

Vf zesilovač 145 MHz

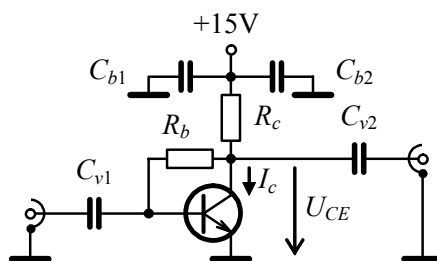
(návod ke cvičení)

Cílem experimentu je navrhnout a realizovat úzkopásmový vf zesilovač pracující na kmitočtu 145 MHz. Měřicí pracoviště je sestaveno tak, aby umožnilo změřit s-parametry použitého tranzistoru, provést návrh zesilovače a proměřit některé jeho parametry.

10.1 Postup při experimentu

10.1.1 Měření s-parametrů tranzistoru

Před vlastním měřením s-parametrů tranzistoru je třeba nejprve zvolit vhodný pracovní bod tranzistoru podle katalogového listu např. s ohledem na minimální šumové číslo či maximální zisk. K nastavení příslušného U_{CE} a I_C použijeme zapojení se zápornou zpětnou vazbou stabilizující pracovní bod tranzistoru podle obr. 10.1. Obvod sestavíme na univerzální desce plošných spojů a umístíme do přípravku osazeného N konektory.



Obr. 10.1 Základní zapojení zesilovače bez přizpůsobovacích obvodů

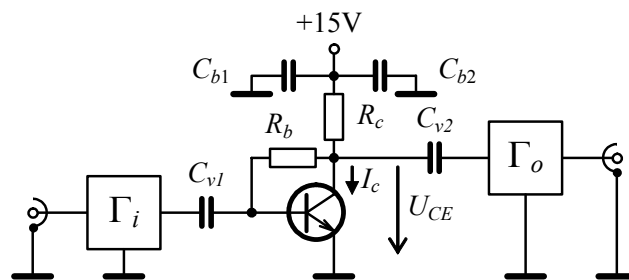
K měření s-parametrů tranzistoru použijeme obvodový analyzátor R3765CG, který je schopen měřit všechny čtyři parametry dvojbranu v závislosti na kmitočtu. Na analyzátoru nastavte

nejmenší úroveň měřicího signálu, tj. -10 dBm, frekvenční rozsah 300 kHz až 1,2 GHz a počet měřicích bodů podél frekvenční osy na 1201. Po nastavení analyzátoru je třeba provést jeho kalibraci na obou dvou branách metodou SOLT podle postupu uvedeného v příloze. Tím je analyzátor připraven k měření. Všechny čtyři s-parametry změřte v rozsahu 50 MHz až 1,2 GHz např. na kmitočtech 50, 100, 200, 400, 700 a 1200 MHz a na kmitočtu 145 MHz.

10.1.2 Přizpůsobení zesilovače

Při návrhu přizpůsobovacích obvodů zesilovače je třeba sledovat dosažení hned několika technických parametrů. Tranzistor by měl mít především co největší výkonové zesílení, tj. přizpůsobovací obvody na vstupní i výstupní straně tranzistoru by měly transformovat impedance zdroje a zátěže na optimální hodnoty odpovídající oboustrannému výkonovému přizpůsobení tranzistoru. Podmínky přizpůsobení je však třeba podřídít kritériu stability. Obdobně je vhodné snažit se o dosažení co nejmenšího šumového čísla. Optimum z hlediska šumového čísla však zpravidla neodpovídá optimu z hlediska maximalizace výkonového zesílení tranzistoru, je tak třeba volit určitý kompromis. V naší úloze budeme dávat přednost optimalizaci s ohledem na dosažení maximálního výkonového zesílení, a to nejen proto, že neznáme potřebné šumové parametry tranzistoru. Další parametry, jako např. selektivita zesilovače či maximální dynamický rozsah, jsou dány buď volbou přizpůsobovacích obvodů nebo vlastnostmi tranzistoru a v při návrhu přizpůsobení zesilovače je nebudeme sledovat.

Postup návrhu vf úzkopásmového zesilovače je založen na znalosti s-parametrů použitého tranzistoru a dále volby a výpočtu přizpůsobovacích obvodů s ohledem na výše uvedené technické parametry. V úloze je k tomuto úkolu použit jednoduchý program *RFAssistant*. Nejprve je třeba vytvořit (či upravit již existující) soubor typu *.s2p*, který bude obsahovat tabulku s-parametrů změřených v předchozí kapitole. Poté spusťte program *RFAssistant* a postupujte podle návodu dodávaného k programu. Nejprve zkontrolujte stabilitu podle činitele inherentní stability k a poté zvolte pracovní kmitočet 145 MHz a najděte iteračním postupem takové impedance zdroje a zátěže tranzistoru, aby bylo dosaženo dobrého přizpůsobení. Dále za pomoci přílohy proveďte syntézu pasivních přizpůsobovacích obvodů realizovaných Γ -člásky. Výsledné obvodové zapojení realizujte na univerzální desce plošných spojů s tranzistorem a za pomoci obvodového analyzátoru dolad'te přizpůsobovací obvody s ohledem na minimální činitele odrazu vf zesilovače na vstupu i výstupu. Zesilovač je tak připraven k měření parametrů podle následujících kapitol.



Obr. 10.2 Zapojení zesilovače včetně přizpůsobovacích obvodů

10.1.3 Měření zisku a šumového čísla

Měření zisku i šumového čísla dvojbranu lze provádět celou řadou metod. Šumové číslo zesilovače budeme v této úloze měřit tzv. metodou Y-faktor, což je v současnosti jedna z nejčastěji používaných metod v oblasti měření malých šumových čísel (< 30 dB). Součástí této metody je i vyčíslení zisku měřeného dvojbranu.

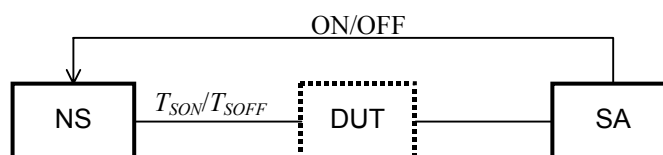
Metoda Y-faktor vyžaduje použití zdroje šumu, který se může nacházet ve dvou stavech, tj. je schopen na svém výstupu poskytovat dvě různé spektrální výkonové hustoty šumu, zpravidla v závislosti na připojení či odpojení napájecího napětí. Vztah spektrálních výkonových hustot šumu na výstupu zdroje šumu je pro konkrétní frekvence definován pomocí tzv. nadbytečného šumového poměru ENR (Excess Noise Ratio) podle vztahu

$$ENR = \frac{T_{SON} - T_{SOFF}}{T_0}, \quad (10.1)$$

kde T_{SON} a T_{SOFF} jsou šumové teploty zdroje šumu v jednom a druhém stavu, T_0 je referenční teplota 290 K. Y-faktor je potom poměr šumových výkonů, odpovídajících obou stavům šumového generátoru, měřený v kterémkoliv bodě kaskády dvojbranů řazených za šumový generátor. Např. přímo na výstupu šumového generátoru platí

$$Y = \frac{N_{SON}}{N_{SOFF}} = \frac{T_{SON}}{T_{SOFF}}, \quad (10.2)$$

neboť výkon šumu je přímo úměrný šumové teplotě zdroje. V jiném bodě kaskády dvojbranů je Y faktor odlišný, protože je ovlivněn šumovým číslem jednotlivých dvojbranů. Právě tohoto jevu je využito v metodě Y-faktor, která se skládá ze dvou dílčích kroků. Konfigurace měření je uvedena na obr. 10.3.



Obr. 10.3 Měření šumového čísla

Prvním krokem je kalibrace systému, která se provádí bez připojeného měřeného dvojbranu DUT, tedy s přímým propojením šumového zdroje NS s měrným přijímačem, v našem případě spektrálním analyzátozem SA. Označíme-li šumovou teplotu spektrálního analyzátoru T_2 , lze potom pro Y-faktor měřený analyzátozem psát

$$Y_2 = \frac{N_{2ON}}{N_{2OFF}} = \frac{T_{SON} + T_2}{T_{SOFF} + T_2}, \quad (10.3)$$

z čehož snadno určíme T_2 .

V druhém kroku zařadíme mezi zdroj šumu a spektrální analyzátor měřený dvojbran a zopakujeme měření Y-faktoru. Platí

$$Y_{12} = \frac{N_{12ON}}{N_{12OFF}} = \frac{T_{SON} + T_{12}}{T_{SOFF} + T_{12}}, \quad (10.4)$$

z čehož opět snadno vypočteme šumovou teplotu systému dvojbran + spektrální analyzátor.

Nyní můžeme přistoupit k určení zisku měřeného dvojbranu. Jelikož máme změřené hodnoty N_{2ON} , N_{2OFF} a N_{12ON} , N_{12OFF} , musí pro zisk dvojbranu platit

$$G_1 = \frac{N_{12ON} - N_{12OFF}}{N_{2ON} - N_{2OFF}}. \quad (10.5)$$

Jelikož známe šumové teploty T_2 , T_{12} a zisk dvojbranu G_1 , lze z Friisova vztahu odvodit šumovou teplotu dvojbranu

$$T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{G_1}. \quad (10.6)$$

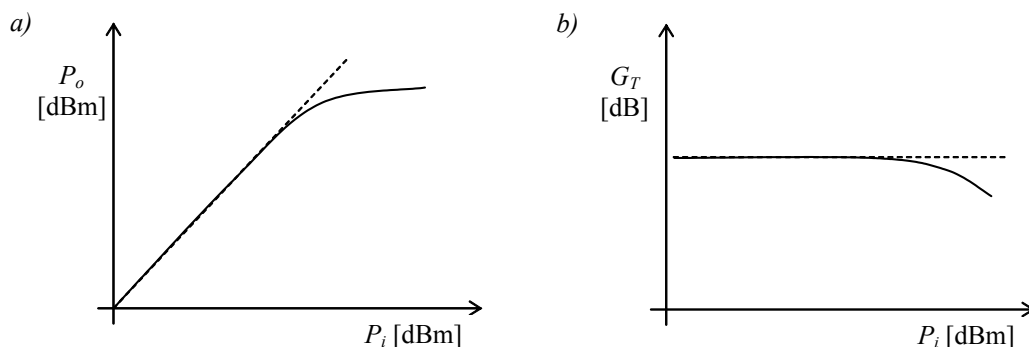
Všechny výše uvedené výpočty a vynesení frekvenční závislosti šumového čísla a zisku za nás v úloze provede speciální sw vybavení spektrálního analyzátoru. Program s názvem *FS-K3* spustíme z hlavního menu operačního systému, které vyvoláme stiskem kombinace kláves *Ctrl + Esc*. Nejprve zkontrolujeme kalibrační data šumového zdroje v menu ENR s údaji na šumivce, poté nastavíme frekvenční rozsah měření, zdroj šumu připojíme na vstup spektrálního analyzátoru (přes kabel!) a spustíme kalibraci. Nyní lze mezi zdroj šumu a spektrální analyzátor zařadit zesilovač a provést měření jeho zisku a šumového čísla ve zvoleném frekvenčním rozsahu.

10.1.4 Nelineární zkreslení

U nízkofrekvenčních zařízení je obvyklé kvantifikovat nelinearitu obvodu pomocí činitele zkreslení, který lze získat ze spektrální charakteristiky výstupního signálu při buzení harmonickým signálem dané úrovně. Ve vysokofrekvenční technice a především u úzkopásmových systémů 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 nelinearitu obvodu, přičemž jsou nezávislé na úrovni budícího signálu.

Bod komprese

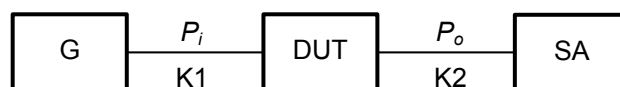
Budíme-li dvojbran harmonickým signálem, obdržíme závislost mezi vstupním výkonem P_i a výstupním výkonem P_o odpovídající obr. 10.4a. Pro malý budící signál je závislost lineární, avšak od určité úrovně budícího signálu se začne od lineárního průběhu odchylovat, až se dostane dvojbran do saturace, kde výstupní výkon P_o zůstává prakticky konstantní. Odchylka od lineárního průběhu odpovídá poklesu přenosového výkonového zesílení G_T (obr. 10.4b).



Obr. 10.4 Závislost výstupního výkonu (a) a přenosového výkonového zesílení (b) na vstupním výkonu dvojbranu

Tato vlastnost dvojbranu, vyvolaná jeho nelineárními vlastnostmi, se zpravidla popisuje pomocí tzv. 1dB bodu komprese CP1 (1dB Compression Point). Bod 1dB komprese je

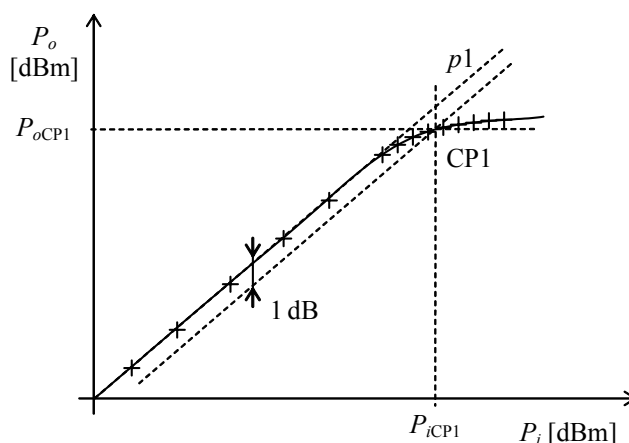
definován vstupním (výstupním) výkonem P_{iCP1} (P_{oCP1}), při kterém se odchýlí hodnota výstupního výkonu P_o o 1 dB od idealizované lineární závislosti, tj. dojde k poklesu zisku dvojbranu o 1 dB. Parametr P_{iCP1} najdeme většinou v případě definice parametrů obvodů přijímačů či malosignálových zesilovačů, naopak parametr P_{oCP1} je vhodný k popisu výkonových zesilovačů či koncových stupňů vysílačů.



Obr. 10.5 Měření bodu komprese

Měření bodu 1 dB komprese provádíme např. podle blokového schématu na obr.10.5. Signálový generátor G je připojen na vstup měřeného dvojbranu DUT, výstupní výkon P_o je měřen spektrálním analyzátozem. Na spektrálním analyzátoru nastavíme dostatečnou referenční úroveň (např. 30 dBm). Potom postupně měníme úroveň signálu z generátoru P_i tak, abychom v lineární části charakteristiky odměřili několik bodů, které postačí k její dobré aproximaci přímkou $p1$ (obr. 10.6). V nelineární části měníme P_i s krokem 1 dB, což nám umožní s využitím interpolace dosti přesně stanovit polohu bodu CP1. Vzhledem k tomu, že vyhodnocujeme změnu poměru mezi vstupním a výstupním výkonem, nelze použít jako hodnoty vstupního výkonu P_i udaj z generátoru, ale je nutné měřicí sestavu kalibrovat. To provedeme tak, že nahradíme měřený dvojbran koaxiální propojkou a pro všechny nastavované výstupní výkony generátoru změříme jeho výkon na spektrálním analyzátoru. Tak získáme souřadnice vstupního výkonu P_i , které použijeme při hledání souřadnic P_{iCP1} , P_{oCP1} bodu CP1 v grafickém řešení podle obr. 10.6.

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.



Obr. 10.6 Grafické určení polohy bodu komprese

Intermodulační zkreslení

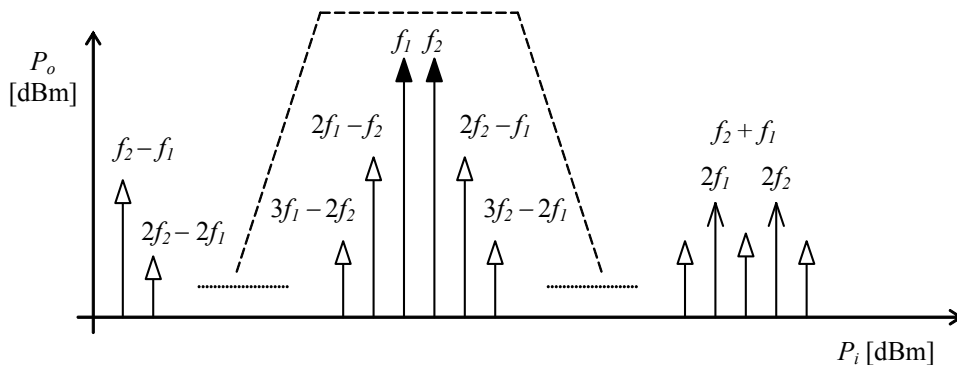
Závažným typem zkreslení v radiotechnických funkčních blocích je intermodulační zkreslení (Intermodulation Distortion – IMD). K intermodulačnímu zkreslení dochází v okamžiku, kdy nelinearita funkčního bloku či systému buzeného signálem obsahujícím dvě či více spektrálních složek způsobí, že ve výstupním signálu jsou přítomny spektrální složky ve vstupním signálu nezastoupené, tzv. intermodulační produkty (Intermodulation Products). Z takto vzniklých intermodulačních produktů jsou nejzávažnější ty, které padnou zpět do propustného pásma zpravidla úzkopásmového systému, a způsobí tak degradaci výstupního 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 kapitole 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 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 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 stejné amplitudě a mírně odlišné frekvenci f_1 a f_2 . Spektrum výstupního signálu odpovídá obr. 10.7. Kromě původních signálů na kmitočtech f_1 a f_2 se ve spektru objeví nové složky – intermodulační produkty, jejichž frekvence je určena obecným vztahem

$$f_{IP(m+n)} = mf_1 + nf_2 \quad (10.7)$$

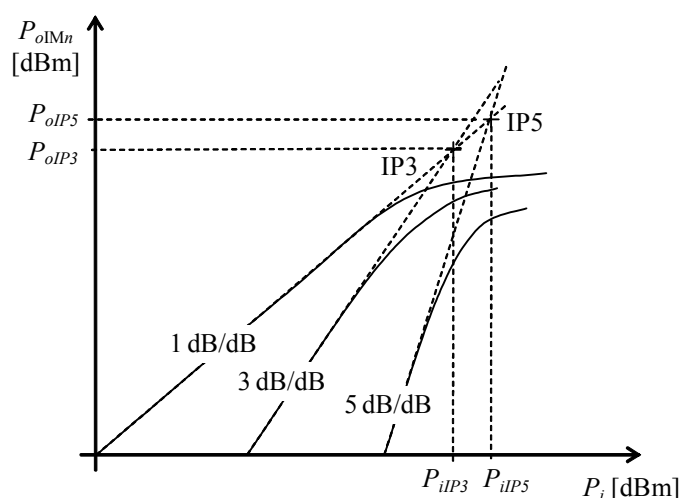
kde $m, n = \dots -1, 0, 1, 2, \dots$. Součet $|m| + |n|$ určuje tzv. řád produktů.



Obr. 10.7 Spektrum výstupního signálu

Z obr. 10.7 vidíme, že zpět do pásma padnou produkty lichého řádu $2f_1 - f_2$, $2f_2 - f_1$, $3f_1 - 2f_2$, $3f_2 - 2f_1$ atd. označované zpravidla jako IM3, IM5 atd., přičemž nejvíce nebezpečné jsou produkty nižších řádů, především IM3. Klasickou cestou k měření IP je vyšetření závislosti výkonu IM3 na shodně nastaveném výkonu obou vstupních signálů a stanovení tzv. bodů zahrazení pro příslušný lichý řád produktu. Lze totiž ukázat, že pokud je vstupní signál malý, znamená zdvojnásobení jeho výkonu zdvojnásobení výkonu výstupních užitečných signálů, tj. asymptotický nárůst o 1dB/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 základního kmitočtu. Vše je ještě jednou naznačeno na obr. 10.8.

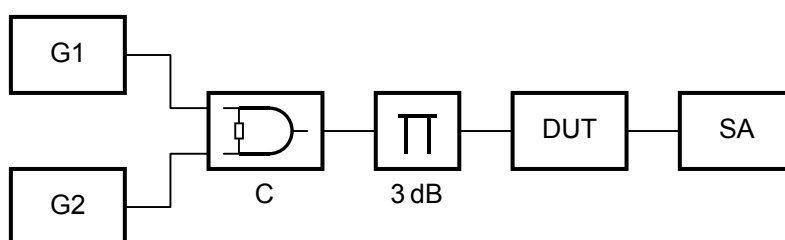


Obr. 10.8 Grafické určení polohy bodů zahrazení

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

$$P_{oIPn} = P_{o1} + \frac{P_{o1} - P_{on}}{n - 1} \quad (10.8)$$

kde P_{o1} je výkon fundamentální spektrální složky v dBm a P_{on} je výkon n tého intermodulačního produktu také v dBm, n je řád produktu.



Obr. 10.9 Měření intermodulačních produktů

Na obr. 10.9 je blokové schéma zapojení systému pro měření IP. Signály ze dvou generátorů G1 a G2 jsou sloučeny ve slučovači C a přes 6 dB 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 také 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. 10.9 je toho dosaženo zařazením 6 dB 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. 10.9 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.



Doporučená literatura

- [10.1] Agilent Technologies, Palo Alto: S-Parameter Techniques for Faster, More Accurate Network Design. Application Note 95-1, 1996.
- [10.2] Žaluv, V.: Moderní radioelektronika. Praha, BEN – technická literatura 2000.