

1.

(a) 這題主要是要模擬 differential pair 的 A_{CM} 和 A_{DM} 以及他們在不同 Frequency 下的情形。首

先，我們先看到兩者的推導結果：

$$A_{DM} = g_m R_D$$

$$A_{CM} = \frac{\frac{R_D}{2}}{\frac{1}{2g_m} + r_o}$$

而我們可以調的參數分別是：

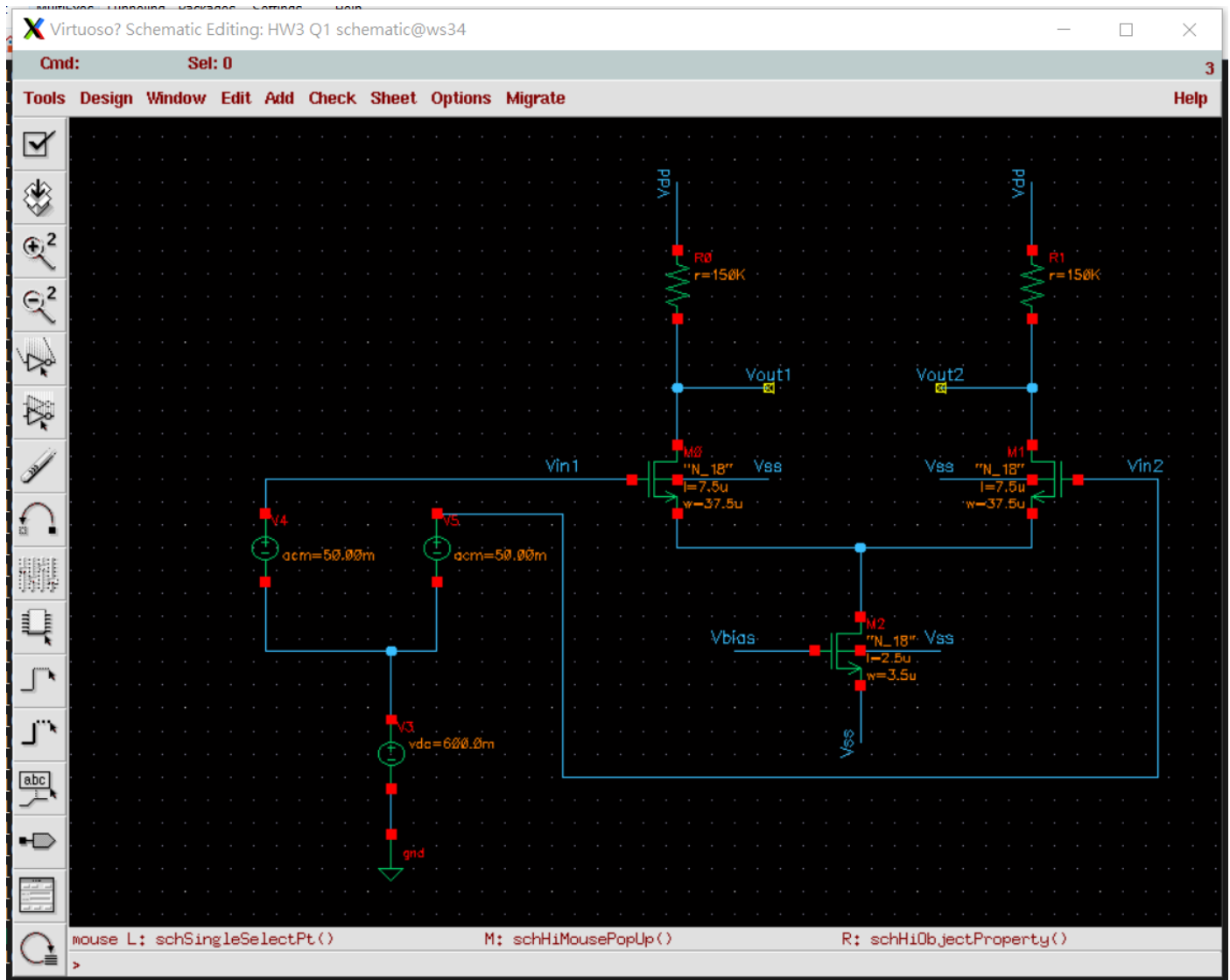
1. Differential pair 的 MOS 的 size -> 影響 g_m
2. Current Source 的 MOS 的 size
3. Vbias -> 影響 r_o, g_m

此外，我們可以發現，當 I_D 固定時， A_{CM} 和 A_{DM} 與 V_{in} 無關，只跟 size 有關。 V_{in} 會影響的部分在於 MOS 會不會運作在 saturation region。接著我們來看當滿足 spec 時 g_m, r_o 要有甚麼條件。首先，從 A_{DM} 可以得到 $g_m > 3.33 * 10^{-5}$ 。接著，從 A_{CM} 搭配 A_{DM} 可以得到 $r_o > 1860k \Omega$ 。此外，我們可以發現，當 I_D 固定時， A_{CM} 和 A_{DM} 與 V_{in} 無關， V_{in} 只跟 MOS 的操作區域有關。有了這些條件後，我們就有以下的想法：

1. 首先我們先決定 Current Source 的 MOS 的 size 和 Vbias，基本上做完這步就能滿足 A_{CM}
2. 接著，透過調整 differential pair 的 MOS 的 size 來調大 A_{DM}
3. 做完前兩步後，MOS 有機會掉在 subthreshold 區，因此我們要再進行 size 的微調，讓 V_{ov} 改變，讓所有 MOS 落在 saturation。

基本上，我認為最難的部分在於 3.，differential pair 很容易掉進 subthreshold，我調了很久才滿足所有的 spec。

Schematic



在 testbench 中，我假設 $\frac{V_{in1}-V_{in2}}{2} = 10mV$ ，而看 A_{DM} 時要算 $\frac{V_{out1}-V_{out2}}{V_{in1}-V_{in2}}$

$$V_{cm} = 0.6V$$

```
**** mosfets

subckt
element 0:mm2      0:mm1      0:mm0
model   0:n_18.1    0:n_18.1    0:n_18.1
region  Saturation Saturation Saturation
id      3.0854u      1.5427u      1.5427u
ibs     -5.861e-22   -637.9442a   -637.9442a
ibd     -75.0370a    -4.2623f     -4.2623f
vgs     453.0000m     365.2287m     365.2287m
vds     234.7713m     1.3338        1.3338
vbs     0.           -234.7713m    -234.7713m
vth     354.5367m     363.2168m     363.2168m
vdsat   111.1220m     60.2649m     60.2649m
vod     98.4633m      2.0120m       2.0120m
beta    531.1077u      1.4979m       1.4979m
gam_eff 507.4460m     513.6409m     513.6409m
gm       43.8890u      34.0901u      34.0901u
gds     625.5104n     149.6690n     149.6690n
gmb      8.9393u       6.1787u       6.1787u
cdtot    5.6728f      44.1562f      44.1562f
cgtot    46.4925f      1.1639p       1.1639p
cstot    49.1837f     997.1970f     997.1970f
cbtot    19.8582f     505.5662f     505.5662f
cgs      41.1840f     865.2341f     865.2341f
cgd      1.3852f      12.2656f      12.2656f
```

```
****      small-signal transfer characteristics

v(vout)/vcm
input resistance at          vcm      = -39.2564m
output resistance at v(vout)   =  74.9871k

*****
*****

***** ac analysis tnom= 25.000 temp= 25.000 *****
x
freq      voltage      voltage      voltage
vout1     vout2      vout1
vout2
10.00000   50.0122m   50.0122m   100.0244m
12.58925   50.0122m   50.0122m   100.0244m
15.84893   50.0122m   50.0122m   100.0244m
19.95262   50.0122m   50.0122m   100.0244m
25.11886   50.0122m   50.0122m   100.0244m
31.62278   50.0122m   50.0122m   100.0244m
39.81072   50.0122m   50.0122m   100.0244m
50.11872   50.0122m   50.0122m   100.0244m
```

在 $V_{in,cm} = 0.6v$ 的情況下， $A_{CM} = 0.039$, $A_{DM} = 100.0244m / 20m = 5$

Vcm = 1.8V

```
**** mosfets

subckt
element 0:mm2      0:mm1      0:mm0
model   0:n_18.1   0:n_18.1   0:n_18.1
region  Saturation Saturation Saturation
id      3.5004u     1.7502u     1.7502u
ibs     -6.649e-22  -3.4447f    -3.4447f
ibd     -405.1742a  -4.1778f    -4.1778f
vgs     453.0000m   532.3232m   532.3232m
vds     1.2677      269.7942m   269.7942m
vbs     0.          -1.2677     -1.2677
vth     349.4565m   525.7517m   525.7517m
vdsat   114.3896m   65.7129m    65.7129m
vod     103.5435m   6.5714m     6.5714m
beta    530.9627u   1.5301m     1.5301m
gam_eff 507.4460m   535.2165m   535.2165m
gm       48.2526u   38.7409u    38.7409u
gds     390.8770n   327.7643n    327.7643n
gmb      9.6021u    4.9436u     4.9436u
cdtot    4.3586f    45.8590f    45.8590f
cgtot    46.3432f    1.1593p     1.1593p
cstot    49.3650f    1.0225p     1.0225p
cbtot    18.9574f    382.6668f    382.6668f
cgs      41.0426f    939.8465f    939.8465f
cgd      1.2004f    10.1461f    10.1461f
```

```
****      small-signal transfer characteristics

v(vout)/vcm
input resistance at          vcm      = -25.6843m
output resistance at v(vout)  = 74.9837k

*****
*****

***** ac analysis tnom= 25.000 temp= 25.000 *****
x

freq      voltage      voltage      voltage
vout1     vout2     vout1
vout2
10.00000  55.3881m  55.3881m  110.7763m
12.58925  55.3881m  55.3881m  110.7763m
15.84893  55.3881m  55.3881m  110.7763m
19.95262  55.3881m  55.3881m  110.7763m
25.11886  55.3881m  55.3881m  110.7763m
31.62278  55.3881m  55.3881m  110.7763m
39.81072  55.3881m  55.3881m  110.7763m
```

在 $V_{in,cm} = 0.6V$ 的情况下， $A_{CM} = 0.026$, $A_{DM} = 110.7763m / 20m = 5.5$

(b) Frequency Response of A_{DM} when $V_{in} = 1V$

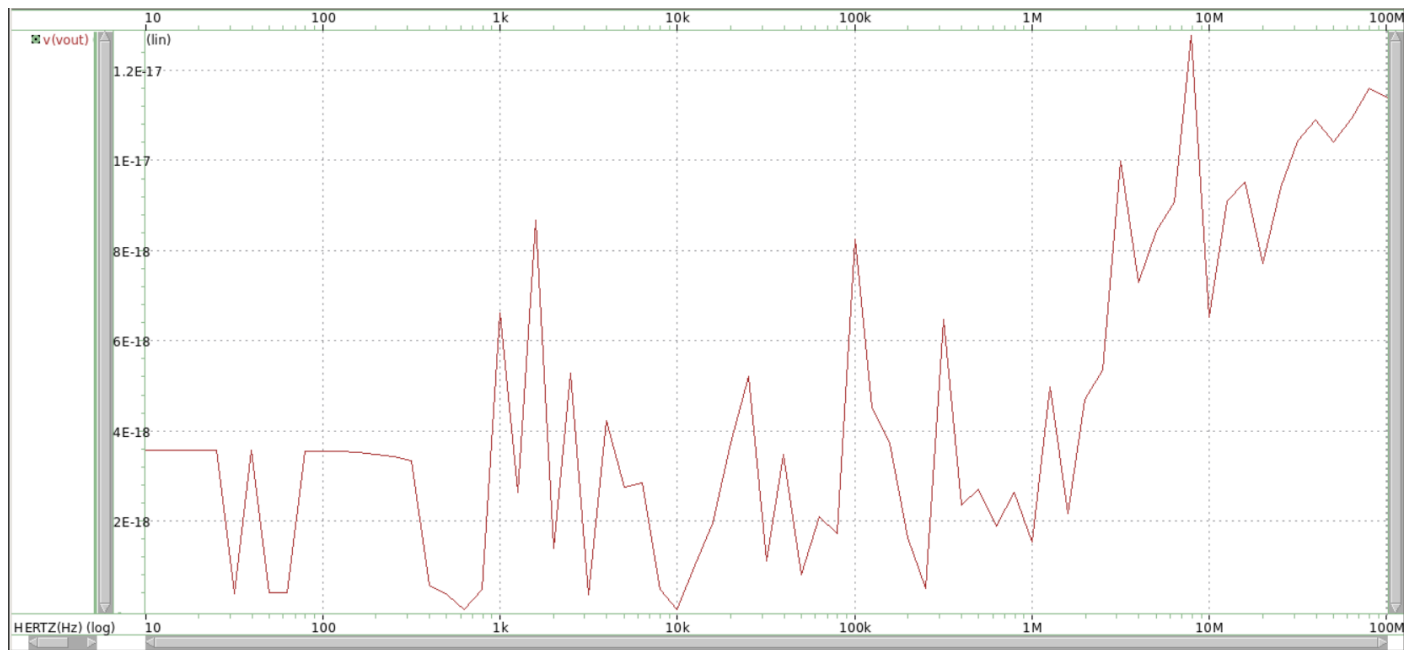
63.09573k	52.1886m	52.1886m	104.3772m
79.43282k	52.1885m	52.1885m	104.3770m
100.00000k	52.1883m	52.1883m	104.3767m
125.89254k	52.1881m	52.1881m	104.3762m
158.48932k	52.1877m	52.1877m	104.3754m
199.52623k	52.1871m	52.1871m	104.3741m
251.18864k	52.1861m	52.1861m	104.3721m
316.22777k	52.1845m	52.1845m	104.3690m
398.10717k	52.1820m	52.1820m	104.3640m
501.18723k	52.1781m	52.1781m	104.3561m
630.95734k	52.1718m	52.1718m	104.3436m
794.32823k	52.1619m	52.1619m	104.3238m
1.000000x	52.1462m	52.1462m	104.2924m
1.25893x	52.1213m	52.1213m	104.2427m
1.58489x	52.0820m	52.0820m	104.1641m
1.99526x	52.0199m	52.0199m	104.0398m
2.51189x	51.9219m	51.9219m	103.8439m
3.16228x	51.7678m	51.7678m	103.5355m
3.98107x	51.5262m	51.5262m	103.0524m
5.01187x	51.1503m	51.1503m	102.3006m
6.30957x	50.5710m	50.5710m	101.1421m
7.94328x	49.6922m	49.6922m	99.3845m
10.00000x	48.3892m	48.3892m	96.7784m
12.58925x	46.5200m	46.5200m	93.0400m
15.84893x	43.9583m	43.9583m	87.9165m
19.95262x	40.6487m	40.6487m	81.2974m
25.11886x	36.6658m	36.6658m	73.3315m
31.62278x	32.2307m	32.2307m	64.4614m
39.81072x	27.6595m	27.6595m	55.3190m
50.11872x	23.2658m	23.2658m	46.5317m
63.09573x	19.2815m	19.2815m	38.5631m
79.43282x	15.8293m	15.8293m	31.6587m
100.00000x	12.9401m	12.9401m	25.8802m



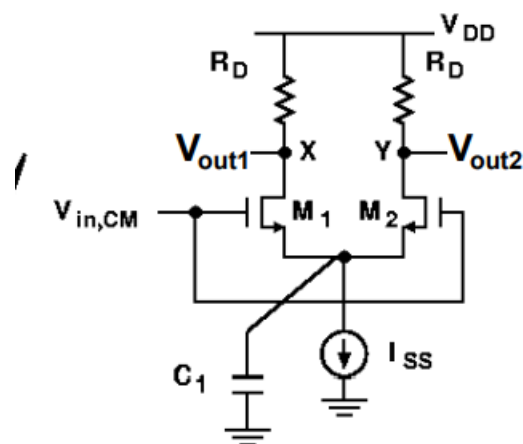
當 $f = 25\text{MHz}$, $V_{out} = 73 \approx \frac{104}{\sqrt{2}}$ · corner frequency 就是 25MHz

Dominant pole = $2 * \pi * \text{corner frequency} = 157\text{M (rad/sec)}$

(c) Frequency Response of A_{CM} when $V_{in} = 1V$



A_{CM} 在高頻的情況下會大幅上升的原因如下圖：



取自 CH4 Diff_Amp

在 differential pair 的 source 端接到下方的 current source 處有一個寄生電容 C_1 與 current source 並聯。在低頻時，current source 的 impedance 為 r_o ，但在高頻時會被 C_1 電容 bypass，導致我們的小訊號模型從原先的 CS with Source degeneration 變成 Common Source，因此 A_{CM} 就變大了。

2.

(a)

這題要我們做一個 1 : 5 wide-swing current mirror，然後 output impedance 要大於 500kΩ。第一個條件(1 : 5)不難，只要 W/L 比為 1:5 即可，且 bias 在 saturation region。難的地方在於 500kΩ，我們先大概算一下 output impedance 要是多少。

$$R_{out} = g_{m0}r_{o0}r_{o1} + r_{o0} + r_{o1}$$

接著我們調的參數是

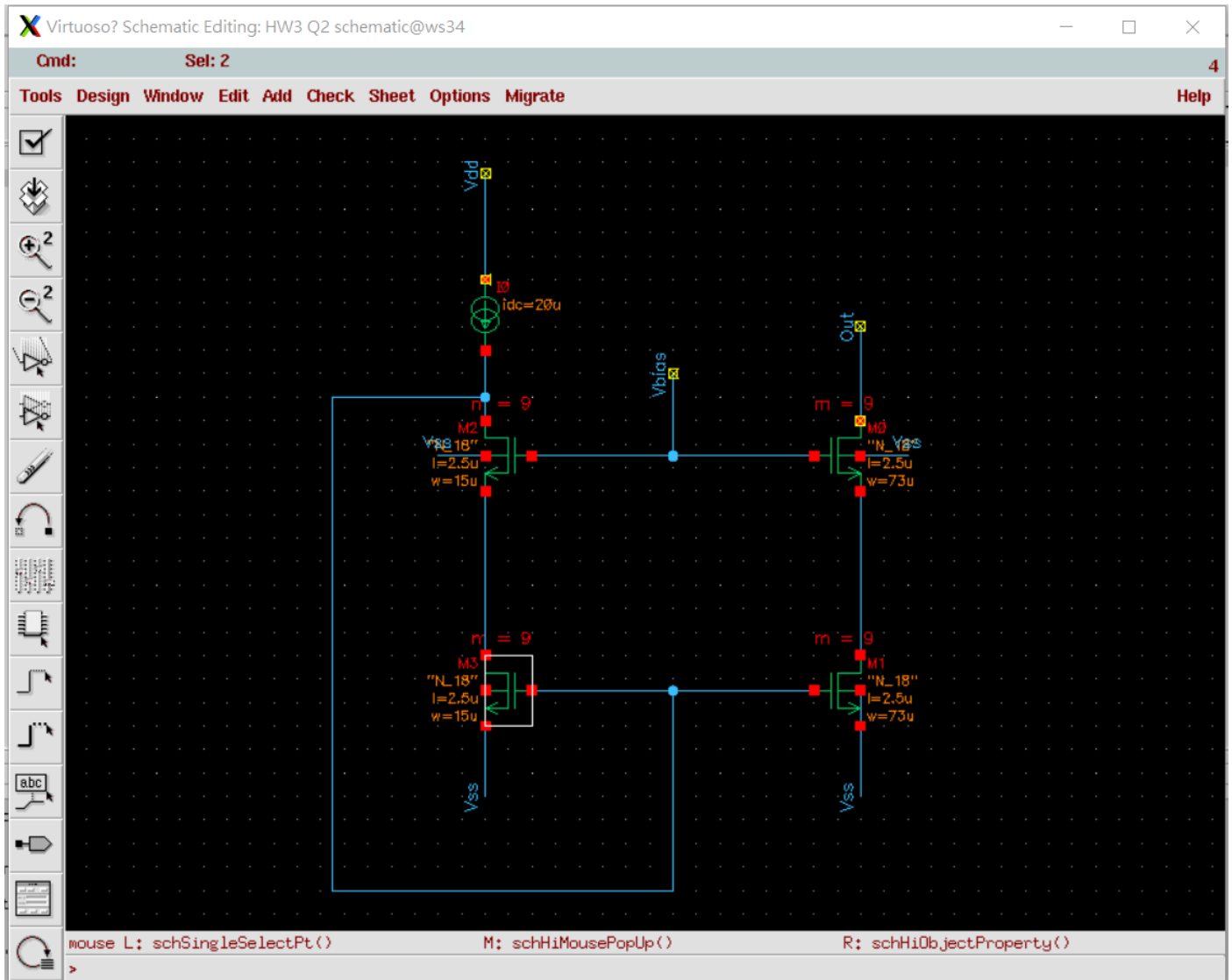
1. L -> 調整 g_m , lambda
2. W -> 調整 g_m
3. Vbias -> 調整落在的區域

根據上面的公式，我們的策略如下：調高 W 以提升 g_m ，調高 L 降低 lambda 以及一些 short channel effect(例如提高 V_{th} 來讓 MOS 不會掉在 Linear)。再加上我們有

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{left} : \left(\frac{W}{L}\right)_{right} \approx 1 : 5$$

在 $m = 1$ 的情況下，搭配 Vbias 讓 MOS 調在 saturation，調個幾次就能達到差不多 $R_{out} = 150\text{-}200\text{ k}\Omega$ 。這時我們可以靠調整 m(例如將 $m = 1 \rightarrow m = 3$)來進一步將 output impedance 變大，也不會違反 HSPICE 中 size 的 rule(W 不能太大)。但是要注意的是，這個行為可能會讓 MOS 掉出 Saturation 而且有機會沒辦法靠調整 Vbias 來將他調回 saturation。這個時候我們有一個方法是加大 W 讓 g_m 變大， V_{ov} 變小，增加更多 headroom 讓 MOS 有機會 bias 在 saturation。

Schematic




```

subckt
element 0:mm3      0:mm2      0:mm1      0:mm0
model   0:n_18.1   0:n_18.1   0:n_18.1   0:n_18.1
region  Saturation Saturation Saturation Saturation
id      20.0000u    20.0000u    100.1617u    100.1617u
ibs     -3.136e-21  -1.5811f    -1.490e-20   -7.2100f
ibd     -1.5811f    -3.6021f    -7.2100f     -11.7467f
vgs     354.0055m    384.6120m    354.0055m    386.5521m
vds     155.3880m    198.6175m    153.4479m     96.5521m
vbs      0.         -155.3880m    0.          -153.4479m
vth     342.7714m    374.6261m    341.7401m    373.7167m
vdsat   63.8597m     64.5880m     64.7338m     66.1978m
vod     11.2341m     9.9858m      12.2654m     12.8353m
beta    16.2782m     16.3651m     79.2672m     79.6963m
gam_eff 507.4459m     511.6261m    507.4459m    511.5759m
gm      422.2404u     426.4189u     2.1066m      2.0779m
gds     6.2429u       4.5827u      32.3772u     130.9041u
gmb     88.4115u      81.8889u     441.3649u    400.7585u
cdtot   212.0740f      196.8653f     1.0315p      1.1318p
cgtot   1.6276p       1.5832p       7.9830p      7.9962p
cstot   1.5225p       1.4738p       7.5001p      7.3965p
cbtot   878.9299f     817.0666f     4.2725p      4.0099p
cgs     1.2451p       1.2192p       6.1345p      6.2199p
cgd     52.4893f      49.7801f     256.7624f    306.9872f

```

```

****      small-signal transfer characteristics

```

```

v(0)/vout      =      0.
input resistance at vout      = 623.3391k
output resistance at v(0)      =      0.

```

最後，我們得到一個 Output impedance 是 623 kΩ 的 wide-swing current mirror。這個電路的問題在於 Vbias 的部分，Vbias 會受 Iref 的影響所以事實上他並不會像我們假設的那樣，解決的方法就是我們可以用一個額外的電路來產生這個 Vbias 來降低這些變音的影響。這就是我們在(b)小題做的。

(b)

有了上一題的結果，這題就很輕鬆了。推導過程如下：

根據我們在 (a) 得到的結果 $\left(\frac{W}{L}\right)_4 = \frac{W}{n+L} = \left(\frac{W}{L}\right)_3 = \frac{W}{L} \Rightarrow n=1$
+ $\left(\frac{W}{L}\right)_5 = \frac{W}{4L}$

接著我們可以把 M_4 拆成兩個串聯的 MOS (如 HW 2. (b) 中的 M_1, M_2)
然後它們要滿足 $\frac{W}{L_5+L_6} = \frac{W}{4L} \Rightarrow L_5+L_6 = 4L$

所以我們可以根據 $L_5+L_6 = 4L$ 來設計電路，要注意的是不同的 L_5, L_6 有換，
會讓 MOS 掉進 Linear，這時我們能靠調整 L_5, L_6 比例來改 $V_{TH} \Rightarrow V_{OV} \downarrow \Rightarrow$ 進 Saturation

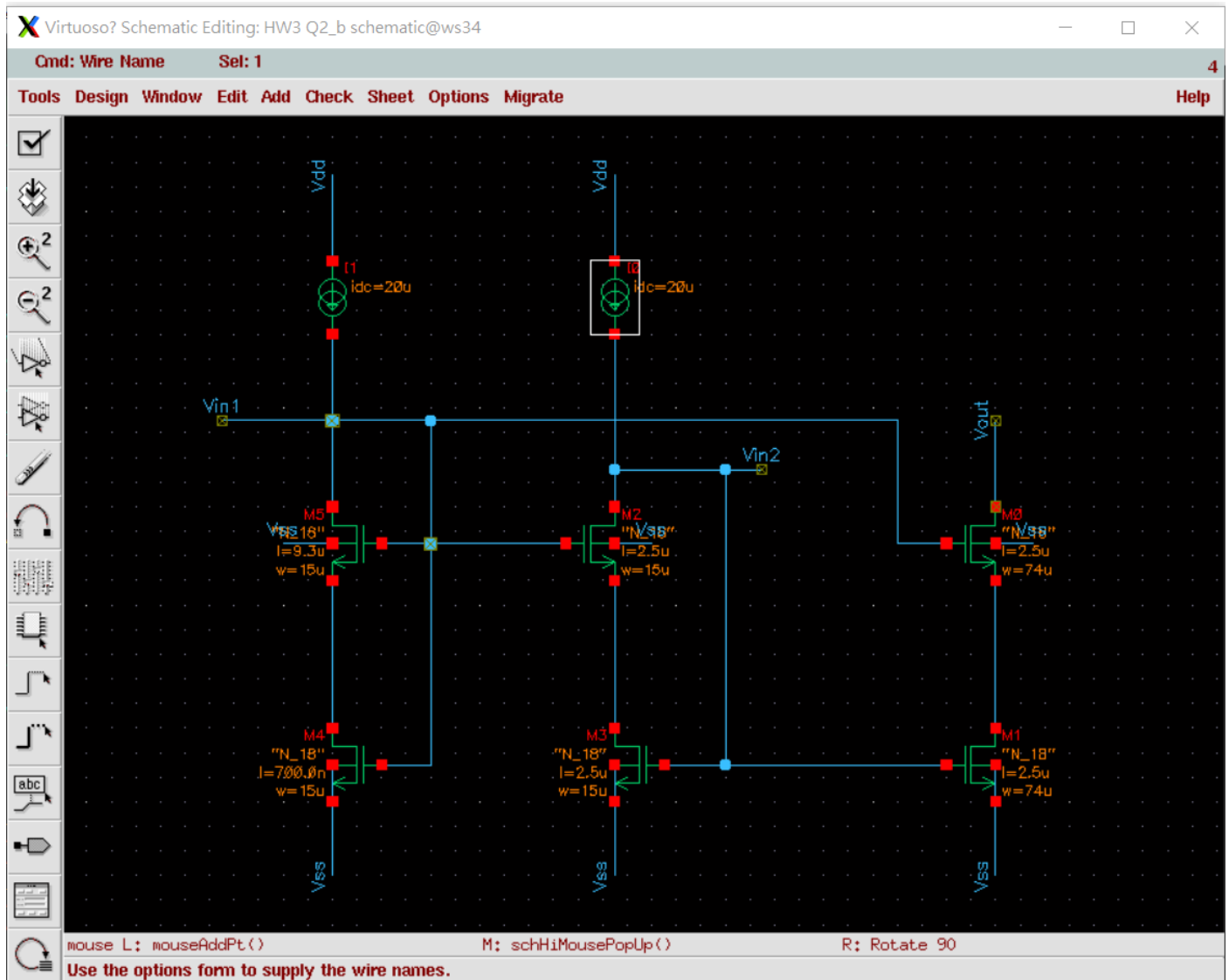
$V_{IN1} = V_{DS5} + V_{DS6} = V_{DS6} = V_t + 2V_{OV}$ (左側等效 $\frac{W}{L} = \frac{W}{4L}$)
 $V_{IN2} = V_{GS3} = V_{TH} + V_{OV}$ (右側等效 $\frac{W}{L} = \frac{W}{L} \Rightarrow$ 流一樣電流 $\Rightarrow V_{OV, left} = 4 V_{OV, right}$)

$V_{out} = V_{DS2} + V_{DS1} > V_{DS2} + V_{OV1} = 2V_{OV}$

一開始我是嘗試 $L_5 = L, L_6 = 3L$ ，但是這樣會讓下面的 MOS 偏壓在 Linear。所以我們要把 L_6 調

小， L_5 調大，讓下面 MOS 的 V_{OV} 變小，進而進入 saturation region

Schematic



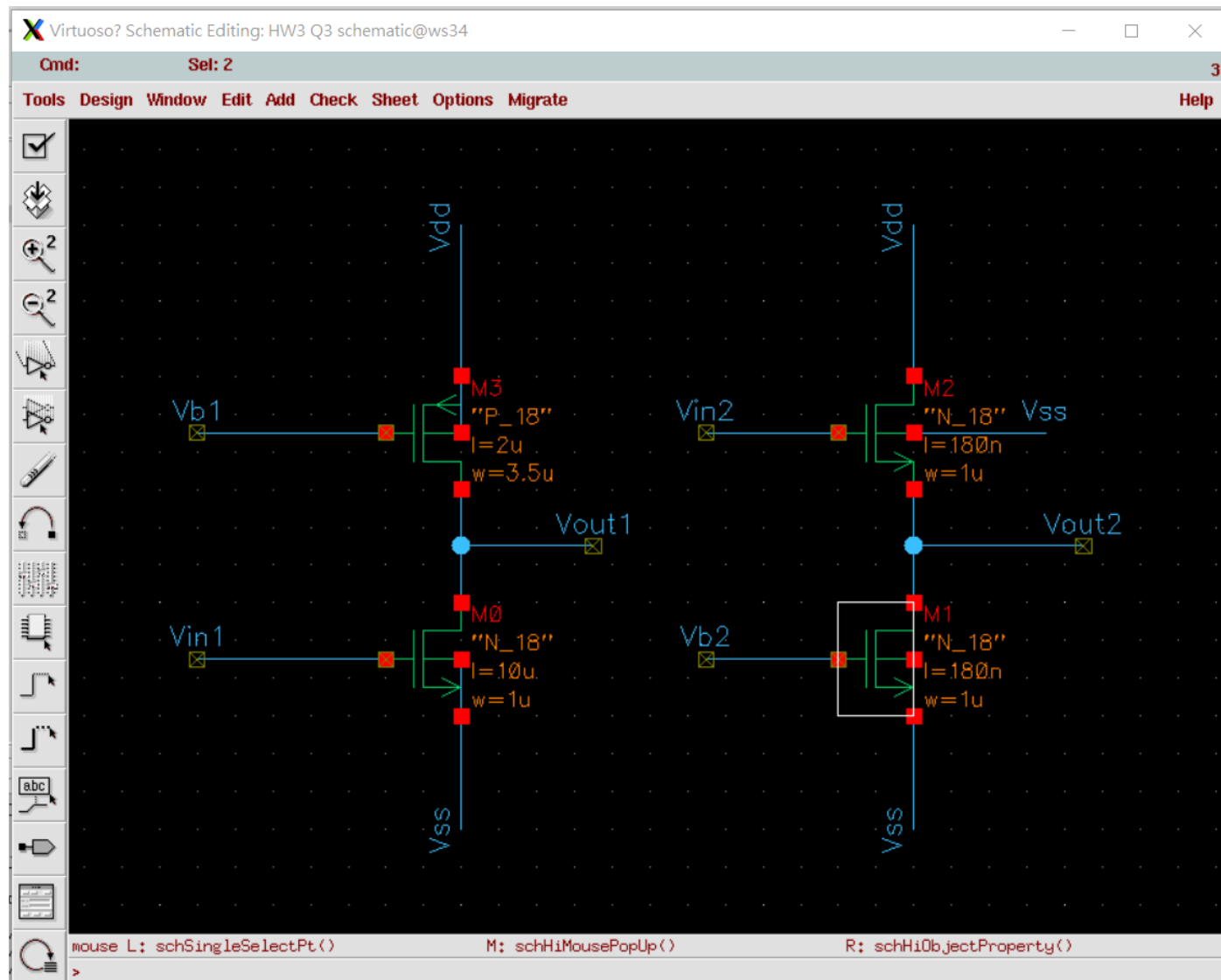
**** mosfets

subckt						
element	0:mm5	0:mm4	0:mm3	0:mm2	0:mm1	0:mm0
model	0:n_18.1	0:n_18.1	0:n_18.1	0:n_18.1	0:n_18.1	0:n_18.1
region	Saturation	Saturation	Saturation	Saturation	Saturation	Saturation
id	20.0000u	20.0000u	20.0000u	20.0000u	100.7249u	100.7249u
ibs	-127.0981a	-3.136e-21	-3.136e-21	-552.3950a	-1.498e-20	-2.5624f
ibd	-4.2532f	-127.0918a	-552.3887a	-3.6953f	-2.5624f	-11.9054f
vgs	405.5011m	417.9915m	363.1563m	363.7045m	363.1563m	364.1841m
vds	405.5011m	12.4904m	54.2870m	308.8693m	53.8074m	196.1926m
vbs	-12.4904m	0.	0.	-54.2870m	0.	-53.8074m
vth	320.2500m	417.2477m	343.2125m	353.6106m	342.1711m	352.9847m
vdsat	99.6492m	66.7609m	67.5428m	63.8622m	68.4820m	64.7548m
vod	85.2510m	743.7273u	19.9438m	10.0939m	20.9852m	11.1994m
beta	4.3257m	61.0420m	16.2850m	16.3087m	80.3871m	80.5088m
gam_eff	507.7948m	507.4459m	507.4459m	508.9452m	507.4459m	508.9321m
gm	308.2188u	337.1388u	370.3361u	425.3310u	1.8490m	2.1331m
gds	1.2089u	1.4246m	157.3153u	3.3689u	822.7512u	22.4741u
gmb	62.2989u	71.1401u	78.0860u	86.0583u	390.1521u	432.9322u
cdtot	201.5057f	372.8737f	376.0647f	192.8833f	1.8948p	992.7485f
cgtot	7.9833p	506.7726f	1.8147p	1.5952p	9.0250p	7.9566p
cstot	8.1560p	507.8427f	1.6691p	1.4944p	8.3174p	7.4633p
cbtot	2.4818p	470.9701f	896.1169f	848.1742f	4.4169p	4.2076p
cgs	7.1595p	305.0976f	1.4096p	1.2183p	7.0225p	6.1106p
cgd	44.5841f	115.5126f	117.0971f	48.6718f	598.2591f	248.1014f

3.

(a) (b)這兩題的做法很像，要做的東西也類似，所以我把他們寫在一起。

Schematic



(a) Common Source

這題電路非常眼熟，其實就是上次作業的最後一題的(a)小題，所以上次的結果可以幫助我們找合適的 size。上次的經驗告訴我們，要達到 $A_v > 50$ 並不困難，這題的困難點在於 V_{out} 要是 1.4v， V_{bias} 的挑選很重要，隨便挑容易讓 MOS 掉進 Linear。再加上我們有電容大小的限制，導致我們不能隨意地把 WL 調到很大來解決 operating point 的問題，所以 bias point 需先經過估算。事實上，這題給了很多的電壓值(能夠算出 V_{gs} , V_{ds})，再加上跑模擬可以幫助我們找到 $u_n C_{ox} W/L$ ，所以我們可以用電流公式來估算 V_{bias} 。

$$u_n C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_n (0.7 - V_{thn})^2 (1 + \lambda_n \cdot 1.4) = u_p C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_p (V_{bias} - 1.4 - V_{thp})^2 (1 + \lambda_p \cdot 0.4)$$

Lambda 可以由 $g_{ds}(1 / r_o)$ 來求得， $u_n C_{ox} W/L$ 就是 beta，再加上要偏壓在 saturation，我們就可以判斷出目前這個 size 是否能找到合適的 V_{bias} (例如由上面的公式算出 V_{bias} ，但發現他落在 Linear，)那我們就知道要調小 V_{ov} 也就是要調大 size，這就給我們一個方向做調整。有這個方向後，基於上次的 size 就能很輕鬆調出結果了。

結果如下：忽略左邊兩顆，他們是下一題的

```
**** mosfets

subckt
element 0:mm3      0:mm0      0:mm2      0:mm1
model   0:p_18.1   0:n_18.1   0:n_18.1   0:n_18.1
region  Saturation Saturation Cutoff    Subth
id      -1.6838u    1.6838u    11.9702p    13.7702p
ibs     1.972e-22   -5.019e-22  -3.761e-23  -4.105e-27
ibd     75.2466a    -203.2459a  -257.9760a  -3.760e-23
vgs     -649.0000m    700.0000m   -262.4116n   500.0000m
vds     -381.8702m    1.4181      1.8000      262.4116n
vbs     0.           0.          -262.4116n   0.
vth     -483.6537m    329.6366m   457.2301m   521.0897m
vdsat   -166.6752m    301.4876m   53.7463m    80.3870m
vod     -165.3463m    370.3634m   -457.2304m   -21.0897m
beta    121.1060u    29.7333u    2.0133m     2.0062m
gam_eff 557.0846m    507.4460m   507.4459m   507.4459m
gm       16.8237u     8.7594u     394.1477p    205.5587p
gds      86.0689n     39.0491n     9.3198p     52.4870u
gmb       5.1989u     1.6005u     55.2269p     28.7140p
cdtot    4.6162f      1.3087f      1.2443f      2.1750f
cgtot    44.9283f     65.3725f     1.1392f      1.4385f
cstot    51.2318f     67.6472f     1.6973f      2.1359f
cbtot    21.0011f     18.7597f     2.5276f      2.9129f
cgs      40.2064f     60.0623f     388.3114a    618.7820a
cgd      1.3553f     290.8911a    388.3000a    589.5790a

****      small-signal transfer characteristics

v(vout1)/vin1                                = -70.0063
input resistance at                          vin1    = 1.000e+20
output resistance at v(vout1)                 = 7.9923x
```

```
**** total output noise voltage              = 3.3854n      V^2/Hz
                                              = 58.1843u      V/sqrt(Hz)

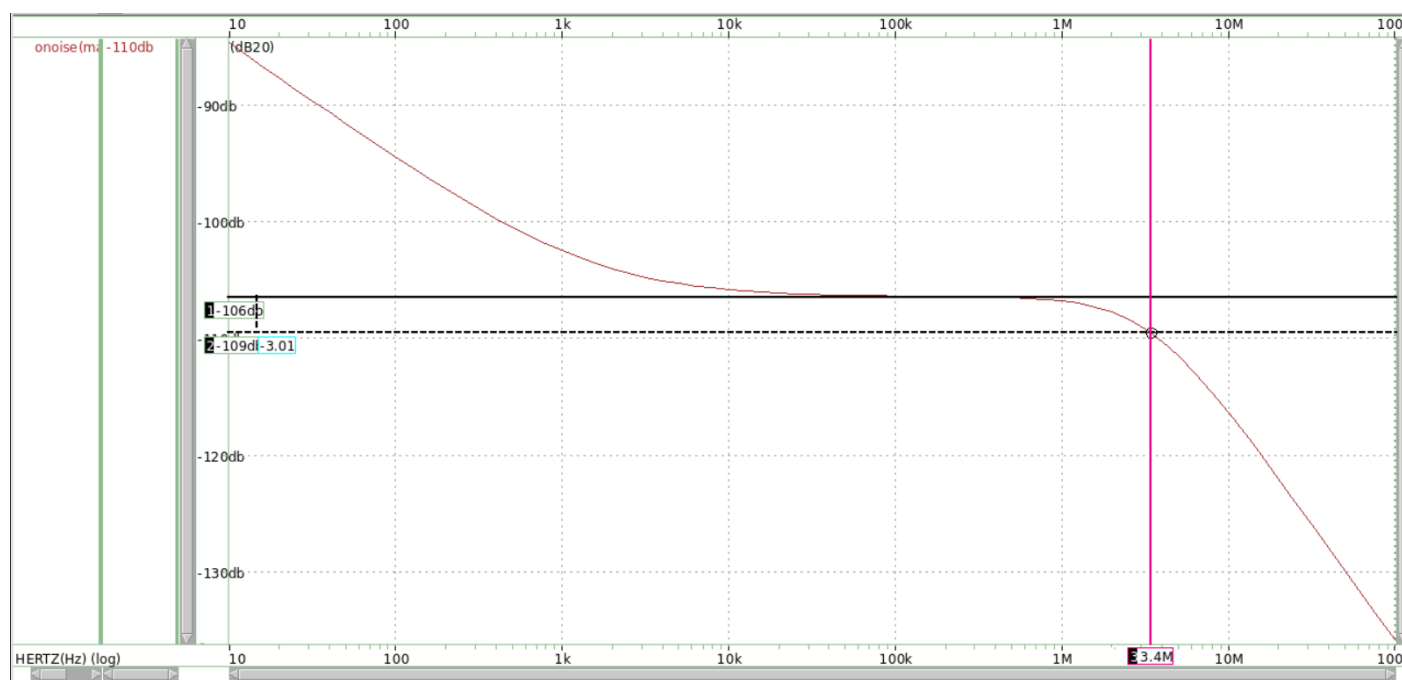
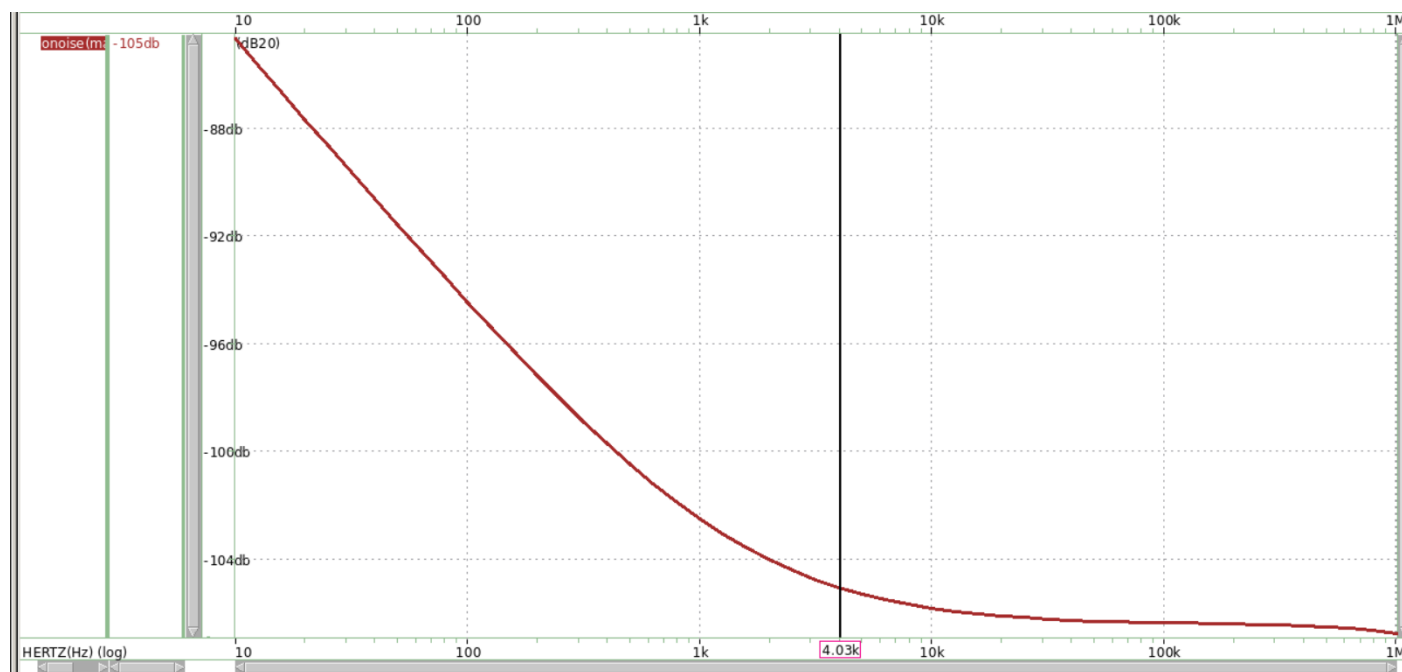
transfer function value:
v(vout1)/vin1                                = 70.0086
equivalent input noise at vin1                = 831.1030n      V/sqrt(Hz)
```

接著我們跑 noise 看他的 noise spectrum。noise 主要由 thermal noise 和 flicker noise 組成。在低於 1MHz 時，flicker noise dominant；高於 1MHz，thermal noise dominant，由 spectrum 我們可以找到 corner frequency(f_c)和 thermal noise 的(f_{3db})

$$f_c = 4.03\text{kHz}$$

$$f_{3db, \text{thermal}} = 3.4\text{MHz}$$

Noise spectrum



(b) Source Follower

同樣是熟悉的電路(上次作業第一題)。我們的思路跟上一題類似，同樣的可以發現 A_v 不是困難

點(上次要 0.96，這次只要 0.7)。我們一樣可以由電流公式切入，

$$u_{n0} C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{n0} (0.7 - V_{thn0})^2 (1 + \lambda_{n0} \cdot 1.1) = u_{n1} C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right)_{n1} (V_{bias} - V_{thn1})^2 (1 + \lambda_{n1} \cdot 0.7)$$

然後我們的策略與上一題一樣，先估算 V_{bias} 的合適值然後判斷他是否會讓 MOS 落在

saturation，如果不會依據我們的需求(V_{ov} 如何變動)來調整 size。這題比上一題輕鬆許多，只

要改一點東西就能達到 spec。

```
271 **** mosfets
272
273
274 subckt
275 element 0:mm3 0:mm0 0:mm2 0:mm1
276 model 0:p_18.1 0:n_18.1 0:n_18.1 0:n_18.1
277 region Saturation Saturation Saturation Saturation
278 id -1.6838u 1.6838u 29.3160u 29.3160u
279 ibs 1.972e-22 -5.019e-22 -100.1939a -8.739e-21
280 ibd 75.2466a -203.2459a -257.9673a -100.1764a
281 vgs -649.0000m 700.0000m 700.9689m 640.0000m
282 vds -381.8702m 1.4181 1.1010 699.0311m
283 vbs 0. 0. -699.0311m 0.
284 vth -483.6537m 329.6366m 562.3856m 496.3026m
285 vdsat -166.6752m 301.4876m 167.2421m 165.6447m
286 vod -165.3463m 370.3634m 138.5833m 143.6974m
287 beta 121.1060u 29.7333u 1.9982m 2.0004m
288 gam_eff 557.0846m 507.4460m 524.2128m 507.4476m
289 gm 16.8237u 8.7594u 282.4370u 274.4357u
290 gds 86.0689n 39.0491n 12.0991u 12.7359u
291 gmb 5.1989u 1.6005u 27.3667u 37.7636u
292 cdtot 4.6162f 1.3087f 1.2444f 1.4344f
293 cgtot 44.9283f 65.3725f 1.8378f 1.8531f
294 cstot 51.2318f 67.6472f 2.4710f 2.7656f
295 cbtot 21.0011f 18.7597f 2.1266f 2.6497f
296 cgs 40.2064f 60.0623f 1.3488f 1.3240f
297 cgd 1.3553f 290.8911a 356.1025a 360.3505a
298
299
300
301
302
303
304
305 **** small-signal transfer characteristics
306
307 v(vout2)/vin2 = 844.0061m
308 input resistance at vin2 = 1.000e+20
309 output resistance at v(vout2) = 2.9904k
310
311
```

```
**** total output noise voltage = 3.0584p V^2/Hz
= 1.7488u V/sqrt(Hz)

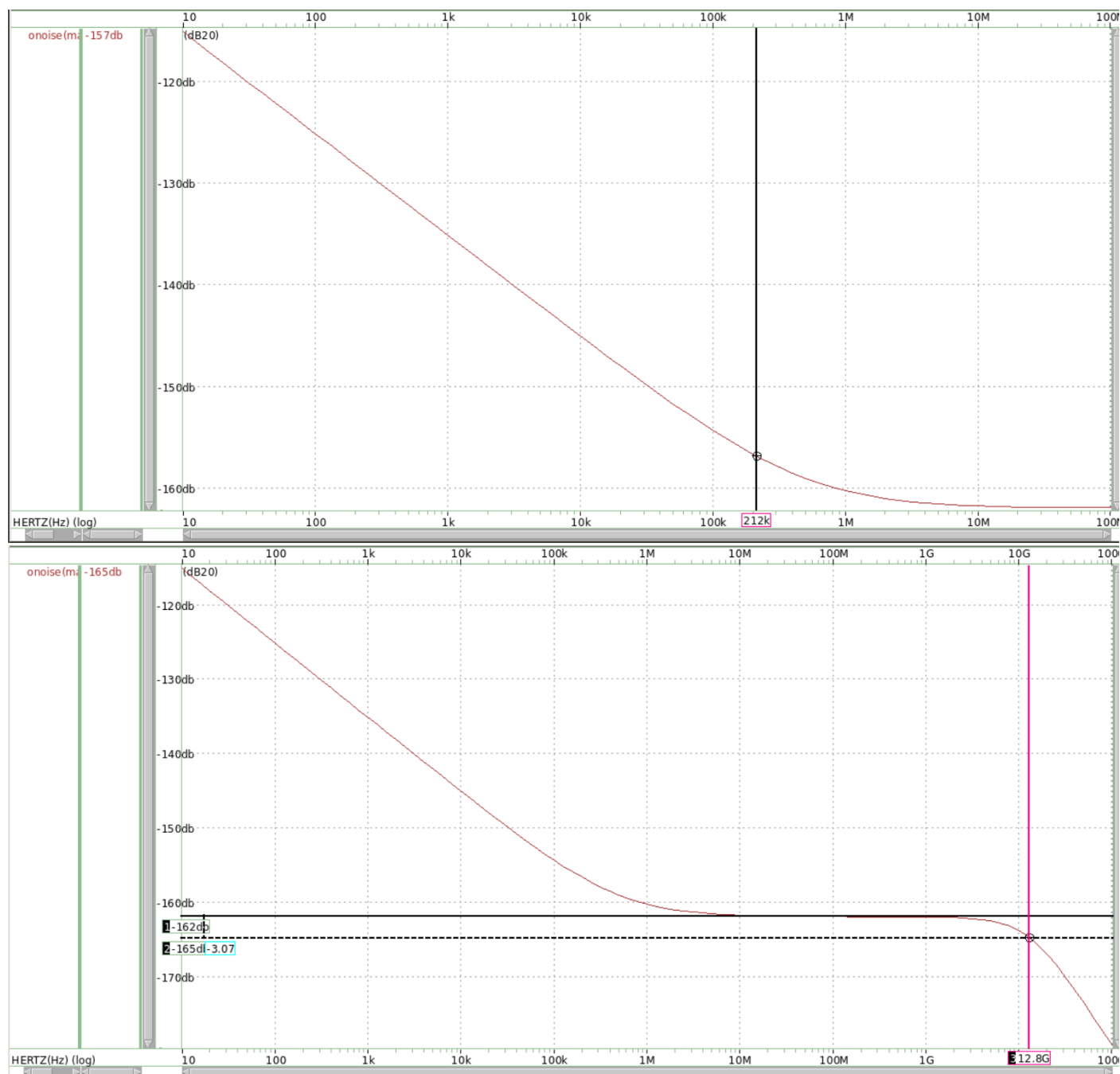
transfer function value:
v(vout2)/vin2 = 844.0061m
equivalent input noise at vin2 = 2.0721u V/sqrt(Hz)
```

接著我們跑 noise 看他的 noise spectrum。noise 主要由 thermal noise 和 flicker noise 組成。在低於 1MHz 時，flicker noise dominant；高於 1MHz，thermal noise dominant，由 spectrum 我們可以找到 corner frequency(f_c)和 thermal noise 的(f_{3db})

$$f_c = 212\text{kHz}$$

$$f_{3db, \text{thermal}} = 12.8\text{GHz}$$

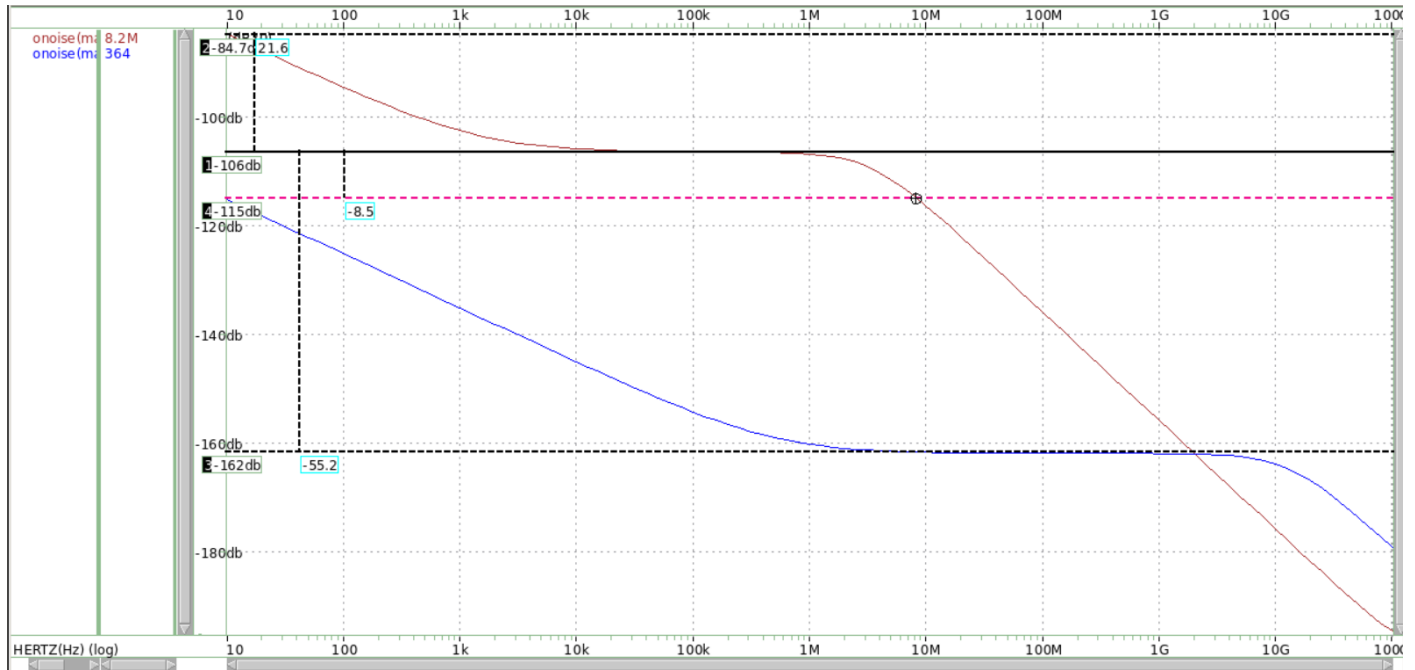
Noise spectrum



(c)

1. Output flicker noise

從上方的.lis 檔截圖我們可以看到兩個電路的 flicker noise 大致如下，紅色是 CS 藍色是 SF。CS 的 flicker noise 橫跨 21.6dB，SF 的 flicker noise 橫跨 46.7dB



SF 的 flicker noise 比較大，原因在於我們可以觀察 flicker noise 的公式：

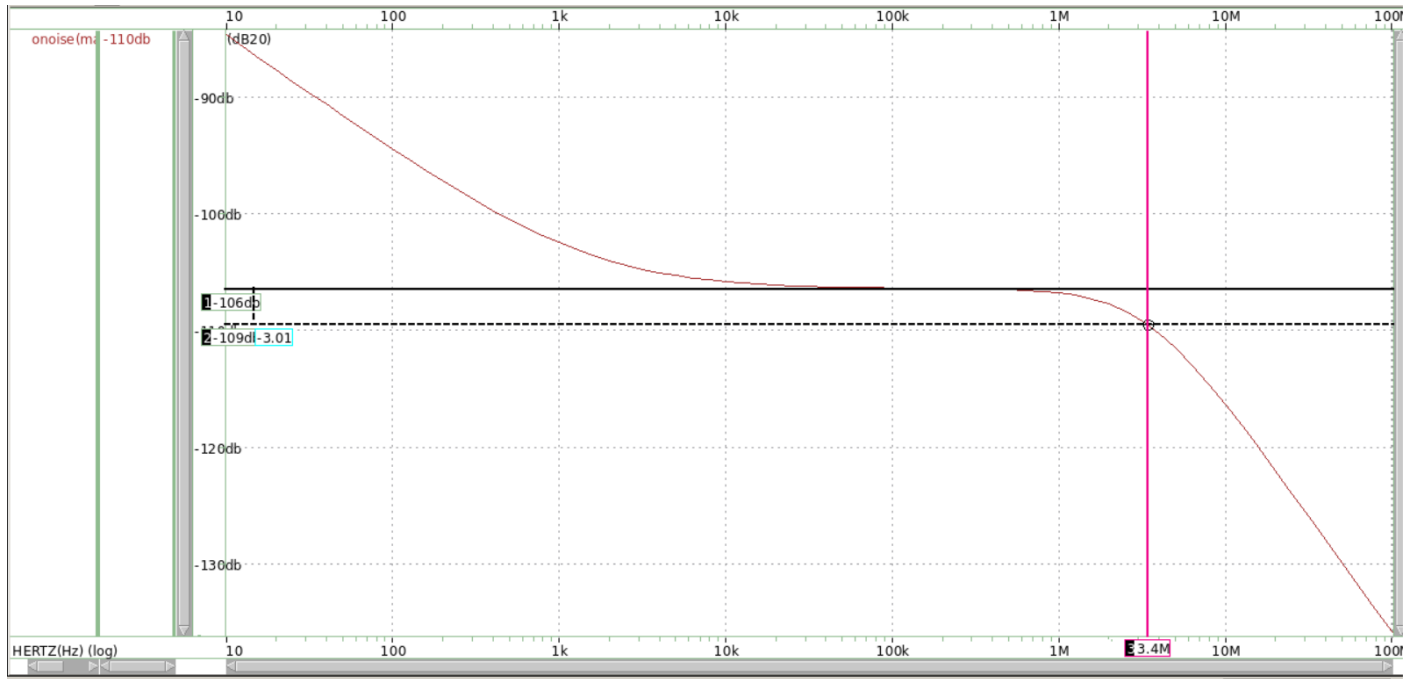
$$\overline{v_{n,flucker}^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f}$$

在頻率固定的情況下，flicker noise 與 $1/WL$ 呈正比，從 schematic 就可以看出 CS 的 WL 相較於 SF 的 WL 大上許多。因此 SF 的 flicker noise 較大。

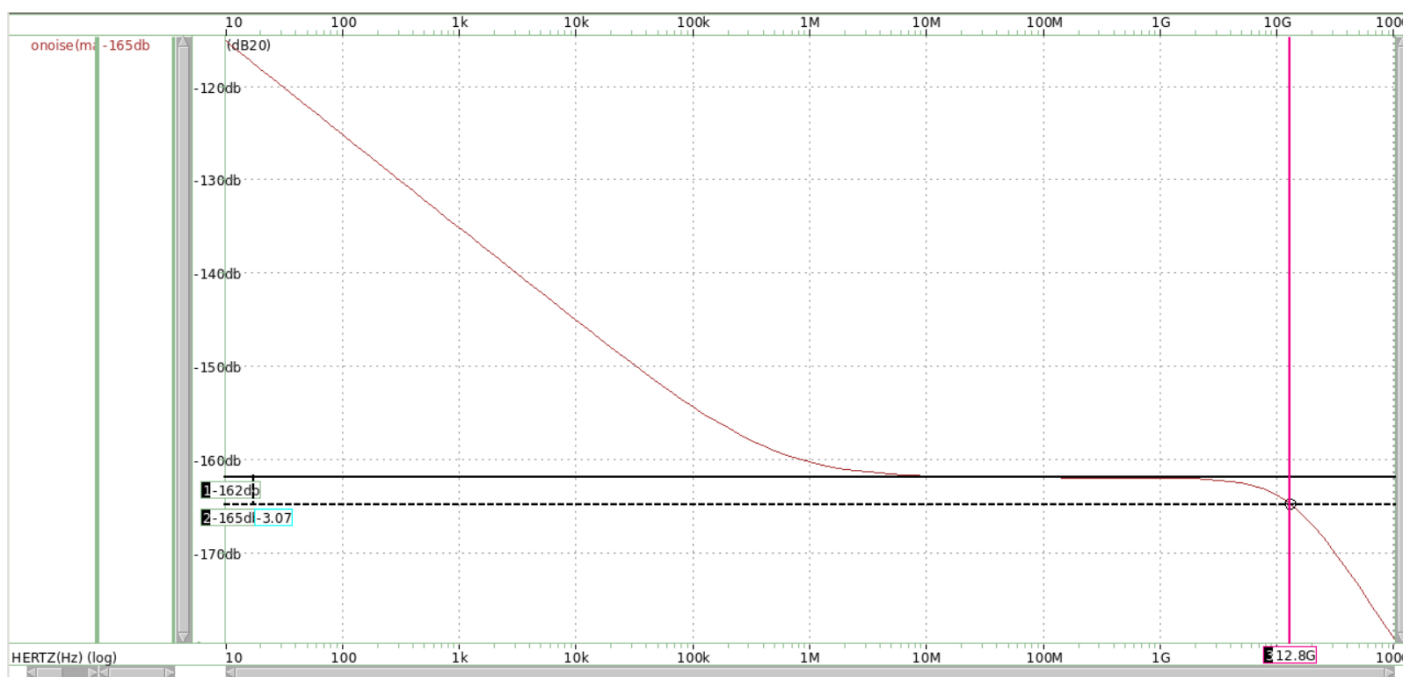
2. thermal noise pole

從(a)(b)的 noise spectrum 截圖我們可以看到兩個電路的 thermal noise pole 大致如下

1. $f_{-3\text{db,CS}} = 3.4\text{M (Hz)}$



2. $f_{-3db,SF} = 12.8G$ (Hz)



$$\overline{V_{cs,n,out}^2} = 4kT\gamma(g_{mn} + g_{mp})(r_{on} \parallel r_{op})^2$$

$$\overline{V_{SF,n,out}^2} = 4kT\gamma(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel \frac{1}{g_{m1}})^2 \approx 4kT\gamma(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}})$$

CS 的 pole 比較小，我推測的原因如下：可以看我們上面列的兩個 output thermal noise 公式，基本上會根據頻率而改變的就是 output impedance 的部分，根據 $\text{pole} \approx \frac{1}{RC}$ ，兩者的電容比較為 C_{cs}

= $20 C_{SF}$ ，但是 SF 的 $Z_{OUT} \approx 1/g_m = 3.33k\Omega$ ，而 CS 的 $Z_{out} \approx r_{on} \parallel r_{op} = 8.33M\Omega$ ，因此相乘起來 SF 的 pole 比較高。

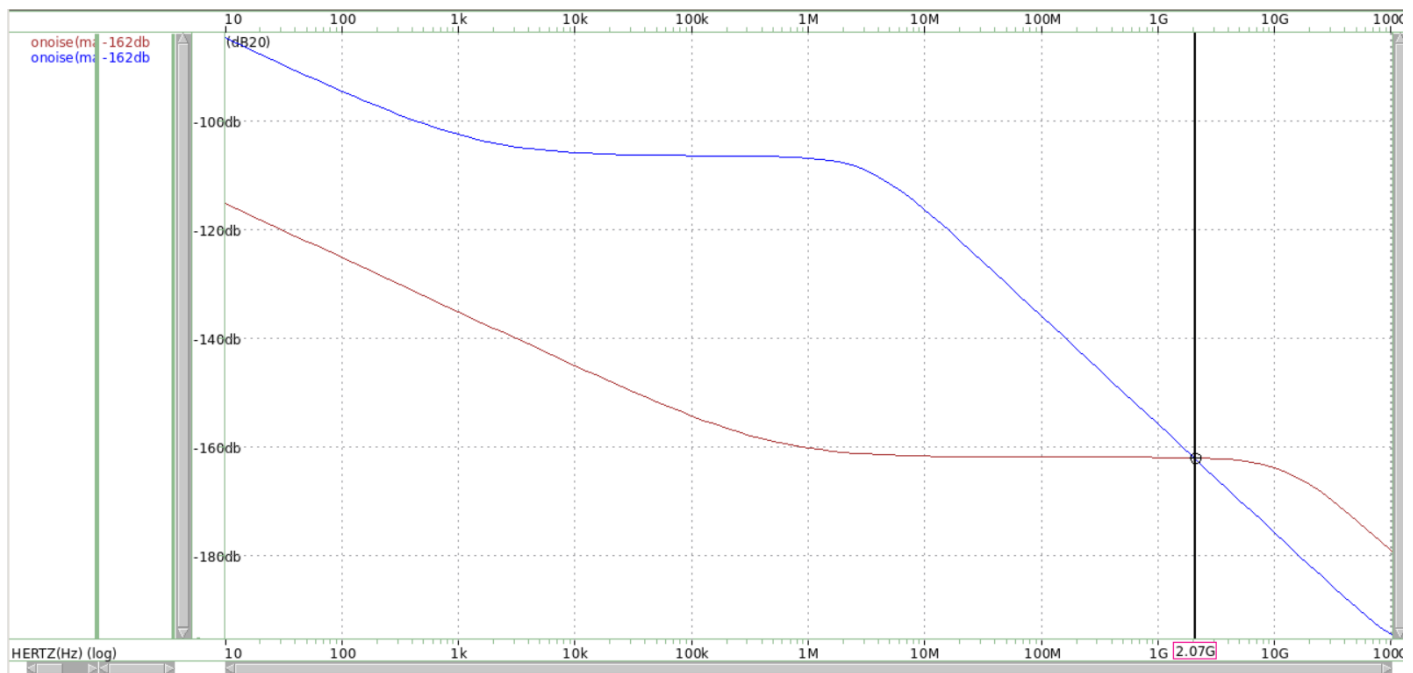
(d)

下圖為 CS 和 SF 在不同頻率下的 output noise spectrum，藍色是 CS 紅色是 SF，可以發現大致分成兩區。在 2.07GHz 之前 CS 的 output thermal noise 比較大，而在 2.07GHz 後 SF 的 output thermal noise 比較大。我們分別列出兩者的 thermal noise：

$$\overline{V_{CS,n,out}^2} = 4kT\gamma(g_{mn} + g_{mp})(r_{on} \parallel r_{op})^2$$

$$\overline{V_{SF,n,out}^2} = 4kT\gamma(g_{m1} + g_{m2})(r_{o1} \parallel r_{o2} \parallel \frac{1}{g_{m1}}) \approx 4kT\gamma(1 + \frac{g_{m2}}{g_{m1}})$$

可以看出在 SF 的 case 中，thermal noise 其實取決於兩者 gm 的比值也就是 size 的比值(因為電流一樣)，那在我們的 schematic 中，兩個 NMOS 的 size 十分接近，所以 SF 的 thermal noise 比較小。再加上 SF 的 gain 不大，所以從 gain 的角度來說，這個電路沒辦法把 noise 變大很多。



(e)

下圖為 CS 和 SF 在不同頻率下的 input referred noise spectrum，藍色是 SF 紅色是 CS，可以發現大致分成三區。由於我們在這題只關心 thermal noise 所以我們 focus 在後兩區。

$$\overline{V_{CS,n,in}^2} = 4kT\gamma \frac{(g_{mn} + g_{mp})}{g_{mn}^2}$$

$$\overline{V_{SF,n,in}^2} = 4kT\gamma \frac{(g_{m1} + g_{m2})}{g_{m1}^2}$$

可以看出兩者都有與 $1/g_m$ 呈正比。從我們在(a)(b)挑的 size 和 lis 檔可以看出，SF 中 MOS 的 g_m 比較大，所以 SF 的 input referred thermal noise 比較小。此外，我們亦能發現：相較於 CS，SF 的 input referred 和 ouput 的 curve 其實十分相似，我認為其原因在於 SF 的 gain 小，趨近於 1，對於 noise 沒有放大。

