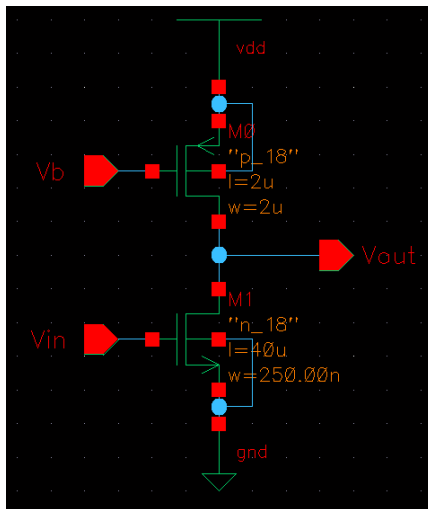


2017 Analog IC Design Homework 4

103061119 陳佳怡

1. (a) common source



```

***** operating point information tnom= 25.000 temp= 25.000 *****
***** operating point status is all simulation time is 0.
node =voltage node =voltage node =voltage
+0:v_b = 1.0207 0:vdd = 1.5000 0:vin = 600.0000m
+0:vout = 1.2051
    
```

```

**** small-signal transfer characteristics
v(vout)/vin = -105.5680
input resistance at vin = 1.000e+20
output resistance at v(vout) = 233.4544x
    
```

```

subckt
element 0:mm1 0:mm0
model 0:n_18.1 0:p_18.1
region Saturati Cutoff
id 74.6621n -74.6639n
ibs -5.617e-23 1.020e-23
ibd -108.9729a 38.7584a
vgs 600.0000m -479.3250m
vds 1.2051 -294.9474m
vbs 0. 0.
vth 280.5127m -485.1574m
vdsat 268.0548m -64.5141m
vod 319.4873m 5.8324m
beta 1.7387u 70.9304u
gam_eff 507.4459m 557.0847m
gm 452.2017n 1.5191u
gds 460.3935p 3.8191n
amb 82.3102n 462.5158n
cdtot 430.3099a 2.6460f
cgtot 64.3979f 16.5093f
cstot 66.6895f 15.1340f
cbtot 17.7471f 11.8863f
cgs 58.7780f 10.8882f
cgd 81.8439a 724.7605a
    
```

Specification:

M0: pmos, W=2u, L=2u, m=1

M1: nmos, W=0.25u, L=40u, m=1

Vb = 1.020675V

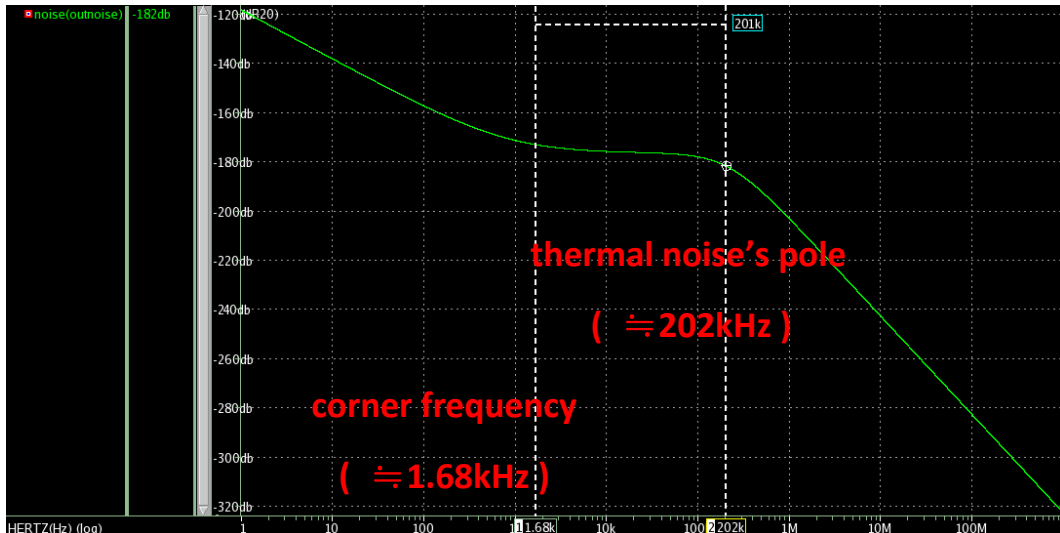
Results:

Vout (DC) = 1.2051V ($\approx 1.2V$)

small-signal gain = 105.568 (>90)

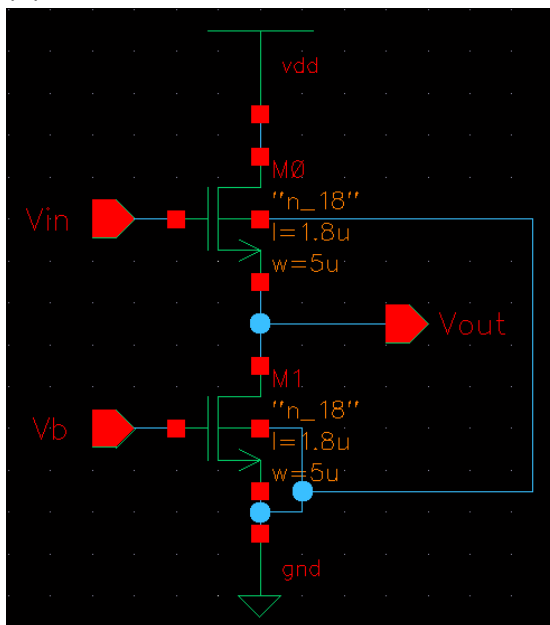
cdtot, cgtot, cstot, cbtot ($<70pf$)

nmos 在 saturation region，但是 pmos 在 cutoff region，如果能將 pmos 調到 saturation region 應該會是比較好的設計。



output noise 在低頻是被 flicker noise dominate，在高頻則是被 thermal noise dominate，corner frequency 是 flicker noise 漸近線和 thermal noise 漸近線的交點，而 thermal noise pole 則是在高頻時曲線改變的點 (-3dB)，由圖可看出大概的趨勢。

(b) source follower



```

***** operating point information tnom= 25.000 temp= 25.000 *****
***** operating point status is all simulation time is 0.
node =voltage node =voltage node =voltage
+0: vb = 500.0000m 0:vdd = 1.5000 0:vin = 1.2000
+0: vout = 599.6913m

```

```

****      small-signal transfer characteristics
v(vout)/vin      = 853.9300m
input resistance at vin      = 1.000e+20
output resistance at v(vout) = 8.0336k

```

```

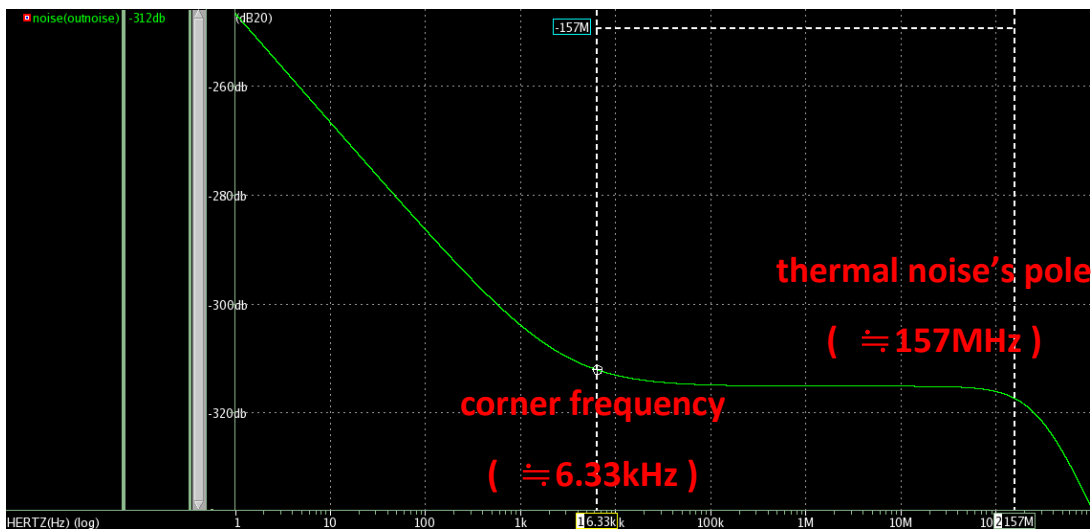
subckt
element 0:mm0 0:mm1
model 0:n_18.1 0:n_18.1
region Saturati Saturati
id 9.12410 9.12410
ibs -255.1103a -1.615e-21
ibd -638.0984a -255.1071a
vgs 600.3087m 500.0000m
vds 900.3087m 599.6913m
vbs -599.6913m 0.
vth 462.7732m 355.4264m
vdsat 146.2210m 142.7738m
vod 137.5354m 144.5736m
beta 856.1358u 847.5848u
gam eff 522.0960m 507.4460m
gm 106.3009u 103.3385u
gds 1.2023u 965.4257n
amb 16.0157u 20.6053u
cdtot 6.0284f 6.8803f
cgtot 59.2147f 60.4591f
cstot 61.3663f 65.0080f
cbtot 20.7090f 25.7773f
cgs 53.2229f 53.8738f
cgd 1.6125f 1.7410f

```

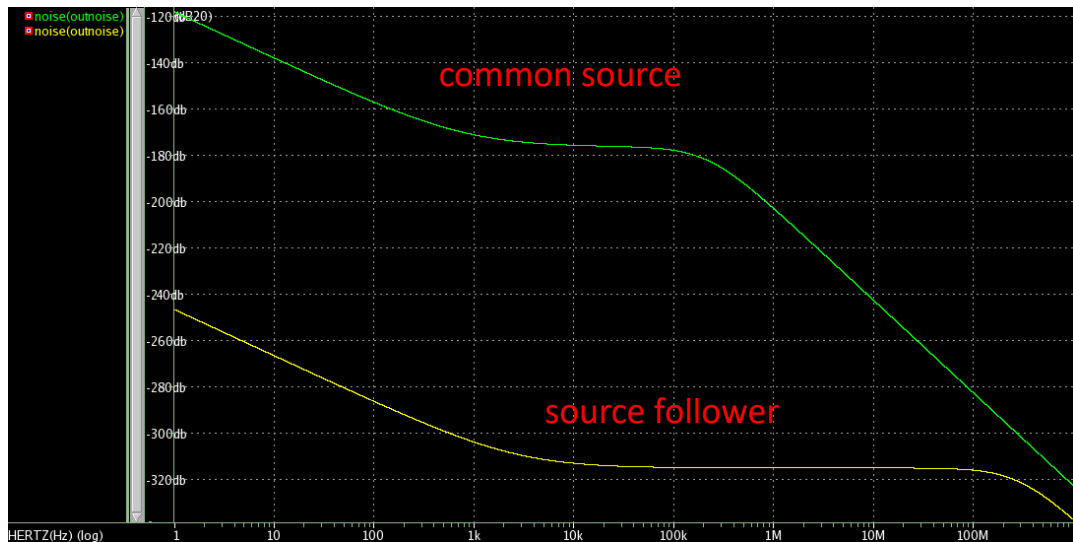
Specification:
M0: nmos, W=5u, L=1.8u, m=1
M1: nmos, W=5u, L=1.8u, m=1
Vb = 0.5V

Results:
Vout (DC) = 559.6913mV ($\approx 600\text{mV}$)
small-signal gain = 0.854 (>0.8)
cdtot, cgtot, cstot, cbtot ($<70\text{pf}$)

兩顆 mos 都在 saturation region 當中，且題目條件都符合。



(c)



由比較圖可看出 **common source** 有較大的 **output flicker noise**，而 **source follower** 有較大的 **thermal noise's pole**，是因為從 flicker noise 的公式來看

$$\overline{v_n^2} = \frac{K}{C_{ox}} \frac{1}{WLf}$$

WL 的乘積越大，flicker noise 越小，假設頻率相等，因此計算

common source 的 WL 乘積 (M0+M1) : $1 / (2\mu \times 2\mu) + 1 / (0.25\mu \times 40\mu) = 350G$

source follower 的 WL 乘積 (M0+M1) : $1 / (5\mu \times 1.8\mu) + 1 / (5\mu \times 1.8\mu) = 222G$

可以看出 common source 的 flicker noise 會比較大。

另外可以從 output pole 看出 thermal noise's pole 的大小，common source 的 output pole 可以表示為

$$\omega_{out} = \frac{1}{r_{o1}(C_{dtot0} + C_{dtot1})}$$

而 source follower 的 output pole 可以表示為

$$\omega_{out} = \frac{1}{\frac{1}{g_{m0}}(C_{dtot0} + C_{dtot1})}$$

從 lis 檔中可以知道 common source 的 $C_{dtot0} + C_{dtot1} = 0.430f + 2.646f = 3.076f$ ，而 source follower 的 $C_{dtot0} + C_{dtot1} = 6.0284f + 6.8803f =$

$12.9087f$ ，但又因為 $\frac{1}{g_{m0}} \ll r_{o1}$ ，所以 source follower 有較大的 output pole，

因此 source follower 有較大的 thermal noise's pole。

(d)在高頻時，output noise 是由 thermal noise dominate，因此由圖可看出 **common source 的 thermal noise 比 source follower 來的大**，而此結果也可以從公式看出。因為高頻是由 thermal noise dominate，所以若 output noise 較大則可視為 output thermal noise 較大，
common source 的 output noise：

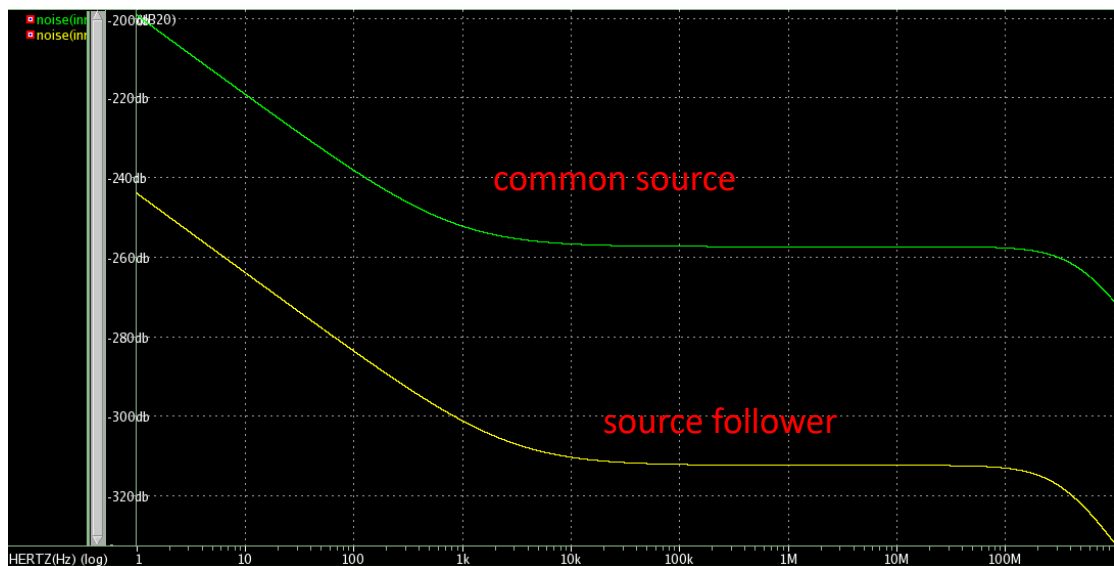
$$\overline{V_{n,out}^2} = 4kT \gamma (g_{m0} + g_{m1})(r_{o0} \parallel r_{o1})^2$$

而 source follower 的 output noise：

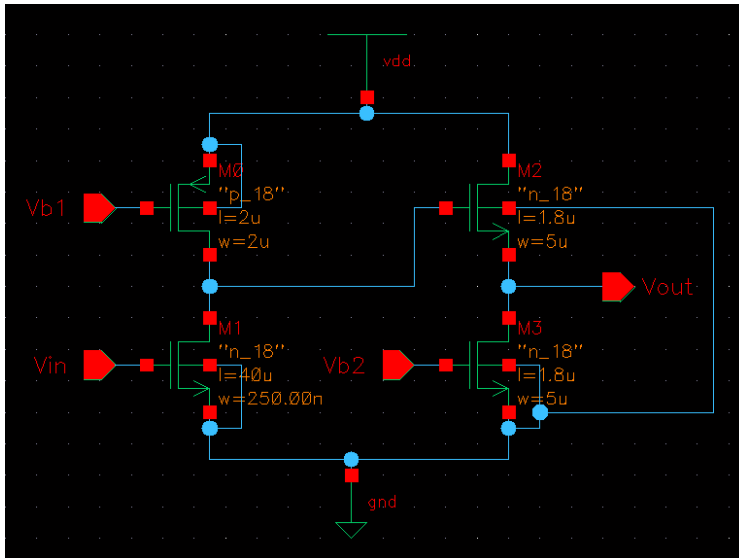
$$\overline{V_{n,out}^2} = 4kT \gamma g_{m1}(r_{o0} \parallel r_{o1} \parallel g_{m0})^2$$

因為 $g_{m0} \ll r_{o0} \approx r_{o1}$ ，所以 common source 的 output noise 可大約等於 $4kT \gamma (g_{m0} + g_{m1})(r_{o0}/2)^2$ ，而 source follower 的 output noise 大約等於 $4kT \gamma g_{m1}(g_{m0})^2$ ，因此 common source 的 output noise 會比 source follower 來的大，也因此 common source 的 output thermal noise 會比 source follower 大。

(e)input referred noise 和 output noise 的關係是 $\overline{V_{n,out}^2} = A_v^2 \overline{V_{n,in}^2}$ ，所以可將 output noise 除以 gain 的平方來得到 input referred noise，CS 的 gain 約為 106，而 SF 的 gain 約為 0.85，又因為 $\log(\overline{V_{n,in}^2}) = \log(\overline{V_{n,out}^2}) - 40 \log A_v$ ，雖然 CS 的 gain 遠大於 SF，但是 SF 的 output noise 遠小於 CS，所以算出來的結果會是 **CS 的 input referred thermal noise 略大於 SF**。另外也可以由圖看出結果



2. (a)



```
**** small-signal transfer characteristics
v(vout)/vin = -90.1648
input resistance at vin = 1.000e+20
output resistance at v(vout) = 8.0323k
```

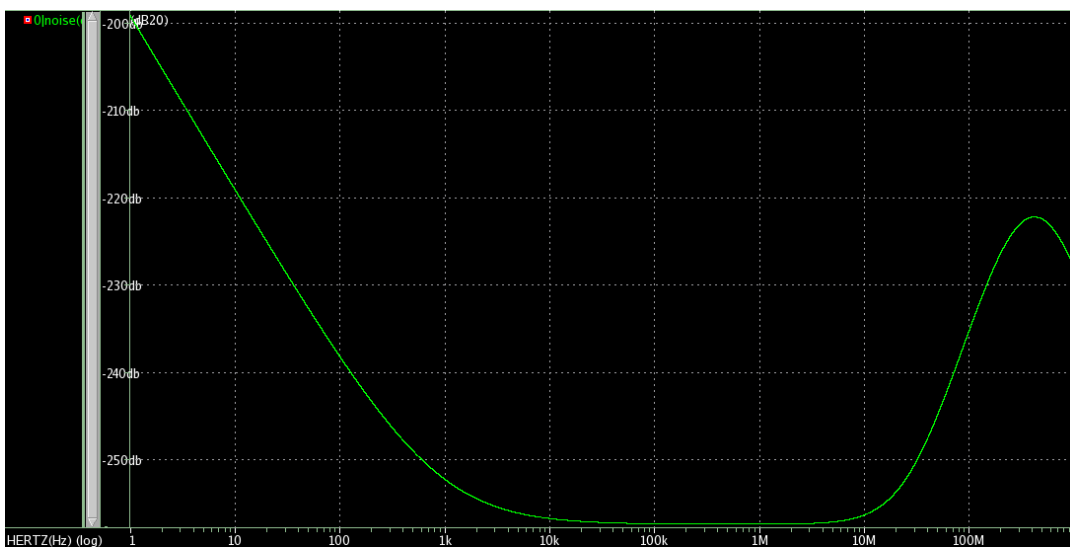
```
***** operating point information tnom= 25.000 temp= 25.000 *****
***** operating point status is all simulation time is 0.
node =voltage node =voltage node =voltage
+0:vb1 = 1.0207 0:vb2 = 500.0000m 0:vcs = 1.2051
+0:vdd = 1.5000 0:vin = 600.0000m 0:vout = 604.0063m
```

條件與第一題的 ab 小題相同

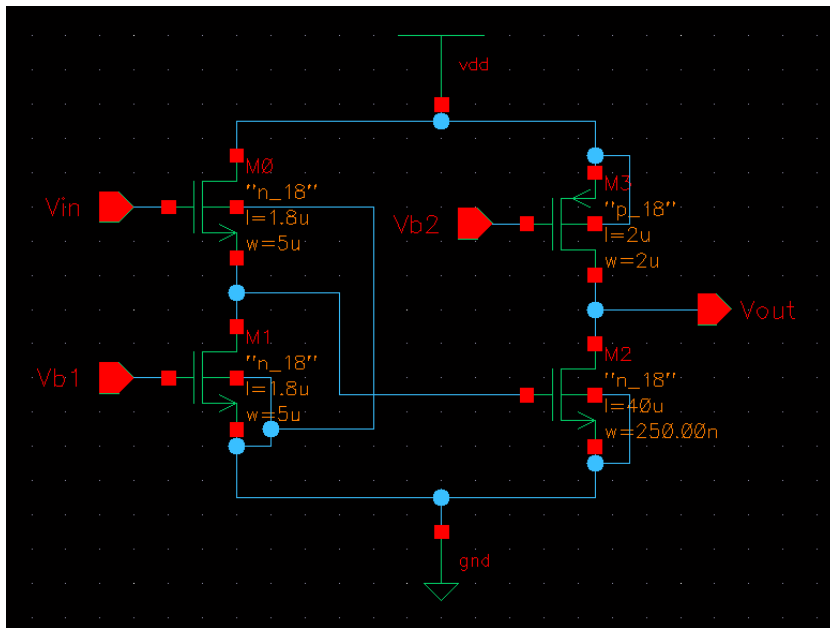
gain = 90.1648 ($\cong 105.568 \times 0.854 = 90.155$)

$V_{out} (DC) = 0.604V (\cong 0.6V)$

我是利用 output noise 直接除以 gain 的平方得到下面的曲線



(b)



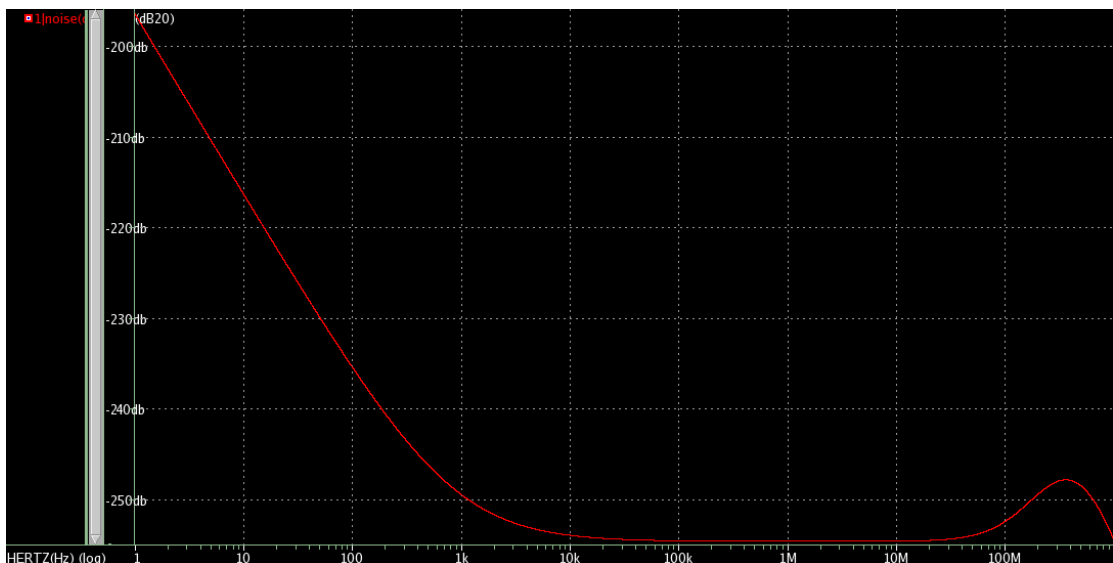
```
**** small-signal transfer characteristics
v(vout)/vin = -90.1531
input resistance at vin = 1.000e+20
output resistance at v(vout) = 233.4658x
```

```
***** operating point information tnom= 25.000 temp= 25.000 *****
***** operating point status is all simulation time is 0.
node =voltage node =voltage node =voltage
+0:vb1 = 499.6280m 0:vb2 = 1.0207 0:vdd = 1.5000
+0:vin = 1.2000 0:vout = 1.2050 0:vsf = 600.0001m
```

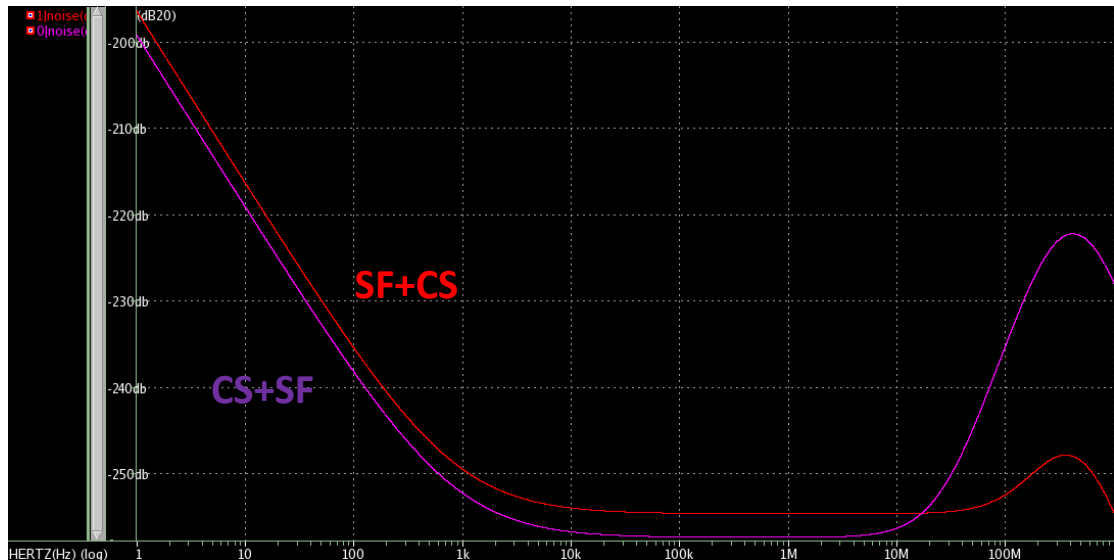
條件與第一題的 ab 小題相同，但 Vb1 有略調

gain = 90.1531 ($\cong 105.568 \times 0.854 = 90.155$)

Vout (DC) = 1.2050V ($\cong 1.2V$)



(c)

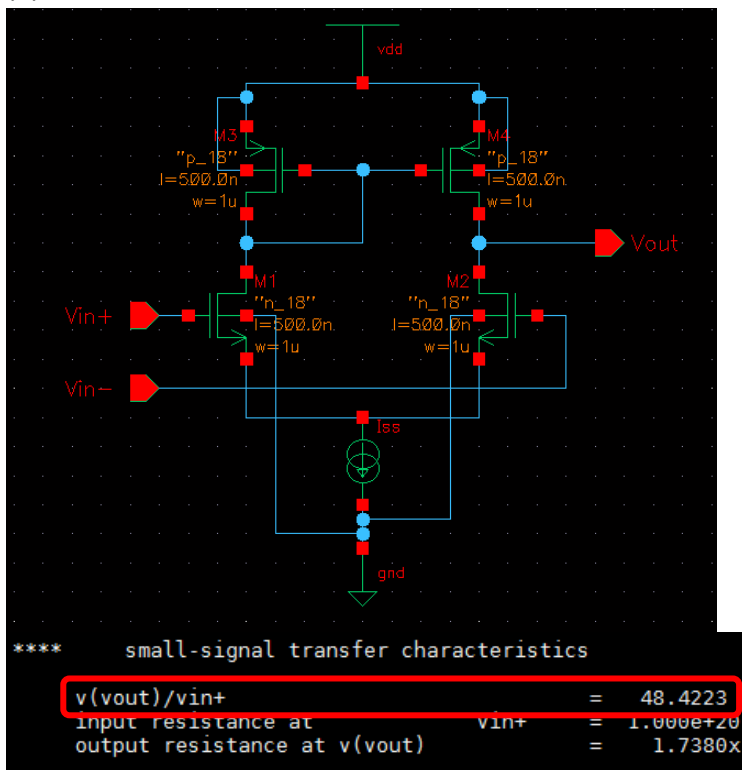


比較兩圖可以發現 CS+SF 會比 SF+CS 有更小的 input referred thermal noise，太高頻的區段不太能判別，因為高頻區的 gain 會衰減許多。這可以從 input referred noise 的公式來解釋

$$\overline{V_{n,in}^2} = \frac{\overline{V_{n,out1}^2}}{A_{v1}^2} + \frac{\overline{V_{n,out2}^2}}{(A_{v1}A_{v2})^2}$$

因為 CS+SF 和 SF+CS 的 $(A_{v1}A_{v2})$ 差不多，所以兩者的 input referred noise 的第二項差不多，再來第一級 CS 的 gain 比起 SF 大許多，因此 CS+SF 會比 SF+CS 的 input referred noise 小許多，這也是 source follower 不能接在第一集的原因。(直接討論 input referred noise 而非 input referred thermal noise 的原因是 CS 的 flicker noise 只比 SF 大一些(差別不大))

3. (a)



四類 mos 皆為 $W=1\mu, L=0.5\mu, m=1$

$I_{SS}=3\mu$

$V_{in+}: DC=0.7V, AC=0.5V$

$V_{in-}: DC=0.7V, AC= - 0.5V$

gain = 48.4223 = 33.7dB (>20dB)

(b)

```

subckt
element 0:mm1 0:mm2 0:mm3 0:mm4
model 0:n_18.1 0:n_18.1 0:p_18.1 0:p_18.1
region Saturati Saturati Saturati Saturati
id 1.5000u 1.5000u -1.5000u -1.5000u
ibs -25.9845a -25.9845a 2.735e-22 2.735e-22
ibd -120.8322a -120.8322a 57.5760a 57.5760a
vgs 518.6989m 518.6989m -656.9032m -656.9032m
vds 661.7957m 661.7957m -656.9032m -656.9032m
vbs -181.3011m -181.3011m 0. 0.
vth 489.5087m 489.5087m -527.9307m -527.9307m
vdsat 85.1138m 85.1138m -158.5820m -158.5820m
vod 29.1902m 29.1902m -128.9725m -128.9725m
beta 645.0125u 645.0125u 135.2889u 135.2889u
gam eff 512.2920m 512.2920m 557.0846m 557.0846m
gm 28.3336u 28.3336u 17.2016u 17.2016u
gds 441.3142n 441.3142n 141.4274n 141.4274n
gmb 4.7728u 4.7728u 5.0392u 5.0392u
cdtot 1.4001f 1.4001f 1.2880f 1.2880f
cgtot 3.0914f 3.0914f 3.3678f 3.3678f
cstot 3.7224f 3.7224f 4.3462f 4.3462f
cbtot 2.9253f 2.9253f 2.9807f 2.9807f
cgs 2.3387f 2.3387f 2.7553f 2.7553f
cgd 365.9735a 365.9735a 359.3523a 359.3523a
  
```

此 DP 包含兩條路徑:

slow path:經過 M3,M4

fast path:經過 M2

因此這裡的 gain 會是

$$\text{gain} = A_{\text{slow path}} + A_{\text{fast path}} = \frac{A_0}{1 + \frac{s}{p_1}} \left(1 + \frac{1}{1 + \frac{s}{p_2}} \right) = \frac{A_0(2 + \frac{s}{p_2})}{(1 + \frac{s}{p_1})(1 + \frac{s}{p_2})}$$

(p_1 是指 output pole, p_2 是指 mirror pole)

由此可以看出 first zero = $2p_2$, $\omega_{p2} = \frac{1}{R_E C_E}$,

$$R_E = \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o1} = \frac{1}{g_{m3}} \parallel \frac{1}{g_{ds1}} = \frac{1}{17.2016\mu} \parallel \frac{1}{441.3142n} \doteq 56680\Omega$$

$$C_E = C_{\text{gtot3}} + C_{\text{gtot4}} + C_{\text{dtot3}} + C_{\text{dtot1}} \\ = 3.3678f + 3.3678f + 1.288f + 1.401f = 9.4246f$$

$$\omega_{p2} = 1.872 \frac{\text{rad}}{s} \Rightarrow \text{first zero} = 3.744 \frac{\text{rad}}{s} = 595.88\text{MHz}$$

(c)

poles (rad/sec)		poles (hertz)	
real	imag	real	imag
-194.960x	0.	-31.0288x	0.
-2.20972g	0.	-351.688x	0.
-9.08916g	0.	-1.44659g	0.
zeros (rad/sec)		zeros (hertz)	
real	imag	real	imag
-3.56727g	0.	-567.749x	0.
-17.6530g	0.	-2.80956g	0.
-522.037g	0.	-83.0848g	0.

因為 zero 是在 ω_{p2} 之後出現，所以 zero 出現後斜率會和 ω_{p1} 時差不多，是為 20dB/dec，由圖可以看出。還是有少許的誤差，可能是因為電容估算的結果不太準確，且有些近似會造成誤差。

