

MPC-NAI

SZZ

Vypracované otázky k SZZ 2022

Mikroelektronika, FEKT VUT

Text: —
Korektura: —

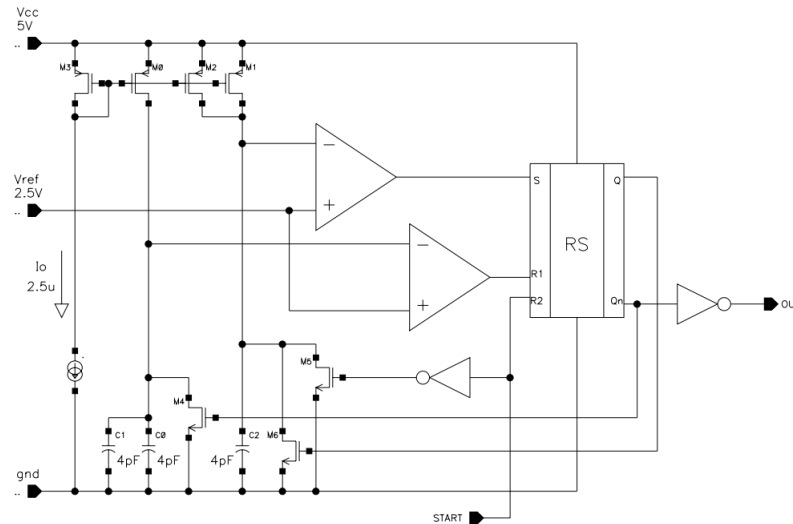
12. května 2022

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	16
10	ŠUM ODPORU, ŠUM MOS TRANZISTORU	17
11	ŠUM PN PŘECHODU, ŠUM BJT	18
12	ZÁKLADNÍ KONCEPT NÍZKOŠUMOVÉHO NÁVRHU	19

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.

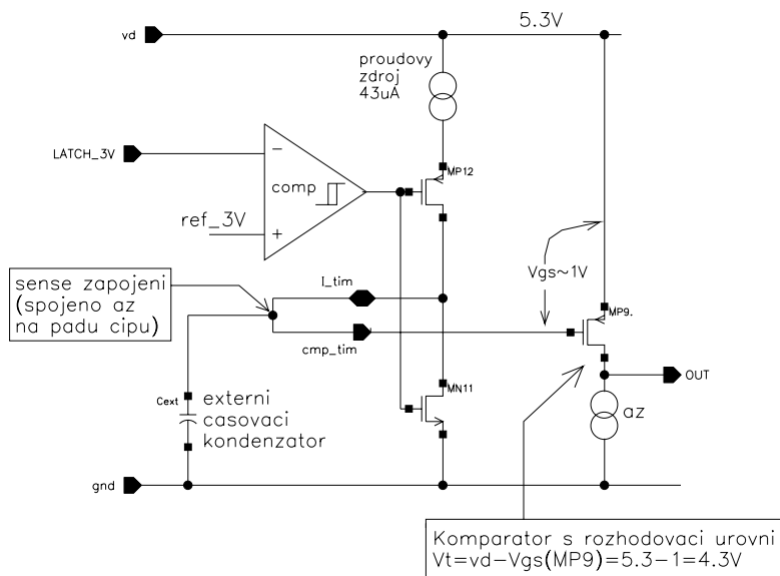
Nízkou úrovní signálu NUV se nastaví (resetuje) logika celého IO. Signál NUV přejde do úrovně H a okamžiku, kdy napětí na pinu U_{cc} dosáhne takové úrovně, že tranzistor M1 sepne z H do L (signál NUV z L do H) je určena prahová hodnota napětí $U_{gs} = U_{gsr}$ tranzistoru M1, při níž M1 sepne dělič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



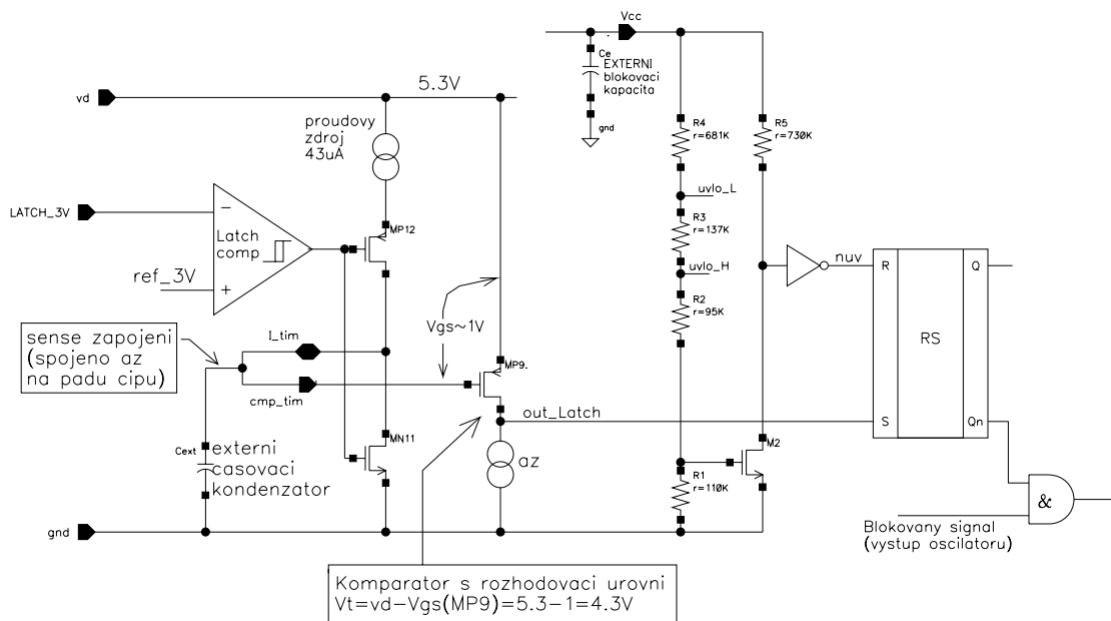
Obrázek 3: Principiální zapojení latch komparátoru s časovačem

Pokud napětí na vstupu LATCH3V přesáhne referenční úroveň 3 V, sepne comparátor comp(s hysterezí) proudový zdroj 43 μ 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.



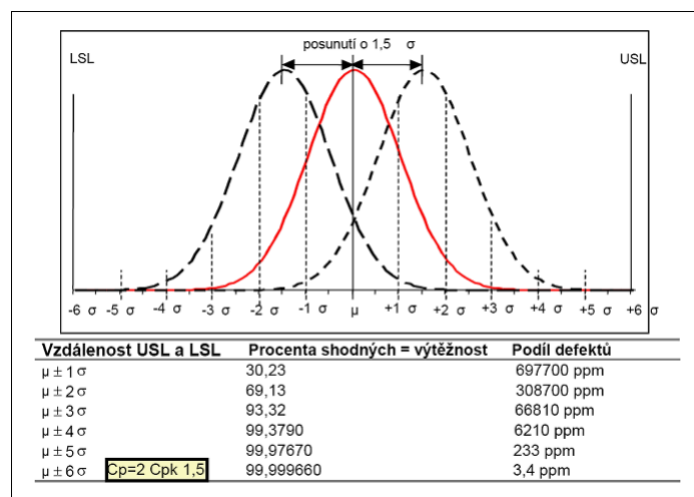
Obrázek 4: Principiální zapojení obvodu "Chyba typu latch s časovačem"

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

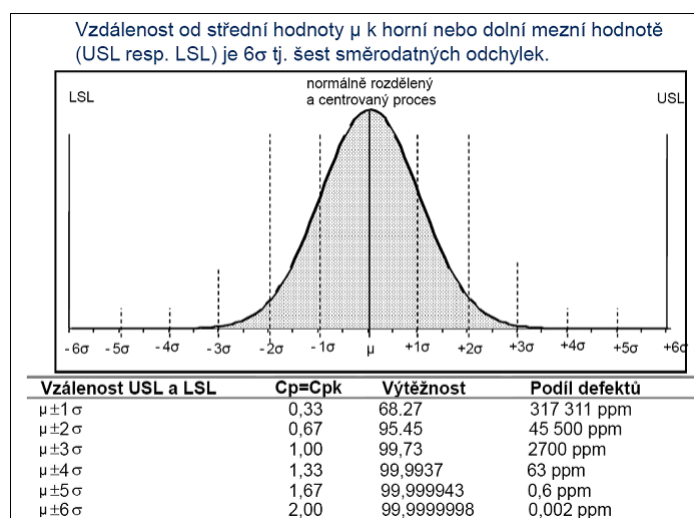
Normální rozložení, Gaussova křivka, směrodatná odchylka, metoda Monte Carlo, princip superpozice (příklad součtu výstupních proudů z proudových zrcadel zatížených chybou souběhu)

4.1 Normální rozložení

4.2 Gaussova křivka



Obrázek 5: Znázornění vlivu posunu procesu na ppm



Obrázek 6: Vycentrováný proces a vliv na ppm

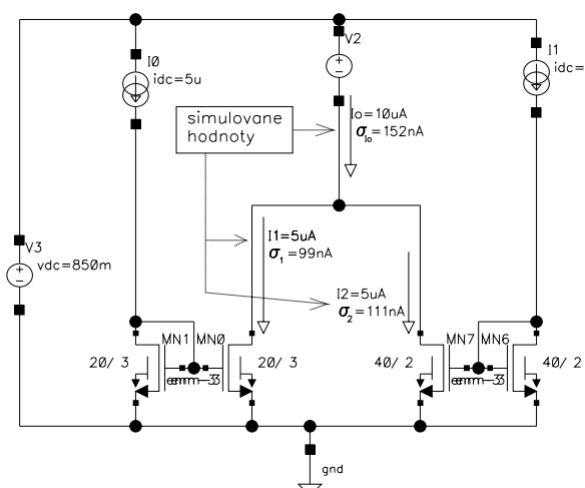
4.3 Směrodatná odchylka

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 (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 deetinu.

Mějme: $x_1=1$ a $x_2 = 0,5$. Potom:

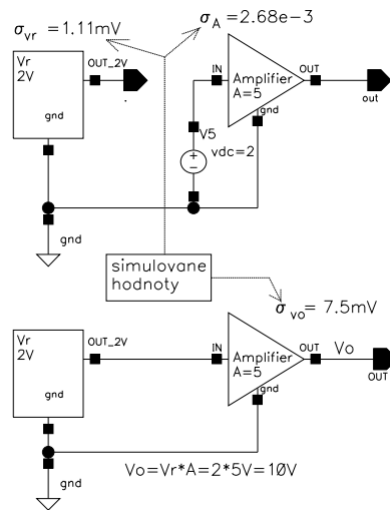
$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} = \sqrt{1^2 + 0,5^2} = 1,12 \doteq 1 \quad (7)$$

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 deetinu.

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 dvou veličin

Chyba σ_{vo} výstupního napětí V_o se spočítá jako nekorelovaný součet vlivu těchto dvou dílčích chyb. Nejdříve předpokládejme, že chyba σ_{vr} referenčního napětí je nulová, tedy že výsledná chyba je dána pouze chybou σ_A zisku A . Výstupní napětí V_{o1} a jeho chyba σ_{vo1} je potom:

$$V_{o1} = V_r * (A + \sigma_A) = V_r * A + V_r * \sigma_A \quad (10)$$

Výsledná chyba σ_o výstupního napětí V_o je pak dána nekorelovaným součtem výše vypočítaných dílčích chyb:

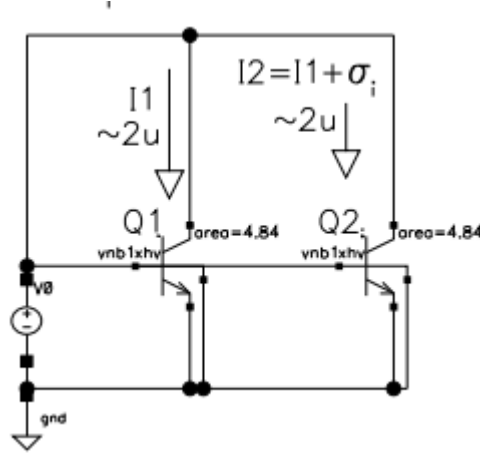
$$\sigma_{o1} = \sqrt{\sigma_{vo1}^2 + \sigma_{vo2}^2} = \sqrt{(V_r + \sigma_A)^2 + (A + \sigma_{vr})^2} \quad (11)$$

Vztah pro σ_{vo} lze zapsat i následovně:

$$\frac{\sigma_{vo}}{A * V_r} = \frac{\sigma_{vo}}{V_o} = \sqrt{\left(\frac{\sigma_{vr}}{V_r}\right)^2 + \left(\frac{\sigma_{vr}}{A}\right)^2} \quad (12)$$

Tedy, že relativní normovaná chyba součinu dvou veličin zatížených chybami je dána nekorelovaným součtem relativních chyb jednotlivých složek součinu.

5.4 Přepočet chyb v obvodu diferenčního zapojení



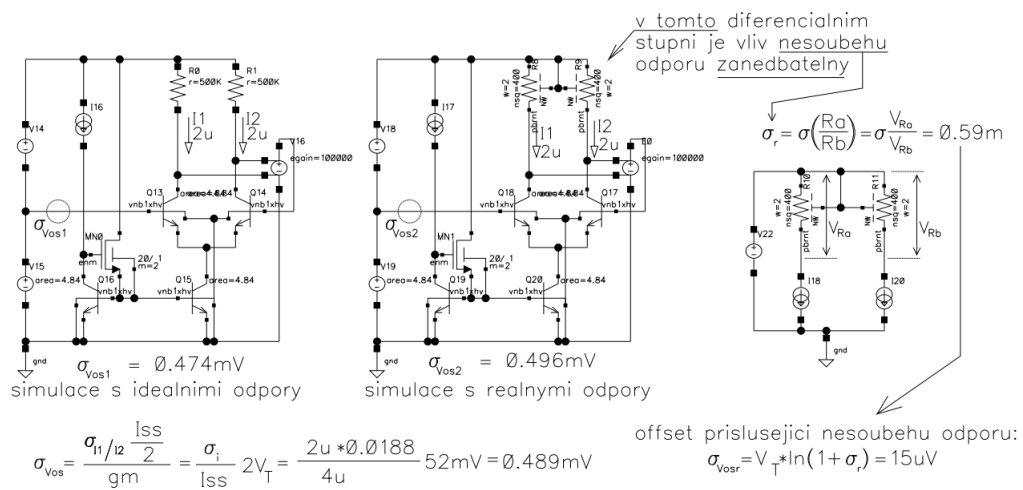
Obrázek 10: Chyba vstupního proudu

Měření probíhá na teoreticky identických tranzistorech Q1 a Q2. Měřením je zjištěn rozdíl proudů (odchylky), kdy z této odchylky můžeme spočítat chybu $\sigma_{I1/I2}$ poměru proudů I1 a I2:

$$I_2 = I_1 + \sigma_1 \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_1 + \sigma_i}{I_1} = 1 + \frac{\sigma_i}{I_1} \Rightarrow \frac{\sigma_i}{I_1} = \sigma_{I1/I2} \quad (13)$$

Z tohoto výpočtu potom můžeme na základě úvahy "o kolik musíme změnit Ube tranzistoru Q1, aby proud I1 byl stejný jako proud I2" určit nesouběh Ube dvou identických tranzistorů. Jinak řečeno, určíme rozdíl Ube těchto dvou tranzistorů pro případ, kdy hodnota proudu I2 je přesně rovna proudu I1:

$$\sigma_{dU_{be}} = U_T * \ln(1 + \sigma_{I1/I2}) \quad (14)$$



Obrázek 11: Reálná simulace nesymetrie

6 PŘESNÁ TRANZISTOROVÁ DVOJICE

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

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

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)

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

11 ŠUM PN PŘECHODU, ŠUM BJT

Zdroje šumu bipolárního tranzistoru, výpočet výstupního šumu jednoduchého proudového zrcadla

12 ZÁKLADNÍ KONCEPT NÍZKOŠUMOVÉHO NÁVRHU

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