

1 PDF dokument–LNA

1.1 Základní 2 účelové funkce pro multiobjektovou optimalizaci

- Šumové číslo (noise figure, NF)
- Výkonové zesílení (transducer power gain, G_T)

1.2 Druhy zesílení

1.2.1 Transducer power Gain G_T

$$G_T = \frac{\text{power out of circuit}}{\text{maximum power in}} \quad (1)$$

1.2.2 Available power Gain G_a

$$G_a = \frac{\text{maximum power out}}{\text{maximum power in}} \quad (2)$$

1.2.3 Operating power gain G_p

$$G_p = \frac{\text{power out of circuit}}{\text{power into circuit}} \quad (3)$$

1.3 Kriticky omezující faktor při návrhu nízkošumových zesilovačů

Je to stabilita. Ta je dána mapš. Rolletovým činitelem stability - definovaný pomocí S parametrů. Důležité je, aby Rolletův činitel vyšel > 1 , pak je obvod stabilní.

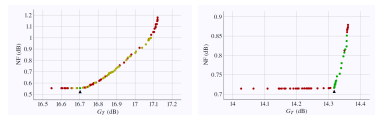
1.4 Jaký je rozdíl mezi optimalizovaným jednopásmovým nebo multipásmovým zesilovačem?

Dvoupásmový zesilovač má průběh šumového čísla více "konstantní" o mírně větší hodnotě než jednopásmový. Jednopásmový zesilovač dává spíše "prohnutý" průběh šumového čísla s nejmenší hodnotou někde uprostřed pásma. Pro jednopásmový zesilovač jsou S parametry lepší než u vícepásmového. Jednopásmový zesilovač dosahuje lepšího zisku na návrhovém kmitočtu než u vícepásmového. Šumové číslo vychází u jednopásmového zesilovače lépe.

Další rozdíl je v Paretově ploše (trade-off mezi zesílením a šumovým číslem): u dvoupásmového zesilovače je plocha ostře lomená a řešení se zpravidla vybírá v tomto lomu, kdežto u jednopásmového je hladce zaoblená a nabízí přirozeně vícero možností volby řešení.

1.5 Jaký je rozdíl v Paetrově ploše jako kompromisu (trade-off) mezi jednopásmovým a vícepásmovým nízkošumovým zesilovačem?

Paetrova plocha pro vícepásmový je ostře lomená, kdežto plocha pro jednopásmový je "hladká".



(a) Paetr. plocha 1 (b) Paetr. plocha 2
pásmový zesilovač pásmový zesilovač

1.6 Ladění LNA

Nejenom že můžeme hýbat s pasivními prvky (s tranzistoty ne, ty jsou pevné), ale můžeme také měnit předpětí.

1.7 Kdy je větší problém se stabilitou?

Při získání menšího šumového čísla jednopásmového zesilovače. Při neobvyklých hodnotách vstupní nebo výstupní impedance.

1.8 Jaké jsou typické hodnoty dosažených šumových čísel pro optimalizovaný zesilovač s nízkošumovým pHEMT (a typické výkonové zesílení)?

Šumové číslo kolem 0.6–0.8 dB a zesílení kolem 14–20 dB.

1.9 Jakých typických IP3 (dobré) LNA dosahuje?

30 dBm považujeme za velmi dobré. Dosahují kolem 30 dBm.

2 PDF dokument–úzkopásmové vysokofrekvenční zesilovače

2.1 Jaké jsou základní 3 účelové funkce pro optimalizaci zesilovače?

- výstupní výkon 1. harmonické
- výkonovou efektivnost
- harmonické zkreslení

2.2 Jaká třída zesilovače se používá?

Třída C kvůli účinnosti.

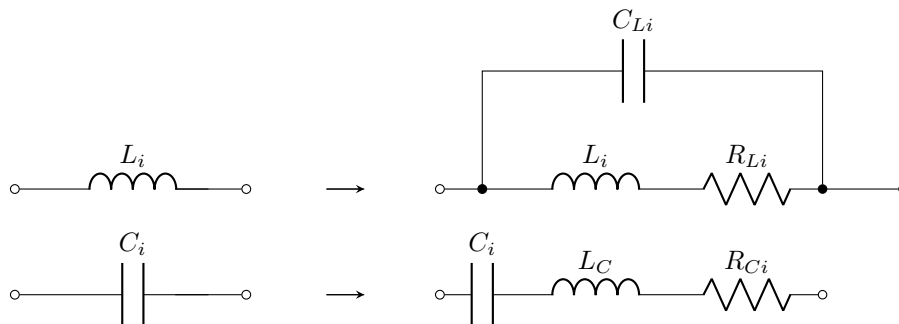
2.3 Optimalizace napájení

Zesilovač se dá ladit nejen pasivními prvky, ale také vhodnou amplitudou vstupního napětí nebo stejnosměrným předpětím.

2.4 Omezení

U zesilovačů se musí hlídat jak omezení (constraints) tak i maximální (průměrný) proud aktivního prvku a maximální rozptýlený výkon na aktivním prvku.

2.5 Náhradní zapojení pasivních prvků L a C pro vysokofrekvenční techniku



2.6 Výsledky po optimalizaci—základní účelové funkce v protikladu

Vždy je to kompromis, nejlepší dosažitelné hodnoty jdou proti sobě => výhonné zobrazení ve formě vrstevnic, kde THD je pouze jako omezení, nikoliv optimalizovaný parametr.

2.7 Jaké jsou typické účinnosti nebo harmonické zkreslení u úzkopásmových vysokofrekvenčních zesilovačů?

Účinnost se pohybuje v rozsahu 50–80%, THD (zkreslení) se pohybuje v rozsahu 0,15–3%.

3 PDF dokument –Měření šumového čísla

Používají se atenuátory, protože kompenzují to, že zesilovač není ani šumově, ani impedančně přizpůsobený. Zesilovač je totiž navržen tak, aby byl "přizpůsoben" jak šumově, tak impedančně (ale tyto 2 požadavky samozřejmě nejsou splněny najednou, je to trade-off), proto je nutná kompenzace.

Přednáška: K měřenému zesilovači jsou připojeny atenuátory, které zajišťují zakončení zesilovače z obou stran impedancemi blízkými 50 Ω .

3.0.1 Kalibrační fáze

Měřený prvek se dá pryč a nahradí se přímým propojením. Takto se určí šumový faktor měřicí kaskády od napájecího článku měřeného zesilovače až po spektrální analyzátor. Nejprve se změří spektrální výkonová hustota při zapnutém generátoru šumu a poté s vypnutým generátorem šumu => tímto získáám tzv. Y-faktor, který použiju k výpočtu šumového faktoru měřicí kaskády.

3.0.2 Měřicí fáze

To samé jako u kalibrační jen s tím rozdílem, že v měřicí kaskádě již máme měřený zesilovač. Po naměření hodnot lze vypočítat šumové číslo zesilovače, ale musíme předem znát jeho zesílení (změřit třeba na vektorovém analyzátoru).

4 PDF dokument–Analýza návrhu směšovačů

Směšovač musí být **NELINEÁRNÍ** a **MÁ** pracovní bod.

4.1 Princip aditivních směšovačů–viz. například aditivní směšovač s diodami

Aditivní směšovače obecně fungují tak, že dané signály se sečtou a pak jde součtový signál do nelinearity, která vyrobí smíšené produkty.

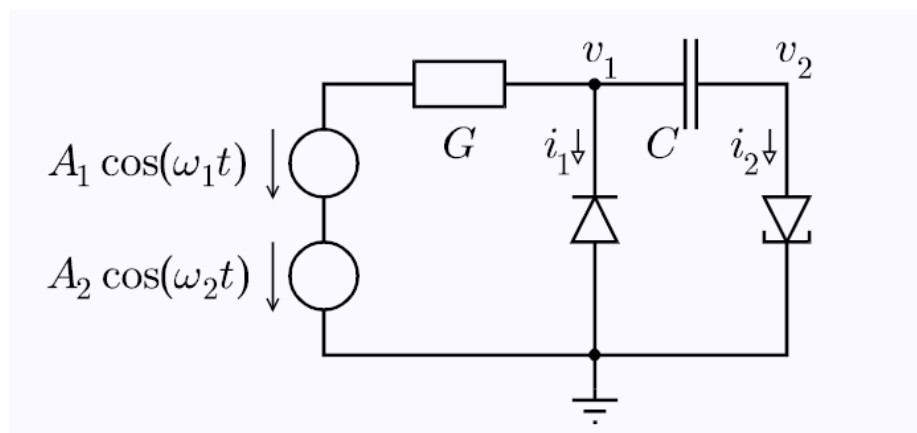


Figure 1: Jednoduchý aditivní směšovač

4.2 Princip multiplikativních směšovačů–viz. například dvouhradlový mosfet

Multiplikativní směšovače fungují jako analogová násobička. Násobení je nelineární operace => to mi vyrobí smíšené produkty. Propusti filtrují nežádoucí složky, FET funguje jako násobička.

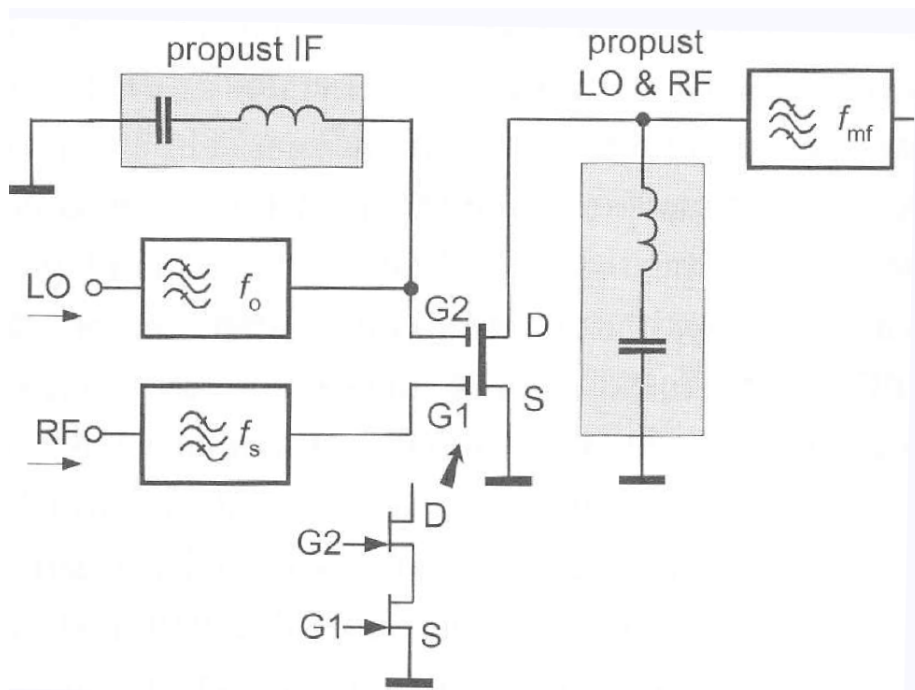


Figure 2: Směšovač s dvouhradlovým mosfetem

4.3 Volterrovy řady

1. Výpočet pracovního bodu (směšovač na rozdíl od oscilátoru pracovní bod má)
2. Standardní kmitočtová analýza, v Taylorovém rozvoji se vynechají členy 2. řádu \Rightarrow počítá se jenom jako s lineárním obvodem $\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega$.
3. Do rovnic (Taylorův rozvoj) se přidají členy 2. řádu. Analýza (komplexní) soustavy rovnic obsahující druhé derivace. Tedy výpočet základních dvou intermodulačních produktů (druhé derivace jsou zdrojem těchto intermodulačních produktů) (pokud by byl obvod lineární, všechny 2. derivace by byly nulové)
4. Pro vyšší řády intermodulačních produktů postupně přidávám členy vyššího řádu. Například pro výpočet směšovacího produktu $2f_1 \pm f_2$ bych musel do řady začlenit i třetí derivace (zrovna tento produkt je velmi škodlivý – třetí se velice blízko užitečnému kmitočtu)

4.4 Přesnost kvazilineární analýzy

Výsledky se liší v setinách mV, kde je obvod lineární, desetíně mV kdy je obvod trochu nelineární a desetinách mV, kdy je obvod více nelineární. Čím více je úloha nelineární, tím více zkreslené výsledky kvazilineární analýza poskytuje. Pro slabě nelineární obvody tato metoda lze použít. Čitší metoda by bylo udělat časovou odezvu v časové doméně a na výstup poslat FFT – časová odezva může trvat velmi dlouho a může to být značně výpočetně náročné.

4.5 Princip vícenásobně vyvážených směšovačů, proč se dělají a jaké produkty potlačují?

Tyto směšovače využívají symetrického zapojení diod nebo aktivních prvků. Vyvážený směšovač na výstupu nemá oba vstupní signály, ale pouze výstupní. Chceme potlačit vstupní signály a chceme na výstupu pouze ty užitečné směsi. Vyvážené směšovače velice dobře potlačují IM produkt 3. řádu (to chceme).

4.6 Realizace vícenásobně vyváženého směšovače—stačí Gilbert

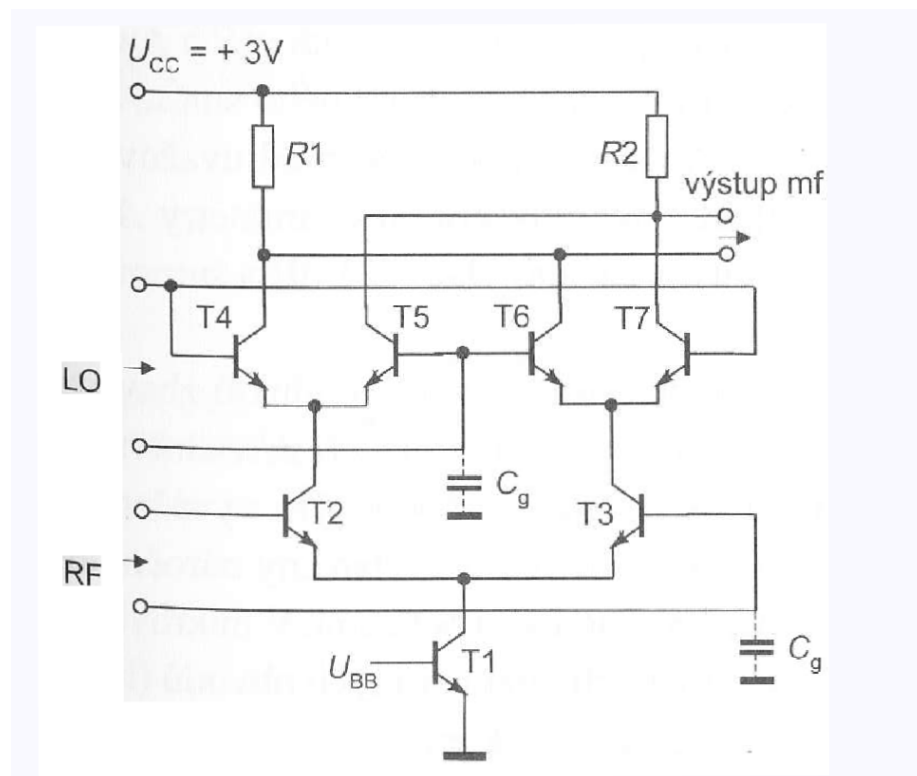


Figure 3: Gilbertova buňka s bipolárními tranzistory

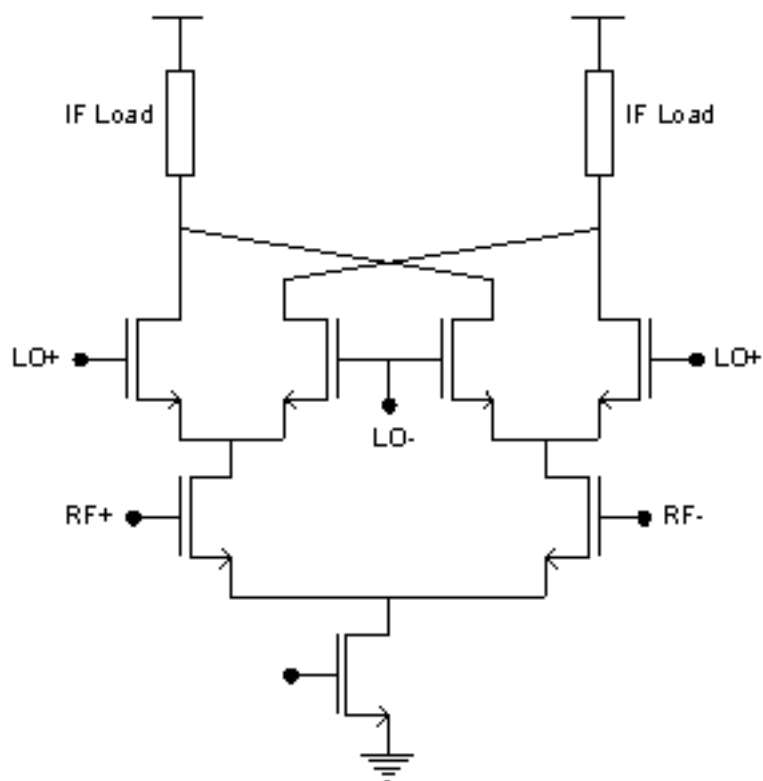


Figure 4: Gilbertova buňka s unipolárními tranzistory

4.7 Nejčastější příklady směřovčů

Dvouhradlový mosfet viz sekce 4.2. Gilbertova buňka viz sekce 4.6. Ring mixer viz sekce 14.1.

5 PDF dokument–Ustalovací algoritmy k návrhu oscilátorů

5.1 Představa o řešení nelineárních diferenciálně–algebraických rovnic definujících oscilátor

Metody řešení jsou obecně 2:

- Explicitní–jednodušší, ale mohou být nestabilní
- Implicitní–při výskytu chyby se chyba v dalších krocích exponenciálně snižuje

Každý časový krok vypadá následovně:

Prediktor–jde o interpolační mnohočlen, např. Newtonův interpolační polynom. Prediktor je explicitní metoda–potenciálně nestabilní (oficiálně termín: není "A–stable").

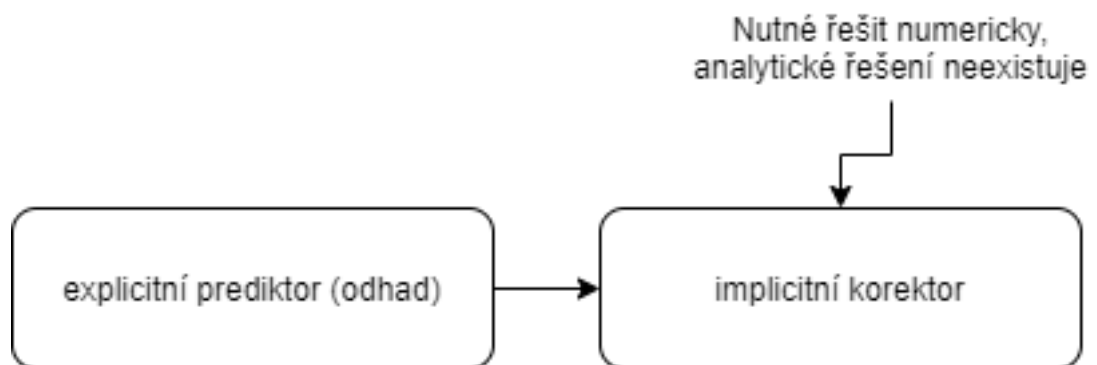


Figure 5: Každý časový krok řešení oscilátorů

Korektor jde o implicitní metodu, která je iterativní a měla by být "A-stable", vliv chyby v jednom časovém kroku se exponenciálně zmenšuje v následujících časových krocích.

5.2 Princip ustalovacího algoritmu

- Je to extrapoláční metoda s poměrně vysokou účinností: ϵ -algoritmus
- umožňuje přeskočit někdy komplikovaný a velmi dlouhý přechodový děj
- algoritmus je relativně necitlivý na volbu řádu extrapolace

5.3 Typické zpětnovazební oscilátory

5.3.1 Collpitts

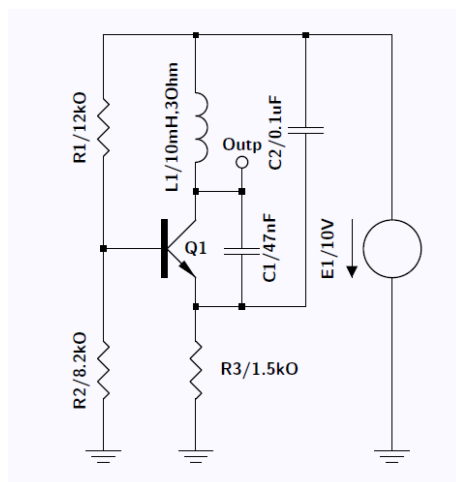


Figure 6: Collpittsův oscilátor

5.3.2 Mikrovlnný oscilátor (jak se obvykle vede zpětná vazba)

Opět jde o obvod, kde máme "vstupní a výstupní" přenosové vedení vázané přes tranzistor. Zpětná vazba se bere z výstupního přenosového vedení.

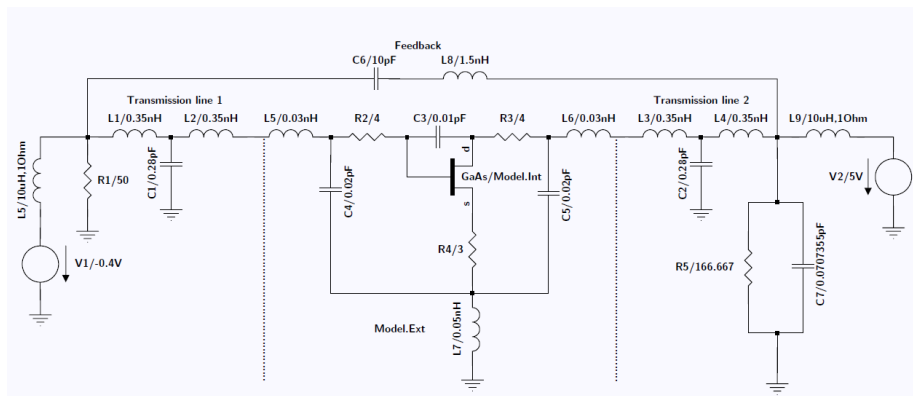


Figure 7: Mikrovlnný zpětnovazební oscilátor

5.3.3 Zkreslení

Zpětnovazební oscilátory mají zpravidle velké zkreslení (pokud se nepoužije vnitřní snížení amplitudy, například vnitřní zapojení 2 antiparalelních diod).

5.4 Oscilátory s prvkem s negativním diferenciálním odporem

K odtlumení kmitů "klasického LC oscilátoru" použijeme prvek s negativním diferenciálním odporem, který "kompenzuje" útlum klasického LC (způsobený nevyhnutelným parazitním odporem). Takový oscilátor s tunelovou diodou má velmi malý šum.

5.4.1 Typická voltampérová charakteristika tunelové diody

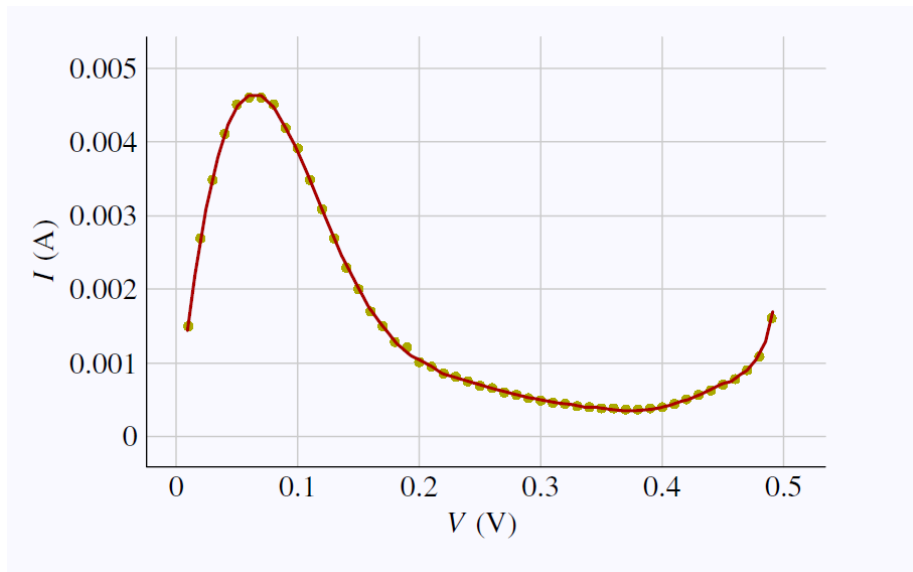


Figure 8: Voltampérová charakteristika tunelové diody

5.4.2 Vlastnosti

Výsledné kmity jsou neharmonické a musejí být filtrovány. Takový oscilátor má velmi malý šum.

6 PDF dokument–Rozprostřené zesílení

6.1 Princip

Jako vázaná přenosová vedení

Aktivní vazba mezi vedeními

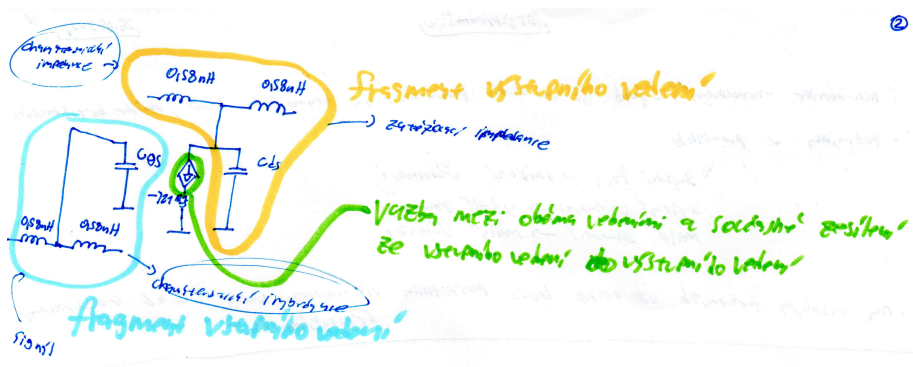


Figure 9: Rozprostřené zesílení

6.2 Vlastnosti

Typicky je to "rovná" kmitočtová charakteristika přes několik dekád (velmi široké pásmo). Technologicky je mezní kmitočet omezen přesností výroby malých induktorů (0,02 nH je asi tak rozumné "spolehlivé" výrobní minimum).

6.3 Základní vlastnosti oscilátoru s rozprostřeným zesílením

typická míra přeladitelnosti jsou stovky MHz pro GHz oscilátory. Typické harmonické zkreslení je kolem 1%, což bývá menší zkreslení než mají zpětnovazební oscilátory. Zpravidla tyto oscilátory mají velmi dlouhý přechodový děj.

6.4 Dá se počet stupňů (tj. počet tranzistorů) v zesilovači optimalizovat?

Ano dá. I když může zevcztahu vycházet, že optimální počet tranzistorů je veliký, pokud jsou ztráty na obvodech gatu a drainu malé, pak v praxi už se nekoná žádné velké navýšení zesílení pro počet tranzistorů > 10 . S většinou zařízení až na totální "high-end" je zlepšení velmi malé nad 6 tranzistorů. Dobeš flexí, že Rhode má blbě vzorečky.

7 PDF dokument–Základní informace o modulátorech mQAM

7.1 Principiální struktura QAM s dvěma "ring" obvody, jaké jsou fáze na vstupu?

Fáze na vstupu jsou vzájemně posunuté o 90 stupňů. Potřebuji totiž vytvořit I a Q signál.

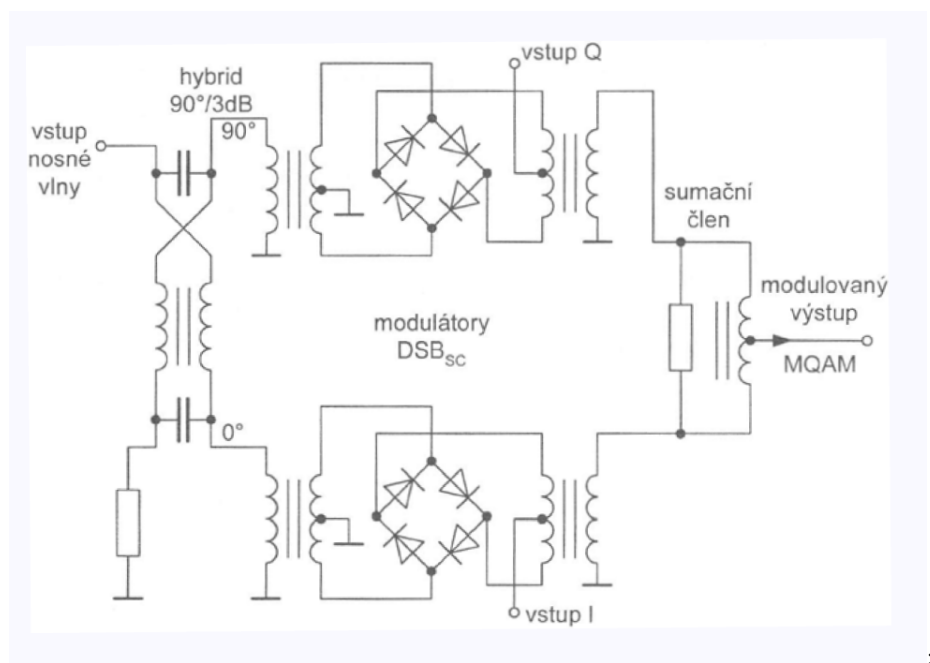


Figure 10: IQ modulátor s dvěma "ring" obvody

7.2 Principiální struktura QAM s Gilbertem

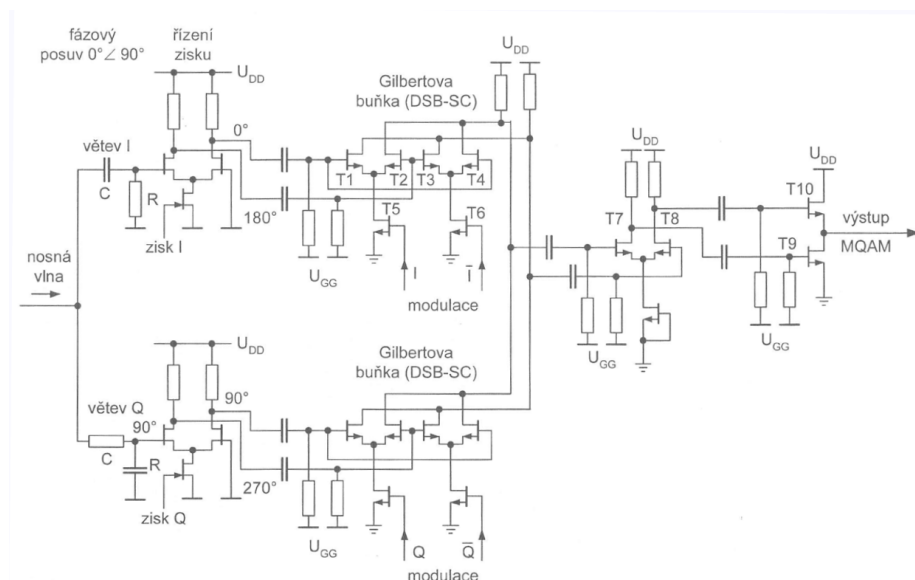


Figure 11: IQ modulátor s Gilbertovými buňkami

Každá větev (I, i Q) má ještě navíc svoje negace. I a Inon, Q a Qnon => fáze budou 0,180,90,270.

8 LNA Vendelin/Rhode

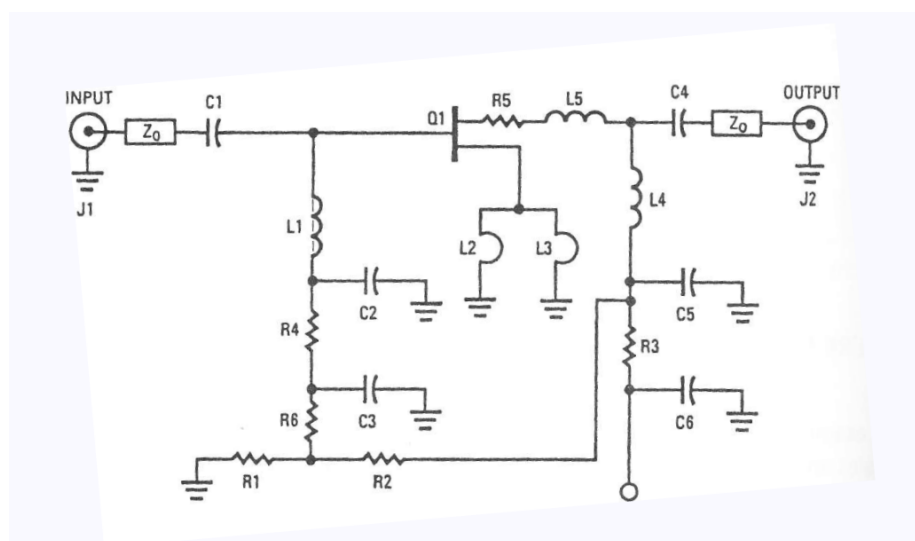
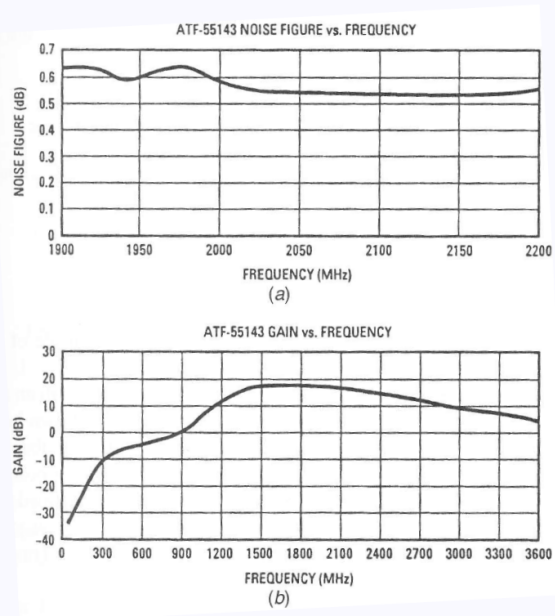


Figure 12: LNA podle Vendelin Rhode

2.2. Šumové číslo a zesílení výsledného zesilovače



Ve srovnání s „naším“ LNA je zjevně optimalizován pro vyšší kmitočty.

Figure 13: LNA podle Vendelin Rhode-parametry

Povšimnout si důkladného filtrování stejnosměrného napětí gate a drain. Zhruba vědět parametry.

9 Výkonový zesilovač s rozprostřeným zesílením

9.1 Typické zapojení—srovnejte s nízkovýkonovým zesilovačem s rozprostřeným zesílením

Vypadají stejně

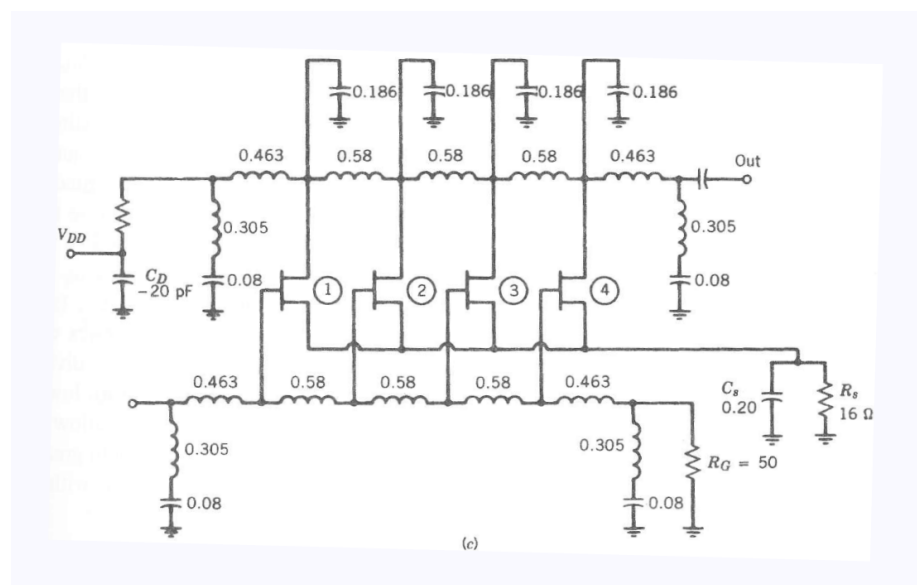


Figure 14: Výkonový zesilovač s rozprostřeným zesílením

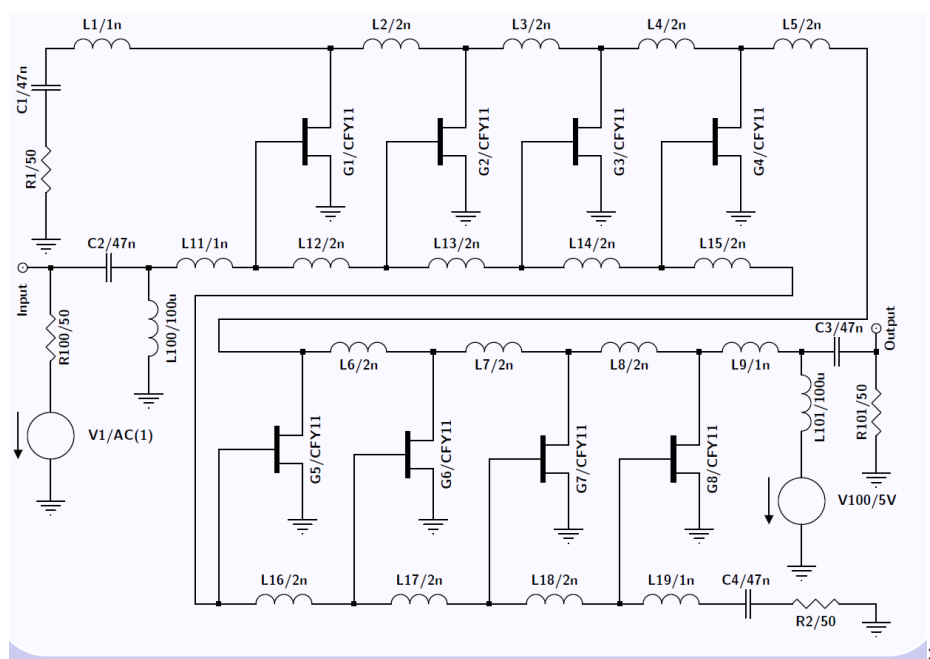


Figure 15: Asi ten nízkovýkonový o kterém se zmiňuje?

9.2 Vzorečky od rhode jsou špatně

10 Samokmitající směšovač

Důvodem rozkmitání jsou přenosová vedení (gate, drain). Jeden aktivní prvek slouží jako oscilátor a směšovač zároveň.

1.2. Zatěžovací linie

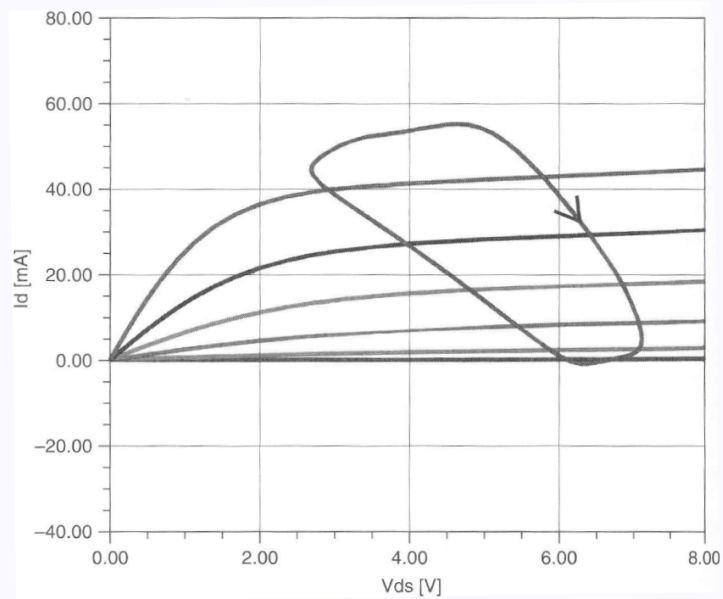


Figure 16: Zatěžující linie pro samokmitající směšovač

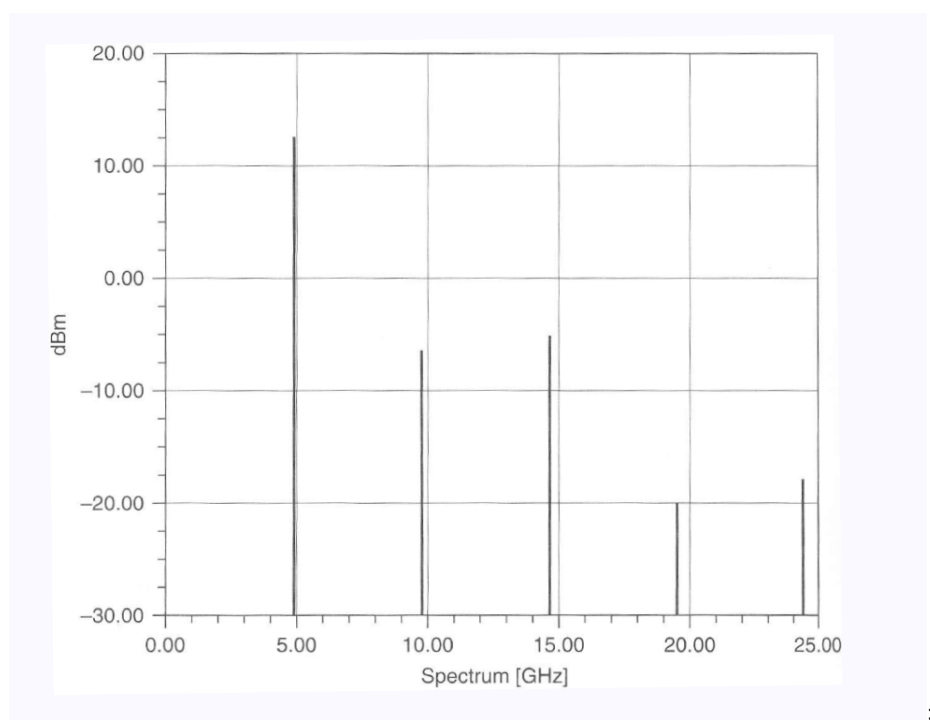


Figure 17: spektrum samokmitajícího směšovače

11 PLL

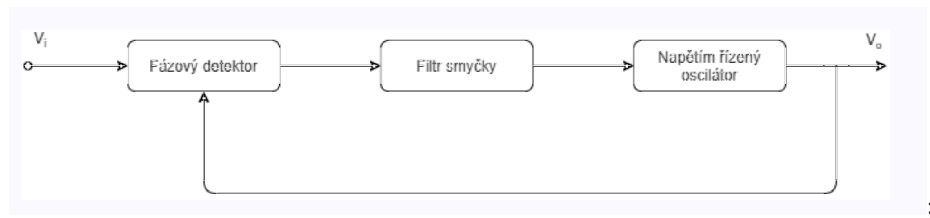


Figure 18: Blokové schéma PLL

Znát rozsah zachycení a rozsah udržení.

12 EMAIL

13 Nízkošumový zesilovač

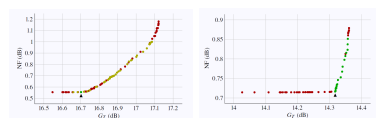
13.1 Jaký je rozdíl mezi optimalizovaným jednopásmovým nebo multipásmovým zesilovačem?

Dvoupásmový zesilovač má průběh šumového čísla více "konstantní" o mírně větší hodnotě než jednopásmový. Jednopásmový zesilovač dává spíše "prohnutý" průběh šumového čísla s nejmenší hodnotou někde uprostřed pásma. Pro jednopásmový zesilovač jsou S parametry lepší než u vícepásmového. Jednopásmový zesilovač dosahuje lepšího zisku na návrhovém kmitočtu než u vícepásmového. Šumové číslo vychází u jednopásmového zesilovače lépe.

Další rozdíl je v Paretově ploše (trade-off mezi zesílením a šumovým číslem): u dvoupásmového zesilovače je plocha ostře lomená a řešení se zpravidla vybírá v tomto lomu, kdežto u jednopásmového je hladce zaoblená a nabízí přirozeně vícero možností volby řešení.

13.2 Jaký je rozdíl v Paretově ploše jako kompromisu (trade-off) mezi jednopásmovým a vícepásmovým nízkošumovým zesilovačem?

Paetrova plocha pro vícepásmový je ostře lomená, kdežto plocha pro jednopásmový je "hladká".



(a) Paetr. plocha 1 (b) Paetr. plocha 2
pásmový zesilovač pásmový zesilovač

13.3 Kdy je větší problém se stabilitou?

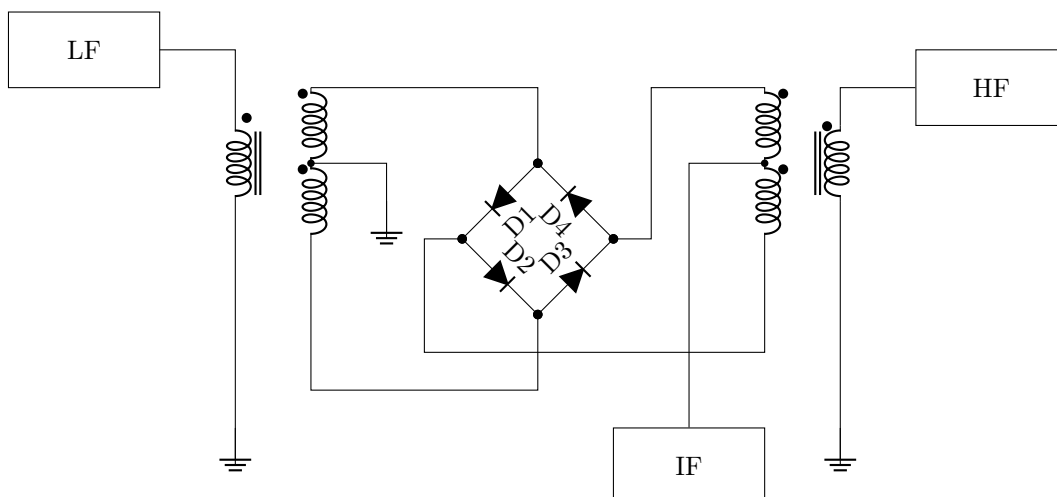
Při získání menšího šumového čísla jednopásmového zesilovače. Při neobvyklých hodnotách vstupní nebo výstupní impedance.

13.4 Jaké jsou typické hodnoty dosažených šumových čísel pro optimalizovaný zesilovač s nízkošumovým pHEMT (a typické výkonové zesílení)?

Šumové číslo kolem 0.6–0.8 dB a zesílení kolem 14–20 dB.

14 Nejčastější příklady směšovačů

14.1 Dvojitě vyvážený směšovač s diodami ("ring mixer")



14.1.1 Teoretický popis

Kombinujeme 2 signály pomocí nějaké nelineární operace. Například operace násobení je nelineární (mění tvar signálu).

$$\cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_1 t - \omega_2 t) + \frac{1}{2} \cos(\omega_1 t + \omega_2 t) \quad (4)$$

Výstup této operace je ten, že máme signál na součtové $\omega_1 + \omega_2$ a rozdílové $\omega_1 - \omega_2$ frekvenci. Obecně dostáváme složky na frekvencích

$$m f_1 \pm n f_2, \quad (5)$$

kde $k = |m| + |n|$ se nazývá modulační produkt řádu k . Reálně se většinou zajímáme pouze o 1 takovou složku, takže zbytek se filtruje pryč.

Diody jsou řízeny signálem lokálního oscilátoru. Tyto diody vlastně kopírují signál RF při kladné půlplni na výstup IF a při záporné půlplni RF signál invertují a posílají ho opět do IF . Takže ty diody dělají vlastně to, že RF signál je násoben obdélníkem s frekvencí LF (lokální oscilátor).

Pokud se budu řídit obrázkem č. 14.1 a polarita bude + nahoře a – dole, pak budou otevřeny diody $D1, D2$ a diody $D3, D4$ zůstanou zavřené. Spojení diod $D1, D2$ je v tomto případě na stejném potenciálu jako zem RF (dole je záporné napětí vůči zemi a nahoře je kladné napětí vůči zemi, diody jsou stejné \Rightarrow je tam 0 proti zemi). Proud tedy poteče "ze země" přes spodní levou cívku pravé části schématu do IF . Kdybych si z IF představil odpor na zem, bud na něm napětí kladné vůči zemi. Signál se tedy násobí $+1$ přes induktivní vazbu (na pravé cívce v pravé části jde napětí nahoru \Rightarrow napětí mezi 2 sériovými cívkami v pravé části také roste \Rightarrow donutí proud téct ze "země"–spoj $D1, D2$ přes spodní levou cívku pravé části a nakonec do IF) a je zaveden na IF .

Při opačné půlvině je RF násoben -1 , protože diody $D1, D2$ jsou zavřeny a diody $D3, D4$ jsou otevřeny. Napětí vůči zemi na spoji $D3, D4$ je opět 0, proud poteče z levé horní cívky pravé části do "této" nuly \Rightarrow proud teče "z IF ven" \Rightarrow násobení -1 .

14.2 Gilbertova buňka s bipolárními a MOS tranzistory (umět obě)

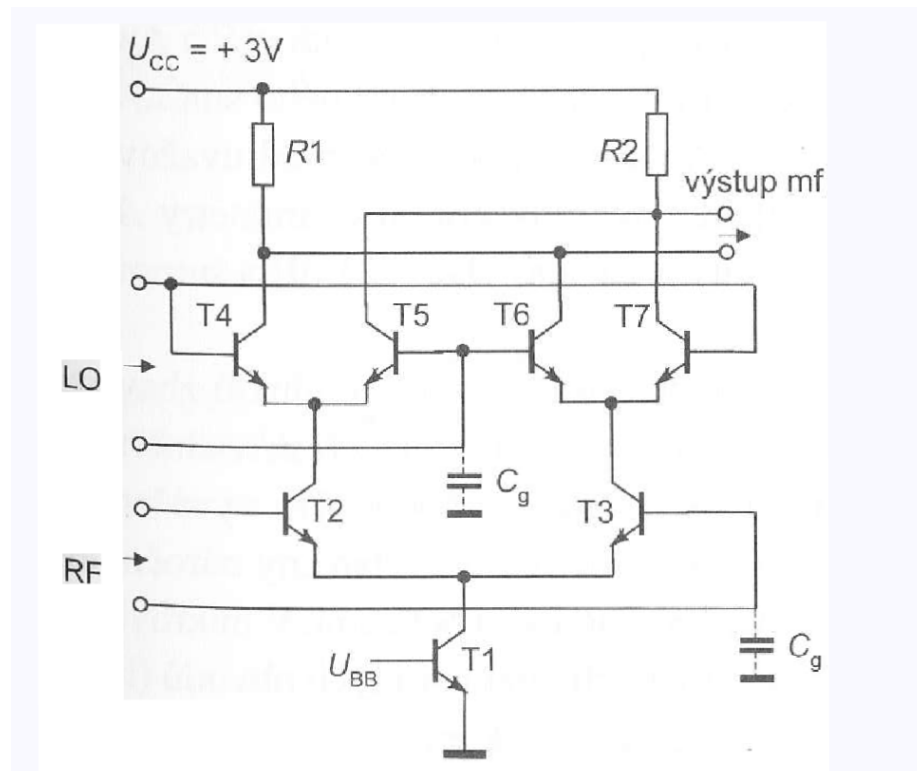


Figure 19: Gilbertova buňka s bipolárními tranzistory

Gilbertova buňka se používá pro mnoho aplikací:

- čtyřkvadrantový analogový násobič
- variable gain amplifier
- automatic gain circuits
- vyvážený modulátor
- **směšovač**
- fázový detektor

Skládá se to vlastně z diferencních párů, kde zesílení je závislé na kolektorovém proudu I_C – to je základ Gilbertovy buňky. Jsou to vlastně 2 diferencní páry vedle sebe, až na to, že jsme propojili navíc báze tranzistorů $T4, T7$ a $T5, T6$. Pokud je pracovní DC proud ("tail current") tranzistorů $T2$ a $T3$ stejný, pak úbytky

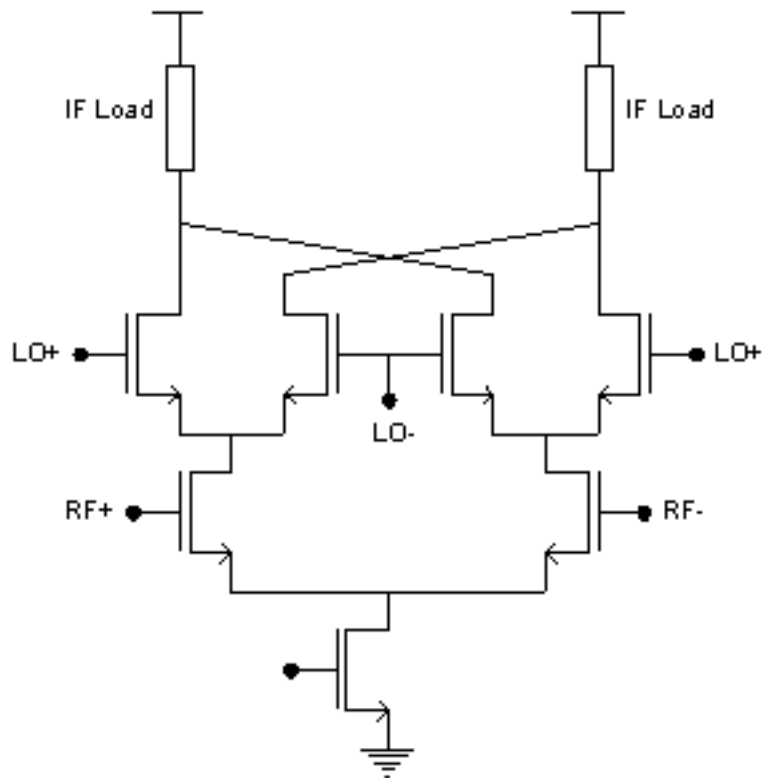


Figure 20: Gilbertova buňka s unipolárními tranzistory

na $R1$ a $R2$ jsou vždy stejné (nezáleží na v_{lo}), protože se proud " I_1 " (" I_2 ") ("tail current $T2(3)$ – předpokládáme tyto proudy stejné) se rovnoměrně rozdělí $\Rightarrow v_{out} = 0$.

Jakmile $I_{T2} \neq I_{T3}$ pak úbytky na rezistorech nejsou shodné a $v_{out} \propto v_{lo}$. Diferenční zesílení je úměrné "nerovnováze" I_{T2} a I_{T3} . V závislosti pokud je $I_{T2} - I_{T3}$ kladný nebo záporný, pak to buď invertuje nebo neinvertuje.

Proudy I_{T2} a I_{T3} se bude řídit opět dalším diferenčním párem, tedy $T2$ a $T3$ sami o sobě tvoří diferenční pár.

14.3 Směšovač s dvouhradlovým MOSFET

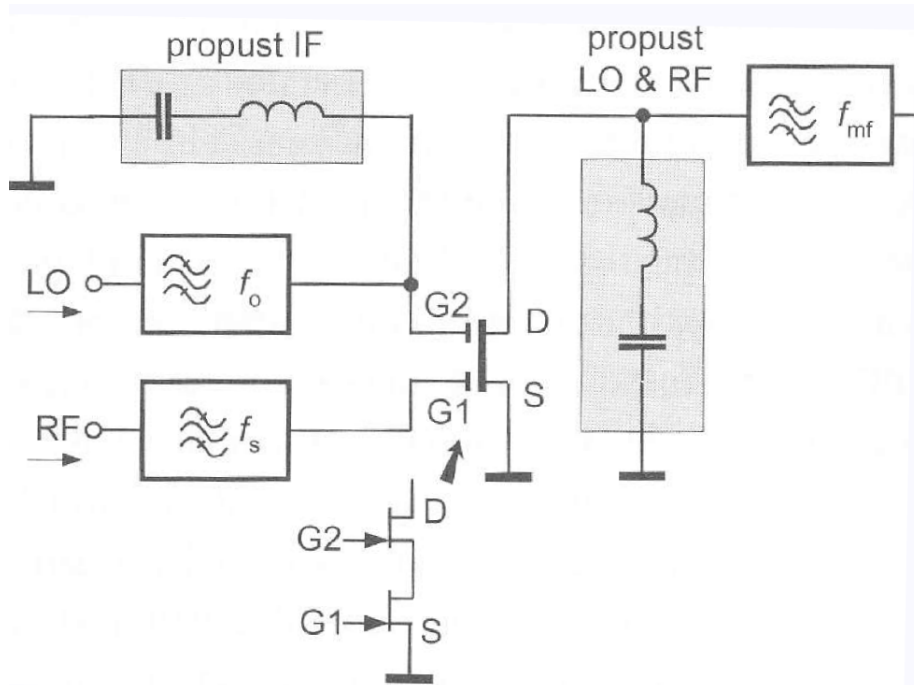


Figure 21: Směšovač s dvouhradlovým mosfetem

14.4 A příslušné filtry?

15 Návrh výkonových úzkopásmových vysokofrekvenčních zesilovačů

15.1 Jaké jsou základní 3 účelové funkce pro optimalizaci zesilovače?

- výstupní výkon 1. harmonické
- výkonovou efektivnost
- harmonické zkreslení

15.2 Jaká třída zesilovače se používá?

Třída C kvůli účinnosti.

15.3 Vysvětlete tzv. "trojrozměrný" protiklad tří hlavních optimalizovaných a sledovaných účelových funkcí

Optimalizujeme tyto následující 3 hlavní parametry

- výstupní výkon 1. harmonické

- výkonovou efektivnost
- harmonické zkreslení

Výkon 1. harmonické a efektivnost se snažíme maximalizovat zatímco THD minimalizovat. Optima jednotlivých účelových funkcí však nejsou v 1 bodě => vždy se volí nějaký kompromis.

15.4 Jaké jsou typické účinnosti nebo harmonické zkreslení u úzkopásmových vysokofrekvenčních zesilovačů?

Maximální účinnost 80% a minimální THD kolem 0,078%

16 Rozprostřené zesílení

16.1 Jaký je základní princip zesilovače s rozprostřeným zesílením?

Simuluje přenosové vedení, je to zesilovač "s postupnou vlnou". Zesilovač se skládá ze dvou modelů vedení, vázané proudovými zdroji modelů tranzistoru. Vlna "jede podél gatů tranzistorů a budí je, jede až na konec do bezodrazové koncovky". Ve vedení drainů se vybudí vlna, která se postupně sčítá až dospěje do impedančně přizpůsobené zátěže.

16.2 Jaké jsou základní výhody tohoto zesilovače?

Zesilovač není moc citlivý na parametry tranzistorů. Dobré zesílení v širokém pásmu (několik dekad).

16.3 Co je limitující faktor pro mezní kmitočet tohoto zesilovače?

Mezním parametrem jsou indukčnosti, rozumně se dá vyrobit (s přijatelnou tolerancí) něco kolem 0,02 nH.

16.4 Dá se počet stupňů (tj. počet tranzistorů) v zesilovači optimalizovat?

Ano dá. I když může zevcztahu vycházet, že optimální počet tranzistorů je veliký, pokud jsou ztráty na obvodech gatů a drainů malé, pak v praxi už se nekoná žádné velké navýšení zesílení pro počet tranzistorů > 10 . S většinou zařízení až na totální "high-end" je zlepšení velmi malé nad 6 tranzistorů. Dobeš flexí, že Rhode má blbě vzorečky.

16.5 Dá se použít princip rozprostřeného zesílení použít i pro oscilátory?

Ano, pro tzv. samokmitající směšovač.

17 IP3

17.1 Jakých typických IP3 (dobré) LNA dosahuje?

30 dBm považujeme za velmi dobré.

17.2 Znázorněte zvláštní propad v části křivky intermodulačních produktů 3. řádu, který nastává pro zesilovače s pHEMT.

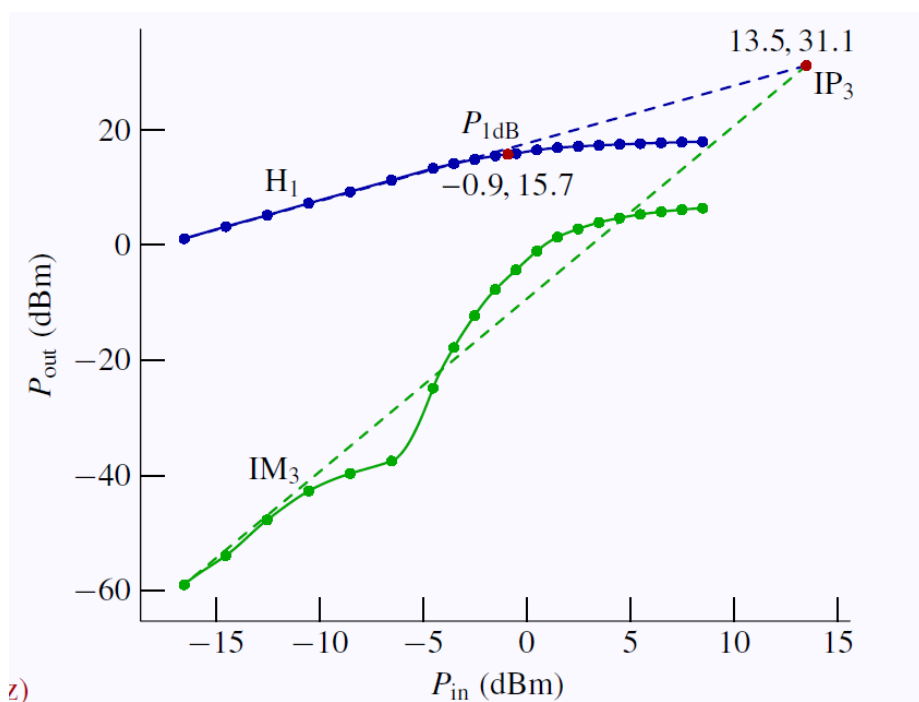


Figure 22: Propad křivky IM produktů 3. řádu u tranzistorů pHEMT

18 Samokmitající směšovač

18.1 Co to je?

Směšovač s oscilátorem v jednom.

18.2 Jaké má výhody a nevýhody?

Výhoda je ta, že stačí pouze 1 tranzistor. Nemá tak čisté spektrum-zkreslení je značné.

19 S jakými typickými radiovými funkčními bloky se můžeme potkat v QAM modulátorech?