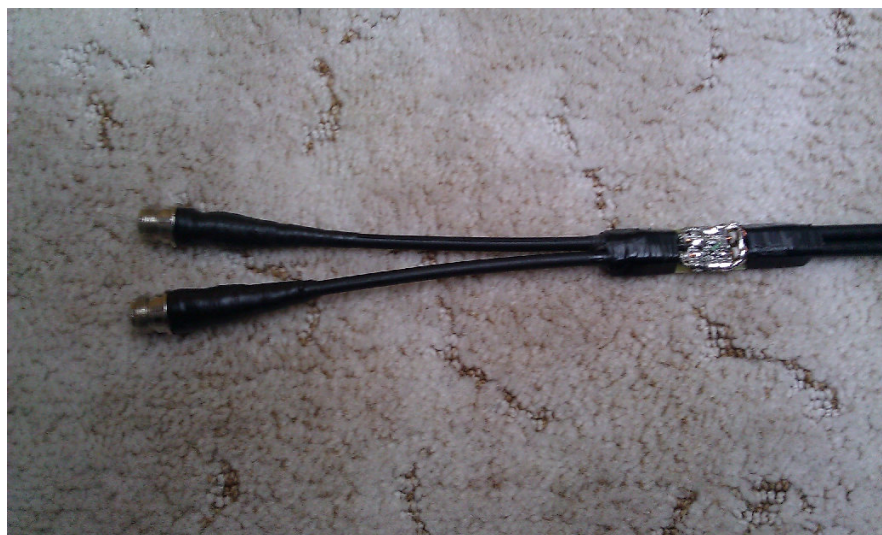


Připojení společného portu. Použit zbytek z pigtailu pro WiFi.

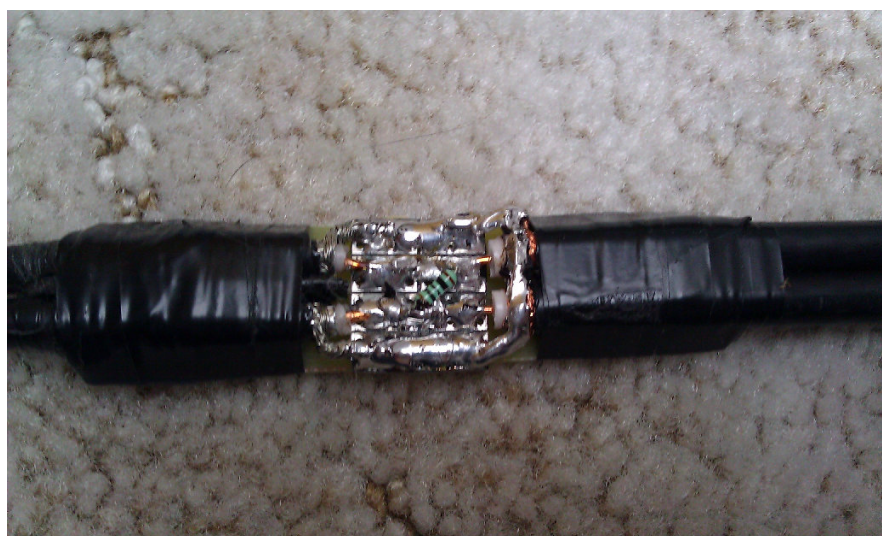




Připojení společného portu na rozvětvení obou větví děliče.

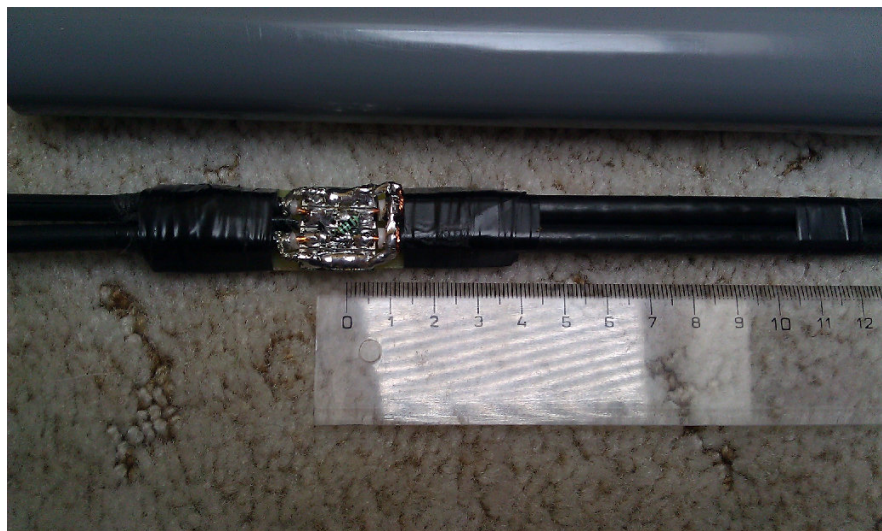


Připojení anténních portů. Použity zbytky z pigtailů WiFi, fixace konektorů pomocí vulkanizační pásky.



Rozdělení výstupních větví. Toto je pravděpodobně kritické místo děliče, které má na výsledné parametry největší vliv.





Detailní pohled na spojovací místo.



Montáž děliče do silnostěnné PVC trubky, utěsnění a upevnění neutrálním silikonem na koncích.



Konečné provedení, vyztužení, zatěsnění vulkanizační páskou a PVC páskou.

## 6 Měření vlastností děliče

### 6.1 Použité vybavení

Jako analyzátor impedance byl použit přístroj T100 společnosti Times Technology, Hong-Kong. Přístroj disponuje měřicími rozsahy 100-170 a 400-470 MHz. Pracuje jako vektorový jednoportový anténní analyzátor. Přístroj disponuje třemi kalibračními SMA koncovkami Open, Short a Load. Měřicí rovina je tedy v místě SMA-F konektoru.

Pro zpracování a zobrazení dat byla použita SW utilita vlastní výroby. Program komunikuje s měřicím přístrojem a předaná data přepočítává a zobrazuje v grafické podobě.

Jako měřicí zátěže byly použity výkonná zátěž 50 Ohm z GSM infrastruktury a kalibrační zátěž 50 Ohm z vybavení přístroje T100. Pro nezbytné přizpůsobení konektorům a jejich polaritě byly použity redukce SMA-N, SMA-SMA a N-N neznámých parametrů. Předpokládáme dostatečně vyhovující parametry pro pásmo 145 MHz.

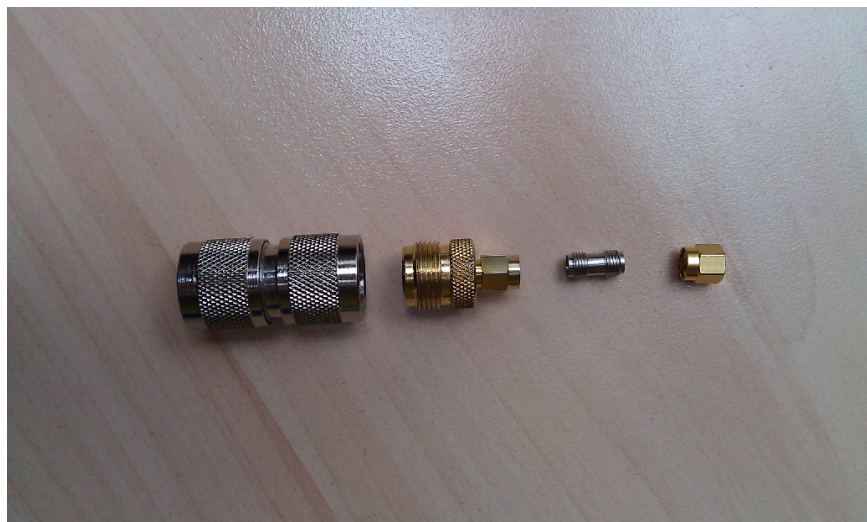


Analýzátor T100



Výkonná zátěž





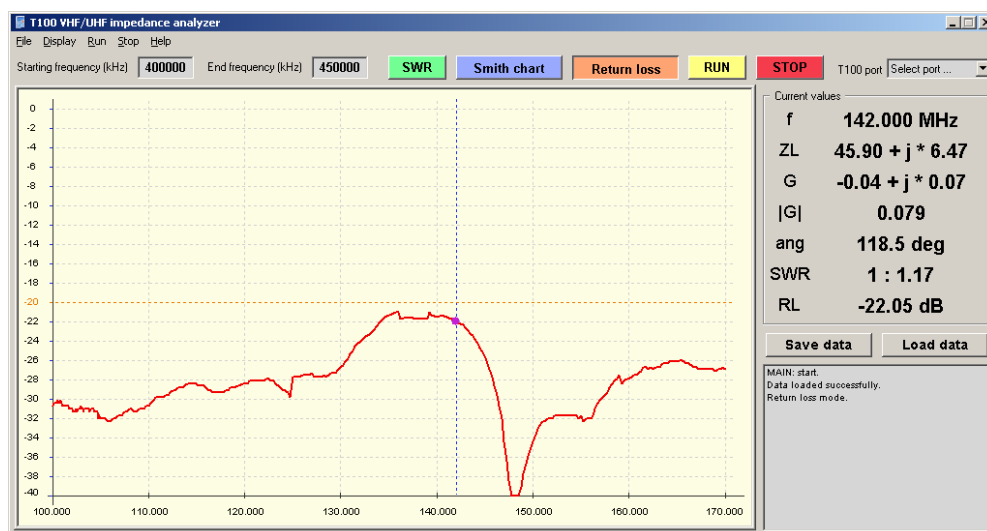
Sestava kalibrační zátěže analyzátoru T100 a redukce pro převod na N-male.



Redukce pro připojení měřeného portu na analyzátor.

## 6.2 Orientační měření vlastností použitých rezistorů

Bylo provedeno kontrolní měření VF vlastností použitých uhlíkových rezistorů. 2 kusy použí-



tých rezistorů byly spojeny paralelně a s co nejkratšími vývody připojeny na SMA-M konektor přímo pro připojení do portu impedančního analyzátoru. Výsledek ukazuje obrázek.

Teoreticky rovný graf útlumu v závislosti na

frekvenci vykazuje silnou frekvenční závislost (jde ovšem o logaritmické znázornění). V blízkosti pracovního pásma se přizpůsobení zhoršuje a blíží se k -20 dB.

### 6.3 Měření zátěže GSM

Bylo provedeno orientační měření použité zátěže z GSM infrastruktury.



Prizpůsobení zátěže je velmi dobré, na úrovni lepší než -40 dB v uvažovaném pásmu. Je možno konstatovat, že zátěž lze bez problémů použít pro měření.

### 6.4 Měření přizpůsobení na společném portu (S11)

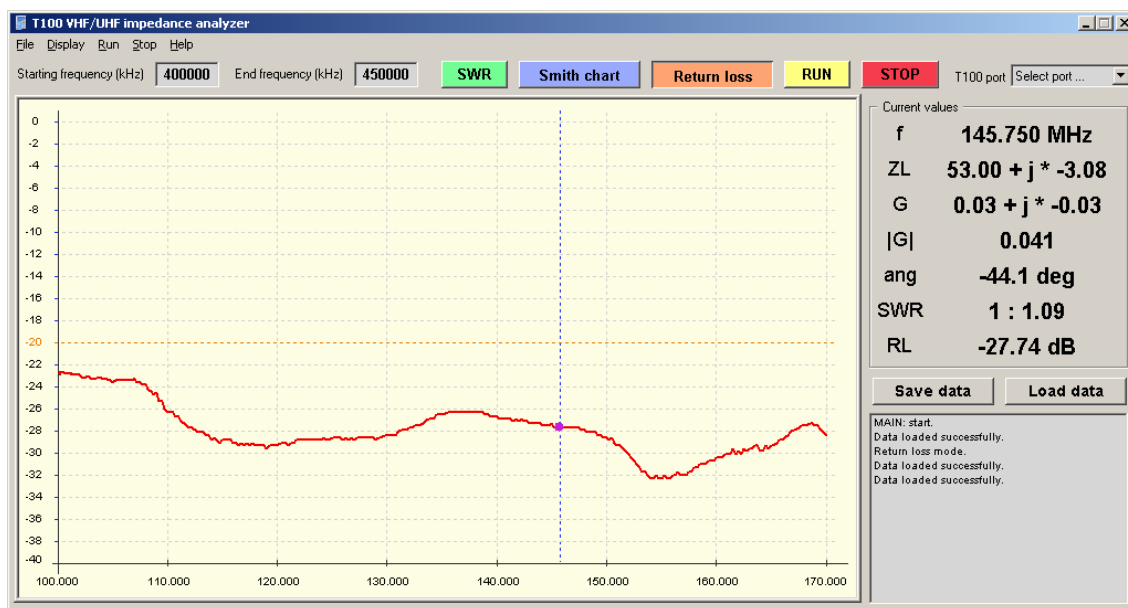
Prizpůsobení na společném portu je velmi dobré, lepší než -40 dB.



Pro realizovaný dělič se nepředpokládá vstup signálu z portu 1, proto není toto měření zásadní. Při provozu budou signály přicházet z portů 2 a 3 a slučovat se do portu 1, proto je důležitější přizpůsobení na výstupních portech a jejich vzájemná izolace. Přesto však velmi dobrá hodnota přizpůsobení na společném portu potenciálně umožňuje i obrácený směr signálu, tj. vysílání. Při vysílání například výkonem 1 kW dojde k odrazu menšímu než 0.1 W, což je zcela zanedbatelné.

## 6.5 Měření přizpůsobení na anténním portu (S22)

Přizpůsobení je vyhovující, na úrovni zhruba -26 - -27 dB, což je pro přijímací dělič dobrá hodnota.



## 6.6 Měření přizpůsobení na anténním portu (S33)

Průběh je velmi podobný jako u portu S22, což naznačuje dobrý symetrický charakter děliče. Přizpůsobení je ještě o 5-6 dB lepší než na portu 2, což nemá na vstupní straně děliče prakticky žádný efekt.





## 6.7 Posouzení a výpočet S23 a S32

Bylo provedeno měření odrazu S22 při nezakončeném portu 3, ale zakončeném portu 1. V tomto uspořádání by se měla část energie odpovídající S32 odrážet od nezakončeného portu 3 a přenášet se zpětně na port 2 (kde by mohla být nežádoucím způsobem zpětně vyzářena anténou).

Jestliže předpokládáme dokonalé přizpůsobení na portu se zátěží, dokonalý odraz na nezakončeném portu a dokonalě reciprokový charakter měřeného slučovače, můžeme z měření činitele odrazu na portu X při nezakončeném portu Y (za X,Y dosadíme 2,3 nebo 3,2) vypočítat hodnoty SXY a SYX.

1. měřič připojíme na port X, port Y necháme nezakončený a třetí port dokonale zakončíme.
2. předpokládejme budící výkon měřiče  $P_{X-IN}$ . Na zakončeném portu k žádnému odrazu nedojde, na nezakončeném portu dojde k dokonalému odrazu.
3. výkon přenesený z portu X na port Y je roven  $P_{X-IN} \cdot S_{YX}$
4. tento výkon vstupuje zpět do portu Y (dokonalý odraz). Případný vstupní odraz  $S_{YY}$  se neuplatní díky dokonalému odrazu.
5. zpětně přenesený výkon na port X je roven  $P_{X-IN} \cdot S_{YX} \cdot S_{XY}$

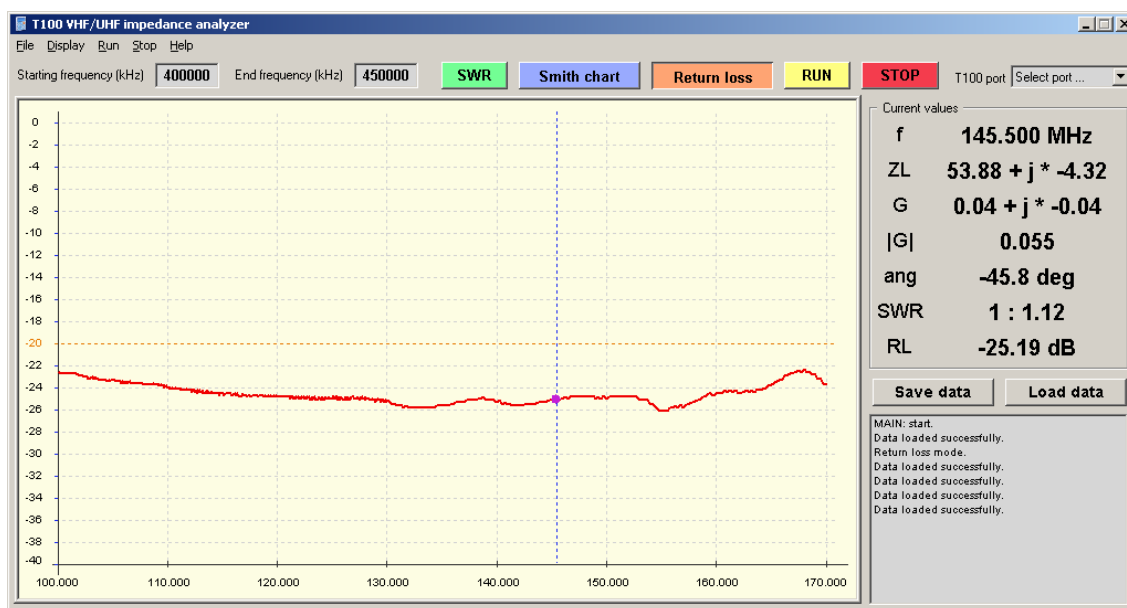
6. jestliže předpokládáme symetrii  $S_{YX} = S_{XY}$ , pak

$$P_{X-OUT} = P_{X-IN} \cdot S_{XX} + P_{X-IN} \cdot (S_{XY})^2 = P_{X-IN} \cdot S_{XX} + P_{X-IN} \cdot (S_{YX})^2$$

7. měřič naměří hodnotu  $S'_{XX} = \frac{P_{X-OUT}}{P_{X-IN}} = S_{XX} + (S_{YX})^2$

8. hodnotu  $S_{YX} = S_{XY}$  dopočítáme podle vztahu  $S_{YX} = \sqrt{S'_{XX} - S_{XX}}$

Výsledek měření je následující:



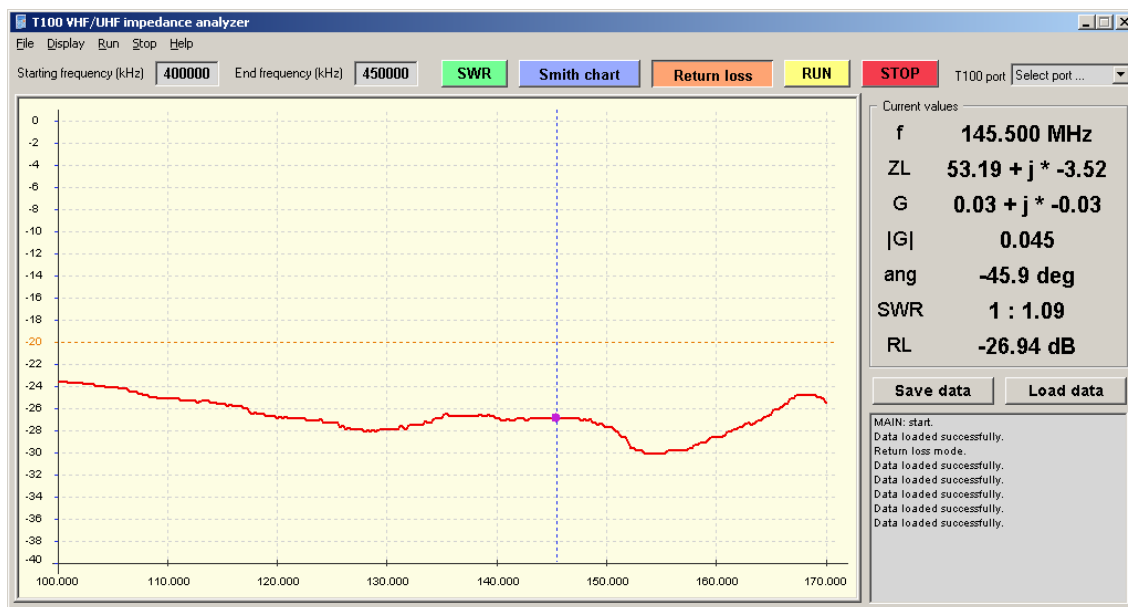
Hodnota útlumu odrazu  $S_{22}$  se pro frekvenci 145.500 MHz zhoršila z -27,7 na -25,2 dB. Z toho vyplývá, že izolace mezi porty není dokonalá.

Po dosazení do výše uvedených vztahů:

$$S_{22} = -27,7\text{dB} = 1,698e-3 \quad , \quad S'_{22} = -25,2\text{dB} = 3,020e-3 \quad , \quad S_{23} = 3,636e-2 = -14,4\text{dB}$$

Izolace mezi porty na úrovni -14 dB není příliš dobrá hodnota, .

Při podobném měření na portu 3 při nezakončeném portu 2 dostáváme:



V tomto případě poklesl  $S_{33}$  oproti korektně zakončenému portu z -33,1 dB na -26,9 dB. Výše uvedeným výpočtem dostáváme:

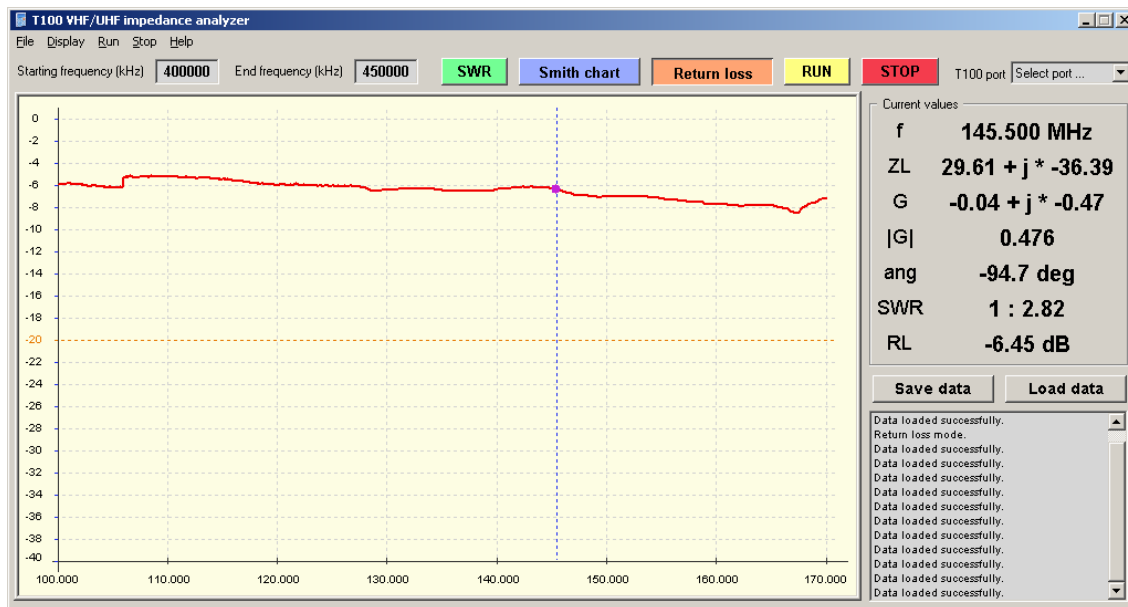
$$S_{33} = -33,1\text{dB} = 4,898e-4 \quad , \quad S'_{33} = -26,9\text{dB} = 2,042e-3 \quad , \quad S_{23} = 3,940e-2 = -14,0\text{dB}$$

Měření  $S_{23} = -14,4\text{dB}$  a  $S_{23} = -14,0\text{dB}$  se liší o 0,4 dB. Nedokážeme rozhodnout, jaká část z této hodnoty připadá na vrub nesymetrii měřeného zařízení a jaká část je způsobena systematickými chybami měření.

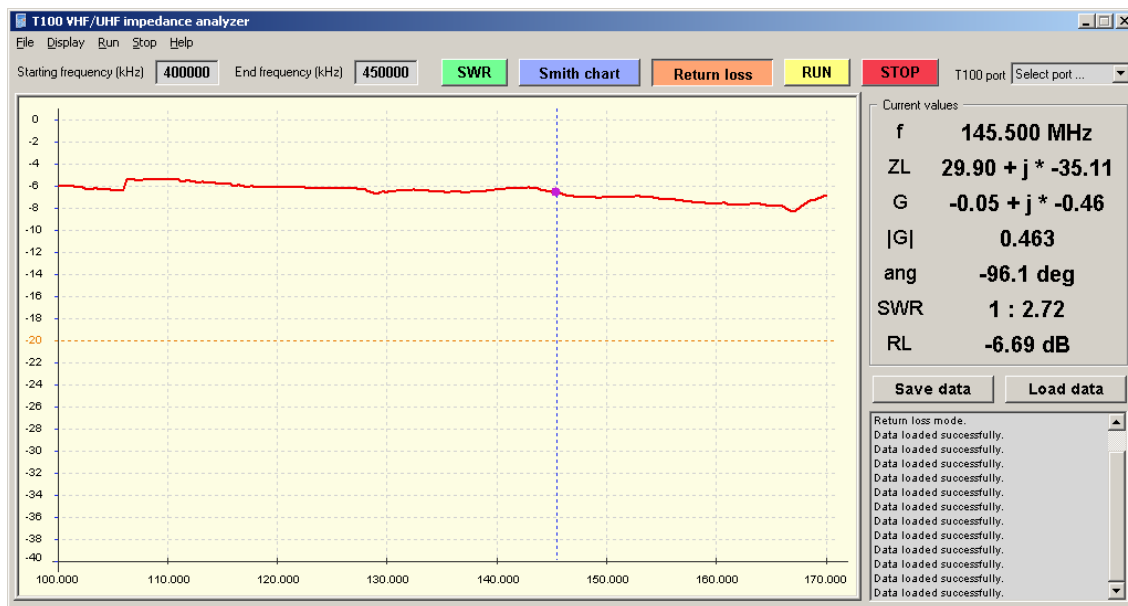
## 6.8 Orientační měření průchozího útlumu (S21, S12, S13, S31)

Byl měřen útlum odrazu na portech 2 a 3 při nezakončeném portu 1. Teoreticky by mělo dojít k přenosu výkonu na port 1 s útlumem 3 dB, totálnímu odrazu a přenosu výkonu z portu 1 zpět na měřený port s dalším útlumem 3 dB, s korekcí o dvojnásobek průchozího útlumu.

Při měření na portu 2 dostáváme tento výsledek:



Při měření na portu 3 je výsledek tento:



Z měření vyplývá průchozí útlum děliče zhruba 0,2-0,3 dB.

## 7 Vyhodnocení a závěr

V amatérských podmínkách, s použitím poměrně levného anténního analyzátoru (\$200), běžných koaxiálních kabelů a nářadí se podařilo navrhnout a realizovat funkční dělič výkonu pro pásmo 145 MHz.

Parametry děliče jsou dobré, na anténních portech dosahuje útlum odrazu úrovně přibližně -27 dB a -33 dB, což je pro přijímací anténu hodnota dobrá a bez problémů použitelná.

Přizpůsobení odrazu na společném portu dosahuje úrovně -44 dB, což je hodnota výborná a dělič by bylo možno bezpečně použít i pro vysílání výkonu na úrovni 1kW a vyšší. Průchozí útlum dosahuje hodnoty 0,2-0,3 dB, což je hodnota přijatelná.