

MPC-NAI

SZZ

Vypracované otázky k SZZ 2022

Mikroelektronika, FEKT VUT

Text: —
Korektura: —

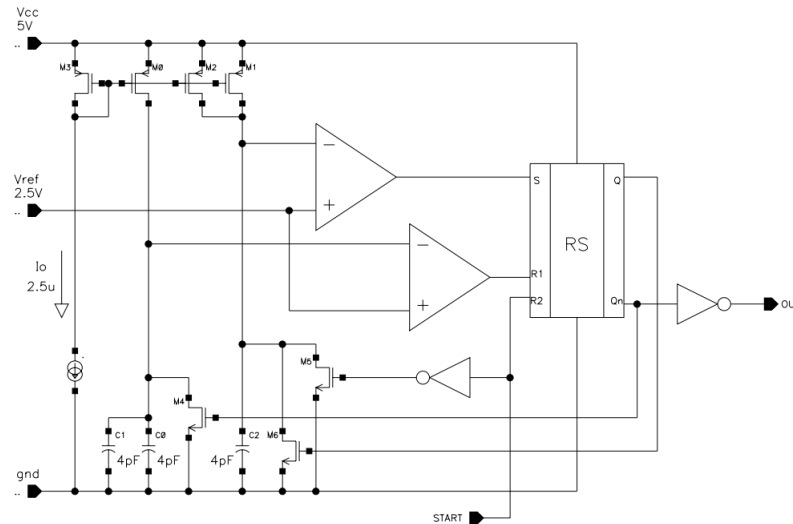
18. května 2022

Obsah

1	DVOJRAMPOVÝ OSCILÁTOR S VCO CHARAKTERISTIKOU	1
2	MANAGEMENT NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ INTEGROVANÉHO OB- VODU	2
3	PRINCIP VYPÍNACÍ OCHRANY ZAŘÍZENÍ TYPU LATCH při chybovém signálu	4
4	ZÁKLADY A TEORIE PŘESNÉHO NÁVRHU S OHLEDEM NA SOUBĚH PARAMETRŮ PRVKŮ INTEGROVANÉHO OBVODU	6
5	ZÁKLADNÍ VZTAHY PRO VÝPOČET CHYB V ANALOGOVÝCH OBVODECH	9
6	PŘESNÁ TRANZISTOROVÁ DVOJICE	13
7	PŘESNÝ DIFERENCIÁLNÍ STUPEŇ (MOS/bipolar, odporová zá- těž, aktivní zátěž)	14
8	PŘESNÝ DVOUSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ	15
9	ŠUM	20
10	ŠUM ODPORU, ŠUM MOS TRANZISTORU	25
11	ŠUM PN PŘECHODU, ŠUM BJT	29
12	ZÁKLADNÍ KONCEPT NÍZKOŠUMOVÉHO NÁVRHU	34

1 DVOJRAMPPOVÝ OSCILÁTOR S VCO CHARAKTERISTIKOU

Nastavení střídy oscilátoru, výpočet kmitočtu oscilátoru, nastavení minimální a maximální frekvence oscilátoru s ohledem na řídicí napětí



Obrázek 1: Dvourampový oscilátor

1.1 Výpočet kmitočtu a nastavení střídy

$$T_1 = \frac{U_{ref} * C}{I} \quad (1)$$

U této části periody se uplatňuje dvojice paralelních kondenzátorů, výsledná kapacita tedy bude $2 * 4 \text{ pF} = 8 \text{ pF}$. Proud přes PMOS proudové zrcadlo se pouze zrcadlí jedenkrát, tedy $I = 2,5 \text{ } \mu\text{A}$.

$$T_1 = \frac{2,5 * 8 * 10^{-12}}{2,5 * 10^{-6}} = 8 \mu\text{s}$$

Pro druhou část periody platí analogicky totéž, ovšem pro jiné hodnoty (viz. schéma).

$$T_2 = \frac{U_{ref} * C}{I} = \frac{2,5 * 4 * 10^{-12}}{5 * 10^{-6}} = 2 \mu\text{s}$$

Kmitočet se poté vypočítá z převrácené hodnoty celé periody:

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{8 * 10^{-6} + 2 * 10^{-6}} = 100 \text{ kHz}$$

Pokud napětí U_{cc} klesne pod úroveň U_{ccH} , přejde Q klopného RS obvodu do H, ale RS obvod si stále pamatuje svůj předchozí stav a IO není blokován.

Pokud napětí U_{cc} klesne pod U_{ccL} , přejde výstup komparátoru cmpUVLOL do stavu L, což změní stav klopného RS obvodu a na výstupu Q se objeví stav L a IO je tak blokován.

Úrovně U_{ccH} a U_{ccL} se vypočítají následovně:

$$U_{ccH} = U_{ref} * \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

$$U_{ccL} = U_{ref} * \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (3)$$

2.2 Signál UV

Signál UV slouží k nastavení vnitřní logiky celého systému při zapnutí napájecího napětí. Předpokládá se, že napájecí napětí je blokováno kondenzátorem, takže náběh napětí U_{cc} je poměrně pomalé. Při zapnutí narůstá na pinu U_{cc} napětí. Pokud je jeho hodnota nízká, tak NMOS M1 je zavřený a na jeho drainu je úroveň H a signál NUV je na úrovni L.

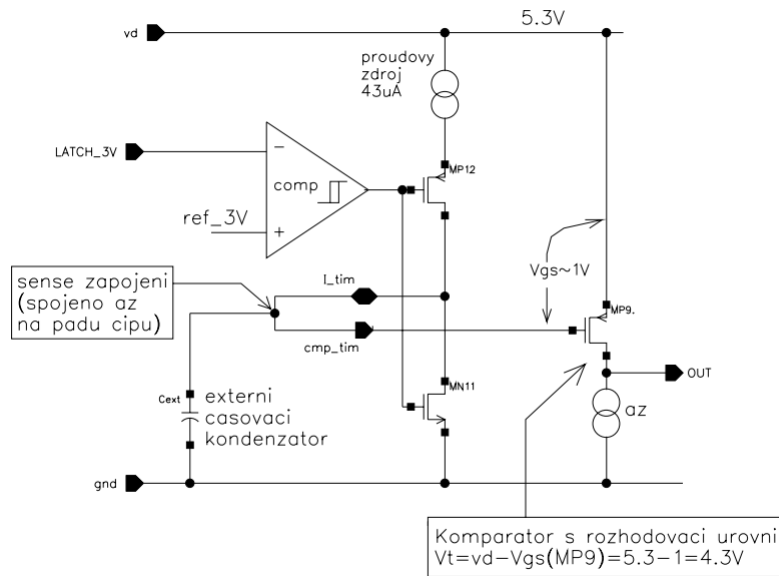
Nízkou úrovní signálu NUV se nastaví (resetuje) logika celého IO. Signál NUV přejde do úrovně H a okamžiku, kdy napětí na pinu U_{cc} dosáhne takové úrovně, že tranzistor M1 sepne z H do L (signál NUV z L do H) je určena prahová hodnota napětí $U_{gs} = U_{gsr}$ tranzistoru M1, při níž M1 sepne dělič R1 až R4.

Prahová hodnota U_{gs} je asi $U_{gsr} = 0,85$ V. Z tohoto se určí hodnota U_{ccr} při níž signál NUV přechází z L do H.

$$U_{ccr} = U_{gsr} * \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_1} \quad (4)$$

3 PRINCIP VYPÍNACÍ OCHRANY ZAŘÍZENÍ TYPU LATCH při chybovém signálu

Nastavení doby zpoždění, reset pomocí signálu UV



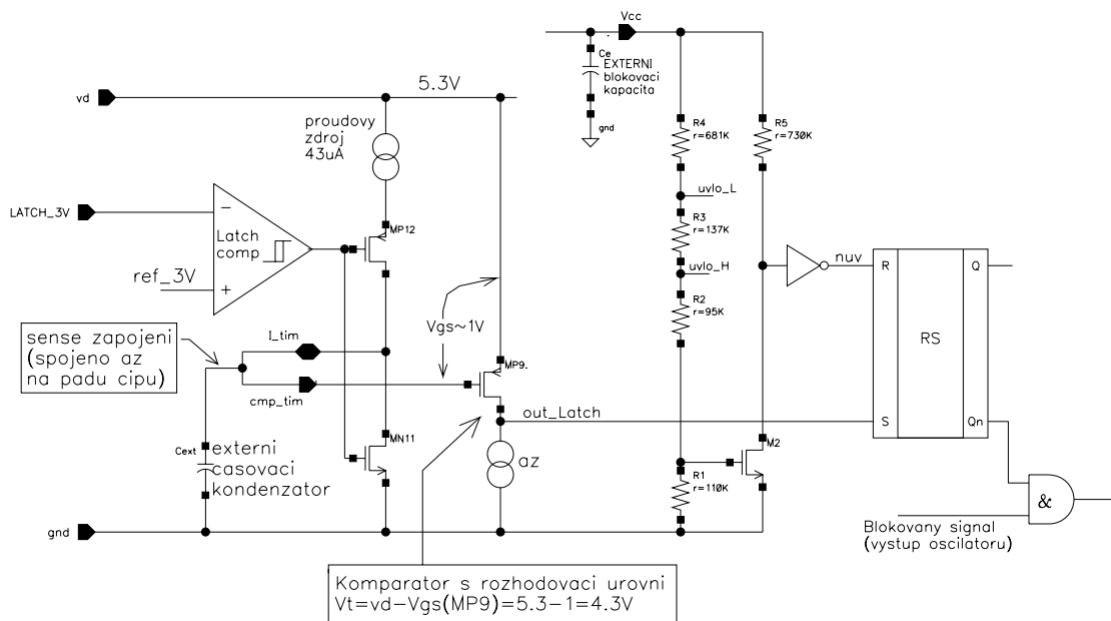
Obrázek 3: Principiální zapojení latch komparátoru s časovačem

Pokud napětí na vstupu LATCH3V přesáhne referenční úroveň 3 V, sepne comparátor comp(s hysterezí) proudový zdroj $43 \mu\text{A}$. Tento proud začne nabíjet externí časovací kondenzátor C_{ext} . Napětím na C_{ext} je řízen jednoduchý komparátor, který je vytvořen z PMOS tranzistoru MP9 a aktivní zátěže OZ. Rozhodovací úroveň tohoto komparátoru je:

$$U_t = U_d - U_{gs}(\text{MP9}) \quad (5)$$

Pokud napětí na C_{ext} dosáhne hodnoty U_T , změní se stav na výstupu OUT z úrovně H do úrovně L, stav L na výstupu OUT zablokuje celý systém. K tomu je zapotřebí, aby chybový stav na výstupu LATCH3V (napětí vyšší, než 3 V) trval po dobu, za níž se C_{ext} nabije na úroveň U_T (z Obrázku 3 je $U_T = 4,3 \text{ V}$). Tento čas je možné nastavit velikostí externího kondenzátoru C_{ext} .

Pokud chybový stav zmizí dříve, než se C_{ext} nabije na hodnotu U_T , C_{ext} je vybit pomocí NMOS MN11 a chybový stav na výstupu LATCH3V (napětí vyšší, než 3 V) se na výstupu OUT nijak neprojeví. Chybový stav je vlastně "filtrován" zpožděním - časem potřebným k nabití externího časovacího kondenzátoru na 4,3 V.



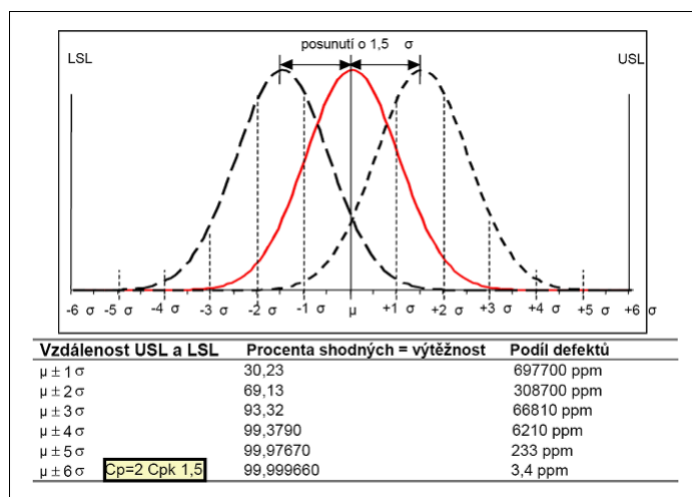
Obrázek 4: Principiální zapojení obvodu "Chyba typu latch s časovačem"

4 ZÁKLADY A TEORIE PŘESNÉHO NÁVRHU S OHLEDEM NA SOUBĚH PARAMETRŮ PRVKŮ INTEGROVANÉHO OBVODU

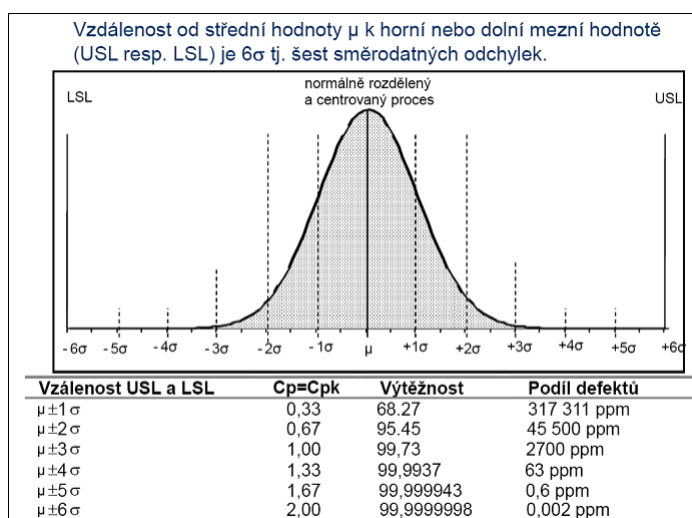
Normální rozložení, Gaussova křivka, směrodatná odchylka, metoda Monte Carlo, princip superpozice (příklad součtu výstupních proudů z proudových zrcadel zatížených chybou souběhu)

4.1 Normální rozložení

4.2 Gaussova křivka



Obrázek 5: Znázornění vlivu posunu procesu na ppm



Obrázek 6: Vycentrovaný proces a vliv na ppm

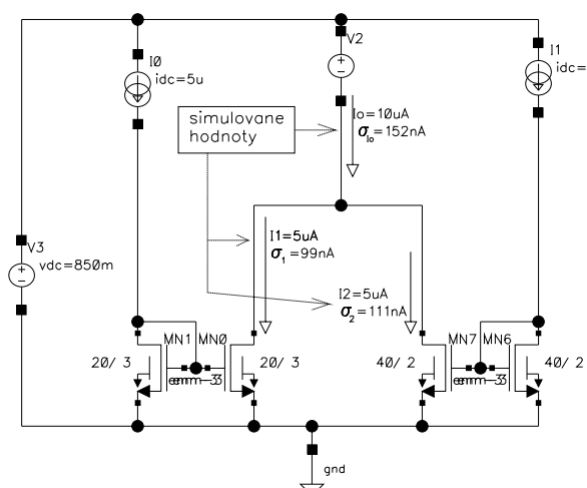
4.3 Směrodatná odchylka

4.4 Metoda Monte Carlo

4.5 Princip superpozice

Máme systém, který je charakterizován nějakou veličinou Q (např. offset, výstupní napětí,...). Chyba veličiny Q je dána několika dílčími nekorelovanými chybami uvnitř tohoto systému. Celková chyba veličiny Q se počítá tak, že se postupně vyjádří vliv každé dílčí chyby na veličinu Q , při tom se ostatní dílčí chyby zanedbají - položí rovno 0. Nakonec se vlivy všech dílčích chyb nekorelovaně sečtou a tím se získá celková chyba (rozptyl) veličiny Q .

4.6 Příklad součtu výstupních proudů z proudových zrcadel



Obrázek 7: Chyba součtu dvou veličin

Mějme dvě veličiny I_1 a I_2 , které jsou vzájemně nekorelované (nijak na sobě nezávisí). Proud I_1 nikterak nezávisí na porodu I_2 a naopak. Velikost těchto proudů je zatížena chybou (σ_1 a σ_2).

Chyba σ součtu proudů se potom vypočítá jako:

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (6)$$

Při sčítání nekorelovaných veličin je jedna důležitá vlastnost. Pokud je jedna veličina menší než 1/2 největší veličiny, ve výsledku se téměř neprojeví (dá se zanedbat), protože zvýší výslednou hodnotu jen asi o desetinu.

Mějme: $x_1=1$ a $x_2 = 0,5$. Potom:

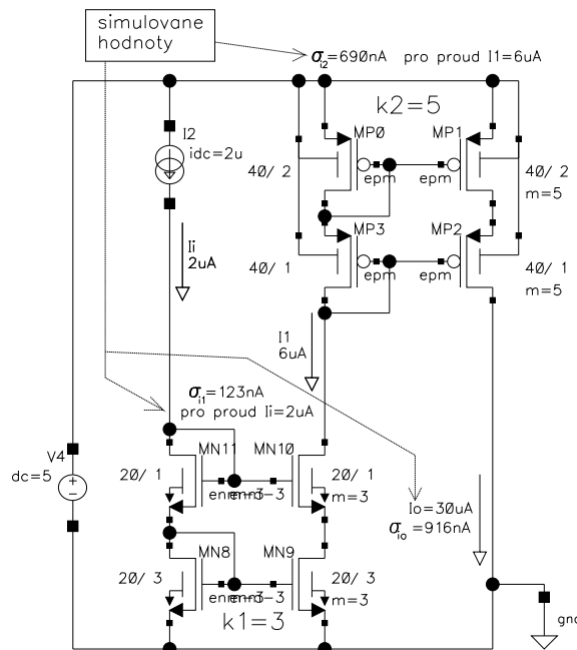
$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \sqrt{1^2 + 0,5^2} = 1,12 \doteq 1 \quad (7)$$

Při sčítání nekorelovaných veličin je jedna důležitá vlastnost. Pokud je jedna veličina menší než 1/2 největší veličiny, ve výsledku se téměř neprojeví (dá se zanedbat), protože zvýší výslednou hodnotu jen asi o desetinu.

Mějme: $x_1 = 1$ a $x_2 = 0,5$. Potom:

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \sqrt{1^2 + 0,5^2} = 1,12 \doteq 1 \quad (9)$$

5.3 Příklad součinu výstupních proudů z proudových zrcadel



Obrázek 9: Chyba součinu

První zrcadlo má přesnost $K_1=3$ a chyba tohoto přenosu je $I_i = 2 \mu A$ vyjádřená jako odchylka výstupního proudu od očekávané hodnoty

$$I_1 = k_1 * I_i = 6 \mu A \Rightarrow \sigma_{i1} = 123 \text{ nA} \quad (10)$$

Pro skutečnou hodnotu K_1 přenosu k_1 pak můžeme napsat:

$$K_1 = \frac{I_1 + \sigma_{i1}}{I_i} = \frac{k_1 * I_i + \sigma_{i1}}{I_i} = k_1 + \frac{\sigma_{i1}}{I_i} \quad (11)$$

, kde $\sigma_1 = \sigma_{i1}/I_i$.

Pro úvahu o chybě přenosu $K_2=5$ nyní předpokládejme, že druhé zrcadlo měříme za stejných podmínek jako v daném zapojení, tedy jeho vstupní proud $I_1=6 \mu\text{A}$. Pro skutečnou hodnotu K_2 přenosu k_2 pak můžeme napsat:

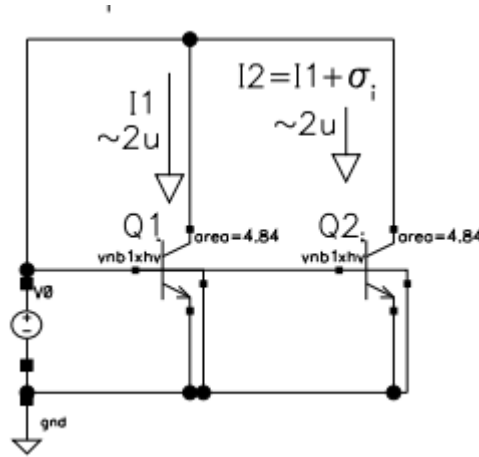
$$K_2 = \frac{I_o + \sigma_{i2}}{I_1} = \frac{k_2 * I_1 + \sigma_{i2}}{I_1} = k_2 + \frac{\sigma_{i2}}{I_1} \quad (12)$$

, kde $\sigma_2 = \sigma_{i2}/I_1$. K_2 je skutečná hodnota přenosu K_2 .

Celkovou chybu σ_{io} vstupního proudu I_o pak můžeme vyjádřit jako nekorelovaný součet těchto dvou chyb:

$$\sigma_{io} = k_1 * k_2 * I_i * \sqrt{\left(\frac{\sigma_2}{k_2}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_1}{k_1}\right)^2} \quad (13)$$

5.4 Přepočet chyb v obvodu diferenčního zapojení



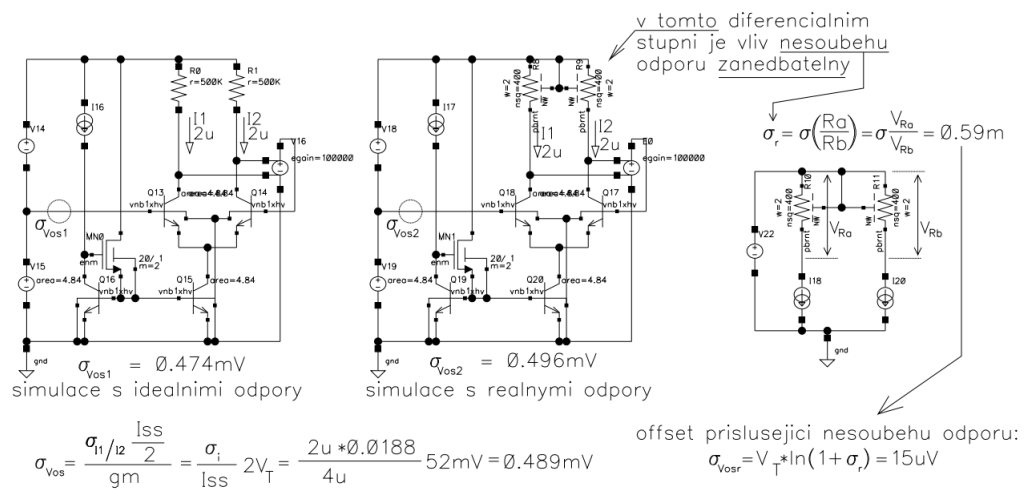
Obrázek 10: Chyba vstupního proudu

Měření probíhá na teoreticky identických tranzistorech Q1 a Q2. Měřením je zjištěn rozdíl proudů (odchylky), kdy z této odchylky můžeme spočítat chybu σ_{I_1/I_2} poměru proudů I_1 a I_2 :

$$I_2 = I_1 + \sigma_1 \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_1 + \sigma_i}{I_1} = 1 + \frac{\sigma_i}{I_1} \Rightarrow \frac{\sigma_i}{I_1} = \sigma_{I_1/I_2} \quad (14)$$

Z tohoto výpočtu potom můžeme na základě úvahy "o kolik musíme změnit U_{be} tranzistoru Q1, aby proud I_1 byl stejný jako proud I_2 " určit nesouběh U_{be} dvou identických tranzistorů. Jinak řečeno, určíme rozdíl U_{be} těchto dvou tranzistorů pro případ, kdy hodnota proudu I_2 je přesně rovna proudu I_1 :

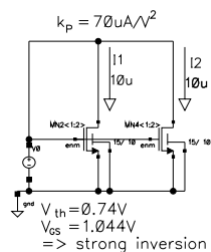
$$\sigma_{dU_{be}} = U_T * \ln(1 + \sigma_{I_1/I_2}) \quad (15)$$



Obrázek 11: Reálná simulace nesymetrie

6 PŘESNÁ TRANZISTOROVÁ DVOJICE

Souběh, proudové zrcadlo, diferenční stupeň, vliv rozměrů MOS tranzistorů na přesnost, Pelgromova rovnice



Obrázek 12: Základní zapojení

7 PŘESNÝ DIFERENCIÁLNÍ STUPEŇ (MOS/bipolar, odporová zátěž, aktivní zátěž)

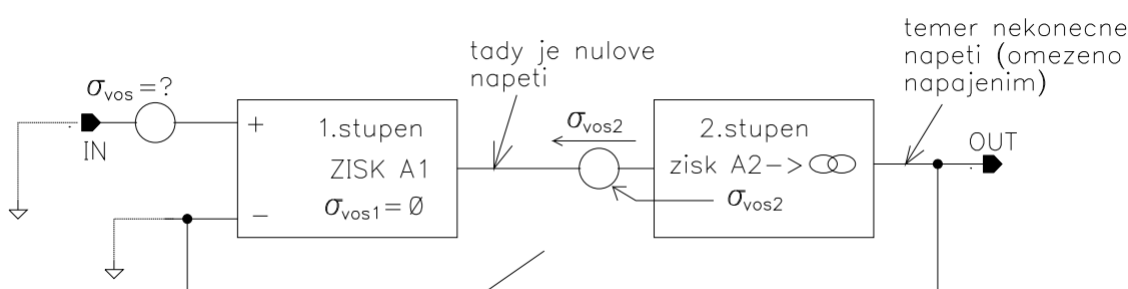
Analýza, pravidla přesného návrhu, ekvivalentní vstupní ofset, proudová nesymetrie transkonduktačního diferenčního stupně, výstupní napěťová nesymetrie zesilovače a jejich vztahy

8 PŘESNÝ DVOUSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ

Základní koncept přesného návrhu zesilovače, vstupní bipolární stupeň, princip eliminace chyby, postup návrhu

8.1 Základní koncept přesného návrhu zesilovače a eliminace chyby

Popisuje strategii postupu při návrhu přesného OZ. Tato strategie se dá použít v řadě návrhů u nichž je přesnost prioritou. Přesnost OZ je většinou dána jediným parametrem - velikostí jeho vstupní napěťové nesymetrie σ_{vos} . Vychází z toho, jakým způsobem se chová operační zesilovač se zpětnou vazbou.



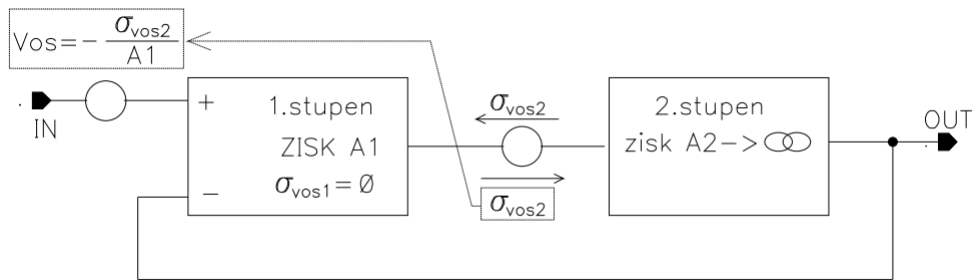
Obrázek 13: Blokové schéma dvojestupňového zesilovače

Předpokládejme, že první stupeň má konečnou hodnotu zisku $A1$ a je naprosto přesný (jeho offset je nulový). Druhý stupeň má "téměř nekonečný" zisk $A2$ a hodnotu offsetu σ_{vos2} . Představme si nyní rozpojenou zpětnou vazbu a uzemněné vstupy. Na výstupu prvního stupně je nulové napětí, jako důsledek σ_{vos1} . Na vstupu druhého stupně je potom napětí jeho nesymetrie σ_{vos2} . Vzhledem k téměř nekonečnému zisku $A2$ je potom na výstupu OUT téměř nekonečně kladné napětí (v praxi omezeno U_{cc}).

Pokud nyní uzavřeme zpětnou vazbu, dostane se výstupní (kladné) napětí na invertující vstup. To má za následek pokles výstupního napětí prvního stupně do záporných hodnot a tato záporná hodnota výstupního napětí prvního stupně se odečítá s napětím offsetu σ_{vos2} druhého stupně. Nakonec se celý systém ustálí ve stavu při němž první stupeň generuje napětí, jehož hodnota je stejná jako hodnota σ_{vos2} , ale má opačnou polaritu. To je možné pouze tak, že jeho vstupní napětí má hodnotu:

$$V_{os} = -\frac{\sigma_{vos2}}{A1} \quad (16)$$

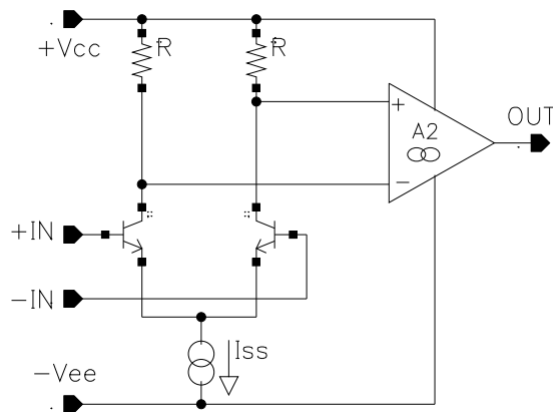
Stačí tedy navrhnout dostatečně přesný první zesilovací stupeň a tento zesilovací stupeň eliminuje vstupní chybu (offset) následujícího stupně tak, že jej převádí na svůj vstup podělená svým vlastním ziskem $A1$. Podle velikosti chyby σ_{vos2} následujícího stupně se



Obrázek 14: Blokové schéma dvojstupňového zesilovače-připojená zpětná vazba

potom nastaví dostatečná (co nejmenší kvůli stabilitě) hodnota zisku A1. Běžným "nejpřesnějším" zesilovacím blokem je bipolární diferenciální zesilovač s odporovou zátěží a to přímo určuje architekturu běžných OZ.

8.2 Vstupní bipolární stupeň



Obrázek 15: Vstupní bipolární stupeň

Transkonduktance gm_1 :

$$gm_1 = \frac{I_{ss}}{2 * U_T} \quad (17)$$

Zisk A1:

$$A1 = gm_1 * R = \frac{I_{ss} * R}{2 * U_T} \quad (18)$$

8.3 Postup návrhu

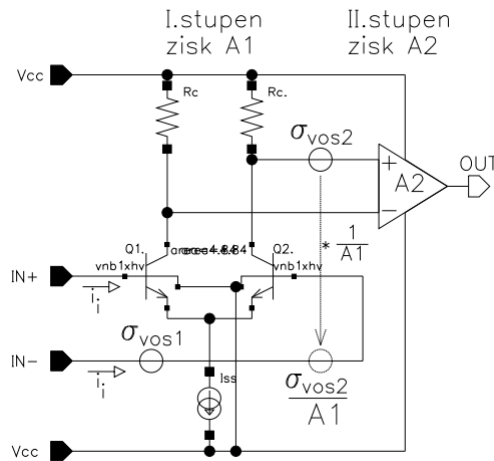
První stupeň se navrhne jako přesný diferenciální zesilovač s co nejmenším vstupním offsetem σ_{vos1} a s dostatečně velkým ziskem A1. Tento zisk A1 potom eliminuje vliv offsetu σ_{vos2} druhého stupně. Opět se používá podmínka:

$$\frac{\sigma_{vos2}}{A1} = \frac{\sigma_{vos1}}{2} \quad (19)$$

Vypočítáme hodnotu offsetu σ_{vos} :

$$\sigma_{vos} = \sqrt{\sigma_{vos1}^2 + \left(\frac{\sigma_{vos2}}{A1}\right)^2} \leq 1,12 * \sigma_{vos1} \Rightarrow \sigma_{vos} \approx \sigma_{vos1} \quad (20)$$

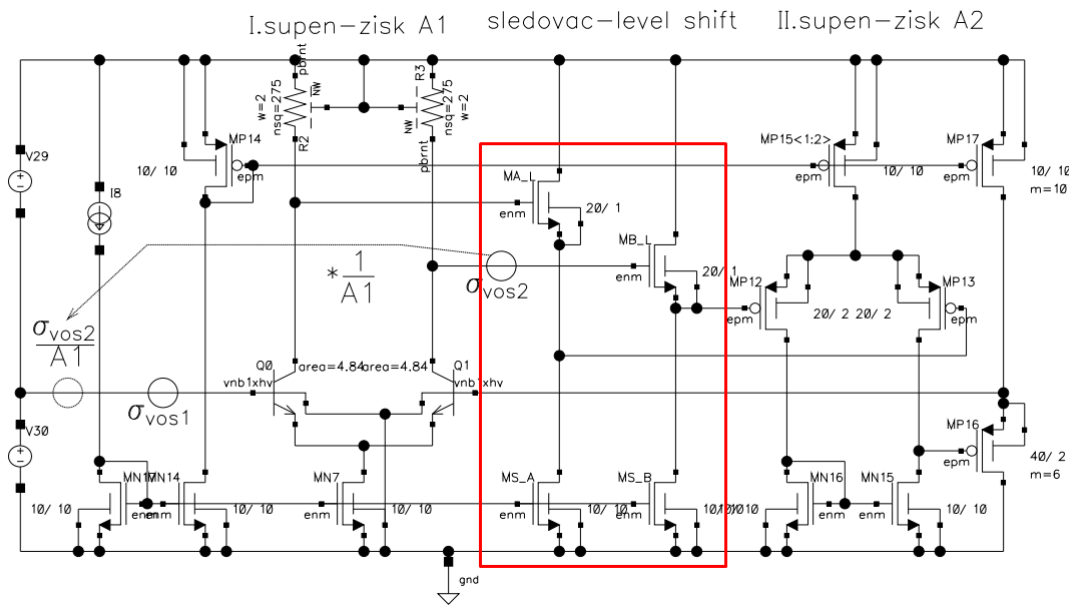
Potom vliv offsetu druhého stupně je zanedbatelný. Jako přesný diferenciální stupeň se často používá odporově zatížený NPN stupeň, v běžných procesech má takovýto stupeň nejvyšší dosažitelnou přesnost. Jeho zisk A1 se pro běžné aplikace volí jen takový (nízký), aby stačil dostatečně na potlačení chyby σ_{vos2} (vstupního offsetu) druhého stupně. Vyšší než nezbytný zisk A1 může přinést problémy se stabilitou. Nevýhodou NPN dif. stupně může být poměrně velký vstupní odpor.



Obrázek 16: Návrh zesilovače

První stupeň má maximální možnou přesnost, která je dána offsetem σ_{vos1} . Současně má první stupeň dostatečně vysoký zisk A1, který eliminuje vstupní chybu σ_{vos2} druhého stupně. Celková přesnost je potom dána pouze offsetem σ_{vos1} prvního stupně.

Dalším krokem je výpočet vstupního offsetu σ_{vos2} druhého stupně. Ten je dán nekorelovaným součtem chyby σ_{vos2} vlastního druhého stupně a chyby σ_{vos1} sledovače. Chyba sledovače se skládá z chyby σ_{voss} vlastních tranzistorů sledovače (MAL a MBL) a z chyby σ_{vosi} nesouběhu jejich proudových zdrojů MSA a MSB.



Obrázek 17: Umístění sledovače a jeho proudových zdrojů

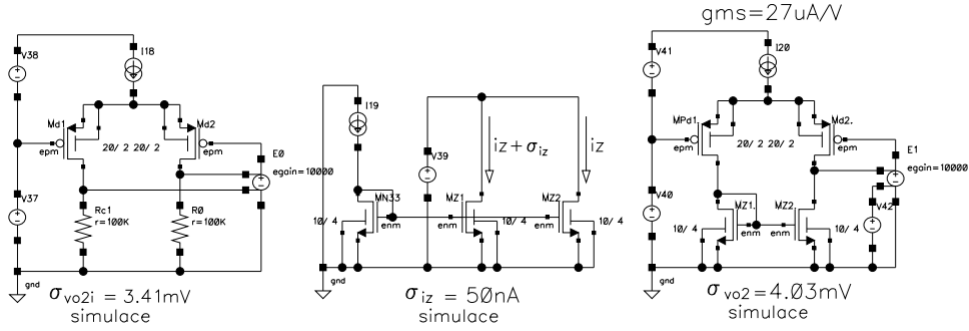
Celková vstupní chyba σ_{vos1} sledovače je potom spočítána jako:

$$\sigma_{vos1} = \sqrt{\sigma_{voss}^2 + \left(\frac{\sigma_{vosi}}{gms}\right)^2} \quad (21)$$

, kde transkonduktance MOS tranzistoru se vypočítá jako:

$$gm = \sqrt{2 * I_d * kp * \frac{W}{L}} \quad (22)$$

Dalším krokem je výpočet offsetu vlastního druhého stupně (σ_{vos2}). Tato chyba je dána kombinací chyby σ_{vos2i} diferenciálního stupně a chyby σ_{iz} souběhu tranzistoru MZ1 a MZ2.



Obrázek 18: Výpočet offsetu vlastního druhého stupně

Tato chyba se vypočítá:

$$\sigma_{vo2} = \sqrt{\sigma_{vo2i}^2 + \left(\frac{\sigma_{iz}}{gms}\right)^2} \quad (23)$$

Nyní můžeme vypočítat celkový vstupní offset σ_{vos2} celého druhého stupně (vlastní druhý stupeň a sledovač) jako nekorelovaný součet chyby σ_{vos2} vlastního druhého stupně a chyby σ_{vos1} sledovače:

$$\sigma_{vos2} = \sqrt{\sigma_{vo2}^2 + \sigma_{vos1}^2} \quad (24)$$

Posledním krokem je návrh zisku A1 prvního stupně. Tento stupeň má chybu σ_{vos1} . Druhý stupeň má chybu (offset) σ_{vos2} . Tato chyba je eliminována ziskem A1 - pro zanedbání offsetu σ_{vos2} druhého stupně musí platit

$$\frac{\sigma_{vos2}}{A1} \leq \frac{\sigma_{vos1}}{2} \Rightarrow A1 \geq 2 * \frac{\sigma_{vos2}}{\sigma_{vos1}} \quad (25)$$

Napětový zisk A1 odporově zatíženého bipolárního diferenciálního stupně je dán poměrem úbytku na zatěžovacích odporech a teplotního napětí U_T :

$$A1 = \frac{I_c * R_c}{U_T} \Rightarrow R_c = \frac{A1 * U_T}{I_c} \quad (26)$$

Celková hodnota vstupní chyby σ_{vos} (offsetu) se potom spočítá jako:

$$\sigma_{vos} = \sqrt{\sigma_{vos1}^2 + \left(\frac{\sigma_{vos2}}{A1}\right)^2} \quad (27)$$

9 ŠUM

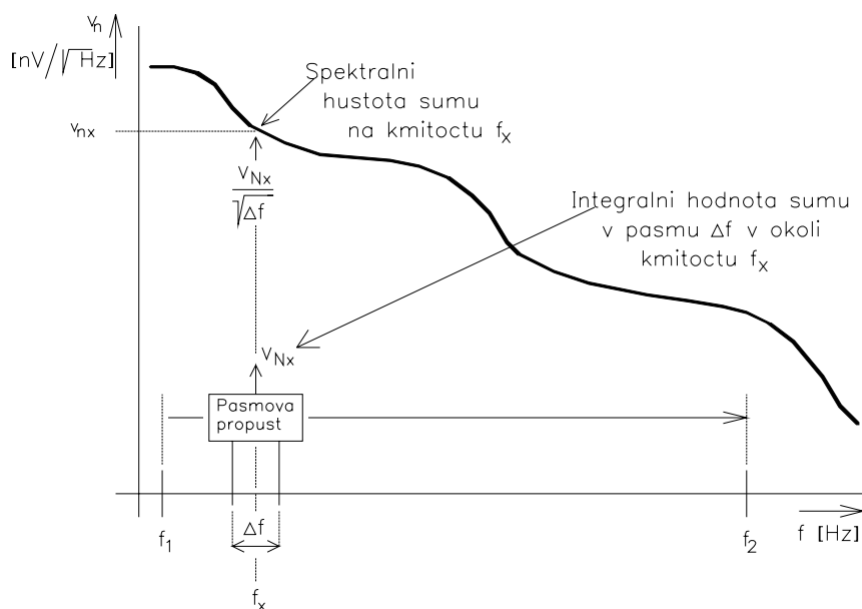
Definice šumové hustoty a integrální hodnoty šumu a jejich vzájemný vztah, korelovaný a nekorelovaný příspěvek šumu, šumová charakteristika aktivních prvků (bílý a 1/f šum)

Šum je nežádoucí rušivý signál (napětí, proud), který má původ v tepelných a kvantových jevech. I když jde o náhodný signál, dá se poměrně dobře matematicky popsat.

9.1 Definice šumové hustoty

Šum lze vyjádřit i pomocí takzvané šumové spektrální hustoty. Pojem spektrální šumové hustoty se dá dobře pochopit na principu, jakým ji měří spektrální analyzátor. Jde o pásmovou propust o velmi malé šířce pásma Δf . Tato propust „projíždí“ zvolený kmitočtový rozsah a měří při tom integrální hodnotu šumu, například napětí V_n , která odpovídá „její“ šířce pásma Δf . Šumová spektrální hustota v_n se pak určí vztahem:

$$v_n = \frac{V_N}{\sqrt{\Delta f}} \quad (28)$$



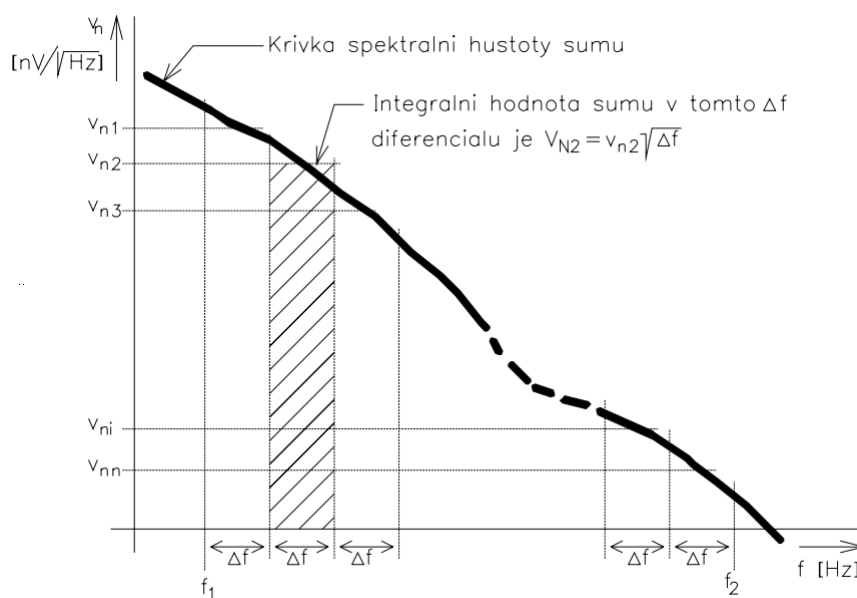
Obrázek 19: Šumové spektrum

9.2 Integrální hodnoty šumu

Šum (například šumové napětí) se dá vyjádřit pomocí integrální hodnoty která odpovídá definovanému kmitočtovému pásmu $\Delta f = f_2 - f_1$. Jeho hodnota se dá prakticky změřit pomocí mikrovoltmetru, který má na vstupu pásmovou propust o lomových kmitočtech f_2 a f_1 .

9.3 Vztah mezi spektrální šumovou hustotou a integrální hodnotou šumu v pásmu $f_1 - f_2$

Kmitočtové pásmo $f_1 - f_2$ rozdělíme na diferenciály Δf podle následujícího obrázku:



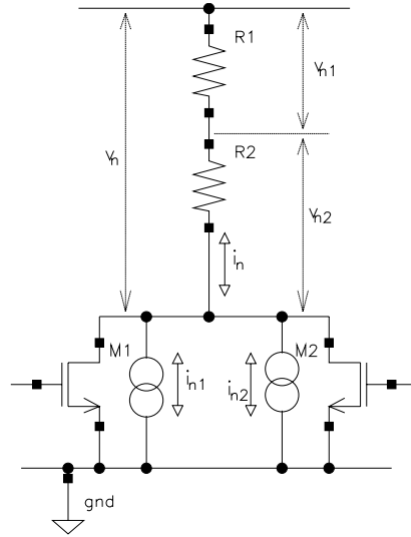
obr. 3: Spektrální hustota a integrální hodnota šumu

Obrázek 20: Spektrální hustota a integrální hodnota šumu

Šumové příspěvky v diferenciálech kmitočtového pásma Δf jsou na sobě nezávislé, jsou tedy nekorelované. Integrální hodnota V_{Ni} daného diferenciálu Δf_i se počítá jako:

$$V_{Ni} = v_{ni} * \sqrt{\Delta f} \quad (29)$$

Celková integrální hodnota šumu V_N v pásmu $f_1 - f_2$ se pak počítá jako součet všech nekorelovaných příspěvků odpovídajících příslušným diferenciálům Δf .



Obrázek 21: Nekorelované a korelované šumové příspěvky

9.4 Korelovaný a nekorelovaný příspěvek šumu

Šumové proudy i_{n1} a i_{n2} jsou na sobě nezávislé (nekorelované). Jsou to náhodné veličiny. Šumový proud i_n je potom součtem **nekorelovaných** šumových proudů i_{n1} a i_{n2} , které se sčítají takto:

$$i_n = \sqrt{i_{n1}^2 + i_{n2}^2} \quad (30)$$

Pokud je hodnota šumového příspěvku menší než polovina nejvýznamnějšího příspěvku, dá se zanedbat, protože platí:

$$i_n = \sqrt{i_{n1}^2 + \left(\frac{i_{n2}}{2}\right)^2} \approx 1,1 * i_{n1} \approx i_{n1} \quad (31)$$

Šumový proud i_n protéká odpory R_1 a R_2 a na nich vytváří napěťové (šumové) úbytky v_{n1} a v_{n2} :

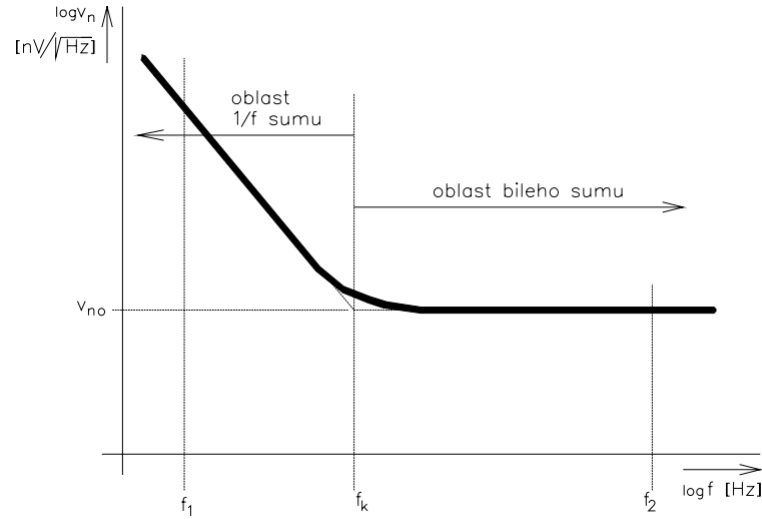
$$v_{n1} = R_1 * i_n; v_{n2} = R_2 * i_n \quad (32)$$

Tyto úbytky v_{n1} a v_{n2} jsou přímo úměrné proudu i_n , jsou takzvaně **korelované** a jejich součet (šumové napětí v_n) je dán prostým součtem složek v_{n1} a v_{n2} :

$$v_n = v_{n1} + v_{n2} = i_n * R_1 + i_n * R_2 = i_n * (R_1 + R_2) \quad (33)$$

9.5 Šumová charakteristika aktivních prvků (bílý a 1/f šum)

Reálné kmitočtové spektrum šumové hustoty běžných elektronických prvků (odpory, mosové a bipolární tranzistory) má následující průběh (šumové napětí):



obr. 4: Reálné šumové spektrum

Obrázek 22: Reálné šumové spektrum

Jako oblast bílého šumu se označuje ta část kmitočtového pásma, v níž je spektrální hustota šumu konstantní, kmitočtově nezávislá (v_{n0}). V oblasti 1/f šumu je spektrální hustota šumu nepřímo úměrná druhé odmocnině kmitočtu, tedy:

$$v_n \approx \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (34)$$

Vztah pro šumovou hustotu v celém kmitočtovém pásmu pak má tvar:

$$v_n = v_{n0} * \sqrt{1 + \frac{f_k}{f}} \quad (35)$$

kde f_k je tzv. lomová frekvence 1/f šumu

Integrální hodnota šumu V_N v pásmu $f_1 - f_2$ je potom:

$$V_{Nf_1-f_2} = v_{n0} * \sqrt{f_2 + f_k * \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)} \quad (36)$$

Poloha lomové frekvence $1/f$ šumu (f_k) je kritická pro nízkošumový návrh. V dané kmitočtové oblasti $f_1 - f_2$ by šumový příspěvek $1/f$ šumu měl být zanedbatelný proti šumovému příspěvku odpovídajícímu bílému šumu.

Můžeme pro zanedbání $1/f$ šumu odvodit:

$$f_k < \frac{0,25 * f_2}{\ln(\frac{f_2}{f_1})} \quad (37)$$

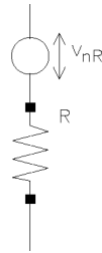
10 ŠUM ODPORU, ŠUM MOS TRANZISTORU

Základní charakteristiky a rovnice pro výpočet, vliv parametrů odporů a MOS, ekvivalentní vstupní šum MOS tranzistoru, ekvivalentní vstupní šum MOS zesilovače

10.1 Šum odporu

Šum odporu se dá definovat pomocí zdroje šumového napětí, který je v sérii s daným odporem:

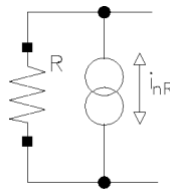
$$v_{nR} = \sqrt{4 * k * T * R} \quad (38)$$



Obrázek 23: Šumové napětí odporu

Nebo pomocí proudového zdroje, který je připojen paralelně k danému odporu:

$$i_{nR} = \frac{V_{nR}}{R} = \frac{\sqrt{4kT * R}}{R} = \sqrt{\frac{4kT}{R}} \quad (39)$$



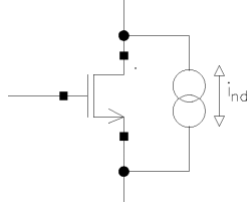
Obrázek 24: Šumový proud odporu

10.2 Šum MOS

Šumové parametry MOS tranzistoru jsou definovány jediným šumovým zdrojem – proudovým šumem i_{nd} , který se modeluje jako zdroj proudu i_{nd} paralelně k MOS tranzistoru.

$$i_{nd} = \sqrt{4kT * g_{CH}} \quad (40)$$

kde g_{CH} je vodivost kanálu.



Obrázek 25: Šumový proud MOS tranzistoru

Naprosto klíčovým poznatkem je, že $g_{CH} \approx g_m$, tedy že vodivost kanálu je dána transkonduktancí g_m :

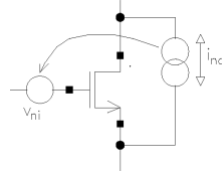
$$i_{nd} = \sqrt{4kT * g_m} \quad (41)$$

Ekvivalentní vstupní šum

Z praktických důvodů je někdy užitečné převést šumový proud na vstup (gate) jako vstupní šumové napětí v_{ni} :

$$v_{ni} = \sqrt{\frac{4kT}{g_m}} \quad (42)$$

$$g_m = \sqrt{2 * I_d * kp * \frac{W}{L}} \quad (43)$$



Obrázek 26: Přepoččet šumového proudu i_{nd} do šumového napětí v_{ni}

Šum MOS tranzistoru pro silnou inverzi:

$$v_{ni} = \sqrt{\frac{4kT}{g_m}} \quad (44)$$

Šum MOS tranzistoru pro slabou inverzi:

$$v_{ni} = \sqrt{\frac{4kT}{g_m}} \quad (45)$$

$$g_m = \frac{I_d}{n * U_T} \quad (46)$$

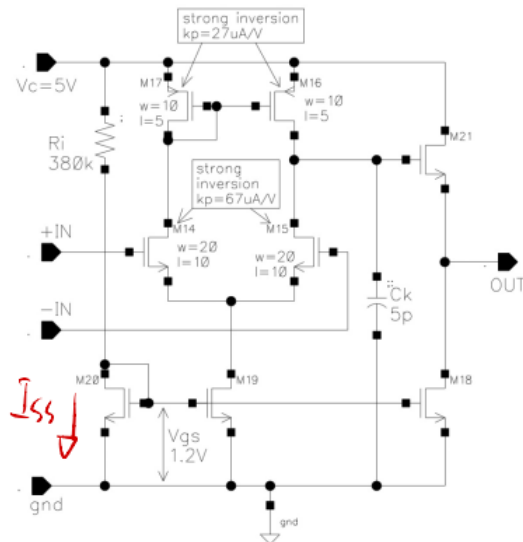
$$v_{ni} = 2 * U_T * \sqrt{\frac{n * q}{I_d}} \quad (47)$$

Kmitočet lomu 1/f šumu je pro běžné mosové tranzistory poměrně vysoký (stovky Hz až jednotky kHz), proto nejsou mosové tranzistory příliš vhodné pro nízkošumové aplikace v oblasti velmi nízkých kmitočtů. Kmitočet lomu 1/f šumu je ovlivněn i rozměry tranzistoru.

10.3 Ekvivalentní vstupní šum MOS zesilovače

PRIKLAD 2 T=300K

Vypocítejte vstupní sumové napeti (spektrální hustotu v oblasti bílého šumu) tohoto operacního zesilovače



$$I_{SS} = \frac{5 - 1,2}{380k} = 10\mu A$$

$$g_{mp} = \sqrt{2I_d k_{pp} \cdot \frac{W}{L}}$$

$$g_{mp} = 23\mu S$$

$$g_{mn} = 36,6\mu S$$

$$i_n = \sqrt{4kT g_{mn}} = 0,78\mu A/\sqrt{Hz}$$

$$i_p = \sqrt{4kT g_{mp}} = 0,62\mu A/\sqrt{Hz}$$

$$i_{nt} = \sqrt{2 \cdot i_n^2 + 2 \cdot i_p^2} = 1,41\mu A/\sqrt{Hz}$$

$$U_{ni} = \frac{i_{nt}}{g_m} = \frac{i_{nt}}{g_{mn}} = \frac{1,41\mu}{36,6\mu} = \underline{\underline{37,15nV/\sqrt{Hz}}}$$

Obrázek 27: Ekvivalentní vstupní šum MOS zesilovače

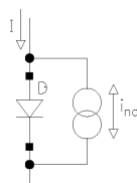
11 ŠUM PN PŘECHODU, ŠUM BJT

Zdroje šumu bipolárního tranzistoru, výpočet výstupního šumu jednoduchého proudového zrcadla

11.1 Šum PN přechodu

Šum PN přechodu (diody) je definován pomocí zdroje šumového proudu i_{nd} , který je připojen paralelně k dané diodě. i_{nd} je závislý na proudu I , který diodou protéká.

$$i_{nd} = \sqrt{2q * I} \quad (48)$$

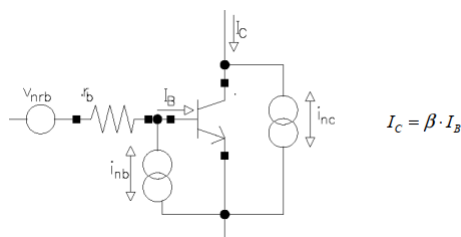


Obrázek 28: Šum PN přechodu

11.2 Šum BJT

Šum bipolárního tranzistoru (BJT). BJT tranzistor se vyznačuje třemi šumovými zdroji.

1) Šum odporu báze:



Obrázek 29: Šumové zdroje bipolárního tranzistoru

$$v_{nrb} = \sqrt{4kT * r_b} \quad (49)$$

2) Proudový šum kolektoru

$$i_{nc} = \sqrt{2q * I_C} \quad (50)$$

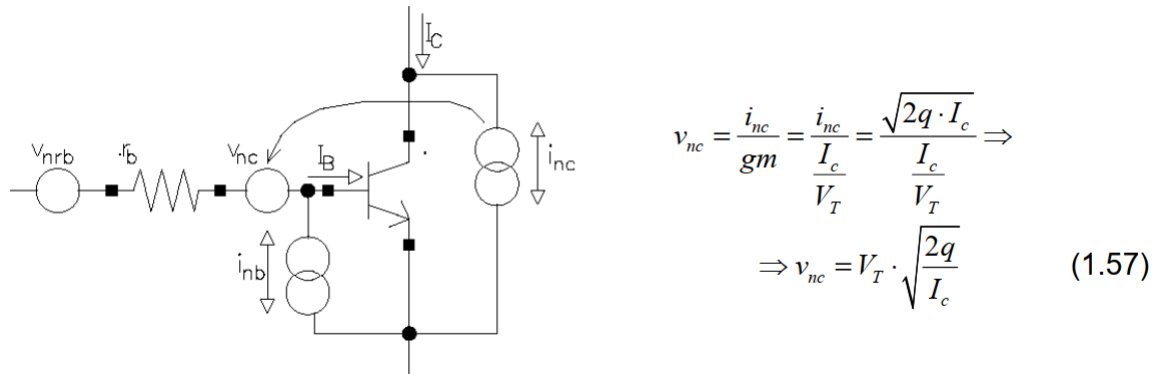
3) Proudový šum báze

$$i_{nb} = \sqrt{2q * I_B} \quad (51)$$

Z praktických důvodů je někdy užitečné převést šumový kolektorový proud i_{nc} do myšleného zdroje šumového napětí v_{nc} pomocí transkonduktance tranzistoru:

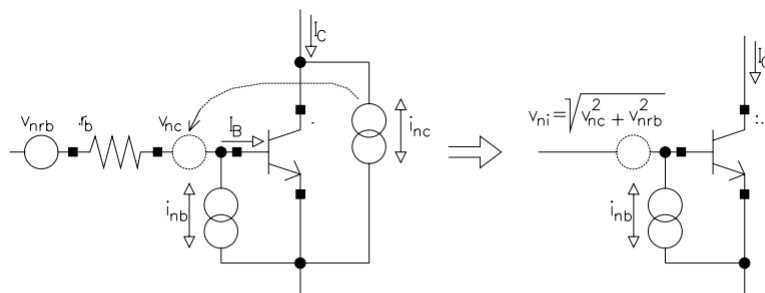
$$g_m = I_c / UT \quad (52)$$

$$\Delta I_c = g_m * \Delta U_{BE} \Rightarrow i_{nc} = g_m * v_{nc} \Rightarrow v_{nc} = \frac{i_{nc}}{g_m} \quad (53)$$



Obrázek 30: Převod šumového proudu i_{nc} do vstupního šumového napětí v_{nc}

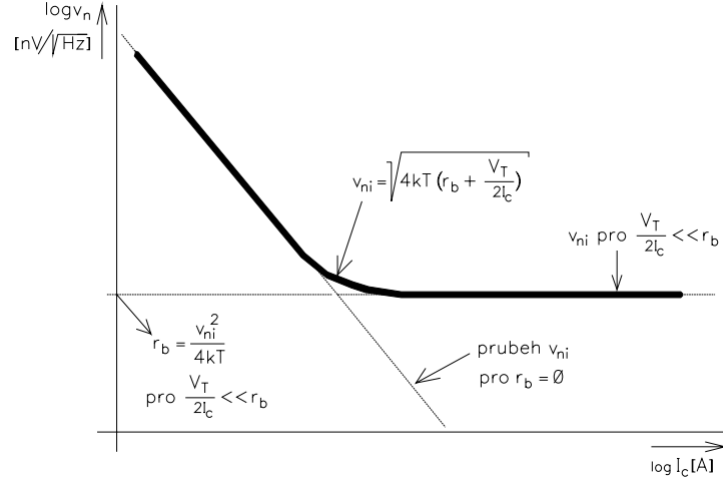
Toto přepočítané napětí v_{nc} je možné formálně sloučit s šumovým napětím v_{nrb} bázevého odporu do jediného vstupního šumového zdroje v_{ni} :



obr. 18: Sloučení vstupních šumových zdrojů v_{nrb} a v_{nc}

$$v_{ni} = \sqrt{v_{nc}^2 + v_{nrb}^2} = \sqrt{4kTr_b + V_T^2 \cdot \frac{2q}{I_c}} = \sqrt{4kTr_b + \frac{k^2 T^2}{q^2} \cdot \frac{2q}{I_c}} = \sqrt{4kT \left(r_b + \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{2I_c} \right)} \Rightarrow \Rightarrow v_{ni} = \sqrt{4kT \left(r_b + \frac{V_T}{2I_c} \right)} \quad (1.58)$$

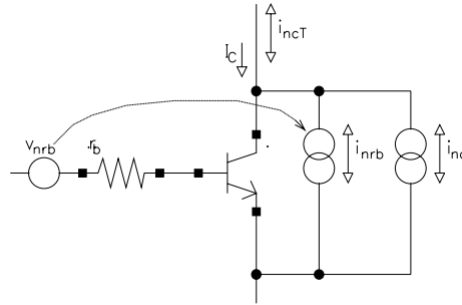
Obrázek 31: Sloučení vstupních šumových zdrojů v_{nrb} a v_{nc}



Obrázek 32: Závislost vstupního šumového napětí BJT tranzistoru na kolektorovém proudu I_c

Kmitočet lomu $1/f$ šumu (f_k) je pro NPN tranzistory většinou velmi nízký – i pod 1Hz. Proto jsou NPN tranzistory velmi vhodné pro nízkošumové aplikace určené pro velmi nízké kmitočty.

Pro výpočet šumových vlastností základních bloků (proudové zrcadlo, diferenciální stupeň) je někdy výhodné převést šumové napětí bázevého odporu do odpovídajícího šumového proudu kolektoru.



Obrázek 33: Převod šumového napětí v_{nrb} do šumového proudu i_{nrb}

$$i_{nc} = \sqrt{2qI_c} \quad (54)$$

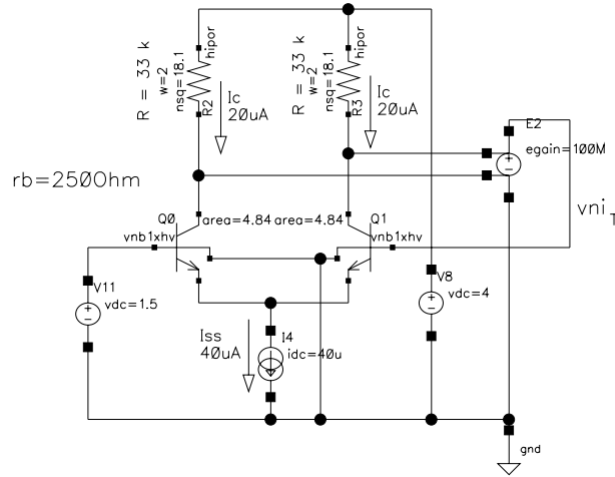
$$i_{nrb} = v_{nrb} * g_m = v_{nrb} * \frac{I_c}{U_T} \quad (55)$$

$$i_{nrb} = \sqrt{4 * U_T * q * r_b} * \frac{I_c}{U_T} = I_c * \sqrt{\frac{4 * q * r_b}{U_T}} \quad (56)$$

Celkový šumový proud kolektoru i_{ncT} je pak:

$$i_{ncT} = \sqrt{2qI_c * \left(1 + \frac{2 * r_b * I_c}{U_T}\right)} \quad (57)$$

11.3 Výpočet výstupního šumu jednoduchého proudového zrcadla



Obrázek 34: Symetrický bipolární stupeň s odporovou zátěží

Složka vstupního šumu daná NPN tranzistorem diferenciálního páru se počítá jako:

$$v_{ni} = \sqrt{8 * k * T * \left(r_b + \frac{U_T}{2 * I_c}\right)} \quad (58)$$

Do vstupního šumu se promítá i šum v_{nr} zatěžovacích odporů R . Tento šum se na vstup převede tak, že se jeho hodnota podělí ziskem A tohoto diferenciálního stupně. Protože se převádí šum (nekorelovaný) dvou odporů R , je příspěvek odporu roven:

$$v_{nr} * \sqrt{2} \quad (59)$$

Poté tedy:

$$v_{nr} * \sqrt{2} = \sqrt{8 * k * T * R} = \sqrt{8 * U_T * q * R} \quad (60)$$

$$A = g_m * R = \frac{I_{ss} * R}{U_T} \quad (61)$$

Šum z rovnice 59 obou odporů R je převeden na vstupní složku v_{nri} :

$$v_{nri} = \frac{v + nr * \sqrt{2}}{A} = 4 * U_T * \sqrt{\frac{2 * k * T}{R * I_{ss}^2}} \quad (62)$$

Celkové vstupní šumové napětí v_{niT} se potom spočítá jako nekorelovaný součet složek v_{nri} a v_{ni} :

$$v_{niT} = \sqrt{v_{nr}^2 + v_{ni}^2} \quad (63)$$

PRIKLAD 2 *JINÝ ZPŮSOB*

Vypočítejte vstupní šumové napětí v_{ni} tohoto operačního zesilovače. Zanedbejte šum bazových odporů NPN tranzistorů a vstupní šum druhého stupně. Počítejte s sumem kolektorových odporů R_c . Předpokládejte vysokou ("nekonečnou") hodnotu A_2 .

$T = 300K$

Handwritten calculations:

$$I_{SS} = \frac{5-1}{2M} = 2\mu A$$

$$I_c = \frac{I_{SS}}{2} = 1\mu A$$

$$g_m = \frac{I_{SS}}{2U_T} = 38,5\mu S$$

$$A_1 = g_m R_c = 2 [-]$$

$$i_c = \sqrt{2qI_c} = 0,57pA/\sqrt{Hz}$$

$$i_n = \sqrt{\frac{4kTR_c}{R_c}} = 0,56pA/\sqrt{Hz}$$

$$i_T = \sqrt{2 \cdot i_c^2 + 2 \cdot i_n^2} = 1,13pA/\sqrt{Hz}$$

$$v_{ni} = \frac{i_T}{g_m} = \frac{1,13p}{38,5\mu} = 29,35nV/\sqrt{Hz}$$

PRIKLAD 1

$V_{be} = 0,6V$
 $T = 300K$

Spocítejte spektrální hustotu vstupního šumového napětí v oblasti bílého šumu. Zanedbejte šum bazových odporů.

Urcete dc zisk A_0 , kmitočet dominantního pólu f_0 , šířku pásma f_t a rychlost prebehu S_r tohoto jednoduchého operačního zesilovače

Handwritten calculations:

$$I_{SS} = \frac{6-0,6}{9,4M} = 1\mu A$$

$$A_0 = g_m \cdot R_d = \frac{I_{SS}}{2U_T} \cdot R_d$$

$$A_0 = 1346 [-] = 62,6dB$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_d C} = 227,4Hz$$

$$f_t = A_0 \cdot f_0 = 306kHz$$

$$S_r = \frac{I_{SS}}{C} = 0,1V/\mu s$$

$$i_{nc} = \sqrt{2qI_c} = 0,4pA/\sqrt{Hz}$$

$$i_{nrB} = \sqrt{4kTR_D \cdot g_m} \stackrel{I_B=0}{=} 0$$

$$i_{nT} = \sqrt{4i_{nc}^2} = 0,8pA/\sqrt{Hz}$$

$$v_{ni} = \frac{i_{nT}}{g_m} = 47,6nV/\sqrt{Hz}$$

12 ZÁKLADNÍ KONCEPT NÍZKOŠUMOVÉHO NÁVRHU

Principy návrhu nízkošumového CMOS proudového zrcadla, principy návrhu CMOS nízkošumového diferenčního zesilovače