

# MPC-NAI

## SZZ

Vypracované otázky k SZZ 2022

Mikroelektronika, FEKT VUT

<https://github.com/Cesar0067/SZZ>

Text: —  
Korektura: —

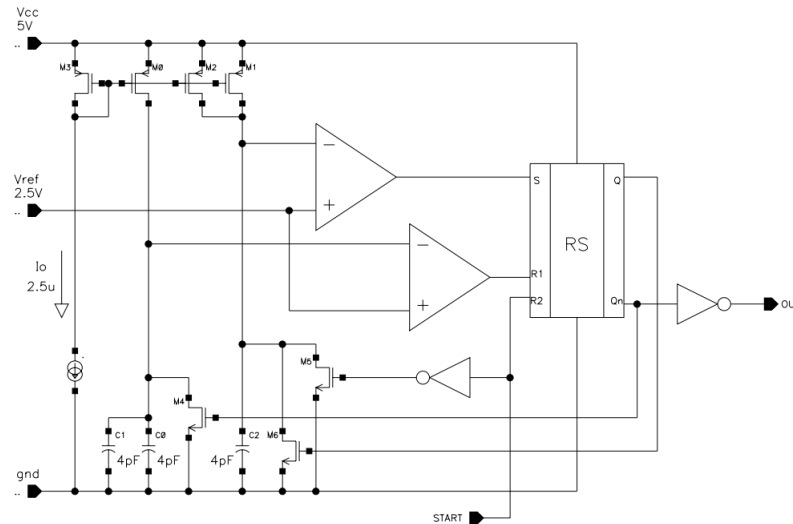
21. května 2022

# 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 DVOJRAMPOVÝ 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).

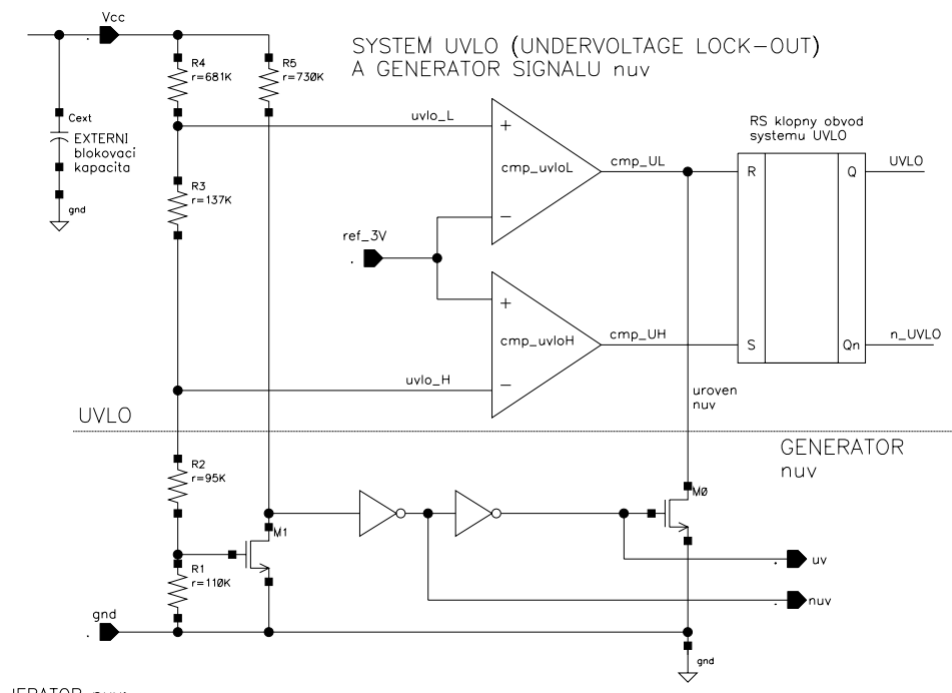
$$T_2 = \frac{U_{ref} * C}{I} = \frac{2,5 * 4 * 10^{-12}}{5 * 10^{-6}} = 2 \mu\text{s}$$

Kmitočet se poté vypočítá z převrácené hodnoty celé periody:

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

## 2 MANAGEMENT NAPÁJECÍHO NAPĚTÍ INTEGROVANÉHO OBVODU

UVLO (řízení obvodu pomocí vstupního napájecího napětí, komparace vstupního napětí), Power on Reset (UV signál), realizace a výpočet nastavení komparačních úrovní



Obrázek 2: Systém UVLO

### 2.1 UVLO

UVLO systém se aktivuje, pokud napájecí napětí  $U_{cc}$  dosáhne "zespodu" hodnoty  $U_{ccH}$  a zablokuje (disable) IO pokud napětí poklesne pod  $U_{ccL}$ . Po zapnutí se na  $U_{cc}$  pinu objeví lenárně rostoucí napětí. Na začátku je hodnota  $uvloL$  i  $uvloH$  nižší než 3 V, což způsobí, že výstup komparátoru  $cmpUVLOL$  je v úrovni L a výstup komparátoru  $cmpUVLOH$  je v úrovni H. Nízká úroveň  $cmpUVLOL$  na výstupu vyresetuje RS klopny obvod, na jeho Q výstupu se objeví nízká úroveň, která blokuje IO. Napětí  $U_{cc}$  pak dosáhne takové úrovně, že je vyšší, než komparační napětí 3 V, což způsobí přechod komparátoru  $cmpUVLOL$  do stavu H.

Napětí na vstupu  $uvloH$  je zatím nižší než 3 V, na výstupu komparátoru  $cmpUVLOH$  je stále úroveň H a funkce IO je blokována. Pokud hodnota  $U_{cc}$  dosáhne takové úrovně  $U_{ccH}$ , že napětí na vstupu  $uvloH$  přesáhne úroveň 3 V, přejde vstup komparátoru  $cmpUVLOH$  do úrovně L a změní se stav RS obvodu, na výstupu Q se objeví stav High, což odblokuje IO.

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.

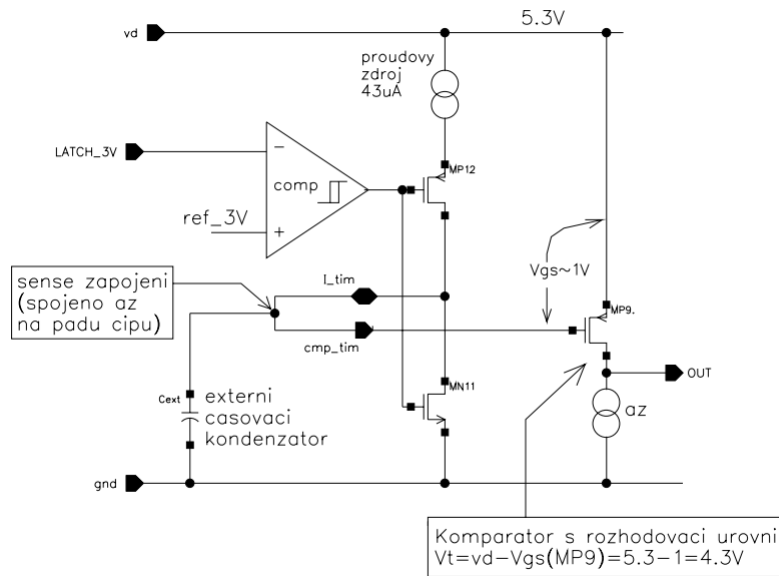
Nízkou úrovní signálu NUV se nastaví (resetuje) logika celého IO. Signál NUV přejde do úrovně H a okamžiku, kdy napětí na pinu  $U_{cc}$  dosáhne takové úrovně, že tranzistor M1 sepne z H do L (signál NUV z L do H) je určena prahová hodnota napětí  $U_{gs} = U_{gsr}$  tranzistoru M1, při níž M1 sepne dělič  $R_1$  až  $R_4$ .

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



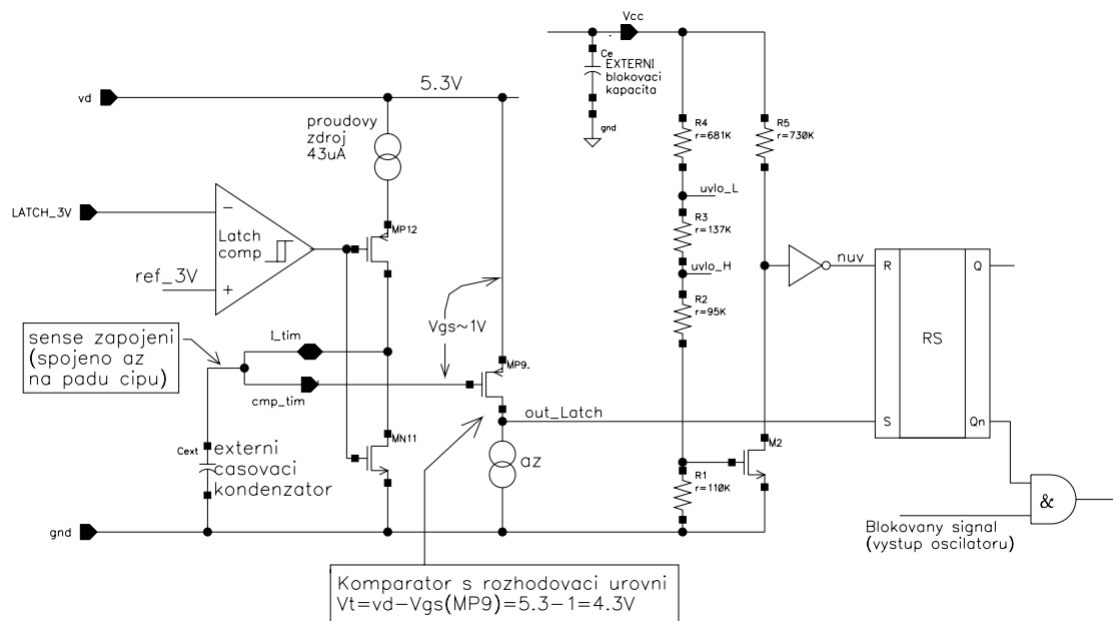
Obrázek 3: Principiální zapojení latch komparátoru s časovačem

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

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

Pokud napětí na Cext 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 Cext nabije na úroveň  $U_T$  (z Obrázku 3 je  $U_T = 4,3$  V). Tento čas je možné nastavit velikostí externího kondenzátoru Cext.

Pokud chybový stav zmizí dříve, než se Cext nabije na hodnotu  $U_T$ , Cext 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.



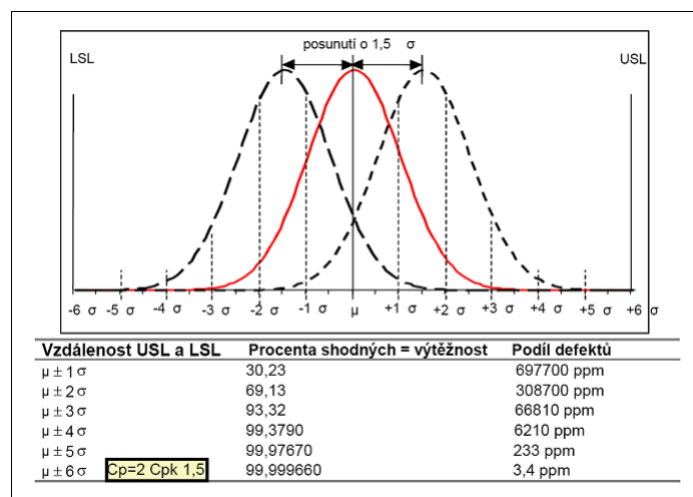
Obrázek 4: Principiální zapojení obvodu "Chyba typu latch s časovačem"

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

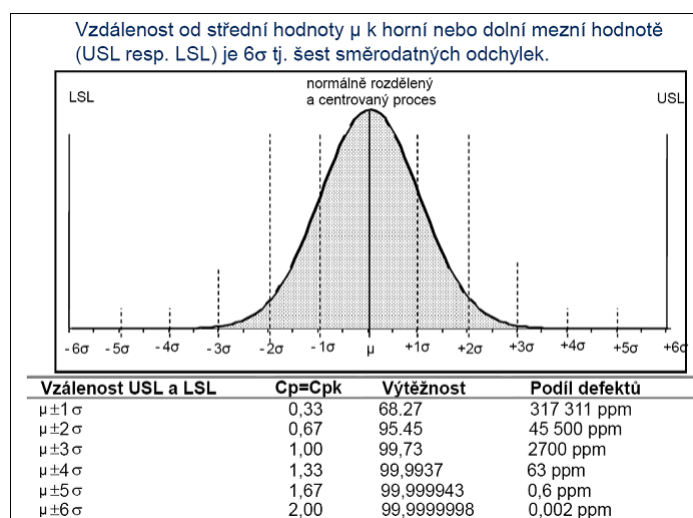
Normální rozložení, Gaussova křivka, směrodatná odchylka, metoda Monte Carlo, princip superpozice (příklad součtu výstupních proudů z proudových zrcadel zatížených chybou souběhu)

### 4.1 Normální rozložení

### 4.2 Gaussova křivka



Obrázek 5: Znázornění vlivu posunu procesu na ppm



Obrázek 6: Vycentrováný proces a vliv na ppm



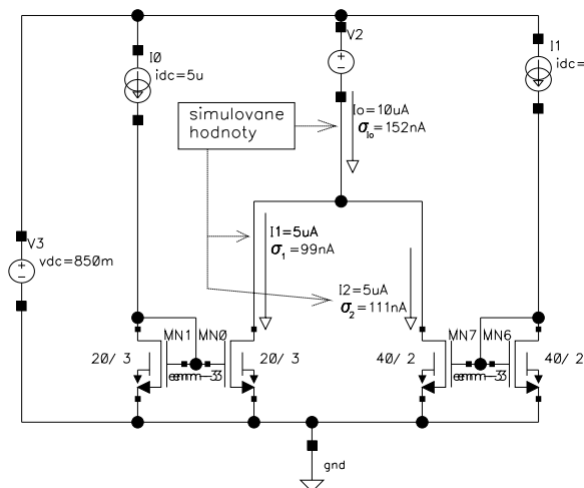
### 4.3 Směrodatná odchylka

### 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 proudu  $I_2$  a naopak. Velikost těchto proudů je zatížena chybou ( $\sigma_1$  a  $\sigma_2$ ).

Chyba  $\sigma$  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:

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

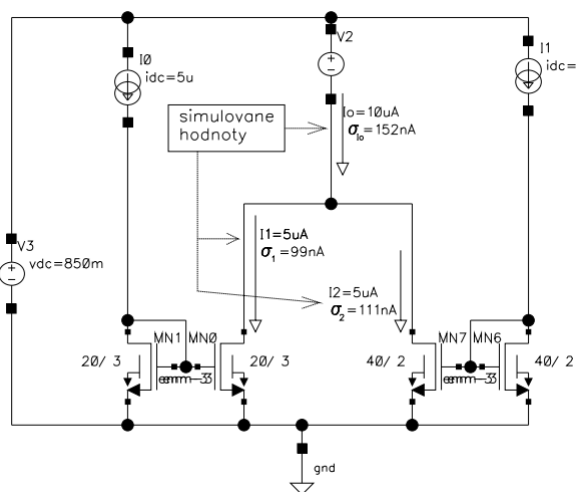
## 5 ZÁKLADNÍ VZTAHY PRO VÝPOČET CHYB V ANALOGOVÝCH OBVODECH

Princip superpozice, celková chyba součtu a součinu dvou chybových veličin, přepočet chyb v obvodu diferenčního zapojení (výpočet vstupní napětové nesymetrie komparátoru s BJT při známé chybě saturačního proudu vstupních tranzistorů)

### 5.1 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  $Q$ .

### 5.2 Příklad součtu výstupních proudů z proudových zrcadel



Obrázek 8: 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 proudu  $I_2$  a naopak. Velikost těchto proudů je zatížena chybou ( $\sigma_1$  a  $\sigma_2$ ).

Chyba  $\sigma$  součtu proudů se potom vypočítá jako:

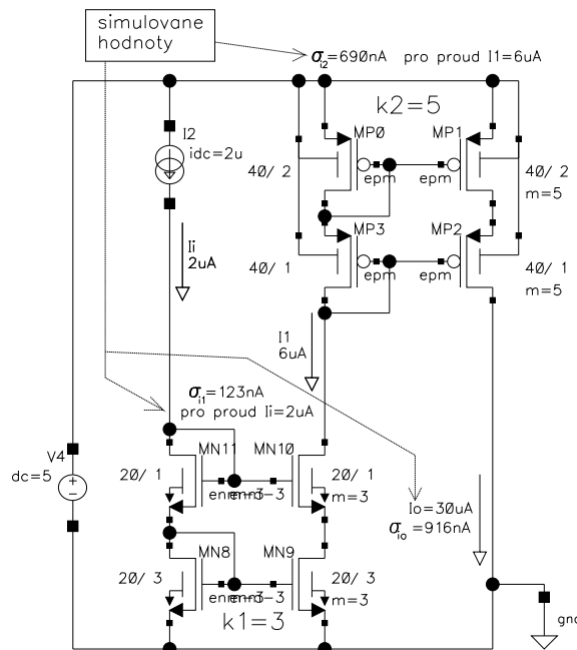
$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (8)$$

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:

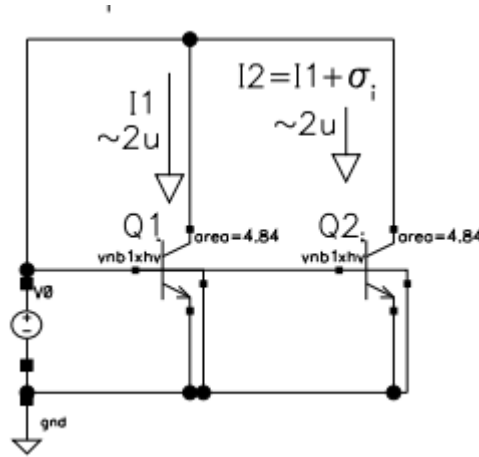
$$K_2 = \frac{I_o + \sigma_{i2}}{I_1} = \frac{k_2 * I_1 + \sigma_{i2}}{I_1} = k_2 + \frac{\sigma_{i2}}{I_1} \quad (12)$$

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

Celkovou chybu  $\sigma_{io}$  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



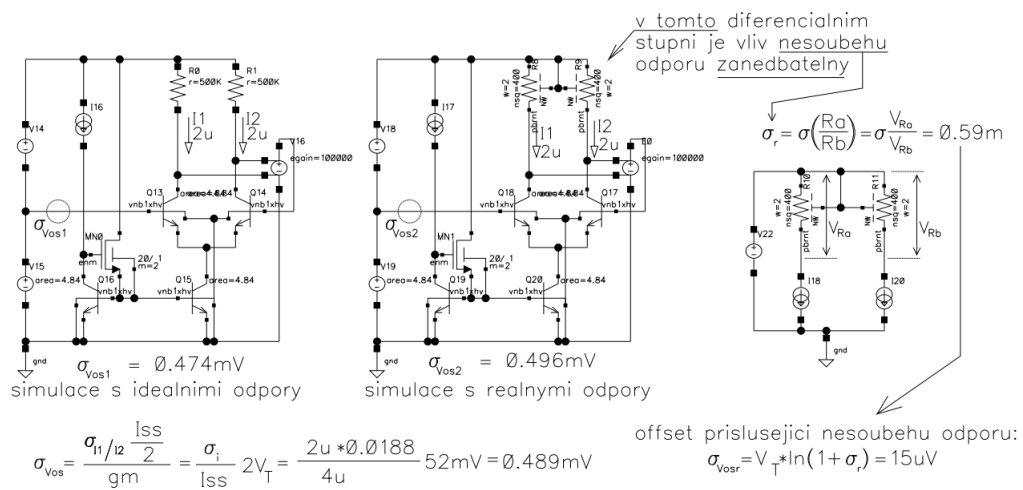
Obrázek 10: Chyba vstupního proudu

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

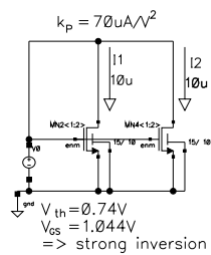
$$\sigma_{dU_{be}} = U_T * \ln(1 + \sigma_{I_1/I_2}) \quad (15)$$



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

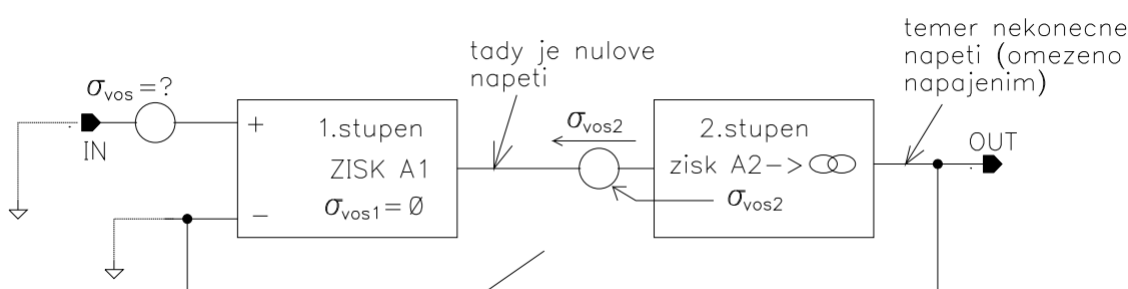


## 8 PŘESNÝ DVOUSTUPŇOVÝ OPERAČNÍ ZESILOVAČ

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  $\sigma_{vos}$ . Vychází z toho, jakým způsobem se chová operační zesilovač se zpětnou vazbou.



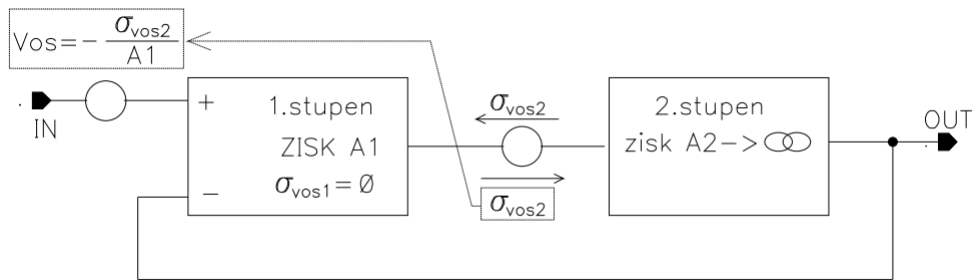
Obrázek 13: Blokové schéma dvojstupňového zesilovače

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  $\sigma_{vos2}$ . Představme si nyní rozpojenou zpětnou vazbu a uzemněné vstupy. Na výstupu prvního stupně je nulové napětí, jako důsledek  $\sigma_{vos1}$ . Na vstupu druhého stupně je potom napětí jeho nesymetrie  $\sigma_{vos2}$ . 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  $\sigma_{vos2}$  druhého stupně. Nakonec se celý systém ustálí ve stavu při němž první stupeň generuje napětí, jehož hodnota je stejná jako hodnota  $\sigma_{vos2}$ , ale má opačnou polaritu. To je možné pouze tak, že jeho vstupní napětí má hodnotu:

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

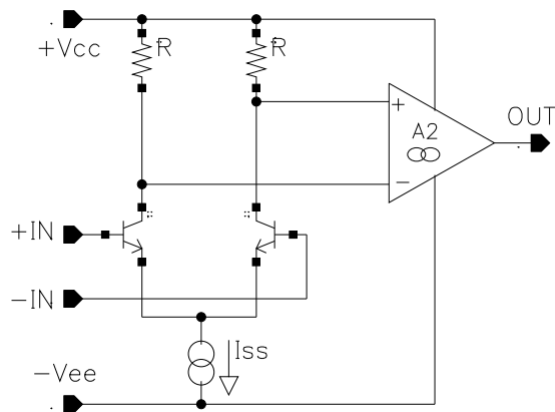
Stačí tedy navrhnout dostatečně přesný první zesilovací stupeň a tento zesilovací stupeň eliminuje vstupní chybu (offset) následujícího stupně tak, že jej převádí na svůj vstup podělená svým vlastním ziskem  $A1$ . Podle velikosti chyby  $\sigma_{vos2}$  následujícího stupně se



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

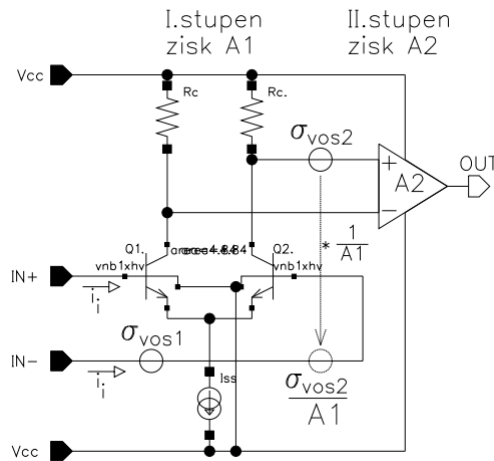
První stupeň se navrhne jako přesný diferenciální zesilovač s co nejmenším vstupním offsetem  $\sigma_{vos1}$  a s dostatečně velkým ziskem  $A1$ . Tento zisk  $A1$  potom eliminuje vliv offsetu  $\sigma_{vos2}$  druhého stupně. Opět se používá podmínka:

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

Vypočítáme hodnotu offsetu  $\sigma_{vos}$ :

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

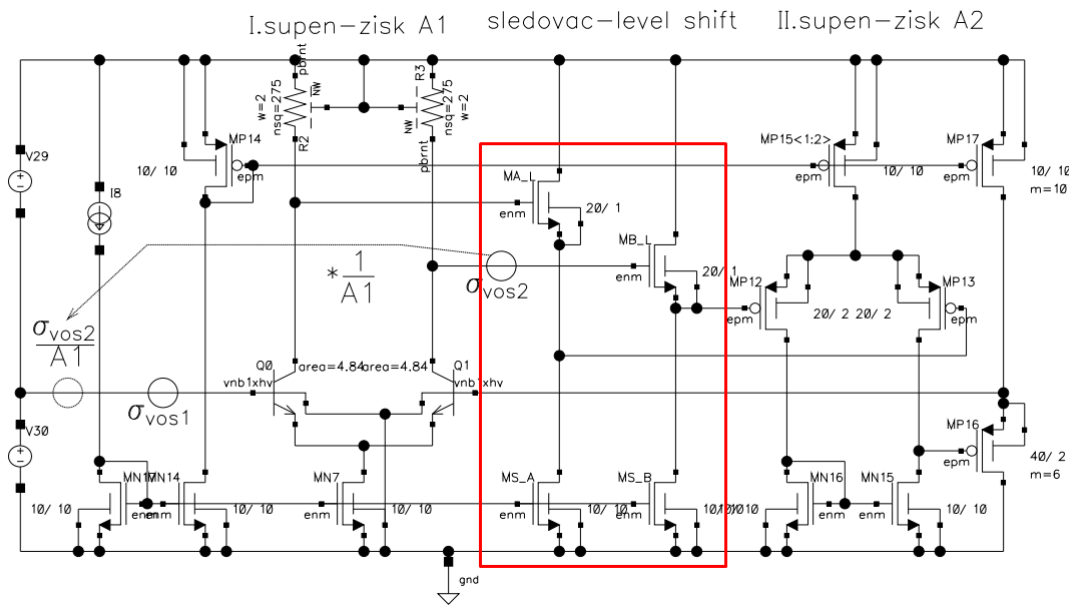
Potom vliv offsetu druhého stupně je zanedbatelný. Jako přesný diferenciální stupeň se často používá odporově zatížený NPN stupeň, v běžných procesech má takovýto stupeň nejvyšší dosažitelnou přesnost. Jeho zisk  $A1$  se pro běžné aplikace volí jen takový (nízký), aby stačil dostatečně na potlačení chyby  $\sigma_{vos2}$  (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  $\sigma_{vos1}$ . Současně má první stupeň dostatečně vysoký zisk  $A1$ , který eliminuje vstupní chybu  $\sigma_{vos2}$  druhého stupně. Celková přesnost je potom dána pouze offsetem  $\sigma_{vos1}$  prvního stupně.

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



Obrázek 17: Umístění sledovače a jeho proudových zdrojů

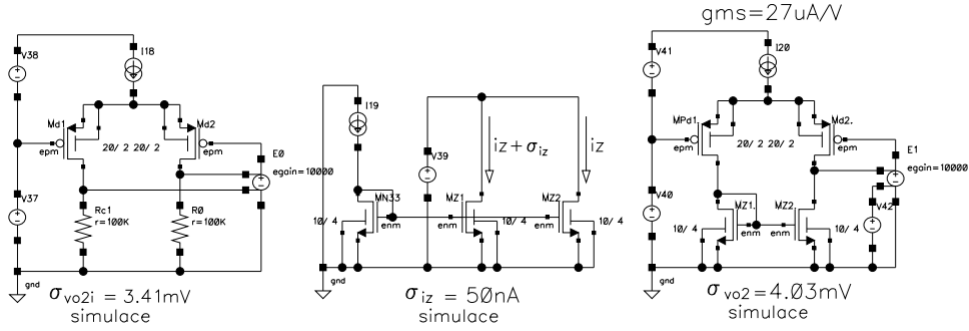
Celková vstupní chyba  $\sigma_{vos1}$  sledovače je potom spočítána jako:

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

, 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 ( $\sigma_{vos2}$ ). Tato chyba je dána kombinací chyby  $\sigma_{vos2i}$  diferenciálního stupně a chyby  $\sigma_{iz}$  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  $\sigma_{vos2}$  celého druhého stupně (vlastní druhý stupeň a sledovač) jako nekorelovaný součet chyby  $\sigma_{vos2}$  vlastního druhého stupně a chyby  $\sigma_{vos1}$  sledovače:

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

Posledním krokem je návrh zisku A1 prvního stupně. Tento stupeň má chybu  $\sigma_{vos1}$ . Druhý stupeň má chybu (offset)  $\sigma_{vos2}$ . Tato chyba je eliminována ziskem A1 - pro zanedbání offsetu  $\sigma_{vos2}$  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  $\sigma_{vos}$  (offsetu) se potom spočítá jako:

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

## 9 ŠUM

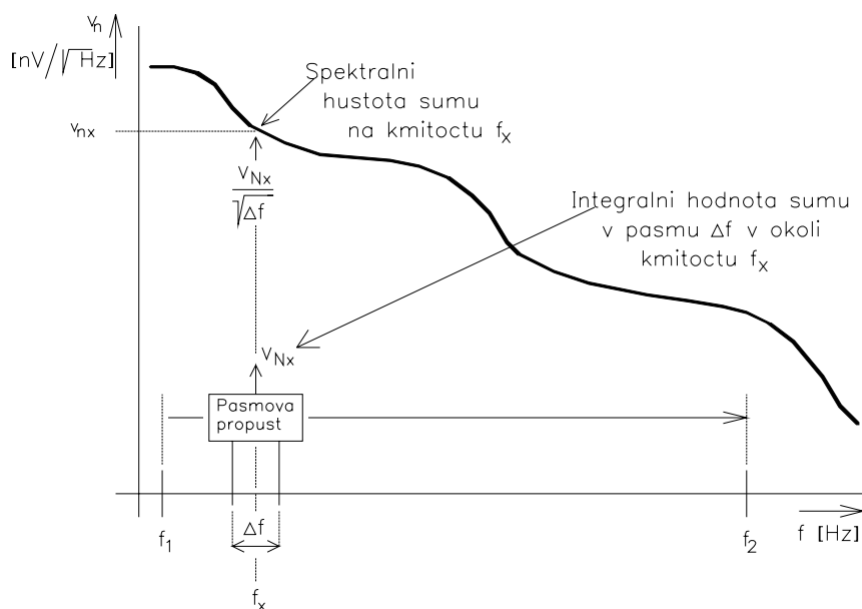
Definice šumové hustoty a integrální hodnoty šumu a jejich vzájemný vztah, korelovaný a nekorelovaný příspěvek šumu, šumová charakteristika aktivních prvků (bílý a 1/f šum)

**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  $\Delta f$ . Tato propust „projíždí“ zvolený kmitočtový rozsah a měří při tom integrální hodnotu šumu, například napětí  $V_n$ , která odpovídá „její“ šířce pásma  $\Delta f$ . Šumová spektrální hustota  $v_n$  se pak určí vztahem:

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



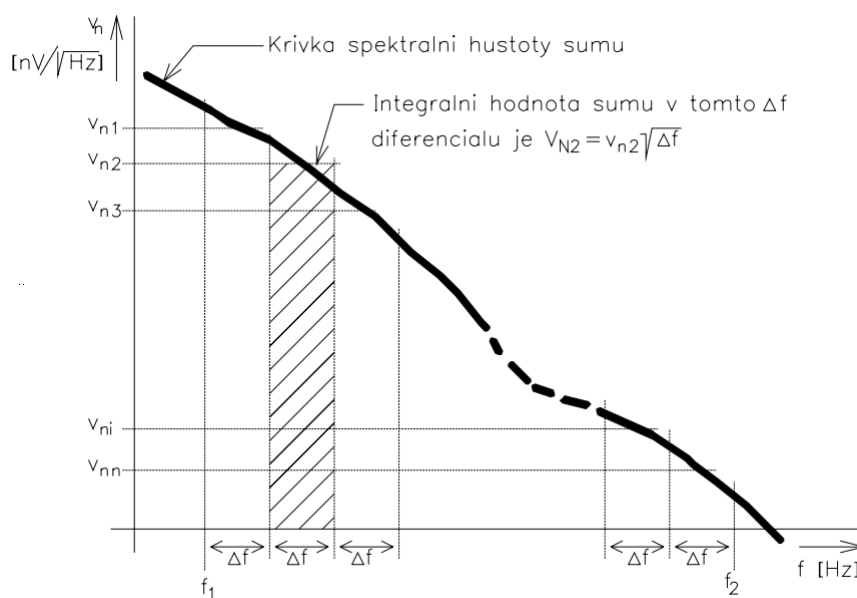
Obrázek 19: Šumové spektrum

## 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  $\Delta f$  podle následujícího obrázku:



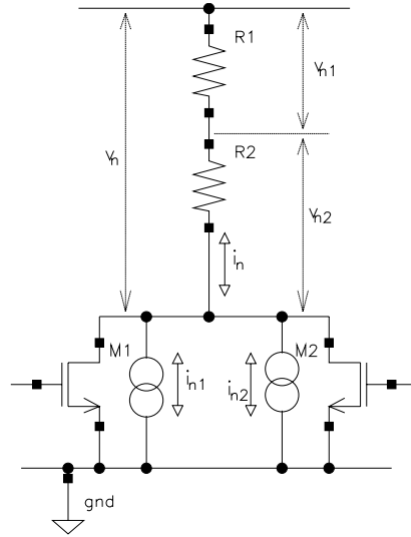
obr. 3: Spektrální hustota a integrální hodnota šumu

Obrázek 20: Spektrální hustota a integrální hodnota šumu

Šumové příspěvky v diferenciálech kmitočtového pásma  $\Delta f$  jsou na sobě nezávislé, jsou tedy nekorelované. Integrální hodnota  $V_{Ni}$  daného diferenciálu  $\Delta f_i$  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  $\Delta f$ .



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  $v_{n2}$ :

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

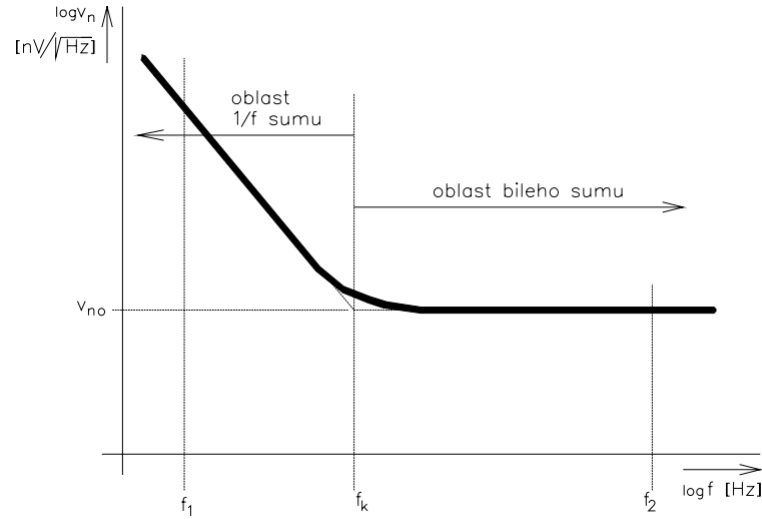
Tyto úbytky  $v_{n1}$  a  $v_{n2}$  jsou přímo úměrné proudu  $i_n$ , jsou takzvaně **korelované** a jejich součet (šumové napětí  $v_n$ ) je dán prostým součtem složek  $v_{n1}$  a  $v_{n2}$ :

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



## 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:

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

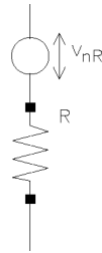
## 10 ŠUM ODPORU, ŠUM MOS TRANZISTORU

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:

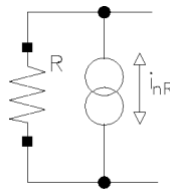
$$v_{nR} = \sqrt{4 * k * T * R} \quad (38)$$



Obrázek 23: Šumové napětí odporu

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

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



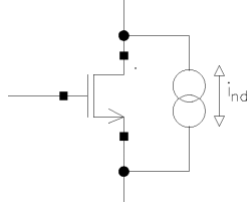
Obrázek 24: Šumový proud odporu

### 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  $g_m$ :

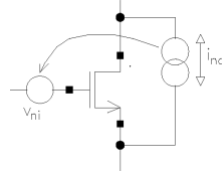
$$i_{nd} = \sqrt{4kT * g_m} \quad (41)$$

### 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:

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

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

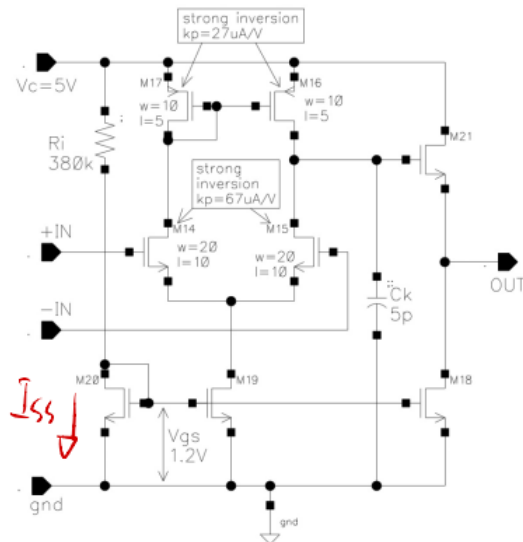
$$v_{ni} = 2 * U_T * \sqrt{\frac{n * q}{I_d}} \quad (47)$$

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

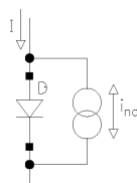
## 11 ŠUM PN PŘECHODU, ŠUM BJT

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.

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

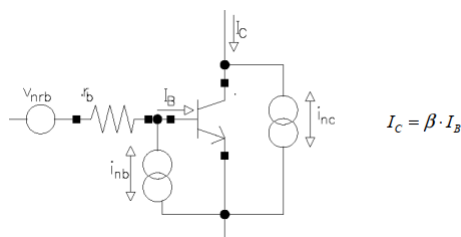


Obrázek 28: Šum PN přechodu

### 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

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

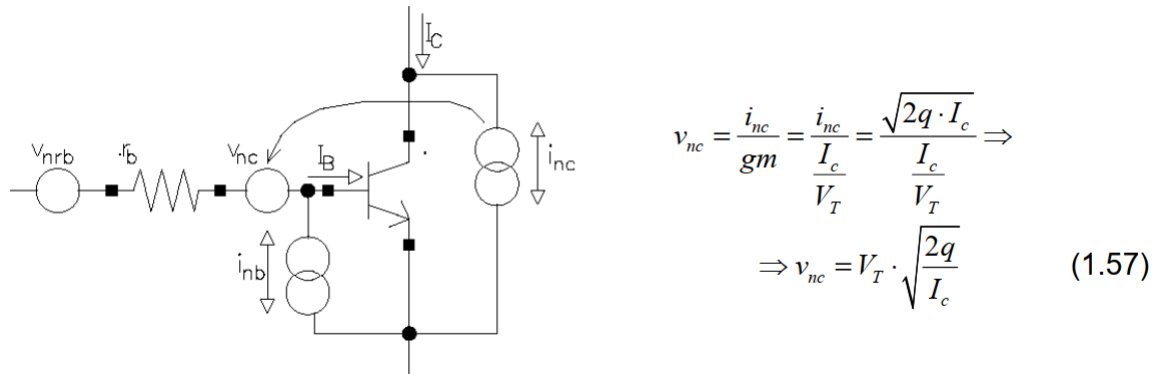
3) Proudový šum báze

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

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

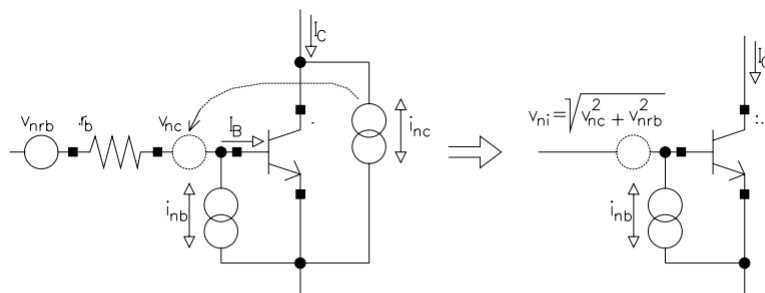
$$g_m = I_c / UT \quad (52)$$

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



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  $v_{ni}$ :

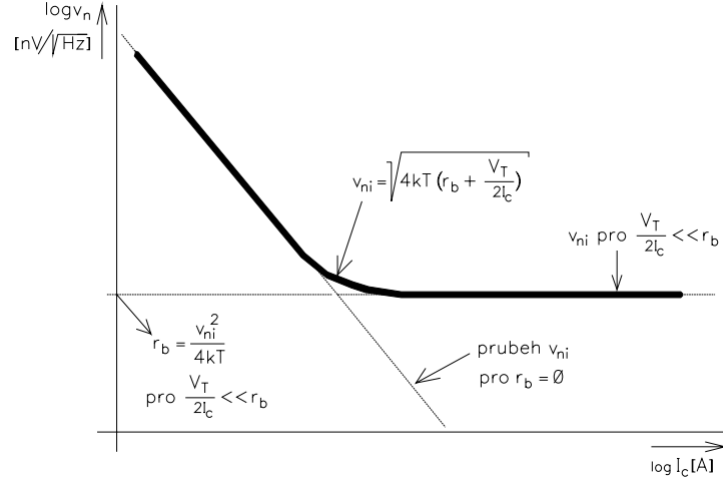


obr. 18: Sloučení vstupních šumových zdrojů  $v_{nrb}$  a  $v_{nc}$

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

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

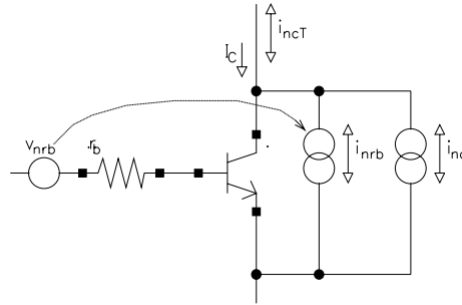




Obrázek 32: Závislost vstupního šumového napětí BJT tranzistoru na kolektorovém proudu  $I_c$

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  $i_{nrb}$

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

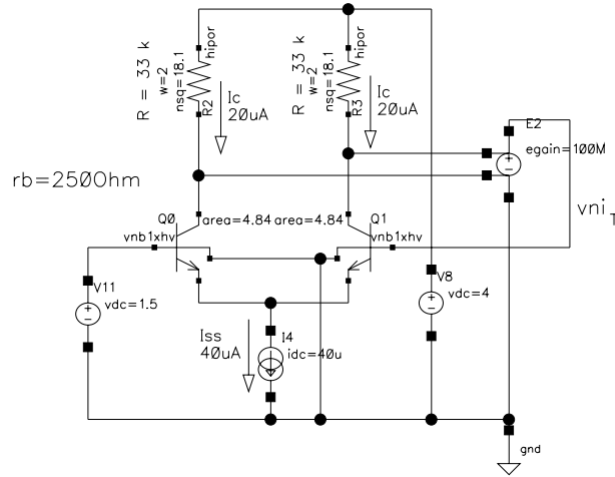
$$i_{nrb} = v_{nrb} * g_m = v_{nrb} * \frac{I_c}{U_T} \quad (55)$$

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

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 tranzistory 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  $v_{nr}$  a  $v_{ni}$ :

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

## 12 ZÁKLADNÍ KONCEPT NÍZKOŠUMOVÉHO NÁVRHU

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