

4. Měření vybraných parametrů vř zesilovače

(návod ke cvičení z B2M37ART)

Cílem experimentu je změřit parametry vysokofrekvenčního zesilovače navrženého pro pásmo 145 MHz. Měřicí pracoviště je sestaveno tak, aby umožnilo změřit vložný zisk a šumové číslo zesilovače a dále pomocí jednotónového a dvoutónového testu určit parametry popisující nelineární vlastnosti zesilovače.

Úkol měření



1. Změřte pracovní bod tranzistoru při stejnosměrném napájecím napětí 12 V.
2. Změřte zisk vř zesilovače na kmitočtu 145 MHz.
3. Změřte šumovou teplotu a šumové číslo vř zesilovače na kmitočtu 145 MHz.
4. Změřte závislost výstupního výkonu zesilovače na vstupním výkonu a graficky určete bod 1dB komprese na kmitočtu 145 MHz.
5. Změřte závislost výstupního výkonu a výkonu intermodulačních produktů 3. řádu (IM3) na vstupním výkonu a graficky určete bod zahrazení IP3 pro intermodulační produkty 3. řádu na kmitočtu 145 MHz.

Domácí příprava



1. Seznamte se s teoretickou částí tohoto návodu.
2. Podle katalogového listu tranzistoru BFR96 odhadněte přibližnou hodnotu zisku, šumového čísla a bodu zahrazení IP3 pro zesilovač sestavený s tímto tranzistorem (SE) a pracovní kmitočet 145 MHz.

Přístrojové vybavení pracoviště



- Spektrální analyzátor R&S FSV
- Signálový generátor (2x) – R&S SMIQ 03B, ELSY SG 2000
- Šumový zdroj

- Multimetr UNI-T UT70B
- Přípravek se sestaveným zesilovačem
- Stejnosměrný napájecí zdroj B2-22 (B2-21)
- Slučovač, attenuátor 9 dB

Doporučená literatura



- [1] Agilent Technologies, Palo Alto: *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements*. Application Note 57-1, 2004.
- [2] Agilent Technologies, Palo Alto: *S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design*. Application Note 95-1, 1996.
- [3] North, D. O.: *The Absolute Sensitivity of Radio Receivers*. RCA Review, Vol. VI, No. 3, January, 1942, pp. 332-343.
- [4] Friis, H. T.: *Noise Figures of Radio Receivers*. Proc. of the IRE, July, 1944, pp. 419-422.

Obsah dokumentu



1	Teoretická část	3
1.1	Parametry dvojbranu	3
1.2	Měření šumového čísla a zisku	3
1.3	Nelineární zkreslení	6
2	Praktická část	9
2.1	Vf zesilovač	9
2.2	Měření pracovního bodu tranzistoru	9
2.3	Měření zisku zesilovače	10
2.4	Měření šumové teploty a šumového čísla	10
2.5	Měření bodu 1dB komprese	12
2.6	Měření intermodulačních produktů	14

1 Teoretická část

1.1 Parametry dvojbranu

Vlastnosti reálných vysokofrekvenčních a mikrovlnných dvojbranů (a obecně n -branů) lze definovat pomocí několika skupin parametrů. Jedna skupina obsahuje parametry, které popisují vlastnosti dvojbranu za předpokladu, že lze dvojbran považovat za lineární a časově invariantní systém. Patří sem především rozptylové parametry (s -parametry), činitelé odrazu resp. poměry stojatého vlnění na vstupu a výstupu dvojbranu a zisk resp. útlum dvojbranu při známém impedančním zakončení bran apod. Nedílnou součástí popisu jsou i šumové parametry dvojbranu, a to jak úplná čtveřice šumových parametrů, tak i prostá definice šumového činitele, šumového čísla nebo šumové teploty opět při známém impedančním zakončení bran. Další skupina obsahuje parametry, které popisují vlastnosti dvojbranu za předpokladu, že dvojbran není možné považovat za lineární nebo časově invariantní systém. Sem patří například nelineární s -parametry (*hot s -parameters*), AM/AM a AM/PM konverzní charakteristiky, šumové parametry nelineárních dvojbranů apod. Zvláštní skupinu tvoří parametry, které vyjadřují opodstatněnost předpokladu lineárních časově invariantních vlastností dvojbranu, resp. vymezují podmínky, za kterých je možné dvojbran považovat ještě za lineární časově invariantní systém, případně popisují vlastnosti dvojbranu provozovaného na mezi linearity – v tzv. kvazilineárním režimu. Mezi tyto parametry například patří bod komprese, bod zahrazení aj.

V této úloze provedeme měření jak lineárních parametrů dvojbranu – zisku a šumového čísla – tak i parametrů popisujících nelineární vlastnosti dvojbranu – bodu 1dB komprese a bodu zahrazení pro intermodulační produkty 3. řádu.

1.2 Měření šumového čísla a zisku

Šumový činitel F (v dB škále označovaný jako šumové číslo NF, noise factor) je parametr popisující šumové vlastnosti dvojbranu (obecně N -branu) za stanovených podmínek. Počátky prvních pokusů o exaktní definici šumového činitele se datují do dvacátých a třicátých let minulého století a poté především do období 2. světové války, kdy Dwight O. North ([3], 1943) a Harald Trap Friis ([4], 1944) publikují své obecně přijímané definice šumového činitele. Přesto trvalo ještě dalších více než 10 let, než byla precizována a přijata definice šumového čísla organizací IRE (dnes IEEE). Pouze pro formu uvedme definici šumového činitele dvojbranu podle Friise (alespoň tak je na ni odkazováno v literatuře, neboť se objevila právě v práci H. T. Friise v roce 1944)

$$F = \frac{S_{\text{in}}/N_{\text{in}}}{S_{\text{out}}/N_{\text{out}}}, \quad (1)$$

kde S_{in} resp. S_{out} představuje výkon užitečné části signálu na vstupu resp. výstupu dvojbranu a N_{in} resp. N_{out} představuje výkon šumu na vstupu resp. výstupu dvojbranu. Nutno podotknout, že tato definice je nedostatečná, pokud není doprovázena vnějšími i vnitřními podmínkami z hlediska vlastností dvojbranu a jeho okolí. Přejdeme tedy rovnou k rigorózní definici standardního šumového činitele lineárního časově invariantního (LTI – *Linear Time-Invariant*) dvojbranu podle IEEE, která je syntézou výše uvedeného vztahu a příslušných podmínek. Platí

$$F = \frac{N_{\text{oa}} + GN_{\text{i0}}}{GN_{\text{i0}}}, \quad (2)$$

kde G je zisk dvojbranu, N_{oa} je složka spektrální výkonové hustoty šumu na výstupu dvojbranu, která má původ uvnitř dvojbranu, a N_{i0} je standardní (referenční) spektrální výkonová hustota šumu na vstupu dvojbranu, pro niž platí $N_{\text{i0}} = kT_0$, kde k je Boltzmannova konstanta a T_0 je standardní teplota rovna 290 K. Nelze si nepovšimnout, že ve vztahu (2) nefigurují ani parametry dvojbranu (admitanční, impedanční, rozptylové,...), ani parametry připojeného zdroje a zátěže (impedance, činitelé odrazu). To lze formálně částečně vyřešit použitím dosažitelných (lépe vyměnitelných) spektrálních výkonových hustot a zisku, přesto však zůstává závislost šumových parametrů na vnitřních a vnějších parametrech systému

nedefinována a k jejímu plnému popisu je třeba rozšířit definici šumového činitele o další parametry (teprve pomocí tří resp. čtyř šumových parametrů lze plně popsat šumové vlastnosti LTI dvojbranu).

Uveďme definici, z níž bude vycházet dále popsaná metoda měření šumového činitele

$$F = \frac{N_{oa} + GN_{i0}}{GN_{i0}} = \frac{N_o}{GN_{i0}} = \frac{N_o}{kT_0G} = \frac{1}{G} \frac{\text{výkon šumu na výstupu}}{\text{výkon šumu na vstupu}}. \quad (3)$$

Šumový činitel F lineárního časově invariantního dvojbranu na kmitočtu f je definován jako poměr spektrální výkonové hustoty celkového vyměnitelného výkonu na výstupní bráně dvojbranu (N_o) k té části spektrální výkonové hustoty vyměnitelného výkonu na výstupní bráně dvojbranu (kT_0G), která pochází z budícího zdroje, přičemž vyměnitelná šumová teplota tohoto zdroje je rovna standardní šumové teplotě $T_0 = 290$ K.

Měření šumového čísla dvojbranu lze s odkazem na vztah (3) provádět celou řadou metod. V této úloze budeme šumové číslo zesilovače měřit tzv. metodou Y-faktor, což je v současnosti jedna z často používaných metod v oblasti měření malých šumových čísel (<20 dB). Součástí této metody je i vyčíslení zisku měřeného dvojbranu. Pro zjednodušení budeme předpokládat, že všechny prvky systému při měření šumového čísla budou dobře přizpůsobeny vzhledem k reálné systémové impedanci 50Ω . Tím se nám číselně ztotožní dosažitelné/vyměnitelné spektrální výkonové hustoty s měřenými hodnotami, a vyhneme se tak komplikovaným korekcím.

Metoda Y-faktor vyžaduje použití zdroje šumu, který se může nacházet ve dvou stavech, respektive je schopen na svém výstupu poskytovat dvě různé spektrální výkonové hustoty šumu téměř konstantní v širokém kmitočtovém rozsahu¹. Přechodu mezi stavy je zpravidla dosahováno připojením či odpojením napájecího napětí šumového zdroje. Vztah spektrálních výkonových hustot šumu na výstupu zdroje šumu je pro konkrétní frekvence definován pomocí tzv. *nadbytečného šumového poměru* (*ENR*, *Excess Noise Ratio*) podle vztahu

$$ENR = \frac{T_{SON} - T_{SOFF}}{T_0}, \quad (4)$$

kde T_{SON} a T_{SOFF} jsou šumové teploty zdroje šumu v jednom a druhém stavu, T_0 je referenční teplota 290 K. Parametr Y-faktor je potom prostý poměr šumových výkonů (přesněji poměr spektrálních výkonových hustot šumu na daném kmitočtu) odpovídajících oběma stavům šumového zdroje měřený v kterémkoliv bodě kaskády dvojbranů řazených za šumový zdroj. Například přímo na výstupu šumového zdroje platí

$$Y = \frac{N_{SON}}{N_{SOFF}} = \frac{T_{SON}}{T_{SOFF}}, \quad (5)$$

neboť spektrální výkonová hustota šumu je přímo úměrná šumové teplotě zdroje podle již dříve uvedeného vztahu $N = kT$. V jiném bodě kaskády dvojbranů je Y-faktor odlišný, protože je ovlivněn šumovým číslem resp. šumovou teplotou jednotlivých dvojbranů. Právě tohoto jevu je využito v metodě Y-faktor, která se skládá ze dvou dílčích kroků. Konfigurace měření s vyznačením příslušných veličin je uvedena na obr. 1.

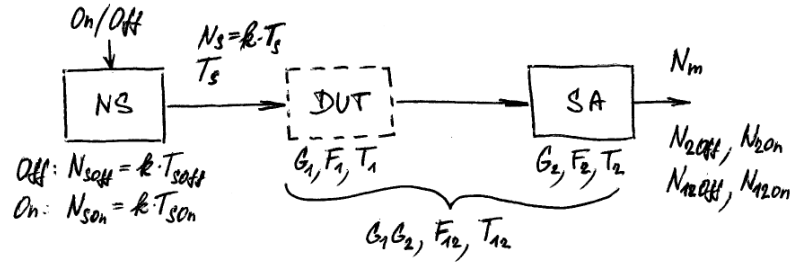
Prvním krokem je kalibrace systému zdroj šumu (NS – *Noise Source*) – selektivní měřič výkonu (např. spektrální analyzátor; SA – *Spectrum Analyzer*), která se provádí bez připojeného měřeného dvojbranu (DUT, *Device Under Test*) – zdroj šumu a měřič výkonu jsou propojeny přímo. Cílem kalibrace je určit šumové vlastnosti selektivního měřiče výkonu (typicky šumovou teplotu).

Označíme-li šumovou teplotu selektivního měřiče výkonu T_2 , lze potom pro Y-faktor měřený selektivním měřičem výkonu psát

$$Y_2 = \frac{N_{2ON}}{N_{2OFF}} = \frac{T_{SON} + T_2}{T_{SOFF} + T_2}, \quad (6)$$

kde N_{2ON} a N_{2OFF} jsou spektrální výkonové hustoty šumu indikované na selektivním měřiči výkonu reflektující stav šumového zdroje (T_{SON} , T_{SOFF}). Ze vztahu (6) vyjádříme šumovou teplotu T_2 selektivního

¹Obecně platí, že všechny dále používané veličiny jsou kmitočtově závislé. Z důvodu zjednodušení zápisu však v textu není tato závislost explicitně uváděna.



Obrázek 1. Měření šumového čísla

měřiče výkonu

$$T_2 = \frac{T_{SOn} - Y_2 T_{SOff}}{Y_2 - 1}. \quad (7)$$

V druhém kroku zařadíme mezi zdroj šumu a selektivní měřič výkonu měřený dvojbran a zopakujeme měření Y-faktoru na selektivním měřiči výkonu. Tentokrát platí

$$Y_{12} = \frac{N_{12On}}{N_{12Off}} = \frac{T_{SOn} + T_{12}}{T_{SOff} + T_{12}}, \quad (8)$$

kde N_{12On} a N_{12Off} jsou opět spektrální výkonové hustoty šumu indikované na selektivním měřiči výkonu odpovídající stavu šumového zdroje (T_{SOn} , T_{SOff}). T_{12} představuje šumovou teplotu systému/kaskády měřený dvojbran – selektivní měřič výkonu a z (8) lze vyjádřit

$$T_{12} = \frac{T_{SOn} - Y_{12} T_{SOff}}{Y_{12} - 1}. \quad (9)$$

Známe-li šumové teploty T_{12} a T_2 a zisk měřeného dvojbranu G_1 , lze užitím Friisova vztahu pro celkovou šumovou teplotu kaskády (nebo prostou logickou úvahou nad distribucí šumu v kaskádě měřený dvojbran – měřič výkonu) vypočítat šumovou teplotu měřeného dvojbranu T_1

$$T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{G_1}. \quad (10)$$

Při měření rovněž využijeme vztah mezi šumovým činitelem a šumovou teplotou dvojbranu, obecně platí

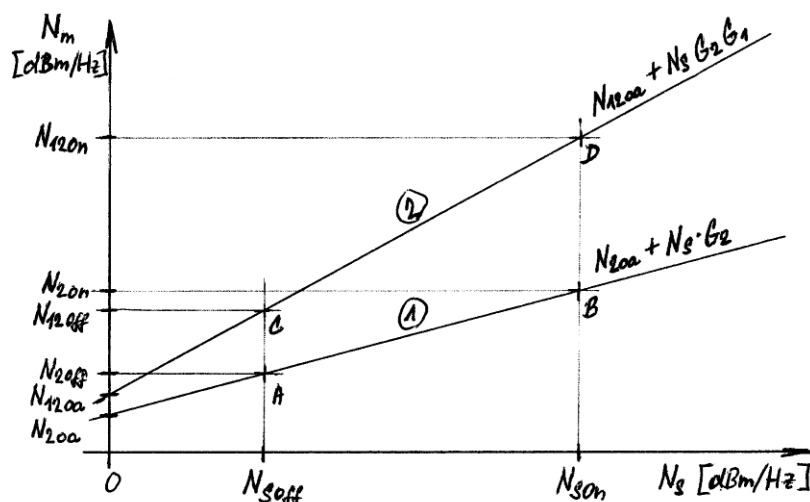
$$F_x = \frac{T_x}{T_0} + 1 \quad (11)$$

a z šumového činitele se, obecně, určí šumové číslo dvojbranu v dB

$$NF_x = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{T_x}{T_0} \right). \quad (12)$$

Zbývá určit poslední neznámou – zisk měřeného dvojbranu G_1 . Ten by sice bylo možné získat nezávislým měřením např. v klasické konfiguraci generátor – měřený dvojbran – selektivní měřič výkonu, ale podstatně výhodnější (žádný zásah do konfigurace měřicího systému, žádné další měřené veličiny) je využít již naměřených výkonů N_{2Off} , N_{2On} , N_{12Off} , N_{12On} , v nichž je zisk dvojbranu ukryt. Zřejmě nejšetrnější cestou ke stanovení zisku je vyjít z grafického náčrtku (obr. 2) závislosti naměřených výkonů na výkonu zdroje šumu pro konfigurace s nezařazeným (křivka 1) a zařazeným (křivka 2) měřeným dvojbranem. Nově se v grafu objevující parametry N_{20a} a N_{120a} představují spektrální výkonovou hustotu šumu měřenou selektivním měřičem výkonu ve stavu, kdy by zdroj šumu negeneroval žádný šum². Analytické vyjádření spektrálních výkonových hustot měřených na selektivním měřiči výkonu v závislosti na

²Oba parametry odpovídají parametru N_{0a} ve vztahu (3). Pokud bychom je vyčíslili a dosadili do vztahu (3), obdržíme šumový činitel selektivního měřiče výkonu resp. šumový činitel kaskády měřený dvojbran – selektivní měřič výkonu.



Obrázek 2. Vstupně-výstupní šumové závislosti pro konfigurace s nezařazeným (křivka 1) a zařazeným (křivka 2) měřeným dvojbranem

spektrální výkonové hustotě zdroje šumu pro obě konfigurace (bez/se zařazeným měřeným dvojbranem) má podobu rovnice přímky (což je logické, neboť vzájemné relace jsou popsány pouze operacemi sčítání popř. násobení multiplikativními konstantami). Rovnice jsou uvedeny nad přímkami v pravé části grafu. Nově se zde objevuje veličina G_2 , která představuje zisk trasy mezi zdrojem šumu a selektivním měřičem výkonu (měřený dvojbran vyřazen). Bez újmy na obecnosti dále odvozeného vztahu by bylo možné tuto veličinu položit rovnou 1 (žádné ztráty na trase). Zisk G_1 lze nyní odvodit poměrně nenáročným matematickým cvičením nad čtyřmi relacemi mezi naměřenými spektrálními výkonovými hustotami N_{20ff} , N_{20n} , N_{120ff} , N_{120n} a spektrálními hustotami N_{s0ff} , N_{s0n} v bodech A, B, C a D. Obdržíme

$$G_1 = \frac{N_{120n} - N_{120ff}}{N_{20n} - N_{20ff}}. \quad (13)$$

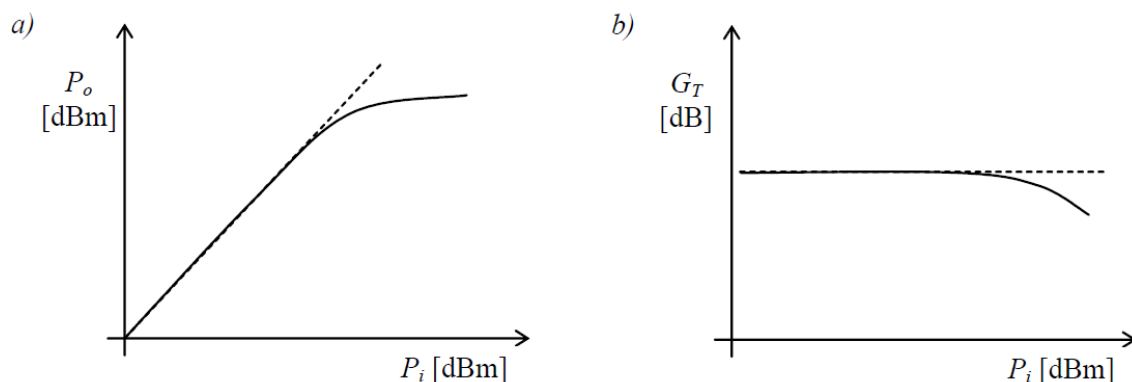
Na závěr poznamenejme, při měření šumového čísla a zisku dvojbranu budou zadány hodnoty ENR a $T_{s0ff} = T_0$ šumového zdroje. Měřením získáme hodnoty spektrálních výkonových hustot N_{20ff} , N_{20n} , N_{120ff} , N_{120n} . Zisk dvojbranu a šumová čísla selektivního měřiče výkonu a předemvším dvojbranu se vypočítají dle předchozích vztahů.

1.3 Nelineární zkreslení

U nízkofrekvenčních zařízení je obvyklé kvantifikovat nelinearitu obvodu pomocí *činitele harmonického zkreslení*, který lze získat ze spektrální charakteristiky výstupního signálu při buzení harmonickým signálem zvolené nebo předepsané úrovně. Ve vysokofrekvenční technice je nelineární zkreslení obvodů obvykle charakterizováno pomocí tzv. *bodu komprese* (*Compression Point, CP*) a *bodu zahrazení* (*Intercept Point, IP*). Ukazuje se, že tyto veličiny poměrně dobře popisují nelineární vlastnosti obvodu při malé míře zkreslení výstupního signálu, tj. v tzv. *kvazilineárním režimu provozu*.

Bod komprese

Budíme-li dvojbran harmonickým signálem, obdržíme závislost mezi vstupním výkonem P_i a výstupním výkonem P_o odpovídající obr. 3a. Pro malý budicí signál je závislost lineární, avšak od určité úrovně budicího signálu se závislost začne od lineárního průběhu odchylovat, až se dostane dvojbran do saturace, kde se výstupní výkon P_o již prakticky nemění. Odchylka od lineárního průběhu odpovídá poklesu přenosového výkonového zesílení G_T (obr. 3b).



Obrázek 3. Závislost výstupního výkonu (a) a přenosového výkonového zesílení (b) na vstupním výkonu dvojbranu

Tato vlastnost dvojbranu, vyvolaná jeho nelineární povahou, se zpravidla popisuje pomocí tzv. *1dB bodu komprese* (*1dB Compression Point, CPI*). Bod 1dB komprese je definován vstupním (resp. výstupním) výkonem P_{iCP1} (resp. P_{oCP1}), při kterém se odchýlí hodnota výstupního výkonu P_o o 1 dB od idealizované lineární závislosti, tj. dojde k poklesu zisku dvojbranu o 1 dB. Parametr P_{iCP1} najdeme většinou v případě popisu obvodů přijímačů či malosignálových zesilovačů, tj. tam, kde je důležitá znalost maximálního bez zkreslení zpracovatelného výkonu signálu vztažená ke vstupním svorkám dvojbranu. Naopak parametr P_{oCP1} je vhodný k popisu výkonových zesilovačů či koncových stupňů vysílačů.

Intermodulační zkreslení

Závažným typem zkreslení v radiotechnických funkčních blocích je *intermodulační zkreslení* (*Intermodulation Distortion, IMD*). K intermodulačnímu zkreslení dochází v okamžiku, kdy nelinearita funkčního bloku či systému buzeného signálem obsahujícím dvě či více spektrálních složek způsobí, že ve výstupním signálu jsou přítomny spektrální složky ve vstupním signálu nezastoupené, tzv. *intermodulační produkty* (*Intermodulation Products, IMP*). Z takto vzniklých intermodulačních produktů jsou nejzávažnější ty, které padnou zpět do propustného pásma zpravidla úzkopásmových navazujících obvodů, a způsobí tak degradaci zpracovávaného signálu. Konkrétně v komunikačních systémech může nelinearita způsobit interference mezi spektrálními složkami v rámci modulovaného signálu či interference mezi přijímaným signálem a signálem v sousedním kanálu.

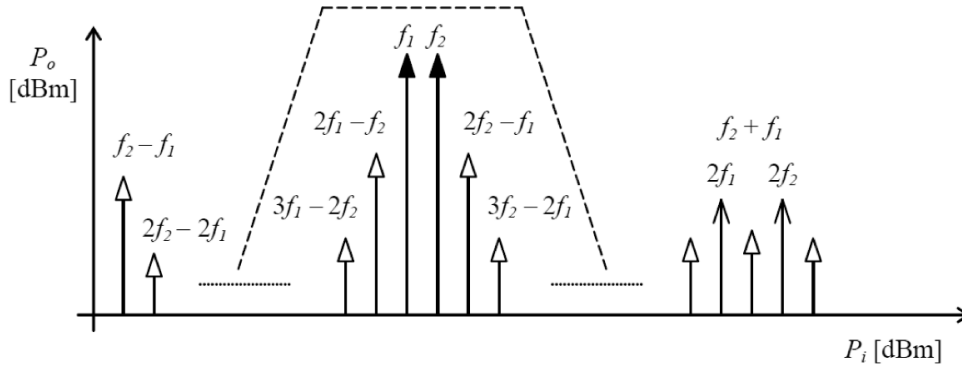
V předchozí části jsme vyšetřovali vlastnosti dvojbranu v závislosti na výkonu harmonického budicího signálu. Toto měření sice poskytuje určitý náhled na absolutní hodnoty výkonu zpracovávaného signálu, pro které může být dvojbran ještě použit, avšak nic nevypovídá o tom, jak se bude dvojbran chovat v případě buzení signálem obsahujícím dvě či více spektrálních složek případně modulovaným signálem. Jednou z cest, jak charakterizovat odezvu dvojbranu na modulovaný signál, je právě měření intermodulačních produktů a stanovení příslušných *bodů zahrazení* (*Intercept Points, IP_n*).

Charakteristika dvojbranu s ohledem na výskyt intermodulačních produktů se nejčastěji stanovuje pomocí tzv. dvoutónového testu. Na vstup obvodu jsou přivedeny dva signály o stejných amplitudách a mírně odlišných kmitočtech f_1 a f_2 . Spektrum výstupního signálu odpovídá obr. 4. Kromě původních signálů na kmitočtech f_1 a f_2 se ve spektru objeví nové kombinační složky – intermodulační produkty, jejichž frekvence je určena obecným vztahem

$$f_{IP(m+n)} = mf_1 + nf_2, \quad (14)$$

kde $m, n = \dots, -1, 1, 2, \dots$, součet $|m| + |n|$ vyjadřuje řád intermodulačního produktu.

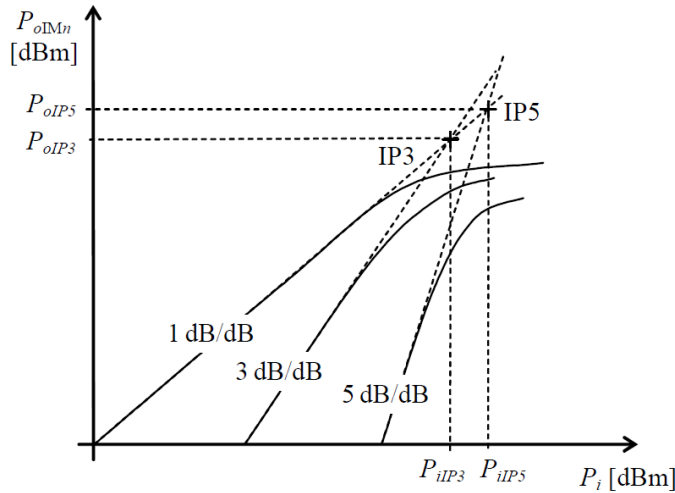
Z obr. 4 vidíme, že zpět do pásma padnou produkty lichého řádu, např. intermodulační produkty třetího řádu na kmitočtech $2f_1 - f_2$ a $2f_2 - f_1$ označované jako IM3, intermodulační produkty pátého



Obrázek 4. Spektrum výstupního signálu s intermodulačním zkreslením

řádu na kmitočtech $3f_1 - 2f_2$ a $3f_2 - 2f_1$ označované jako IM5 atd. Nejvíce nebezpečné jsou vzhledem ke své poloze a intenzitě produkty nižších řádů, především IM3.

Klasickou cestou k měření intermodulačního zkreslení je vyšetření závislosti výkonu intermodulačních produktů na shodně nastaveném výkonu obou vstupních harmonických signálů a stanovení tzv. *bodů zahrazení* pro příslušný lichý řád produktu. Lze totiž ukázat, že pokud má vstupní signál dostatečně malý výkon, znamená zdvojnásobení jeho výkonu celkem očekávané zdvojnásobení výkonu výstupních užitečných signálů, tj. asymptotický nárůst o 1 dB/dB, avšak výkon produktů vyšších řádů roste rychleji, a to s asymptotickým nárůstem o n dB/dB, kde n je řád příslušného produktu. Potom n -tý bod zahrazení IP_n stanovíme jako průsečík asymptoty výkonu produktu n -tého řádu a asymptoty výkonu kmitočtové složky na původním kmitočtu. Vše je ještě jednou naznačeno na obr. 5.



Obrázek 5. Grafické určení polohy bodů zahrazení

Pro rychlé avšak ne příliš přesné určení bodu komprese IP_n není třeba měřit celou závislost výkonu intermodulačních produktů na výkonu vstupních signálů. Využijeme-li znalosti asymptotického nárůstu příslušných produktů a změříme-li výkon příslušného produktu pro dané buzení takové, kdy oba výkony leží ještě v lineární části obou závislostí, lze určit polohu bodu zahrazení podle vztahu

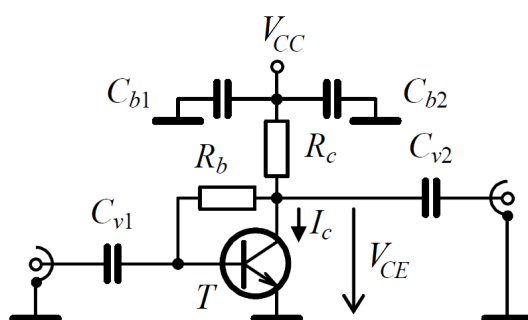
$$P_{oIPn} = P_{o1} + \frac{P_{o1} - P_{on}}{n - 1}, \quad (15)$$

kde P_{o1} je výkon spektrální složky na původním kmitočtu v dBm, P_{on} je výkon n -tého intermodulačního produktu taktéž v dBm a n je řád produktu.

2 Praktická část

2.1 Vf zesilovač

Objektem měření (měřeným dvojbranem) bude v této úloze aktivní obvod – jednotranzistorový vf zesilovač s bipolárním tranzistorem BFR96 zapojeným se společným emitorem – viz obr. 6. Návrh i takto jednoduchého vf zesilovače je mimo možnosti časové dotace této úlohy, proto byl již zesilovač sestaven a osazen do stínící krabičky s konektory pro vstupní a výstupní signál a s přívodem stejnosměrného napájecího napětí 12 V. Napájecí napětí a pracovní bod tranzistoru byly zvoleny tak, aby byl zesilovač stabilní a aby při zatížení bran impedancí $50\ \Omega$ byl činitel odrazu na vstupu i výstupu zesilovače v širokém kmitočtovém rozsahu menší než $-15\ \text{dB}$. V tomto případě lze zesilovač považovat za relativně dobře přizpůsobený a naměřené výsledky získané podle dále uvedených postupů za relevantní. Reaktance vazebních a blokovacích kondenzátorů na pracovním kmitočtu je zanedbatelná ($< 1\ \Omega$), kolektorový rezistor má velikost odporu $100\ \Omega$, rezistor mezi bází a kolektorem $12\ \text{k}\Omega$.



Obrázek 6. Zapojení zesilovače

2.2 Měření pracovního bodu tranzistoru

Pracovní bod tranzistoru zesilovače změříme pomocí multimetru. Zesilovač je připojen k stejnosměrnému napájecímu zdroji 12 V – zkontrolujte multimetrem a případně upravte – a je buzen z generátoru SMIQ signálem o kmitočtu 145 MHz a výkonu $-40\ \text{dBm}$. Výstupní signál zesilovače je přiveden na spektrální analyzátor. Na spektrálním analyzátoru by měla dominovat spektrální čára na kmitočtu 145 MHz o výkonu přibližně $-20\ \text{dBm}$ (předpokládáme zisk zesilovače přibližně 20 dB), všechny ostatní kmitočtové složky spektra by měly mít o několik desítek dB menší výkon (opačný stav by ukazoval na parazitní oscilace zesilovače – zesilovač tzv. „kmitá“).

Kolektorové napětí V_{CE} měříme na otevřeném zesilovači přímo mezi kolektorem tranzistoru (společný bod báze a kolektorového rezistoru, viz obr. 6) a plechem stíněné krabičky (ten je spojen se záporným pólem napájecího zdroje). I při připojení multimetru by neměl zesilovač vykazovat oscilace a naměřené kolektorové napětí musí mít stabilní hodnotu v řádu několika voltů. Pokud bude zesilovač nestabilní, oddělte multimetr od kolektoru tranzistoru rezistorem o velikosti několika $\text{k}\Omega$. Kolektorový proud tranzistoru I_C se vypočte na základě znalosti rozdílu mezi napájecím napětím V_{CC} a kolektorovým napětím V_{CE} a kolektorového odporu $100\ \Omega$. Výkonovou ztrátu (kolektorovou ztrátu) P_C tranzistoru vypočteme jako součin kolektorového napětí V_{CE} a kolektorového proudu I_C .




Změřte a запиšte si velikost napájecího napětí V_{CC} a kolektorového napětí V_{CE} a vypočítejte kolektorový proud I_C a kolektorovou ztrátu P_C tranzistoru. Výsledky porovnejte s mezními a doporučenými hodnotami v katalogovém listu tranzistoru.

Tabulka 1.

Napájecí napětí	$V_{CC} = 11.8$	V
Kolektorové napětí	$V_{CE} = 7.5$	V
Max. kolektorové napětí podle kat. listu	$V_{CEmax} = 15$	V
Kolektorový proud	$I_C = 43$	mA
Max. kolektorový proud podle kat. listu	$I_{Cmax} = 75$	mA
Kolektorová ztráta tranzistoru	$P_C = 332$	mW
Max. kolektorová ztráta tranzistoru podle kat. listu	$P_{Ctot} = 500$	mW

2.3 Měření zisku zesilovače

Zesilovač a připojené přístroje ponecháme ve stejné konfiguraci, jako v případě měření pracovního bodu. Zisk zesilovače určíme jako rozdíl (v decibellových jednotkách) mezi výkonem signálu na výstupu zesilovače P_o změřeným na spektrálním analyzátoru a výkonem signálu na vstupu zesilovače P_i . Před samotným měřením zisku je potřeba zkontrolovat výkon signálu z generátoru měřením na spektrálním analyzátoru připojeném k výstupu generátoru bez zesilovače – tj. zesilovač nahradíme BNC propojkou. Tím získáme hodnoty výkonu P_i ovlivněné stejnými chybami (např. rozdíl v nastavené a skutečné hodnotě na výstupu generátoru, útlum propojovací trasy) jako pro následné měření hodnot výkonu P_o . Při výpočtu zisku se pak následně stejné chyby eliminují (odečtou).

 Změřte příslušné výkony P_i a P_o a vypočítejte zisk zesilovače G_1 (v dB) v několika bodech v kmitočtovém pásmu 50 MHz až 1200 MHz, výkon vř generátoru ponechte na -40 dBm. Co lze říci o strmosti poklesu zisku zesilovače v závislosti na kmitočtu?

Tabulka 2.


Zisk zesilovače v závislosti na kmitočtu

Kmitočet generátoru [MHz]	P_i [dBm]	P_o [dBm]	Zisk G_1 [dB]
50	-40.6	-12.9	
100	-40.6	-17.3	
145	-40.6	-20	20.6
290	-41	-26.3	
300	-41	-26.5	
600	-41.6	-33.4	
1200	-42	-42.5	

Poznámka ke strmosti poklesu zisku [dB/oktáva]:

2.4 Měření šumové teploty a šumového čísla

K měření šumové teploty resp. šumového čísla využijte metodu Y-faktor. Měření proved'te na kmitočtu 145 MHz. Pro výpočet šumového čísla změřte všechny čtyři spektrální výkonové hustoty pro příslušné konfigurace měřicí sestavy. ENR použitého šumového zdroje je v tomto případě 15,5 dB, $T_{SOFF} = T_0$.

 Změřte spektrální výkonové hustoty N_{2On} , N_{2Off} , N_{12On} a N_{12Off} a vypočtěte zisk G_1 , šumový činitel F_1 , šumové číslo NF_1 a šumovou teplotu T_1 zesilovače na kmitočtu 145 MHz. Pozor, vztahy uvedené v teoretické části návodu platí pro veličiny vyjádřené v lineární škále, nikoliv v dB.

Postup měření spektrálních výkonových hustot pomocí spektrálního analyzátoru:

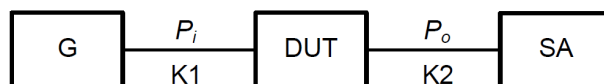
- (i) Šumový zdroj je ovládán (stav on/off) pomocí spektrálního analyzátoru přes port NOISE SOURCE CONTROL, připojeno pomocí koaxiálního kabelu BNC–BNC.
- (ii) Proved'te inicializaci spektrálního analyzátoru tlačítkem [PRESET].
- (iii) Vypněte vf generátory na pracovišti (mohly by být zdrojem rušení během měření).
- (iv) Nastavte střední zobrazovaný kmitočet na 145 MHz – [FREQ] → <Center> → 145 MHz.
- (v) Nastavte kmitočtový rozsah zobrazovaného spektra na 1 MHz – [SPAN] → 1 MHz.
- (vi) Nastavte šířku rozlišovacího filtru na 10 kHz – [BW] → <Res BW Manual> → 10 kHz.
- (vii) Nastavte typ detektoru na vzorkovací – [TRACE] → <Trace 1> → <Detector> → <Sample>.
- (viii) Referenční úroveň zobrazování analyzátoru nastavte tak, aby maximální úrovně zobrazovaného spektra byly přibližně v polovině výšky displeje – [AMPT] → <Ref Level> → ? dBm.
- (ix) Útlum vstupního atenuátoru nastavte na 5 dB – [AMPT] → <Rf Atten Manual> → 5 dB (volbu je třeba zadat pomocí klávesnice).
- (x) Aktivujte interní předzesilovač [AMPT] → <Preamp> → <On>.
- (xi) Přejděte do režimu zobrazení časového vývoje výkonu – [SPAN] → <Zero Span>.
- (xii) Prodlužte dobu rozmítání na 100 ms – [SWEEP] → <Sweep time Manual> → 100 ms.
- (xiii) Ověřte, že šířka rozlišovacího filtru je stále 10 kHz. Pokud tomu tak není, šířku upravte – [BW] → <Res BW Manual> → 10 kHz.
- (xiv) Pro dosažení dostatečného rozlišení je třeba zobrazený průběh průměrovat v čase – [TRACE] → <Trace 1> → <Average> → 500.
- (xv) Nyní lze pomocí markeru – [MKR FUNCT] → <Noise Meas> → <On> – odečítat spektrální výkonovou hustotu v jednotce dBm/Hz s rozlišením v řádu setin (indikovaná hodnota je stabilní).
- (xvi) V aktuálním režimu, tj. beze změny nastavení jakéhokoliv parametru spektrálního analyzátoru, změřte spektrální hustoty N_{2Off} , N_{2On} , N_{12On} a N_{12Off} pro všechny čtyři kombinace konfigurace propojení měřeného zesilovače (s/bez) a spektrálního analyzátoru a stavu šumového zdroje (On/Off). Měření provádějte přibližně ve středu zobrazované závislosti.
 - Zapnutí či vypnutí napájení šumového zdroje (tj. změna úrovně generovaného šumu) se provádí volbou [INPUT/OUTPUT] → <Noise Source> → <On/Off> na spektrálním analyzátoru.
 - Implementace funkce průměrování na spektrálním analyzátoru je z důvodu úspory paměťového prostoru implementována v podobě IIR filtru, což způsobuje, že k ustálení indikované spektrální hustoty je třeba poměrně dlouhý časový úsek (velký počet odměrů spektra). Potřebný čas je možné zkrátit reinitializací funkce průměrování např. krátkodobou změnou režimu činnosti SA – [SWEEP] → <Single Sweep> → <Continuous Sweep>.

Tabulka 3.

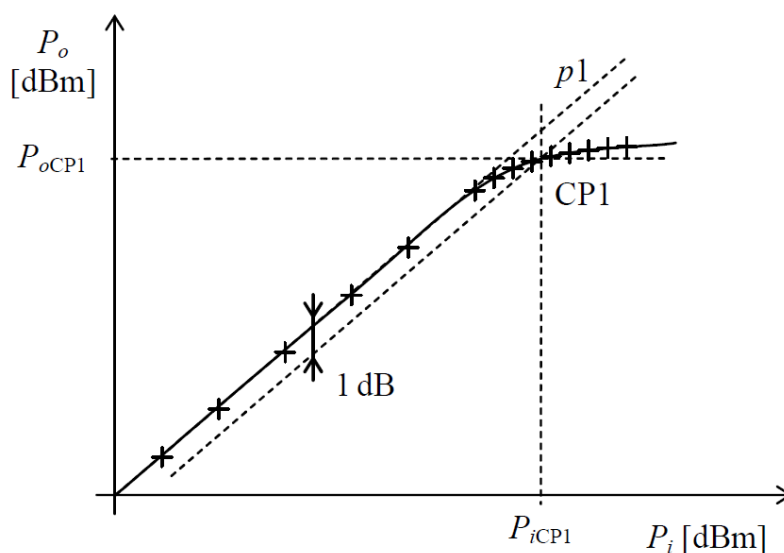
ENR šumového zdroje	$ENR =$	15,5	dB
ENR šumového zdroje	$ENR =$		–
Šumová teplota zdroje ve stavu „Off“	$T_{SOff} = T_0 =$		K
Šumová teplota zdroje ve stavu „On“	$T_{SON} =$		K
Spektrální výkonová hustota	$N_{2Off} =$	-157.91	dBm/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{2On} =$	-155.61	dBm/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{12Off} =$	-150.41	dBm/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{12On} =$	-138.61	dBm/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{2Off} =$		W/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{2On} =$		W/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{12Off} =$		W/Hz
Spektrální výkonová hustota	$N_{12On} =$		W/Hz
Y-faktor (pro spektrální analyzátor)	$Y_2 =$		–
Šumová teplota spektrálního analyzátoru	$T_2 =$		K
Šumový činitel spektrálního analyzátoru	$F_2 =$		–
Šumové číslo spektrálního analyzátoru	$NF_2 =$	17.06	dB
Y-faktor (pro kaskádu dvojbran, spektrální analyzátor)	$Y_{12} =$		–
Šumová teplota	$T_{12} =$		K
Zisk	$G_1 =$		–
Zisk	$G_1 =$	20.56	dB
Šumová teplota zesilovače	$T_1 =$		K
Šumový činitel zesilovače	$F_1 =$		–
Šumové číslo zesilovače	$NF_1 =$	3.16	dB

2.5 Měření bodu 1dB komprese

Měření bodu 1dB komprese provádíme podle blokového schématu na obr. 7. Signálový generátor SMIQ (G) je připojen na vstup měřeného dvojbranu (DUT), výstupní výkon P_o je měřen selektivním měřičem výkonu – spektrálním analyzátozem. Na spektrálním analyzátoru nastavíme dostatečnou referenční úroveň (např. +25 dBm), abychom v průběhu měření nemuseli měnit nastavení spektrálního analyzátoru, a tím vnášet do měření další nejistoty. Potom postupně měníme úroveň signálu P_i z generátoru tak, abychom v lineární části charakteristiky odměřili několik bodů, které postačí k její dobré aproximaci přímkou p_1 (obr. 8), např. v krocích 10 dB popřípadě 5 dB. V nelineární části charakteristiky měníme P_i s krokem menším, což nám umožní s využitím interpolace dosti přesně stanovit souřadnice bodu CP1, např. s krokem 2 dB popřípadě 1 dB. Dodejme, že pro korektní měření, zvláště na vyšších kmitočtech, by bylo nutné provést korekci naměřených výkonů ještě o útlumy kabelů K1 a K2 a zajistit dobré přizpůsobení ze strany generátoru a spektrálního analyzátoru.



Obrázek 7. Měření bodu komprese



Obrázek 8. Grafické určení souřadnic bodu 1dB komprese



Změřte a zapište si do tabulky závislost výstupního výkonu P_o na vstupním výkonu P_i při kmitočtu generátoru 145 MHz. Závislost vyneste do grafu a graficky určete souřadnice bodu 1dB komprese CP1, tj. výkony P_{iCP1} , P_{oCP1} .

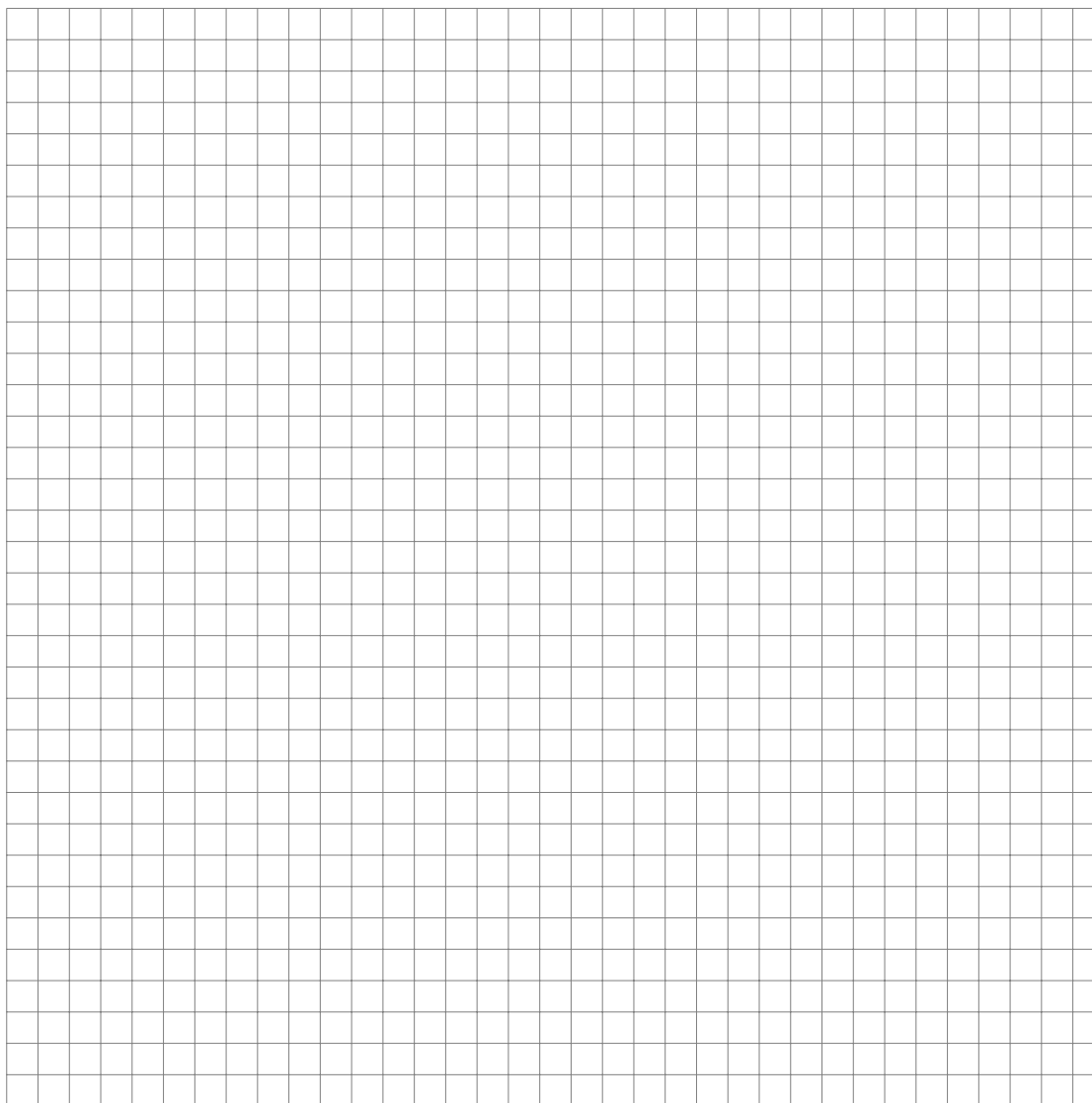
Tabulka 4. merena hodnota + 0.3 (zkorigovano)

Charakteristika vstup-výstup, bod 1dB komprese

Vstupní výkon P_i [dBm]	Výstupní výkon P_o [dBm]	Vstupní výkon P_i [dBm]	Výstupní výkon P_o [dBm]
-59.7-0.3	-40+0.3	4	17
-50	-29.5	7	17.5
-40	-19.5	-12	8.4
-30	-9.6	-11	9.4
-25	-4.6	-10	10.3
-20	0.4	-9	11.3
-15	5.4		
-10	10.3		
-5	14.4		
-3	15.2		
0	16.2		
2	16.6		

Tabulka 5.

Bod 1dB komprese, vstupní výkon	$P_{iCP1} =$	dBm
Bod 1dB komprese, výstupní výkon	$P_{oCP1} =$	dBm

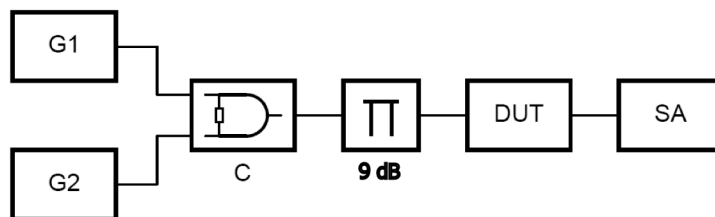


Obrázek 9. Charakteristika vstup-výstup, bod 1dB komprese (rozměr 35×35)

2.6 Měření intermodulačních produktů

Na obr. 10 je blokové schéma zapojení systému pro měření intermodulačních produktů. Signály ze dvou generátorů G1 a G2 jsou sloučeny ve slučovači C a přes atenuátor přivedeny na vstup měřeného dvojbranu. Výstup dvojbranu je připojen na vstup spektrálního analyzátoru.

Kritickou částí uvedené konfigurace je slučovač, který by měl kromě schopnosti sloučit dva signály do jednoho výstupu taktéž zajistit oddělení mezi vstupními porty tak, aby nedocházelo k pronikání signálů na vstupy generátorů. Pokud by totiž nebyly vstupy generátorů adekvátně odděleny, mohou obvody ALC uvnitř generátorů způsobit vznik silných intermodulačních produktů přítomných již v budícím signálu měřeného dvojbranu. Dobré izolace mezi vstupními branami slučovače lze dosáhnout, pouze pokud je slučovač na svém výstupu impedančně přizpůsoben. Na obr. 10 je toho dosaženo zařazením atenuátoru mezi výstup slučovače a vstup měřeného dvojbranu. V případě nedostatečné izolace lze mezi výstupy generátorů a slučovač zařadit izolátory nebo alespoň atenuátory s dostatečným útlumem. Další kritickou součástí sestavy podle obr. 10 je spektrální analyzátor. Pro každé měření musíme zajistit takové nastavení spektrálního analyzátoru, aby intermodulační produkty generované obvody spektrálního analyzátoru byly vždy podstatně menší než produkty obsažené v signálu přivedeném od měřeného dvojbranu.



Obrázek 10. Měření intermodulačních produktů



Změřte a zapište si do tabulky závislost výkonu základní spektrální složky P_{o1} a výkonu intermodulačního produktu třetího řádu P_{o3} na vstupním výkonu generátorů P_i . Závislosti vyneste do grafu a graficky určete souřadnice bodu zahrazení IP3, tj. výkony P_{iIP3} a P_{oIP3} . Kmitočty generátorů volte 145,0 MHz a 145,1 MHz. Nezapomeňte, že skutečný výkon P_i musíte získat korekcí hodnoty nastavované na generátoru s ohledem na útlum slučovače a atenuátoru, v našem případě celkem cca 9,7 dB (pro jednoduchost můžete zaokrouhlit na 10 dB).

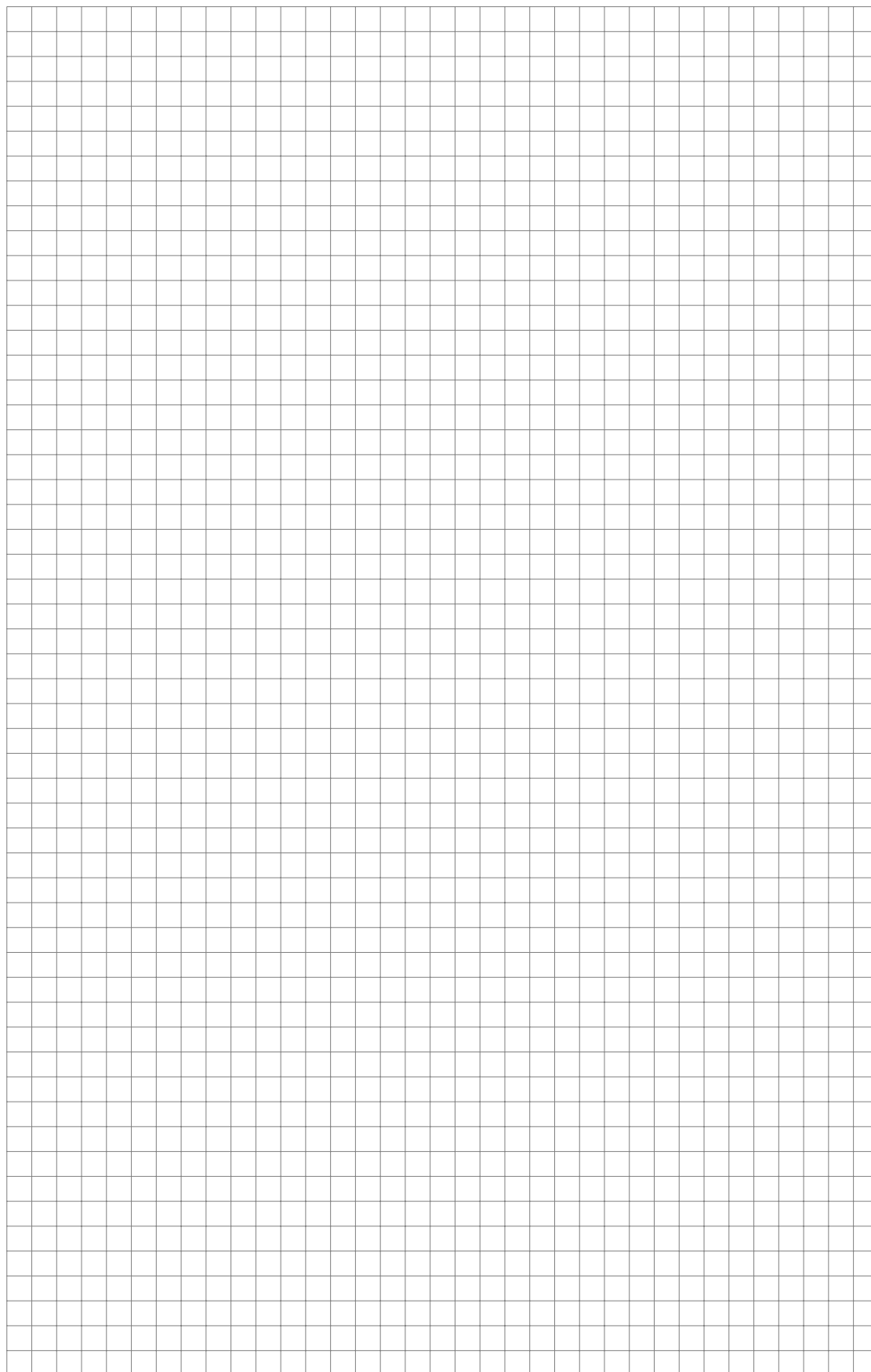
Tabulka 6.

Charakteristika vstup-výstup, bod zahrazení IP3

Vstupní výkon P_i [dBm]	Výstupní výkon P_{o1} [dBm]	Výstupní výkon P_{o3} [dBm]
-60	-40.4	
-50	-30.4	
-40	-20.5	
-30	-10.5	
-25	-5.5	-71?
-20	-0.5	-57.1
-15	5	-39.8
-10	9.4	-15.8
-5	11.5	-3.8
0	12.8	-0.4

Tabulka 7.

Bod zahrazení IP3, vstupní výkon	$P_{iIP3} =$	dBm
Bod zahrazení IP3, vstupní výkon	katalogový údaj	dBm
Bod zahrazení IP3, výstupní výkon	$P_{oIP3} =$	dBm
Bod zahrazení IP3, výstupní výkon	katalogový údaj	dBm



Obrázek 11. Charakteristika vstup-výstup, bod zahrazení IP3 (rozměr 35 × 55)