

Ruído

Aula 11

Prof. Nobuo Oki

Ruído

- **Considerações Gerais**
 - O ruído limita o nível mínimo do sinal que um circuito pode processar com uma qualidade aceitável. O problema do ruído relaciona-se com a potência dissipada, velocidade e linearidade em um circuito analógico.
- **Características Estatísticas do Ruído**
 - O ruído é um processo randômico, ou seja o seu valor não pode ser previsto em qualquer tempo , mesmo que os seus valores passados sejam conhecidos.

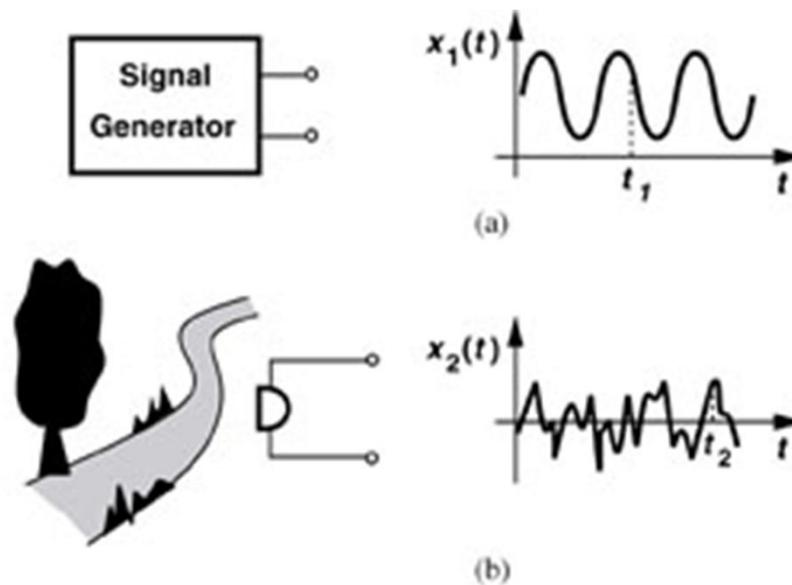


Figure 7.1 Output of a generator and the sound of a river.

Característica Estatística do Ruído

- Para análise do ruído utiliza-se a potência média do ruído

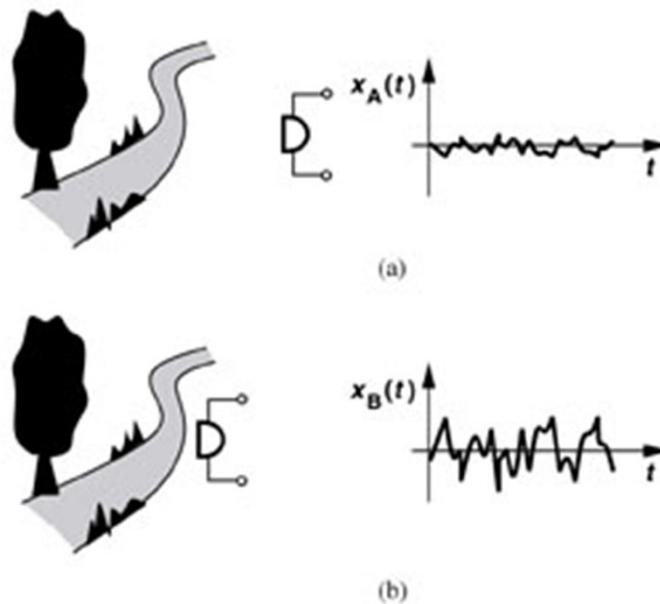


Figure 7.2 Illustration of the average power of a random signal.

Característica Estatística do Ruído (2)

- A potência média de uma tensão periódica $v(t)$ sobre uma resistência de carga R_L sendo dada por

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \frac{v^2(t)}{R_L} dt,$$

- onde T é o período. Esta quantidade pode ser visualizada como sendo o aquecimento médio produzido em R_L por $v(t)$.
- Para o ruído, desde que os sinais não são periódicos, assume-se que a medida da potência seja feita durante um período longo, ou seja

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} \frac{x^2(t)}{R_L} dt,$$

- onde $x(t)$ é a tensão.

Característica Estatística do Ruído (3)

- A Fig. 3 abaixo ilustra a operação, onde cada sinal é quadrado, em seguida integrado sobre um período longo T e a potência média é obtida através da normalização pela área T.

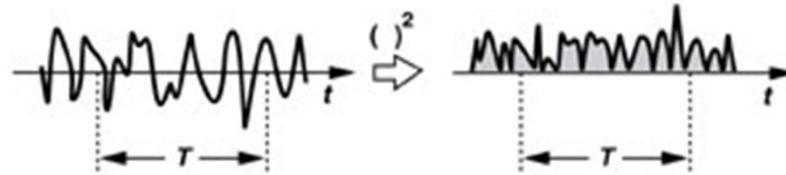


Figure 7.3 Average noise power.

- Resultando na definição da potência média do ruído, que é dada de um forma simplificada como sendo

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x^2(t) dt,$$

- possuindo a unidade V^2 .

Espectro do Ruído (1)

- O conceito de potência média torna-se mais versátil se for definido considerando o ruído contido em um banda de frequência. Este parâmetro é chamado de densidade espectral de potência (PSD), que mostra em cada espectro quanto de potência média possui o sinal $x(t)$ em uma largura de banda de 1 Hz em torno de f . A Fig. 4(a) ilustra este conceito e a Fig. 4(b) mostra o resultado do espectro $S_x(f)$.

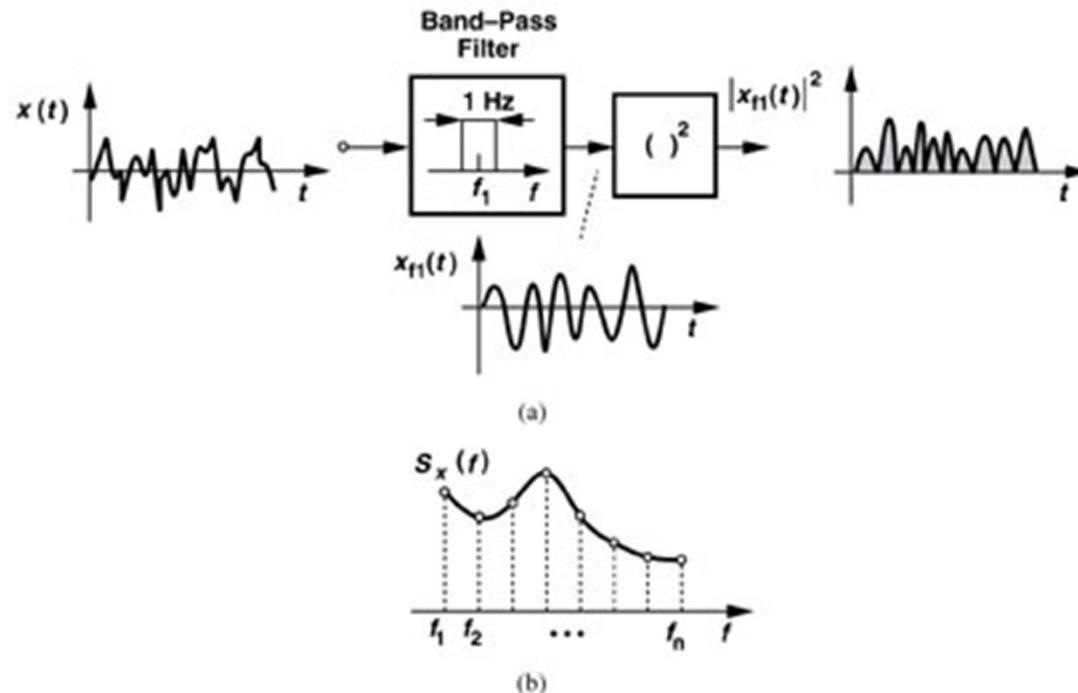


Figure 7.4 Calculation of noise spectrum.

Espectro do Ruído (2)

- Um exemplo de um tipo comum de ruído é o “ruído branco” mostrado na Fig. 5.

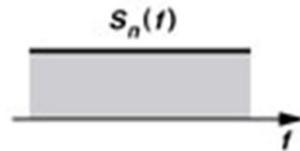


Figure 7.5 White spectrum.

- A densidade espectral de potência (PSD) é uma ferramenta útil na análise de ruídos em circuitos, especialmente em conjunto com o teorema abaixo.

Theorem If a signal with spectrum $S_X(f)$ is applied to a linear time-invariant system with transfer function $H(s)$, then the output spectrum is given by

$$S_Y(f) = S_X(f)|H(f)|^2, \quad (7.4)$$

where $H(f) = H(s = 2\pi jf)$. The proof can be found in textbooks on signal processing or communications, e.g., [1].

Espectro do Ruído (3)

- Este teorema concorda com nossa intuição que o espectro de um sinal pode ser conformado pela função de transferência de um sistema Fig. 6.

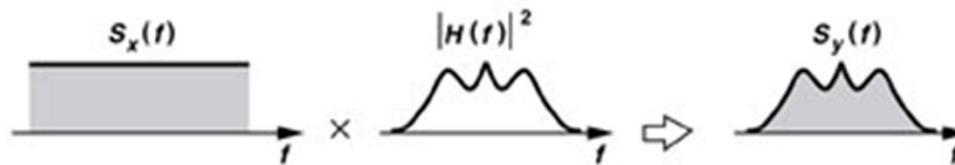


Figure 7.6 Noise shaping by a transfer function.

- Exemplo

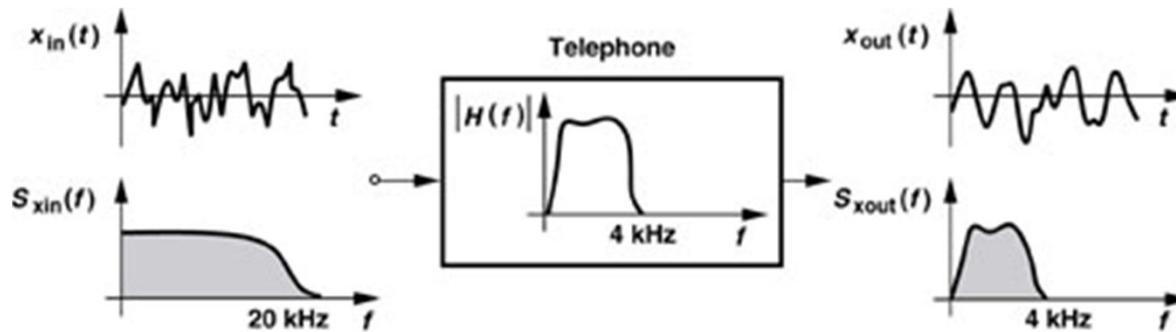
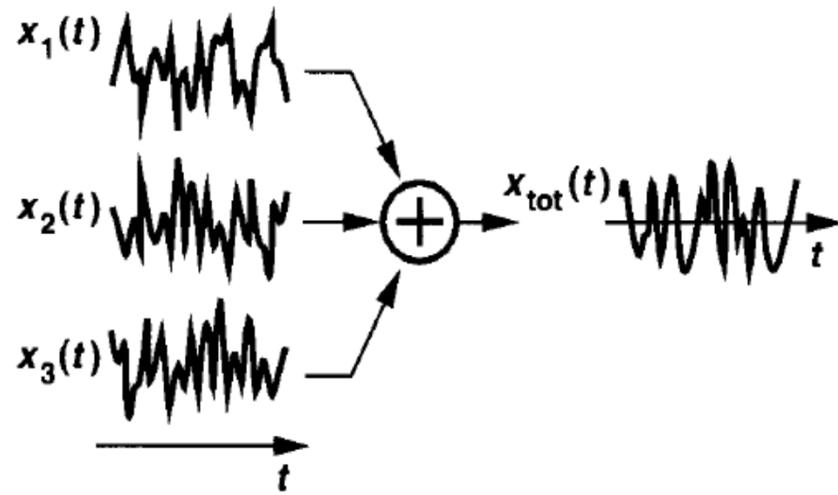


Figure 7.7 Spectral shaping by telephone bandwidth.

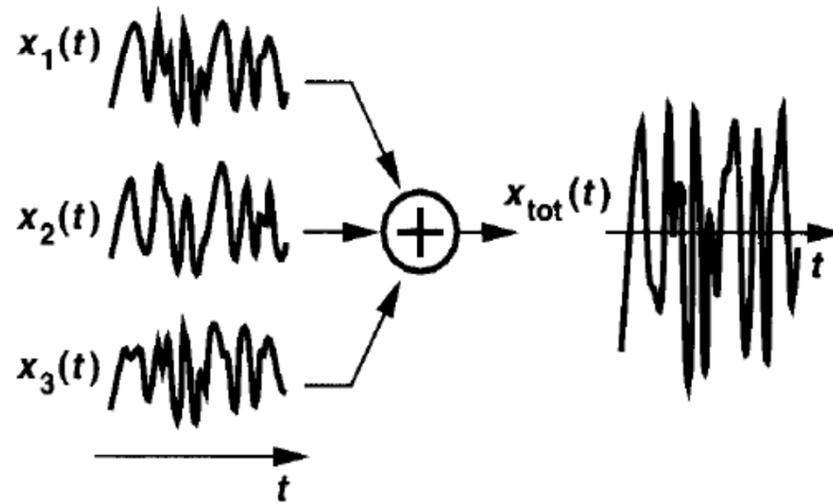
Fontes Correlacionadas e Não-correlacionadas

- Quando há duas fontes de ruído e for necessário determinar o ruído total, há necessidade de se considerar cada potência de ruído isolada, somá-las e determinar a potência resultante.

$$\begin{aligned} P_{av} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} [x_1(t) + x_2(t)]^2 dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x_1^2(t) dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} x_2^2(t) dt \\ &\quad + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} 2x_1(t)x_2(t) dt \\ &= P_{av1} + P_{av2} + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} 2x_1(t)x_2(t) dt, \end{aligned}$$



(a)



(b)

Figure 7.11 (a) Uncorrelated noise and (b) correlated noise generated in a stadium.

Tipos de Ruído (1)

- Considerando os ruídos gerados pelos dispositivos eletrônicos, pode-se dividi-los em:
- Ruído Térmico
 - O ruído térmico em um resistor: o movimento randômico dos elétrons no condutor introduz flutuações na tensão medida no condutor mesmo que a corrente média seja zero.

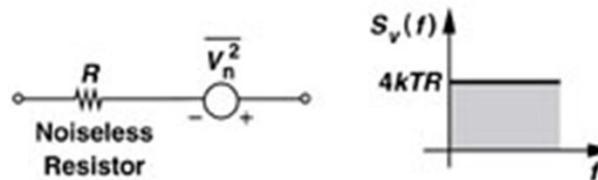


Figure 7.12 Thermal noise of a resistor.

- O ruído térmico de um resistor R pode ser modelado como sendo uma fonte de tensão dada por

$$S_v(f) = 4kTR, \quad f \geq 0,$$

- onde k é a constante de Boltzmann.

Tipos de Ruído (2)

- O ruído térmico do resistor pode também ser representado por uma fonte de corrente em paralelo (Fig. 15).

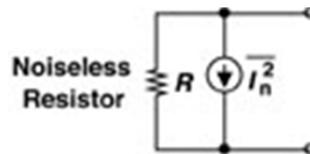


Figure 7.15 Representation of resistor thermal noise by a current source.

- Para que a representação da Fig. 12 e da Fig. 15 sejam equivalentes,
- deve-se ter $\overline{V_n^2} / R^2 = \overline{I_n^2}$, isto é, $\overline{I_n^2} = 4kT/R$
- No transistor MOS o ruído térmico pode ser modelado como sendo

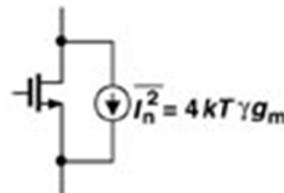


Figure 7.17 Thermal noise of a MOSFET.

O valor de γ é igual a 2/3. Não confundir com o coeficiente de efeito de corpo.

Tipos de Ruído (3)

- Ruído Flicker - Este tipo de ruído deve-se a interface existente entre o silício e o óxido de porta de um transistor MOSFET. Esta interface faz com que o portadores de carga sejam aprisionados e posteriormente liberados de forma randômica causando o ruído.

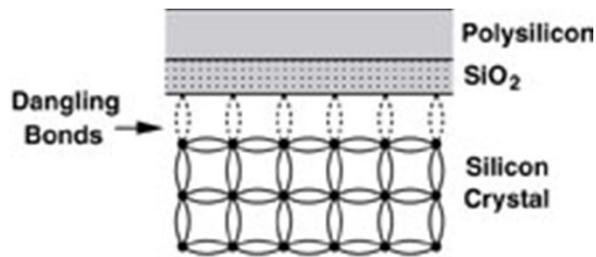


Figure 7.21 Dangling bonds at the oxide-silicon interface.

- O ruído flicker é modelado por um fonte de tensão em série com a porta do transistor dada por

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f},$$

Tipos de Ruído (3)

- O espectro do ruído flicker é mostrado na Fig. 22

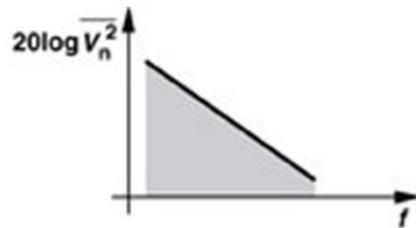


Figure 7.22 Flicker noise spectrum.

- Em um circuito há a ocorrência de ruídos térmicos e flicker simultaneamente. O espectro de ruído é mostrado na Fig. 23 e mostrado a forma de determinação da frequência divisória entre estes dois ruídos

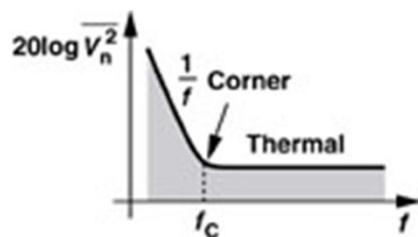


Figure 7.23 Concept of flicker noise corner frequency.

$$4kT \left(\frac{2}{3} g_m \right) = \frac{K}{C_{ox} W L} \cdot \frac{1}{f_c} \cdot g_m^2,$$

$$f_c = \frac{K}{C_{ox} W L} g_m \frac{3}{8kT}.$$

Representação de Ruído em Circuitos (1)

- Para um circuito genérico com uma porta de entrada e uma de saída, como pode-se quantificar o efeito do ruído?

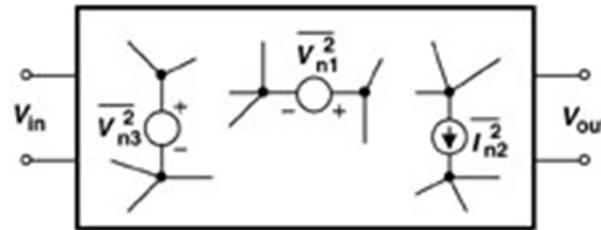


Figure 7.24 Noise sources in a circuit.

- A resposta natural seria fazer a entrada zero e determinar o ruído total na saída devido as várias fontes de ruído do circuito.

Representação de Ruído em Circuitos (2)

- No entanto esta análise possui um problema pois a comparação de diferentes circuitos dependem do ganho. Por exemplo

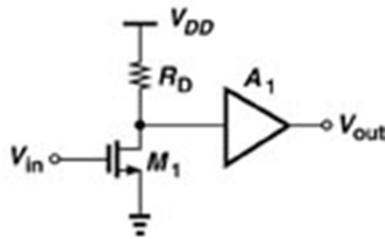


Figure 7.26 Addition of gain stage to a CS stage.

- Para contornar este problema usualmente especifica-se no circuito um ruído equivalente de entrada.

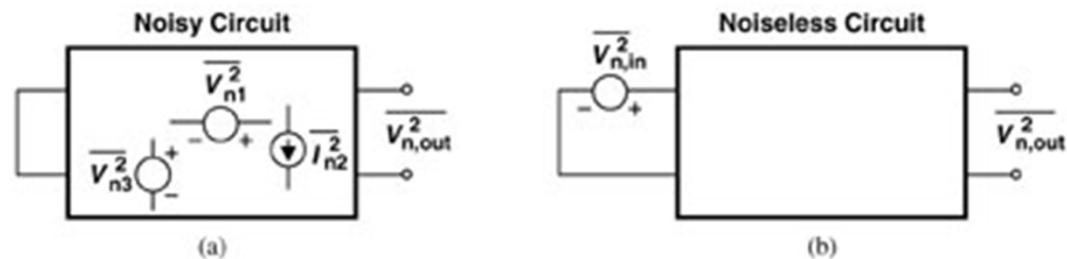


Figure 7.27 Determination of input-referred noise voltage.

Representação de Ruído em Circuitos (3)

Exemplo: Considere o circuito da Fig. 7.25, calcule a tensão de ruído referenciado a entrada.

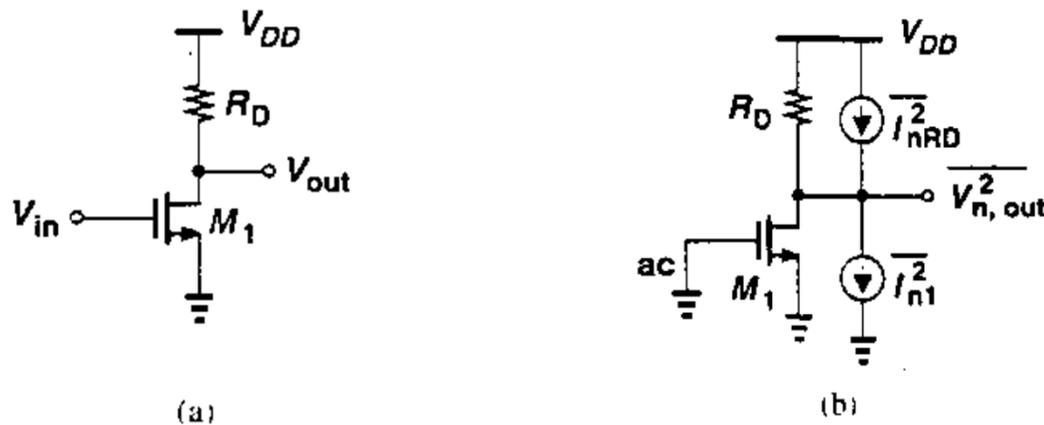


Figure 7.25 (a) CS stage. (b) circuit including noise sources.

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,in}^2} &= \frac{\overline{V_{n,out}^2}}{A_v^2} \\ &= \left(4kT \frac{2}{3} g_m + \frac{K}{C_{ox} W L} \cdot \frac{1}{f} \cdot g_m^2 + \frac{4kT}{R_D} \right) R_D^2 \frac{1}{g_m^2 R_D^2} \\ &= 4kT \frac{2}{3g_m} + \frac{K}{C_{ox} W L} \cdot \frac{1}{f} + \frac{4kT}{g_m^2 R_D} \end{aligned}$$

Representação de Ruído em Circuitos (4)

- Na discussão anterior foi assumido que o ruído poderia ser modelado como sendo uma fonte de tensão simples aplicada a entrada. Esta aproximação não é válida se o circuito possui uma impedância de entrada finita e é acionado por uma fonte com impedância finita. O circuito abaixo ilustra este problema.

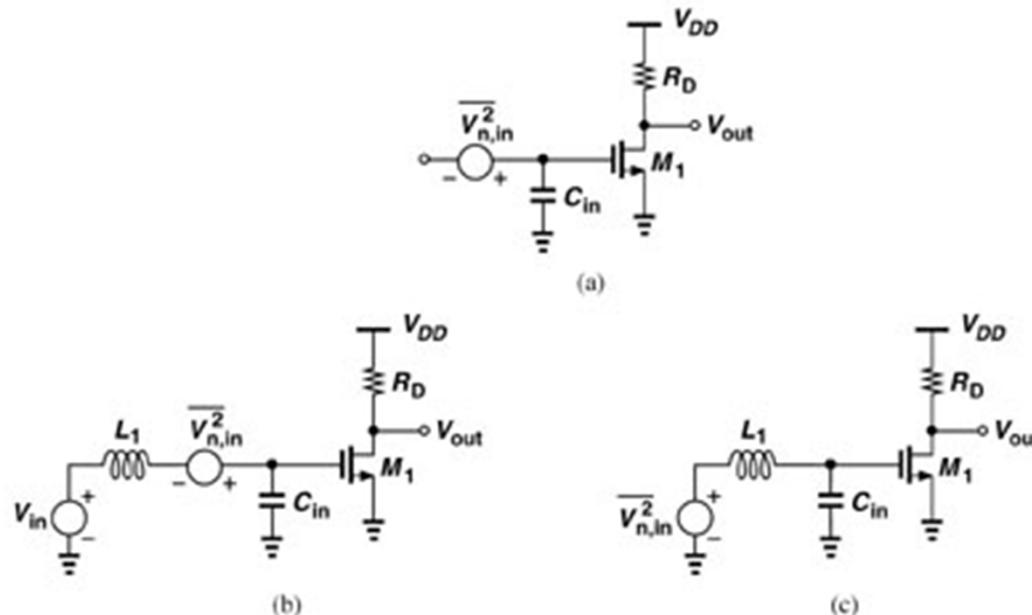


Figure 7.28 CS stage including input capacitance, (b) CS stage stimulated by a finite source impedance, (c) Effect of single noise source.

Representação de Ruído em Circuitos (5)

- O circuito anterior mostra que quando aplicado a um circuito com impedância de entrada finita, o modelo do ruído referenciado a entrada representado por um fonte de tensão desaparece a medida que a impedância de entrada torna-se grande, o que é uma conclusão incorreta. Para resolver este problema utiliza-se o modelo do ruído referenciado a entrada como sendo uma fonte de tensão em série e uma de corrente em paralelo.

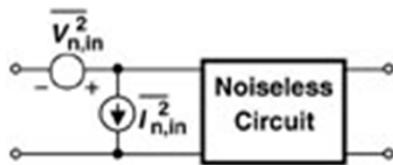


Figure 7.29 Representation of noise by voltage and current sources.

- Como calcular estas fontes? Desde que o modelo pode ser usado para qualquer impedância de fonte, considera-se os casos extremos: impedância de fonte zero e infinita.

Representação de Ruído em Circuitos (6)

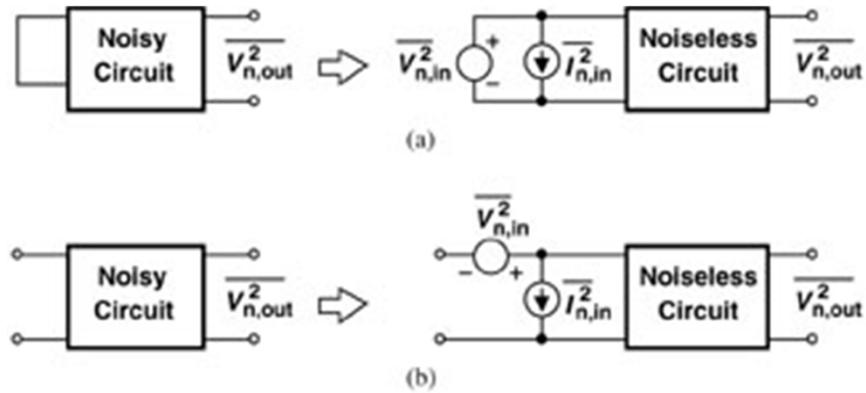


Figure 7.30 Calculation of input-referred noise (a) voltage, and (b) current.

Representação de Ruído em Circuitos (7)

Exemplo 7.9 Calcular a tensão e corrente de ruído referenciada a entrada do circuito da Fig. 7.18

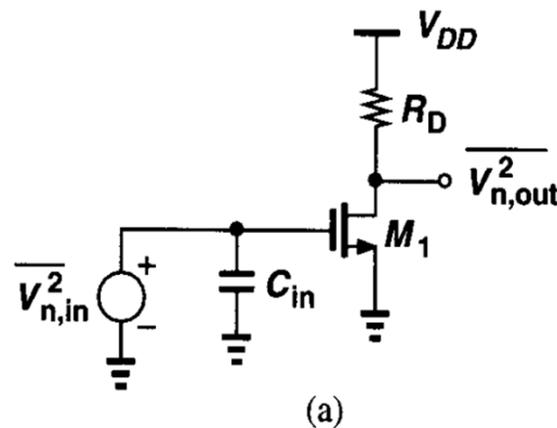


Figure 7.31

A tensão de ruído referenciada a entrada é dada por (o ruído *flicker* $1/f$ é desprezado por simplicidade)

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT \frac{2}{3g_m} + \frac{4kT}{g_m^2 R_D}.$$

Representação de Ruído em Circuitos (8)

Esta tensão gera o mesmo ruído de saída se a entrada estiver curto-circuitada (Fig. 7.31a).

Para obter a corrente de ruído referenciada a entrada, considera-se a entrada aberta e determina-se o ruído em termos da corrente de ruído do modelo $\overline{I_{n,in}^2}$ (Fig. 7.31b)

$$\overline{V_{n,out}^2} = \overline{I_{n,in}^2} \left(\frac{1}{C_{in}\omega} \right)^2 g_m^2 R_D^2.$$

Este valor precisa ser igual a tensão de ruído da saída quando a entrada estiver curto-circuitada

$$\overline{V_{n,out}^2} = \left(4kT \frac{2}{3} g_m + \frac{4kT}{R_D} \right) R_D^2.$$

Assim

$$\overline{I_{n,in}^2} = (C_{in}\omega)^2 \frac{4kT}{g_m^2} \left(\frac{2}{3} g_m + \frac{1}{R_D} \right).$$

Representação de Ruído em Circuitos (9)

- Para mostrar que o modelo proposto não duplica o ruído, considere o circuito da Fig. 32

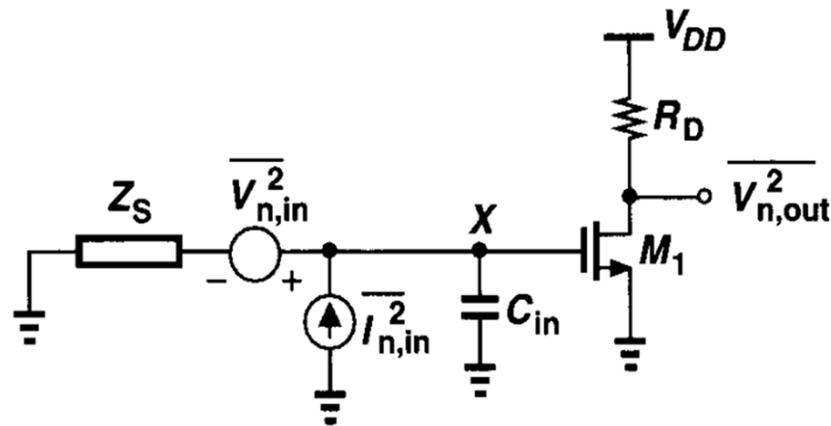


Figure 7.32 CS stage stimulated by a source impedance.

$$V_{n,in} = V_{n,M1} + \frac{1}{g_m R_D} V_{n,RD}$$

$$I_{n,in} = C_{in} s V_{n,M1} + \frac{C_{in} s}{g_m R_D} V_{n,RD},$$

Representação de Ruído em Circuitos (10)

- Adicionando as contribuições de $V_{n,in}$ e $I_{n,in}$ no nó X tem-se

$$V_{n,X} = V_{n,in} \frac{\frac{1}{C_{inS}}}{\frac{1}{C_{inS}} + Z_S} + I_{n,in} \frac{\frac{Z_S}{C_{inS}}}{\frac{1}{C_{inS}} + Z_S} = \frac{V_{n,in} + I_{n,in} Z_S}{Z_S C_{inS} + 1}.$$

$$V_{n,X} = \frac{1}{Z_S C_{inS} + 1} \left[V_{n,M1} + \frac{1}{g_m R_D} V_{n,RD} + C_{inS} Z_S \left(V_{n,M1} + \frac{1}{g_m R_D} V_{n,RD} \right) \right]$$
$$= V_{n,M1} + \frac{1}{g_m R_D} V_{n,RD}.$$

$$\overline{V_{n,out}^2} = g_m^2 R_D^2 \overline{V_{n,X}^2} = 4kT \left(\frac{2}{3} g_m + \frac{1}{R_D} \right) R_D^2,$$

Ruído em Amplificadores Simples (1)

- Para a análise do ruído em amplificadores simples considere o seguinte lema:

Lemma The circuits shown in Fig. 7.33(a) and (b) are equivalent at low frequencies if $\overline{V_n^2} = \overline{I_n^2}/g_m^2$ and the circuits are driven by a finite impedance.

Proof. Since the circuits have equal output impedances, we simply examine the output short-circuit currents [Figs. 7.33(c) and (d)]. It can be proved (Problem 7.4) that the output noise current of the circuit in Fig. 7.33(c) is given by

$$I_{n,out1} = \frac{I_n}{Z_S(g_m + 1/r_O) + 1} \quad (7.54)$$

and that of Fig. 7.33(d) is

$$I_{n,out2} = \frac{g_m V_n}{Z_S(g_m + 1/r_O) + 1}. \quad (7.55)$$

Equating (7.54) and (7.55), we have $V_n = I_n/g_m$. □

- Este lema sugere que a fonte de ruído pode ser transformada de uma fonte de corrente de dreno para uma tensão de porta para um Z_S arbitrário

Ruído em Amplificadores Simples (2)

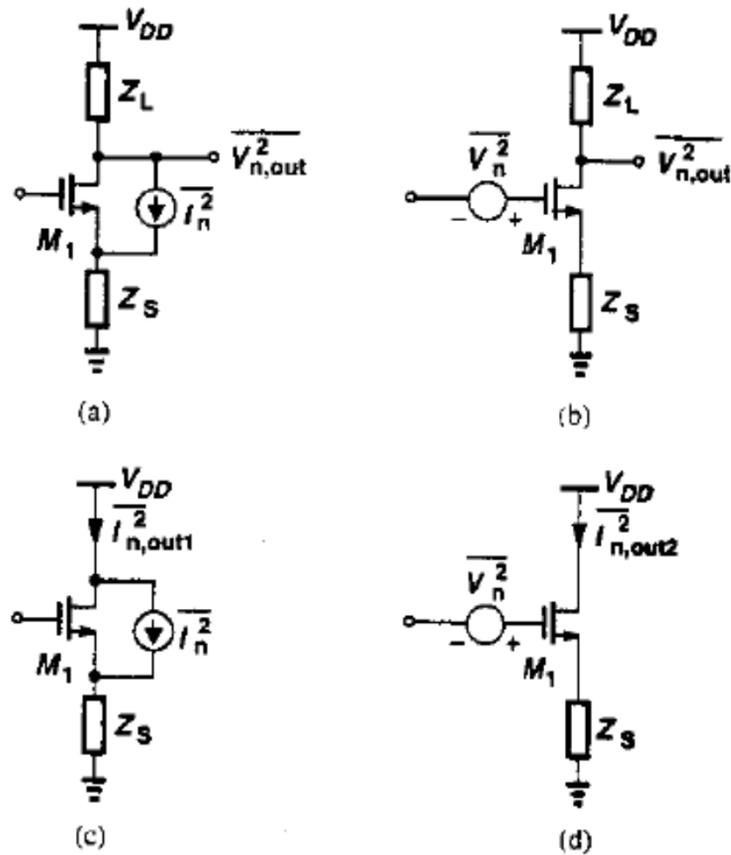


Figure 7.33 Equivalent CS stages.

Estágio Fonte Comum

- Para o exemplo mostrado anteriormente chegou-se que o ruído referenciado a entrada por unidade de largura de banda para um estágio fonte comum é dado por

$$\overline{V_{n,in}^2} = 4kT \left(\frac{2}{3g_m} + \frac{1}{g_m^2 R_D} \right) + \frac{K}{C_{ox} W L} \frac{1}{f}$$

- Para redução do ruído há necessidade de aumentar a transcondutância de M1. Em um amplificador isto é desejável, mas em um transistor atuando como fonte de corrente, não.

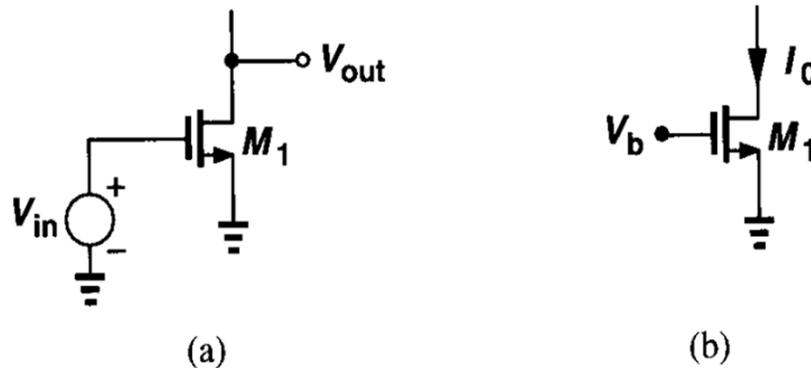


Figure 7.34 Voltage amplification versus current generation.

Estágio Porta Comum (1)

- Considerando um estágio porta comum

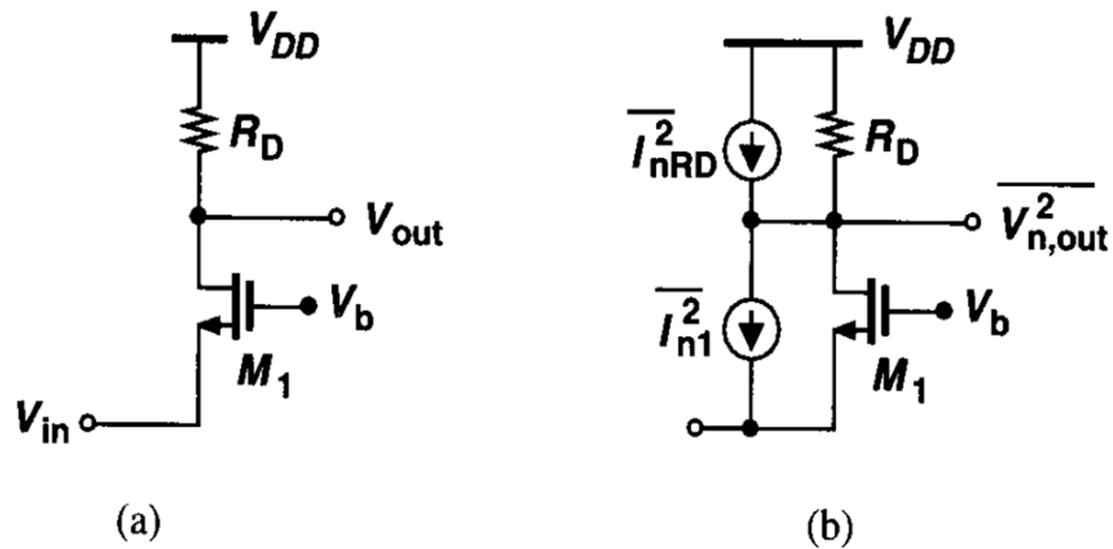


Figure 7.37 (a) CG stage, (b) circuit including noise sources.

Estágio Porta Comum (2)

- Para determinação do ruído referenciado a entrada considere o circuito equivalente mostrado na Fig. 38

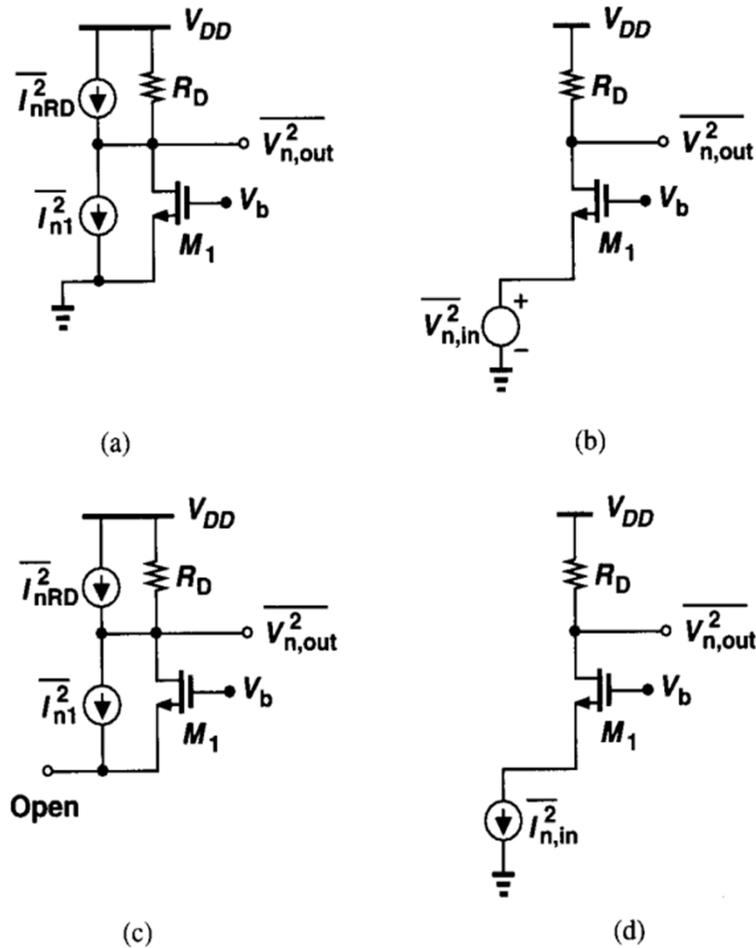


Figure 7.38 Calculation of input-referred noise of a CG stage.

Estágio Porta Comum (3)

- Considerando que o sinal de entrada esteja aterrado (Fig. 38(a) e (b)) tem-se

$$\left(4kT \frac{2}{3}g_m + \frac{4kT}{R_D}\right) R_D^2 = \overline{V_{n,in}^2} (g_m + g_{mb})^2 R_D^2.$$

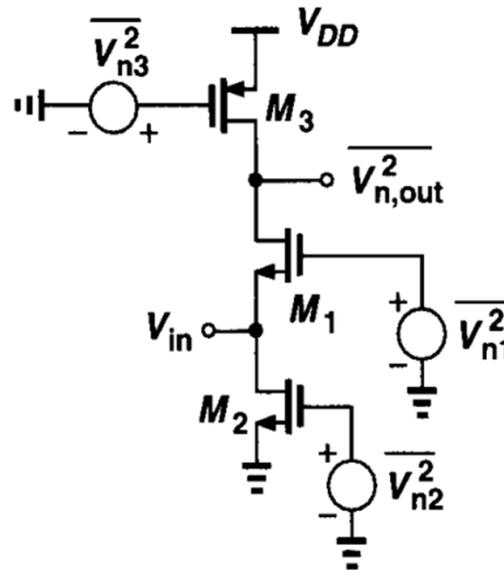
- Isto é
$$\overline{V_{n,in}^2} = \frac{4kT(2g_m/3 + 1/R_D)}{(g_m + g_{mb})^2}.$$

- De forma similar igualando os ruídos dos circuitos mostrados nas Fig. 38(c) e (d) tem-se

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{4kT}{R_D}.$$

Estágio Porta Comum (4)

- O efeito do ruído *flicker* ou $1/f$ na configuração porta comum é também interessante. O caso típico é mostrado na Fig. 41



$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f},$$

Figure 7.41 Flicker noise in a CG stage.

- Com a entrada aterrada tem-se

$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{1}{C_{ox}f} \left[\frac{g_{m1}^2 K_N}{(WL)_1} + \frac{g_{m3}^2 K_P}{(WL)_3} \right] (r_{O1} \parallel r_{O3})^2,$$

- onde K_N e K_P determinam os coeficientes de ruído *flicker* dos componentes NMOS e PMOS respectivamente.

Estágio Porta Comum (4)

Assim, dividindo-se pelo ganho, tem-se

$$\overline{V_{n,in}^2} = \frac{1}{C_{ox}f} \left[\frac{g_{m1}^2 K_N}{(WL)_1} + \frac{g_{m3}^2 K_P}{(WL)_3} \right] \frac{1}{(g_{m1} + g_{mb1})^2}.$$

- Com a entrada aberta, a tensão de ruído de saída é dada por

$$\overline{V_{n,out}^2} = \frac{1}{C_{ox}f} \left[\frac{g_{m2}^2 K_N}{(WL)_2} + \frac{g_{m3}^2 K_P}{(WL)_3} \right] R_{out}^2,$$

- e

$$\overline{I_{n,in}^2} = \frac{1}{C_{ox}f} \left[\frac{g_{m2}^2 K_N}{(WL)_2} + \frac{g_{m3}^2 K_P}{(WL)_3} \right].$$

Seguidor de Fonte (1)

- Considere o seguidor de fonte mostrado na Fig. 42(a), onde M_2 serve como uma polarização de fonte.

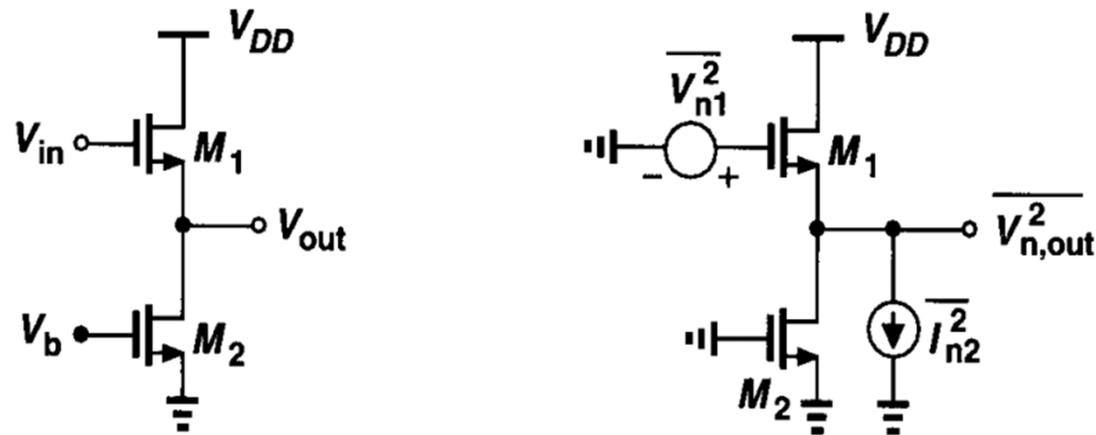


Figure 7.42 (a) Source follower, (b) circuit including noise sources.

- Para cálculo da tensão de ruído térmico referenciada a entrada, considere a Fig. 7.42(b), obtendo-se

Seguidor de Fonte (2)

$$\overline{V_{n,out}^2}|_{M2} = \overline{I_{n2}^2} \left(\frac{1}{g_{m1}} \parallel \frac{1}{g_{mb1}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} \right)^2$$

- De cálculos feitos anteriormente

$$A_v = \frac{\frac{1}{g_{mb1}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2}}{\frac{1}{g_{mb1}} \parallel r_{O1} \parallel r_{O2} + \frac{1}{g_{m1}}}$$

- Assim a tensão de ruído referenciada a entrada total é

$$\overline{V_{n,in}^2} = \overline{V_{n1}^2} + \frac{\overline{V_{n,out}^2}|_{M2}}{A_v^2} = 4kT \frac{2}{3} \left(\frac{1}{g_{m1}} + \frac{g_{m2}}{g_{m1}^2} \right).$$

Estágio Cascode (1)

- Considere o estágio cascode mostrado na Fig. 43(a)

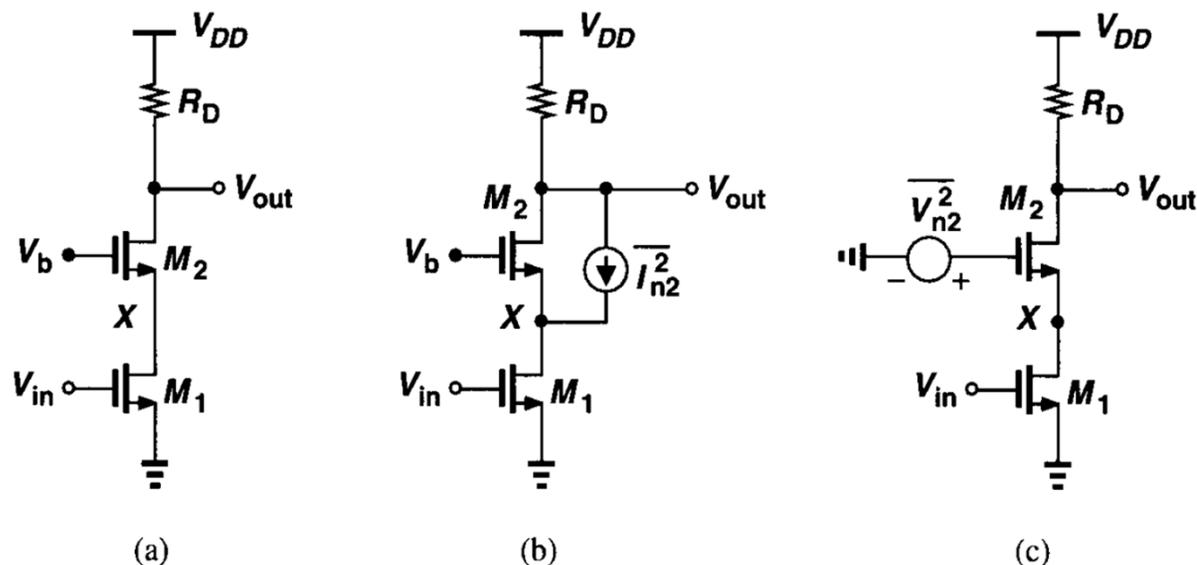


Figure 7.43 (a) Cascode stage, (b) noise of M_2 modeled by a current source, (c) noise of M_2 modeled by a voltage source.

- Desde que em baixas frequências as correntes de ruído de M_1 e R_D fluem através de R_D , o ruído dos dois componentes são quantificados como sendo de um estágio fonte comum, ou seja

$$\overline{V_{n,in}^2}|_{M1,RD} = 4kT \left(\frac{2}{3g_{m1}} + \frac{1}{g_{m1}^2 R_D} \right),$$

Estágio Cascode (2)

- Qual o efeito do ruído de M2? Da Fig. 43(b) nota-se que o ruído contribui muito pouco para saída, especialmente para baixas frequências. Isto porque, se a modulação de comprimento de canal de M1 é desprezível, então $I_{n2} + I_{D2} = 0$, e logo M2 não afeta $V_{n,out}$. Outro ponto de vista é mostrado na Fig. 43(c). Note que o ganho de tensão de V_{n2} para saída é pequeno se a impedância do nó X é grande. Para altas frequências, por outro lado, a capacitância total do nó X, C_x , aumentando o ganho

$$\frac{V_{n,out}}{V_{n2}} \approx \frac{-R_D}{1/g_{m2} + 1/(C_x s)}$$

- que aumenta o ruído de saída. Esta capacitância também decresce o ganho da entrada para a saída pelo aterramento da fonte de corrente produzida por M1. Como resultado o ruído referenciado a entrada cresce consideravelmente para altas frequências.

Ruído em Pares Diferenciais (1)

- A Fig. 44(a) mostra o par diferencial descrito como um circuito de duas portas e a Fig. 44(b) mostra o modelo do ruído total sendo que em baixas frequências a magnitude de $\overline{I_{n,in}^2}$ pode ser desprezada.

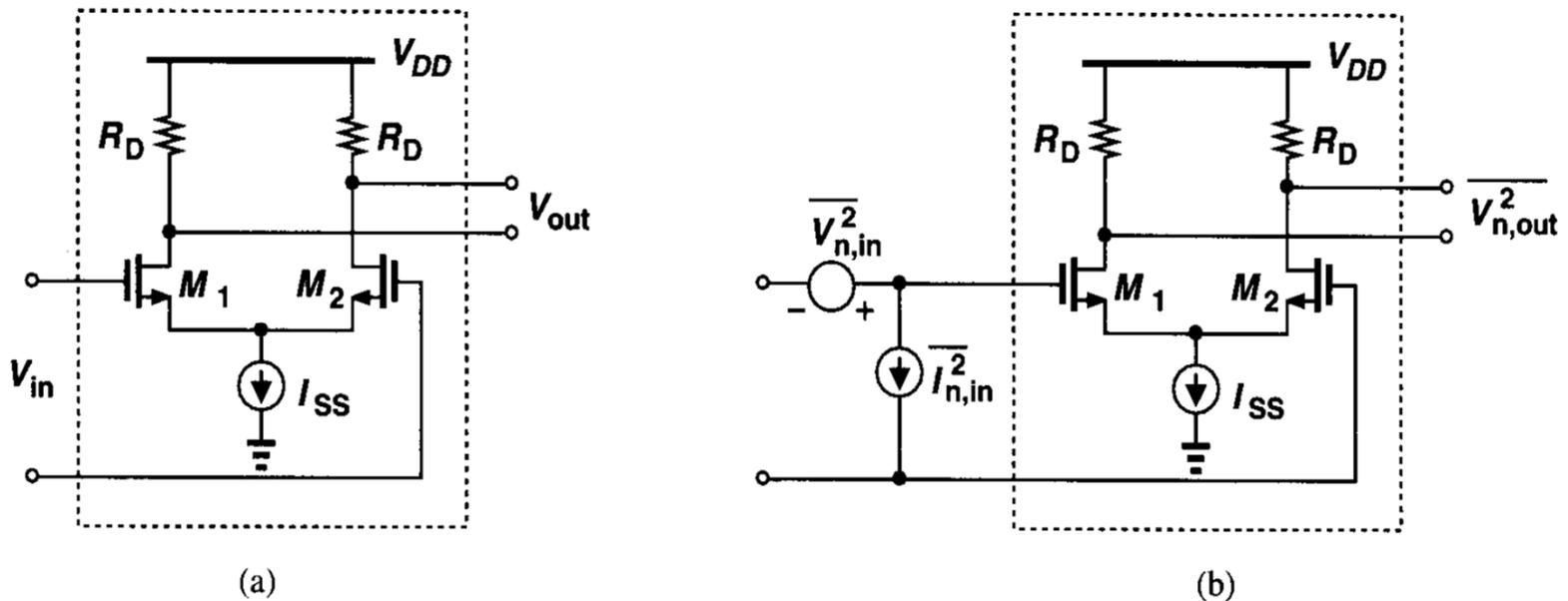
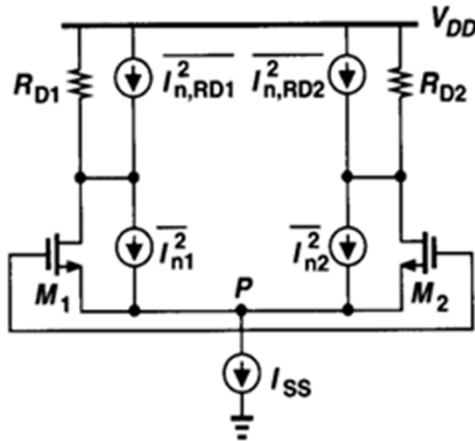


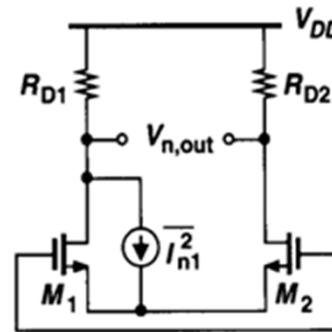
Figure 7.44 (a) Differential pair, (b) circuit including input-referred noise sources.

Ruído em Pares Diferenciais (2)

- Para calcular o componente térmico de $\overline{V_{n,in}^2}$, primeiro obtêm-se os ruídos na saída com as entradas curto-circuitadas [Fig. 45 (a)]



(a)



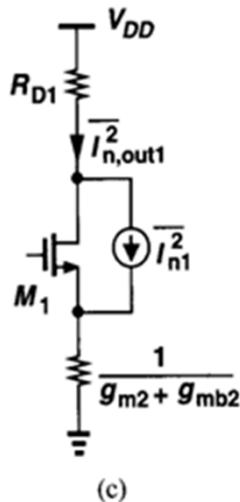
$$\overline{V_{n,out}^2} \Big|_{M1} = \overline{I_{n1}^2} R_D^2.$$

Similarmente

$$\overline{V_{n,out}^2} \Big|_{M2} = \overline{I_{n2}^2} R_D^2,$$

Resultando em

$$\overline{V_{n,out}^2} \Big|_{M1,M2} = (\overline{I_{n1}^2} + \overline{I_{n2}^2}) R_D^2.$$



(c)

Ruído em Pares Diferenciais (4)

- Levando em conta o ruído de R_{D1} e R_{D2} tem-se que o ruído total na saída

$$\begin{aligned}\overline{V_{n,out}^2} &= \left(\overline{I_{n1}^2} + \overline{I_{n2}^2} \right) R_D^2 + 2(4kTR_D) \\ &= 8kT \left(\frac{2}{3}g_m R_D^2 + R_D \right).\end{aligned}$$

- Dividindo o resultado pelo quadrado do ganho diferencial $g_m^2 R_D^2$

$$\overline{V_{n,in}^2} = 8kT \left(\frac{2}{3g_m} + \frac{1}{g_m^2 R_D} \right)$$

- Isto é simplesmente duas vezes o quadrado da tensão de ruído de entrada de um estágio fonte comum.

Ruído em Pares Diferenciais (5)

- A tensão de ruído referenciada a entrada pode também ser calculada através do uso do lema apresentado anteriormente. Considerando a Fig.46, o ruído de M_1 e M_2 é modelado como uma fonte de tensão em série com a porta, e os ruídos de R_{D1} e R_{D2} são divididos por $g_m^2 R_D^2$, resultando em

$$\overline{V_{n,in}^2} = 8kT \left(\frac{2}{3g_m} + \frac{1}{g_m^2 R_D} \right).$$

- que é o mesmo resultado obtido anteriormente.

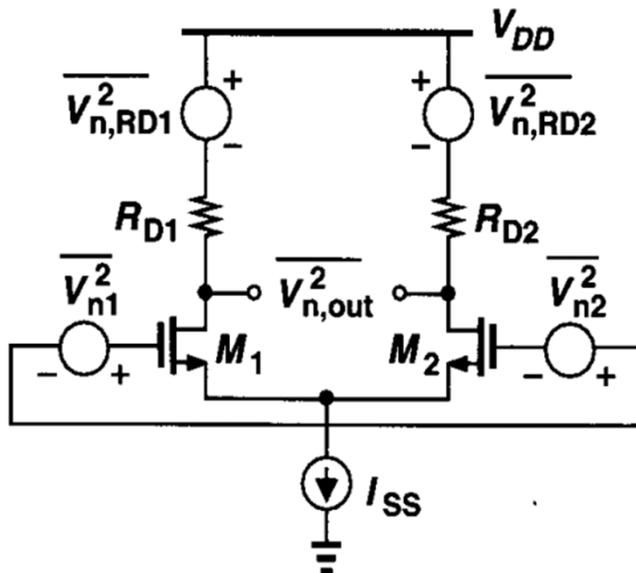


Figure 7.46 Alternative method of calculating the input-referred noise.

Ruído em Pares Diferenciais (6)

- O modelo do ruído da Fig. 46 pode levar em conta o ruído 1/f do transistor, resultando em

$$\overline{V_{n,in,tot}^2} = 8kT \left(\frac{2}{3g_m} + \frac{1}{g_m^2 R_D} \right) + \frac{2K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f}.$$

- E a fonte de corrente mostrada na Fig. 44 contribui com ruído? Se o sinal diferencial de entrada é zero e o circuito é simétrico, então o ruído de I_{SS} divide-se igualmente entre M1 e M2, produzindo uma tensão de ruído de modo comum na saída. Por outro lado, para uma entrada diferencial pequena, ΔV_{in} tem-se

$$\begin{aligned} \Delta I_{D1} - \Delta I_{D2} &= g_m \Delta V_{in} \\ &= \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{I_{SS} + I_n}{2} \right)} \Delta V_{in}, \end{aligned}$$

- onde I_n denota o ruído em I_{SS} e $I_n \ll I_{SS}$. Essencialmente o ruído modula a transcondutância de cada componente. A equação pode ser reescrita como

Ruído em Pares Diferenciais (7)

$$\begin{aligned}\Delta I_{D1} - \Delta I_{D2} &\approx \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \cdot \frac{I_{SS}}{2}} \left(1 + \frac{I_n}{2I_{SS}}\right) \Delta V_{in} \\ &= g_{m0} \left(1 + \frac{I_n}{2I_{SS}}\right) \Delta V_{in},\end{aligned}$$

- onde g_{m0} é a transcondutância do circuito sem ruído.
- Este efeito normalmente pode ser desprezado.

Ruído em Pares Diferenciais (8)

- Considerando o seguinte exemplo, dado o circuito mostrado na Fig. 47 sendo que os transistores operam na saturação e o circuito seja simétrico, calcule a sua tensão de ruído referenciada a entrada.

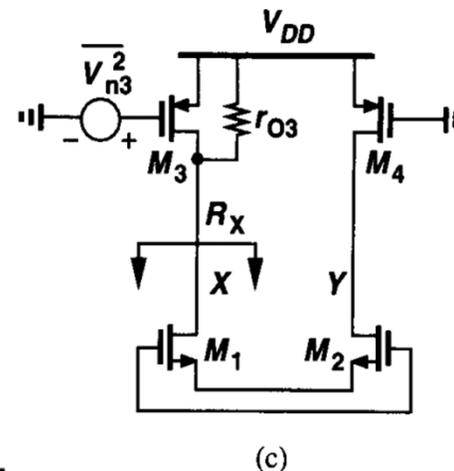
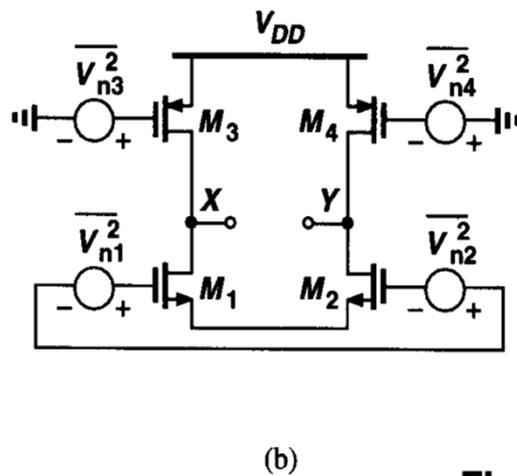
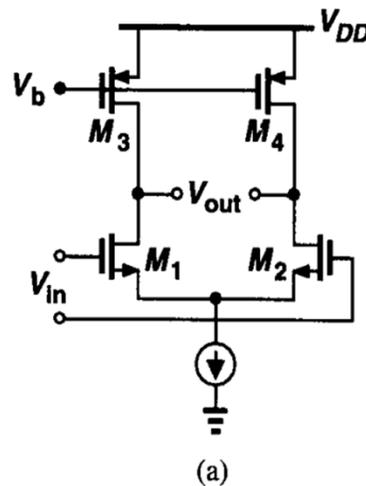


Figure 7.47

Ruído em Pares Diferenciais (9)

- Desde de que o ruído térmico e 1/f de M1 e M2 podem ser modelados como fontes de tensão em série com a entrada, necessita-se apenas referenciar os ruídos de M3 e M4. Calculando o ruído de saída causado por M3. O ruído da corrente de dreno de M3 é dividido entre r_{o3} e a resistência vista no dreno de M1. Esta resistência é igual a $R_X=r_{o4}+2r_{o1}$. Denotando por I_{nA} e I_{nB} a correntes de ruído fluindo por r_{o3} e R_X respectivamente tem-se

$$I_{nA} = g_{m3} V_{n3} \frac{r_{o4} + 2r_{o1}}{2r_{o4} + 2r_{o1}}$$

- e

$$I_{nB} = g_{m3} V_{n3} \frac{r_{o3}}{2r_{o4} + 2r_{o1}}.$$

- a primeira produz uma tensão de ruído $g_{m3} V_{n3} r_{o3}(r_{o4} + 2r_{o1})/(2r_{o4} + 2r_{o1})$ no nó X em relação ao terra e a segunda flui através de M1, M2 e r_{o4} , gerando $g_{m3} V_{n3} r_{o3} r_{o4}/(2r_{o4} + 2r_{o1})$ no nó Y em relação ao terra. Assim o ruído de saída diferencial total devido a M3 é igual a

Ruído em Pares Diferenciais (10)

$$V_{nXY} = V_{nX} - V_{nY}$$

$$= g_{m3} V_{n3} \frac{r_{O3} r_{O1}}{r_{O3} + r_{O1}}.$$

- Aplicando o mesmo cálculo para M4 e somando obtêm-se

$$\overline{V_{n,out}^2}|_{M3,M4} = g_{m3}^2 (r_{O1} \parallel r_{O3})^2 \overline{V_{n3}^2} + g_{m4}^2 (r_{O2} \parallel r_{O4})^2 \overline{V_{n4}^2}$$

$$= 2g_{m3}^2 (r_{O1} \parallel r_{O3})^2 \overline{V_{n3}^2}.$$

- Para referenciar a entrada divide-se pelo ganho ao quadrado, obtendo-se o a tensão de ruído total referenciada a entrada

$$\overline{V_{n,in}^2} = 2\overline{V_{n1}^2} + 2\frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2} \overline{V_{n3}^2},$$

- e substituindo $\overline{V_{n1}^2}$ e $\overline{V_{n3}^2}$ reduz-se a

$$\overline{V_{n,in}^2} = 8kT \left(\frac{2}{3g_{m1}} + \frac{2g_{m3}}{3g_{m1}^2} \right) + \frac{2K_N}{C_{ox}(WL)_1 f} + \frac{2K_P}{C_{ox}(WL)_3 f} \frac{g_{m3}^2}{g_{m1}^2}.$$

Largura de Banda de Ruído

- O ruído total afeta o sinal em um circuito em todas as componentes de frequência da largura de banda do circuito. Considere o circuito com vários polos tendo um espectro de ruído de saída como o mostrado na Fig. 49(a).

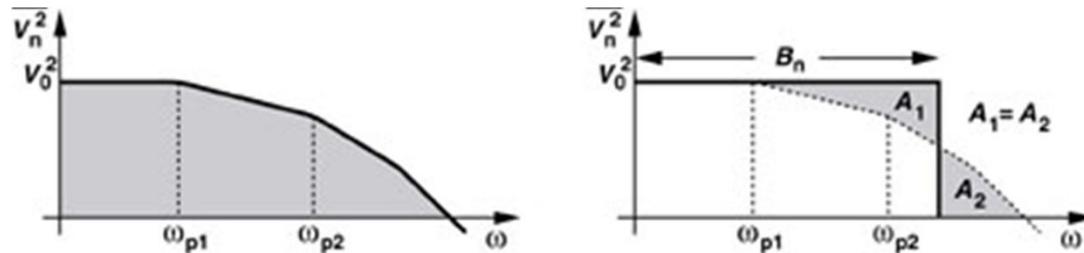


Figure 7.49 (a) Output noise spectrum of a circuit, (b) concept of noise bandwidth.

- Desde que os componentes abaixo de ω_{p1} não são desprezíveis, o ruído de saída total precisa ser calculado na área total sobre a densidade espectral

$$\overline{V_{n,out,tot}^2} = \int_0^{\infty} \overline{V_{n,out}^2} df.$$

- Entretanto como mostra a Fig. 49(b) algumas vezes é útil representar o ruído total simplesmente como $V_0^2 B_n$ onde B_n é a largura de banda, chamada de largura de banda de ruído, para que

$$V_0^2 \cdot B_n = \int_0^{\infty} \overline{V_{n,out}^2} df.$$