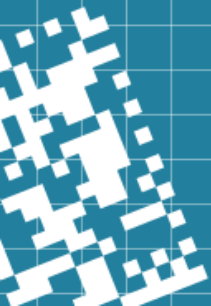
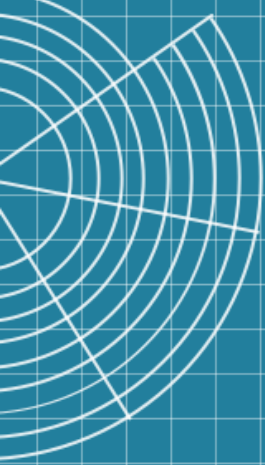
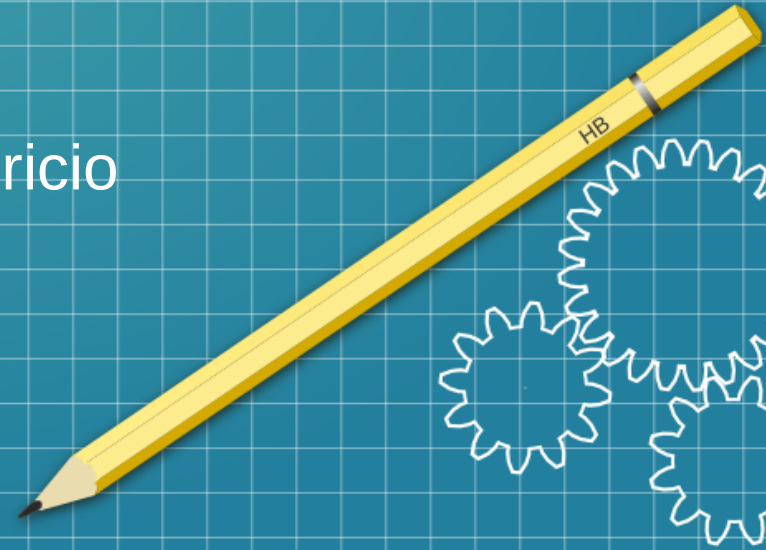


Diseño de un Amplificador Operacional

EAMTA 2024

Alumno: Mugni Juan Mauricio



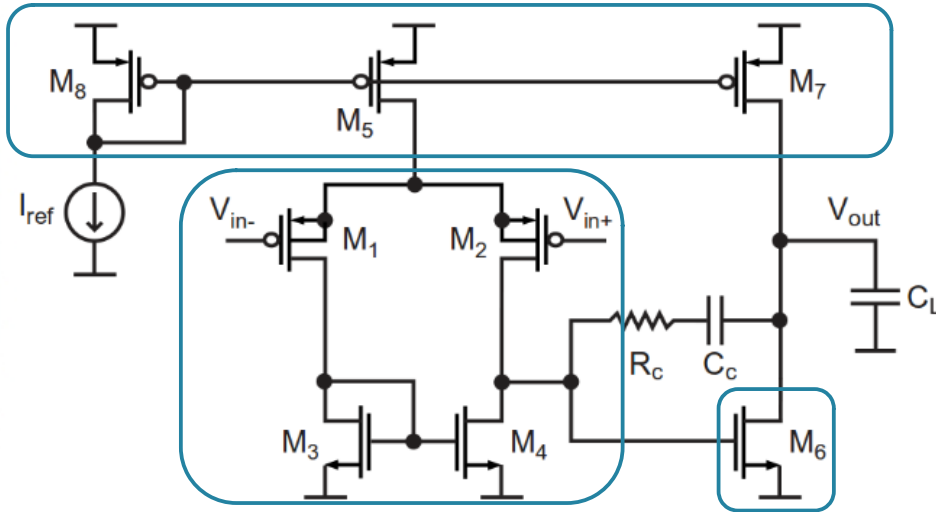
Especificaciones

- Especificaciones generales:
 1. Carga $C_L=20\text{ pF}$
 2. $V_{DD}=1.8\text{ V}$
 3. Consumo de potencia lo más bajo posible.
 4. $I_{ref}=100\text{ }\mu\text{ A}$
- Circuito a lazo abierto:
 1. Ganancia $DC \geq 52\text{ dB}$ (considerando carga de red β)
 2. Producto ganancia $BW(\omega_o) \geq 60\text{ MHz}$
 3. Margen de fase: $\geq 60^\circ$
- Circuito a lazo cerrado:
 1. Ganancia $DC \geq 52\text{ dB}$ (considerando carga de red β)
 2. Producto ganancia $BW(\omega_o) \geq 60\text{ MHz}$
 3. Distorsión armónica total (THD) $\leq -55\text{ dB}$, $V_{out,pp} \leq 1.2\text{ V}$
 4. Ruido total a la salida: $\leq 250\text{ }\mu\text{ V}$
 5. Tensión de modo común $V_{CM}=0.8\text{ V}$
- Condiciones de simulación:

Corner	$V_{DD}[\text{V}]$	$V_{CM}[\text{V}]$	$I_{ref}[\text{ }\mu\text{ A}]$	Temperatura[$^\circ\text{C}$]
TT	1.8	0.8	100	65
FF	1.98	0.88	105	0
SS	1.62	0.72	95	125

Análisis Teórico

El esquemático y etapas del circuito son las siguientes:



- Los transistores M8, M5 y M7 son fuentes de corriente de la etapa diferencial y de la etapa amplificadora.
- La etapa diferencial se compone de M1 y M2, con el agregado de M3 y M4 para no perder la ganancia de la rama que no tiene salida. Esta estructura se la conoce como: "Sumador de Fase".
- La etapa amplificadora es el transistor M6 en configuración surtidor común.
- La resistencia R_c y C_c me ayudan a corregir el producto ganancia por ancho de banda y el margen de fase.

La polarización del circuito está dada por el transistor M8 el cual está conectado como diodo. Y mediante la siguiente relación se ajusta el tamaño para lograr las corrientes necesarias tanto para la rama de M5 como para M7:

$$I_{out} = \frac{W_5/L_5}{W_8/L_8} I_{ref}$$

La ganancia total del amplificador será el producto de la ganancia de cada etapa:

$$A_v = A_{v1} A_{v2}$$

La ganancia de la etapa del diferencial es:

$$A_{v1} = g_{m1}(r_{o1} || r_{o3}) = g_{m2}(r_{o2} || r_{o4})$$

Donde:

$$g_m = \sqrt{2\mu C_{ox} \frac{W}{L} I_D}$$

De esta fórmula solo podemos modificar el largo y el ancho del canal, ya que los demás valores son propios del transistor, y es menester aclarar que la corriente que los atraviesa es aproximadamente la mitad de la que copia M5.

La ganancia de la segunda etapa (common-source con fuente de corriente) es:

$$A_{v2} = g_{m6}(r_{o6} \parallel r_{o7})$$

Donde la trasconductancia es definida igual que antes.

Entonces la ganancia total es:

$$A_v = A_{v1} A_{v2} = g_{m2}(r_{o2} \parallel r_{o4}) g_{m6}(r_{o6} \parallel r_{o7})$$

También se aclara que modificando el largo del canal del transistor controlamos la resistencia interna y esto nos cambia la ganancia. Es decir:

$$L \propto \frac{1}{\lambda} \propto r_o \propto A_v$$

La función de transferencia sin compensación es:

$$H(s) = \frac{K}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right)\left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right)}$$

En el numerador tenemos la ganancia antes calculada y en el denominador los polos.

Los polos son:

$$\omega_{p1} = \frac{1}{C_{gs6}(r_{o2} || r_{o4})}$$

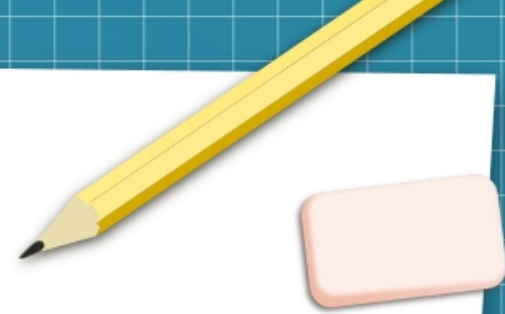
$$\omega_{p2} = \frac{1}{C_L(r_{o6} || r_{o7})}$$

Y como la capacitancia de la carga suele ser mucho mayor que la capacitancia interna, la función de transferencia queda:

$$H(s) = \frac{K}{(1 + \frac{s}{\omega_{p2}})} = \frac{g_{m2}(r_{o2} || r_{o4}) g_{m6}(r_{o6} || r_{o7})}{1 + s C_L(r_{o6} || r_{o7})}$$

Se llegó a la función de transferencia del amplificador sin compensación. Pero no es utilizada ya que depende de las condiciones de la carga.

Para no depender de la carga se hace busca incrementar el primer polo mediante la capacidad de Miller. Esto hace que aparezca un cero en el semiplano derecho degradando la respuesta, entonces se debe agregar una resistencia para compensar el efecto.



En el amplificador solo la primer etapa tiene un aporte significativo de ruido a la salida, ya que en las siguientes etapas el ruido de la primera aparece multiplicando.

Hay dos tipos de ruido: el Flicker y el térmico.

El primero lo disminuimos aumentando el área de los transistores M1, M2, M3 y M4, cuidando que su capacitancia interna no afecte el ancho de banda.

Y el otro se reduce aumentando la trasconductancia, es decir, la corriente que los atraviesa.

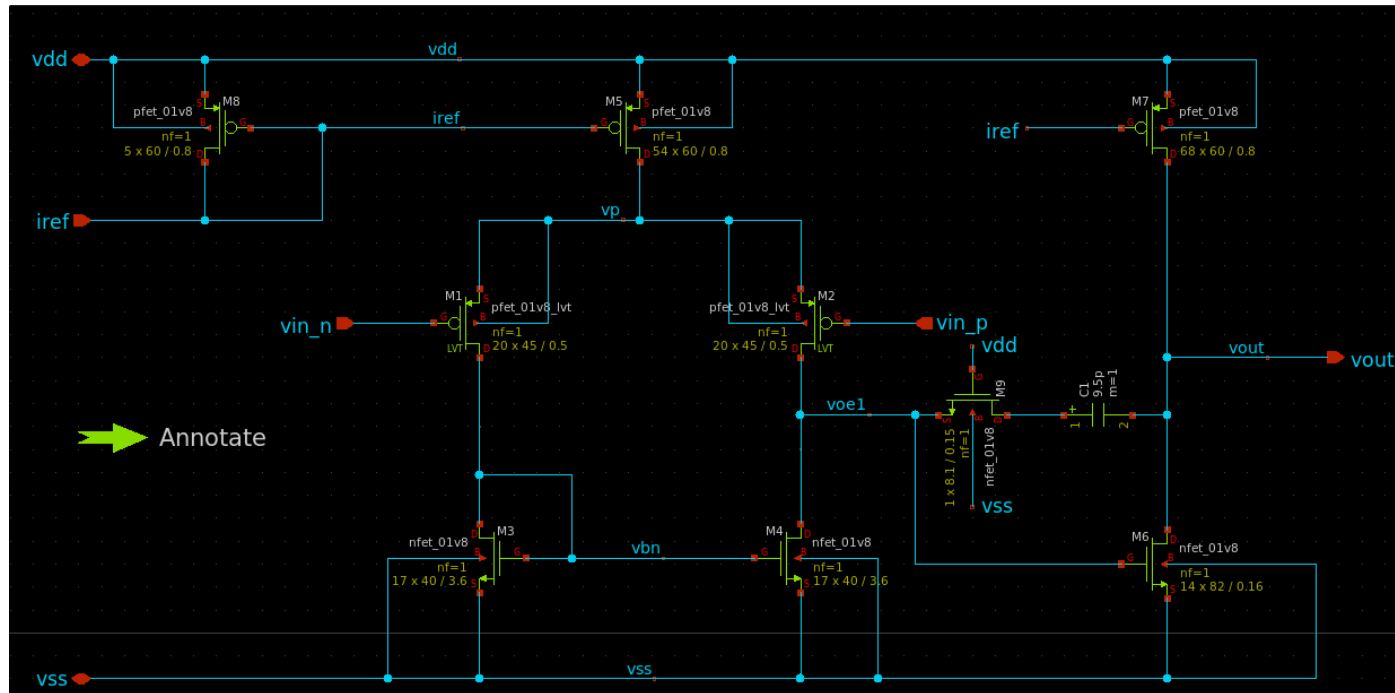
La relación utilizada para disminuir el térmico, el que más difícil, fue:

$$g_m \propto \sqrt{\frac{W}{L} I_D}$$

Para lograr los límites de ruido solicitado se fue jugando con el ancho de banda, la ganancia, relación de aspecto y el aumento de la corriente.

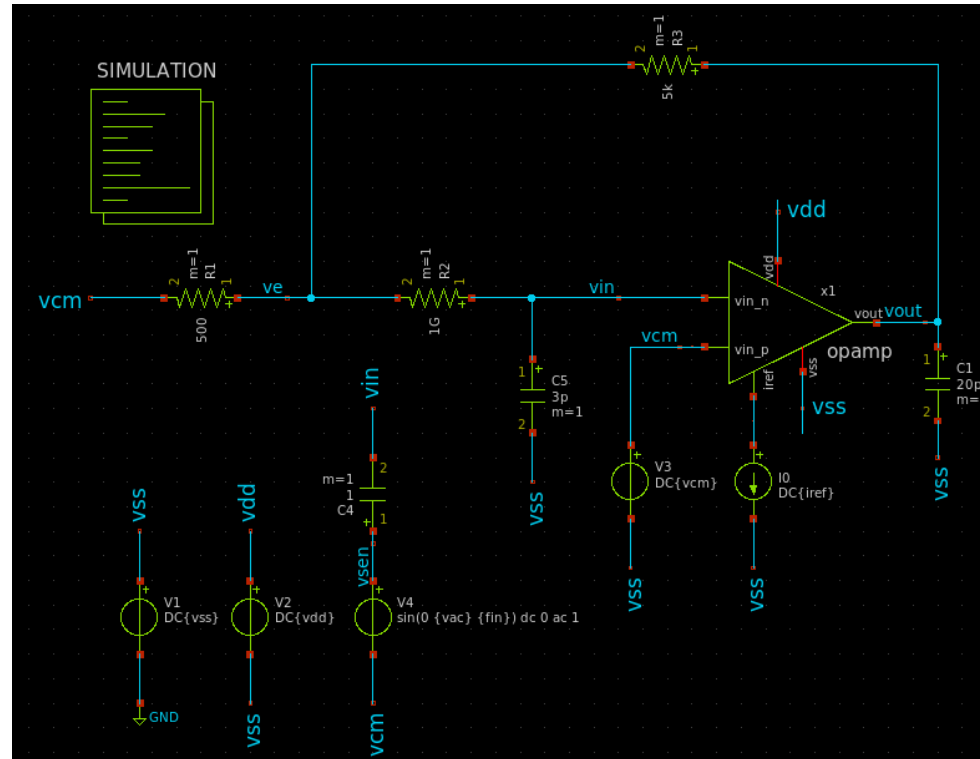
Esquemático

Esquématico del OpAmp:

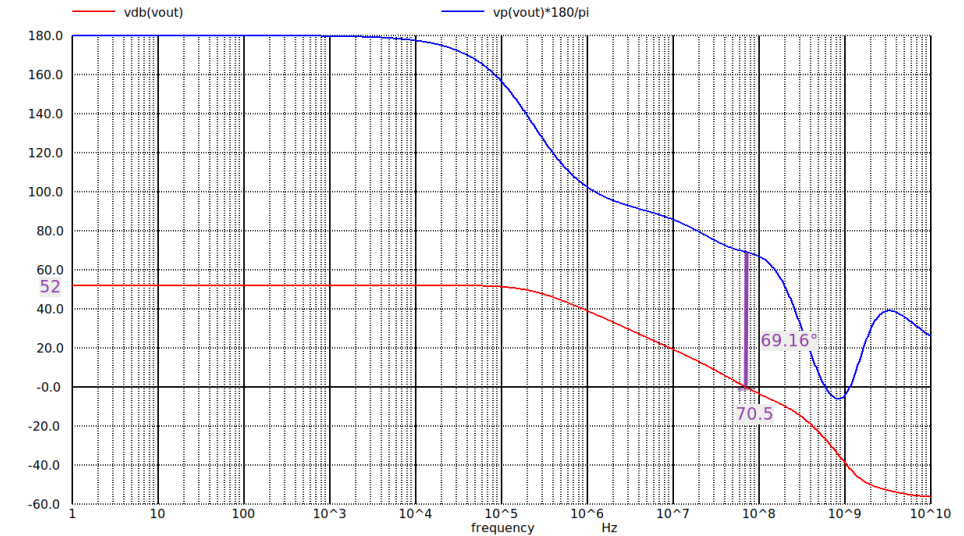
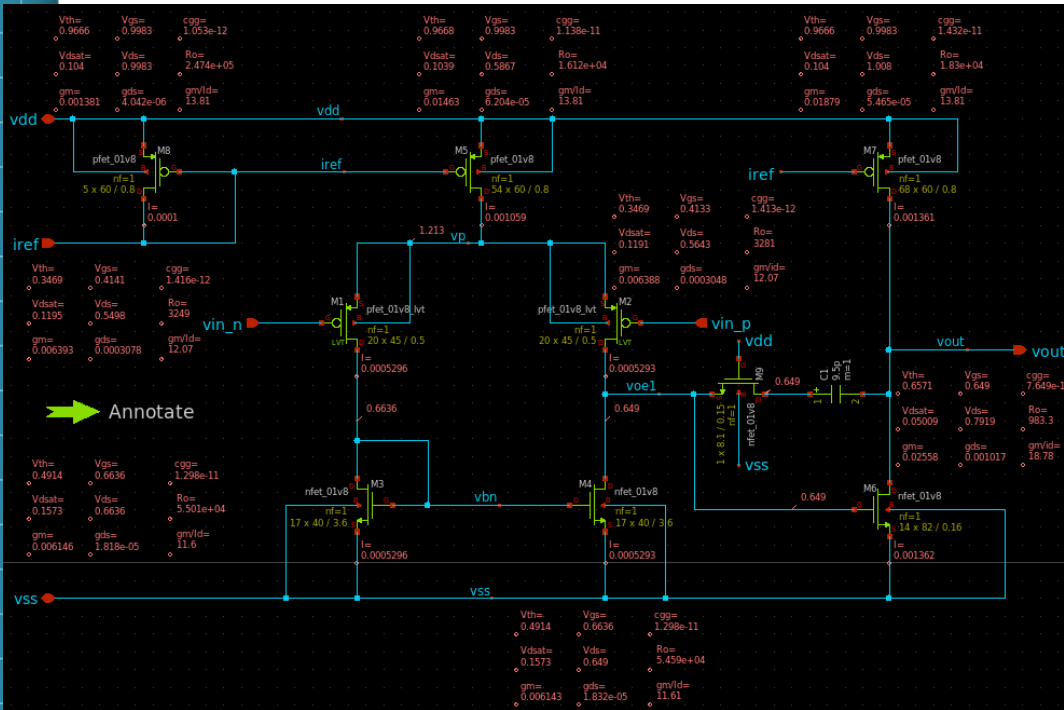


Simulación a lazo abierto

Esquématico del test bench a lazo abierto:



Simulación a lazo abierto corner TT

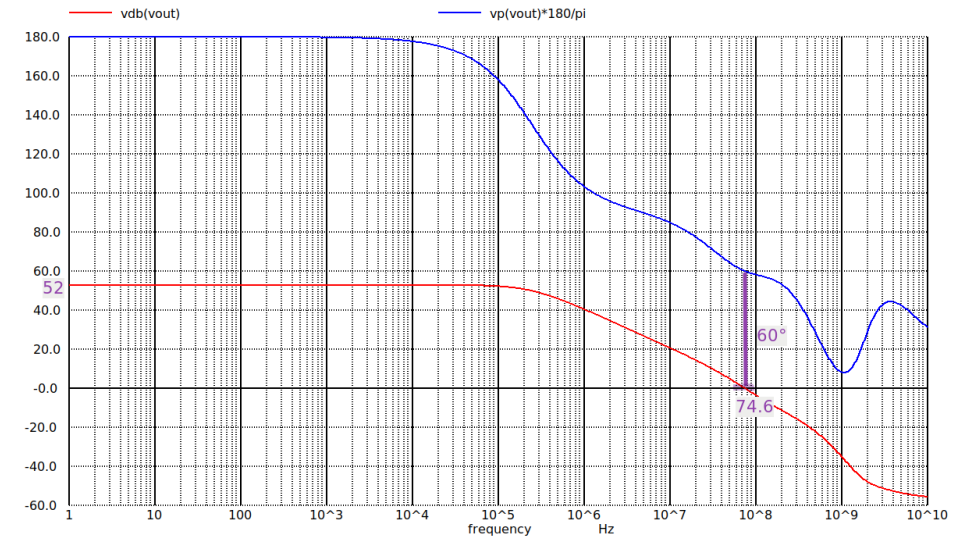
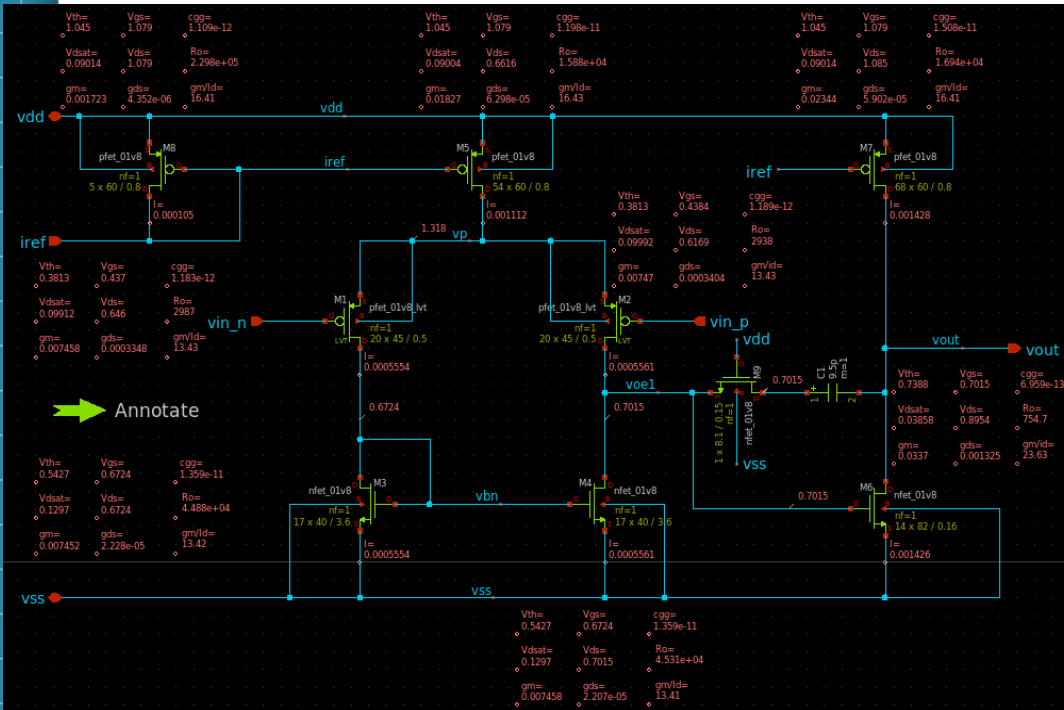
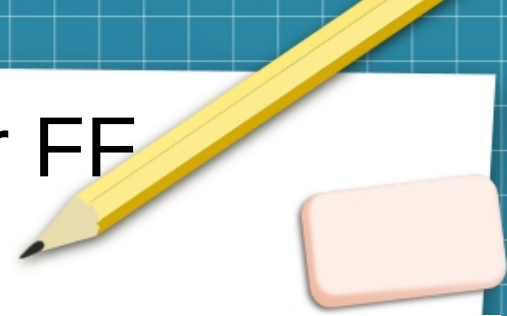


En este punto, podemos ver que la mayoría de los transistores están encendidos ya que cumplen con las condiciones:

- $V_{DS} > V_{GS} - V_{Th}$
- $V_{GS} > V_{Th}$

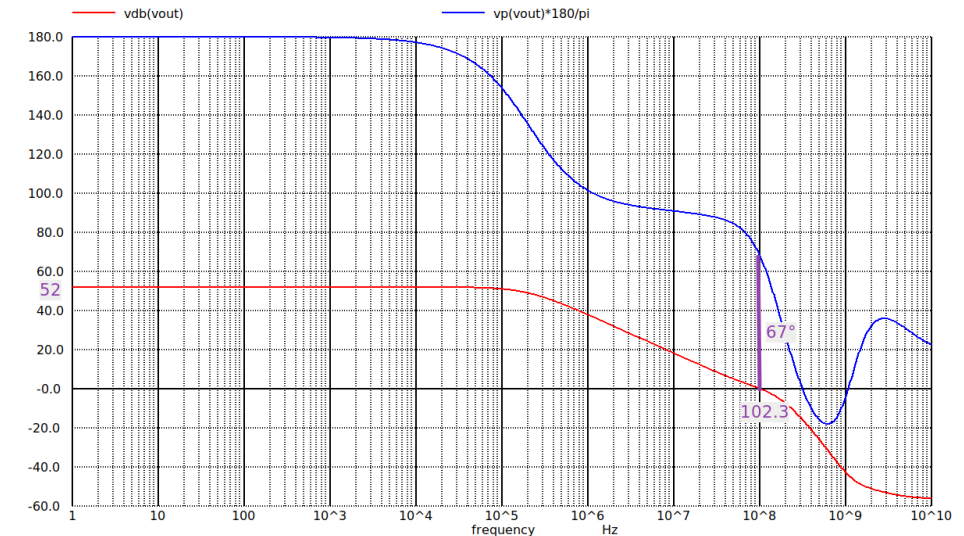
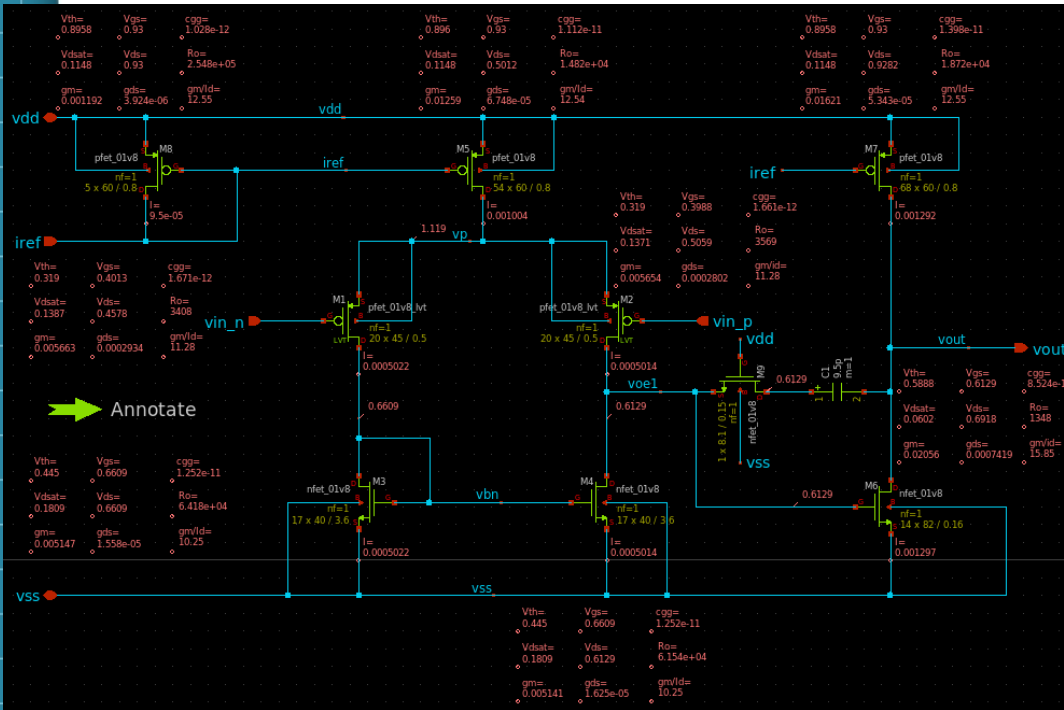
Excepto M6, este transistor está operando en la región de triodo y funciona como una resistencia.

Simulación a lazo abierto corner FF



En este corner pasa lo mismo que en el anterior, podemos ver que la mayoría de los transistores están encendidos menos M6.

Simulación a lazo abierto corner SS



Ahora todos los transistores estan encendidos.

Resumen de las simulaciones a lazo abierto



Corner	<i>DC Gain</i> [dB]	<i>Ph Margin</i> [°]	<i>Gain Margin</i> [dB]	<i>Gain BW</i> [MHz]
TT	52.09525	69.15899	-26.67628	70.47098
FF	52.92597	60.06981	-	74.64354
SS	52.03467	67.00134	-15.70511	102.3024

Para el “corner” FF, al calcular *Gain Margin* el programa me da error, pero de las gráficas se deduce que tendrá un valor aproximado de -20 dB.

Simulación a lazo cerrado

Esquématico del test bench a lazo cerrado:

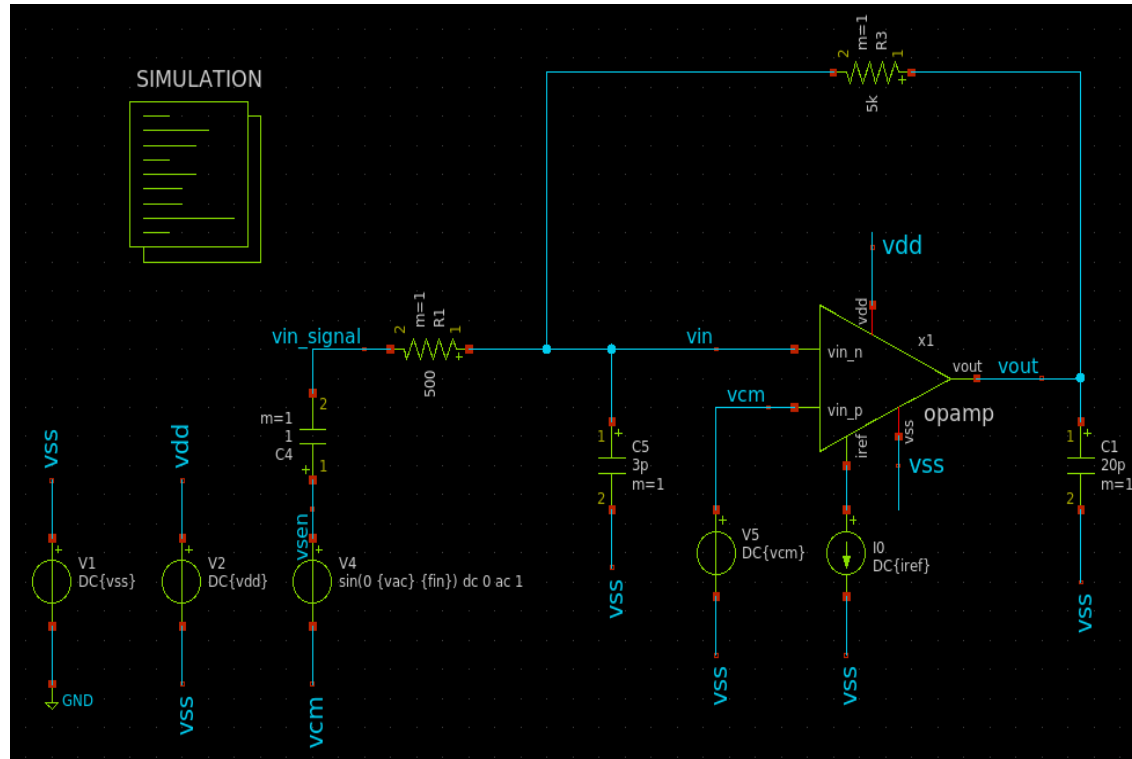


Diagrama de Bode en lazo cerrado TT

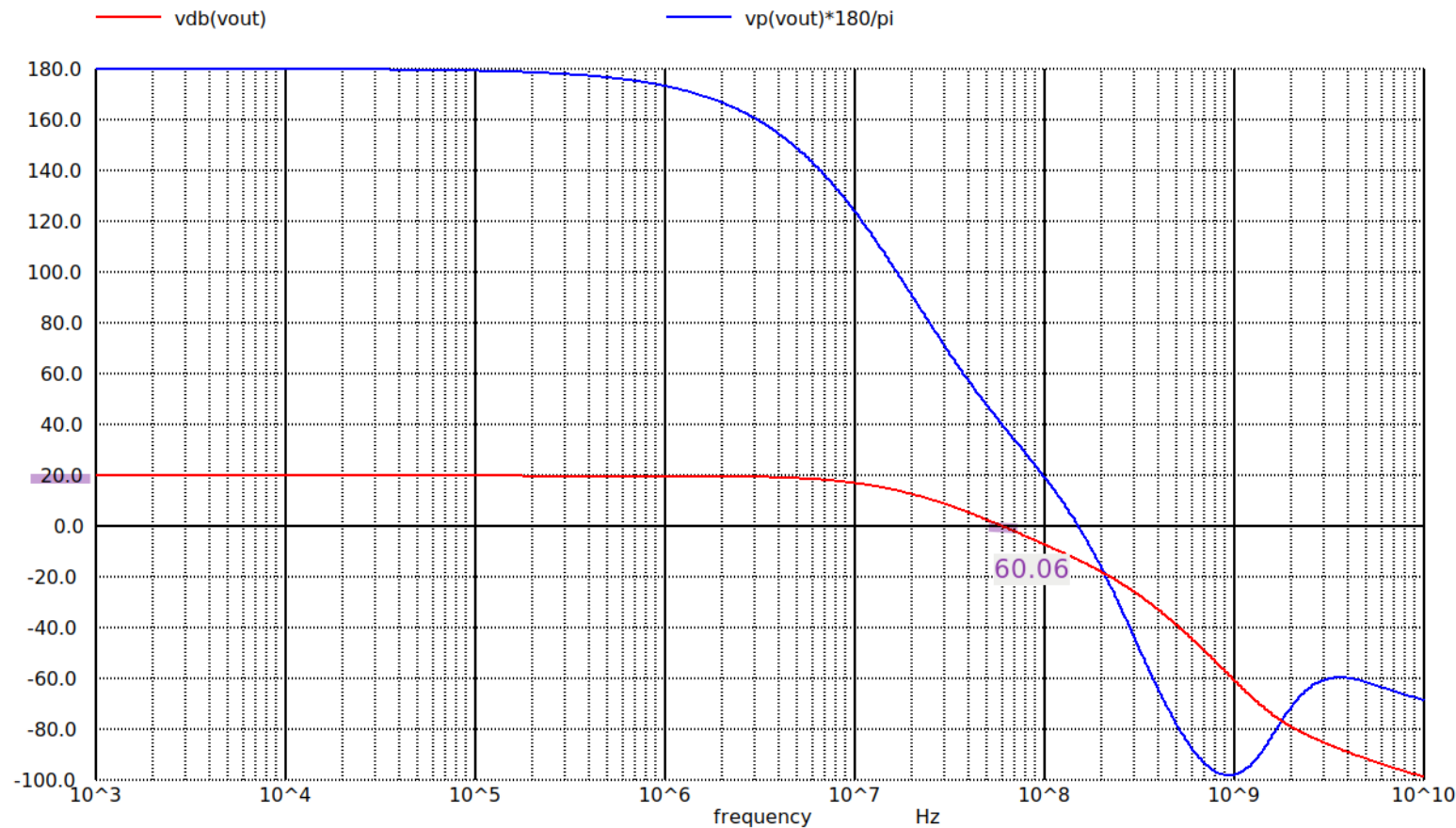


Diagrama de Bode en lazo cerrado FF

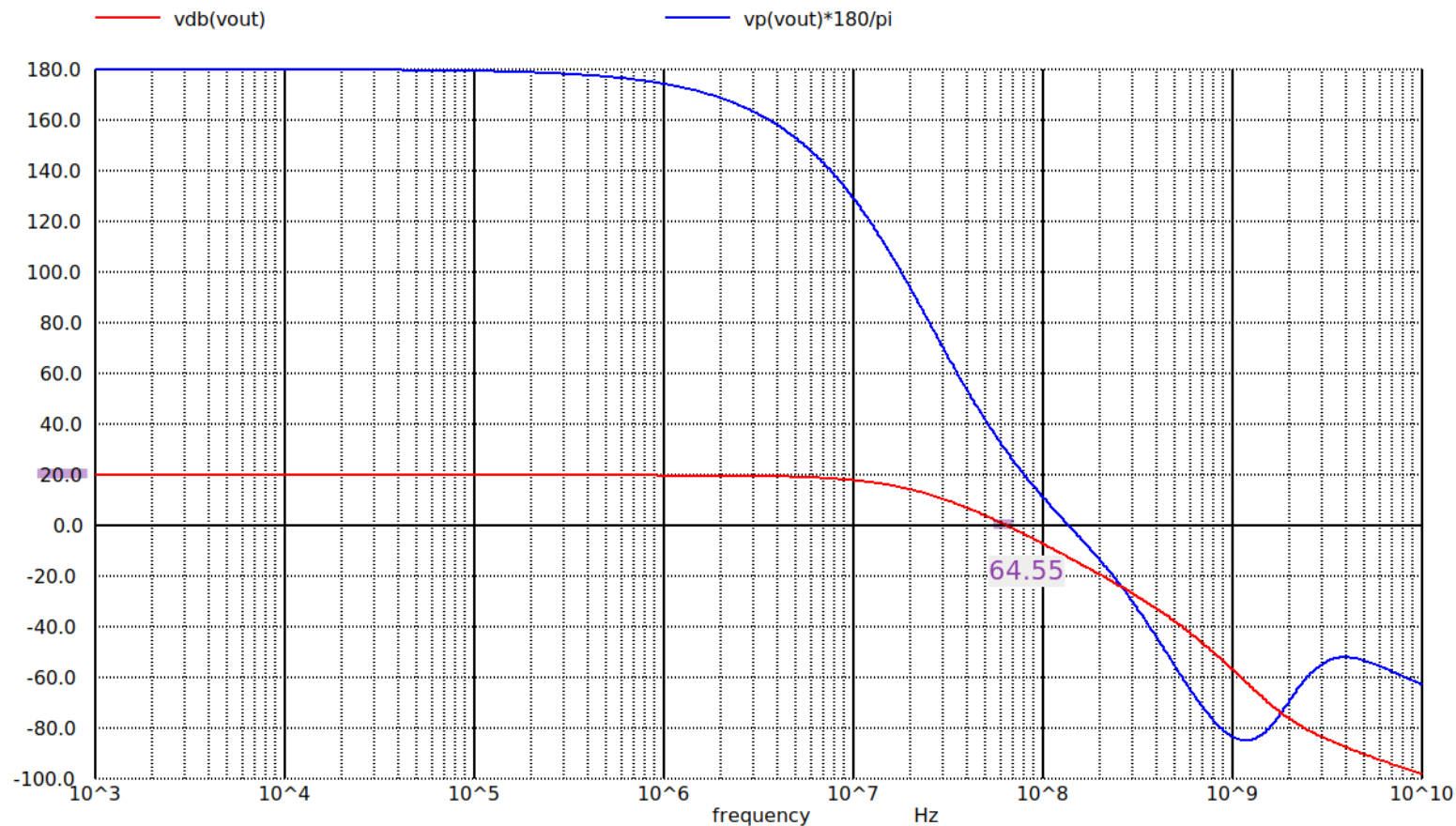
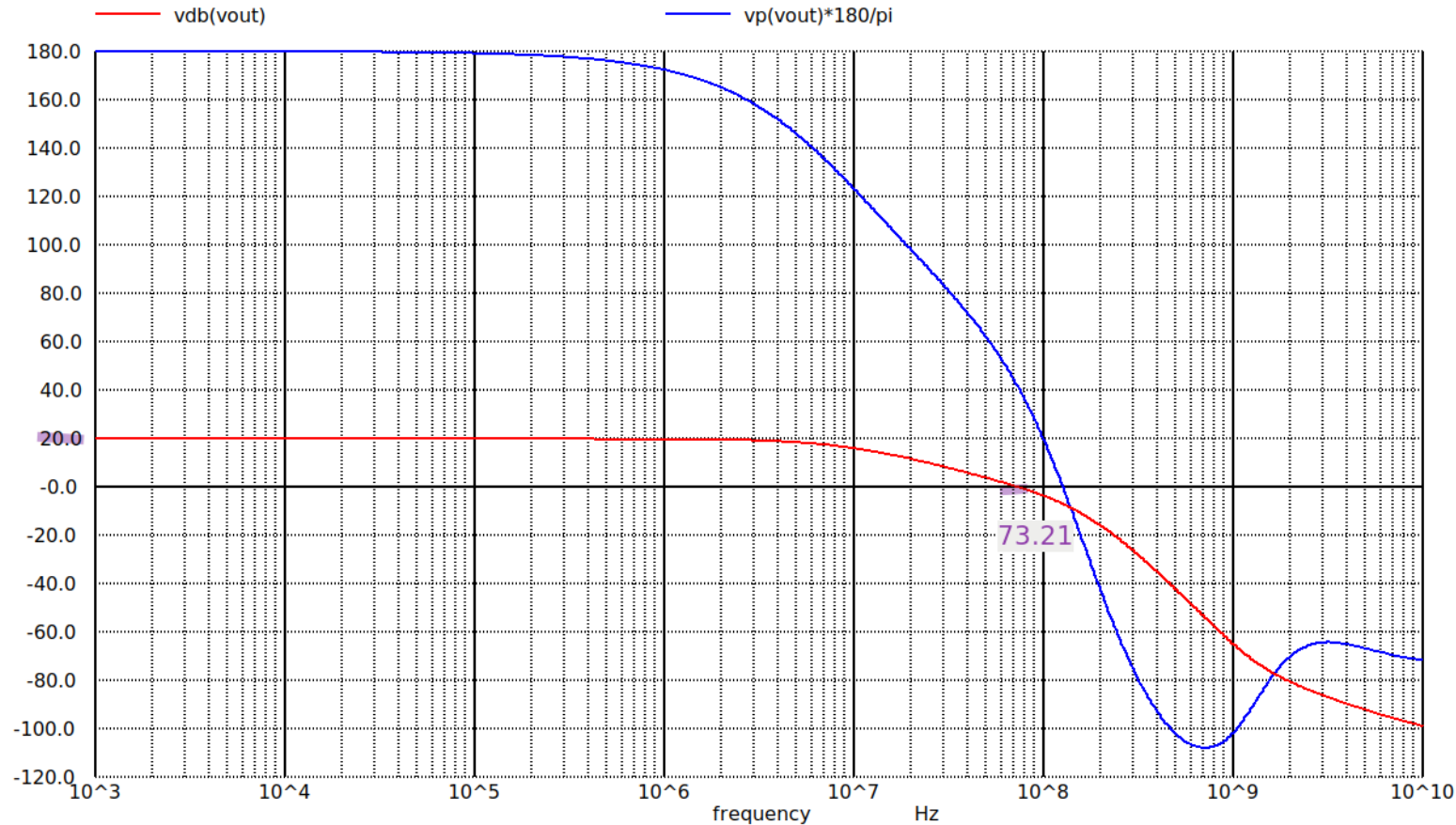
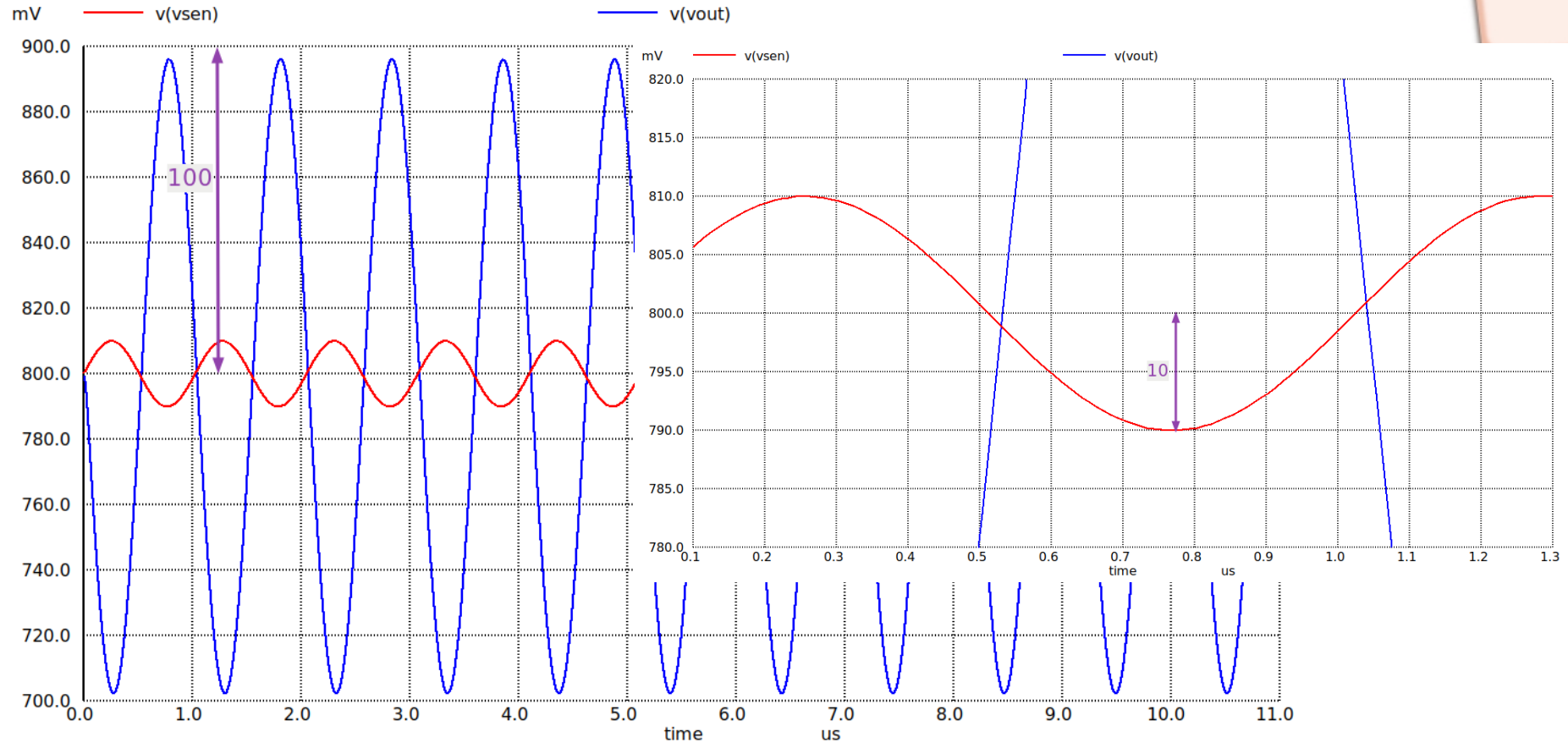


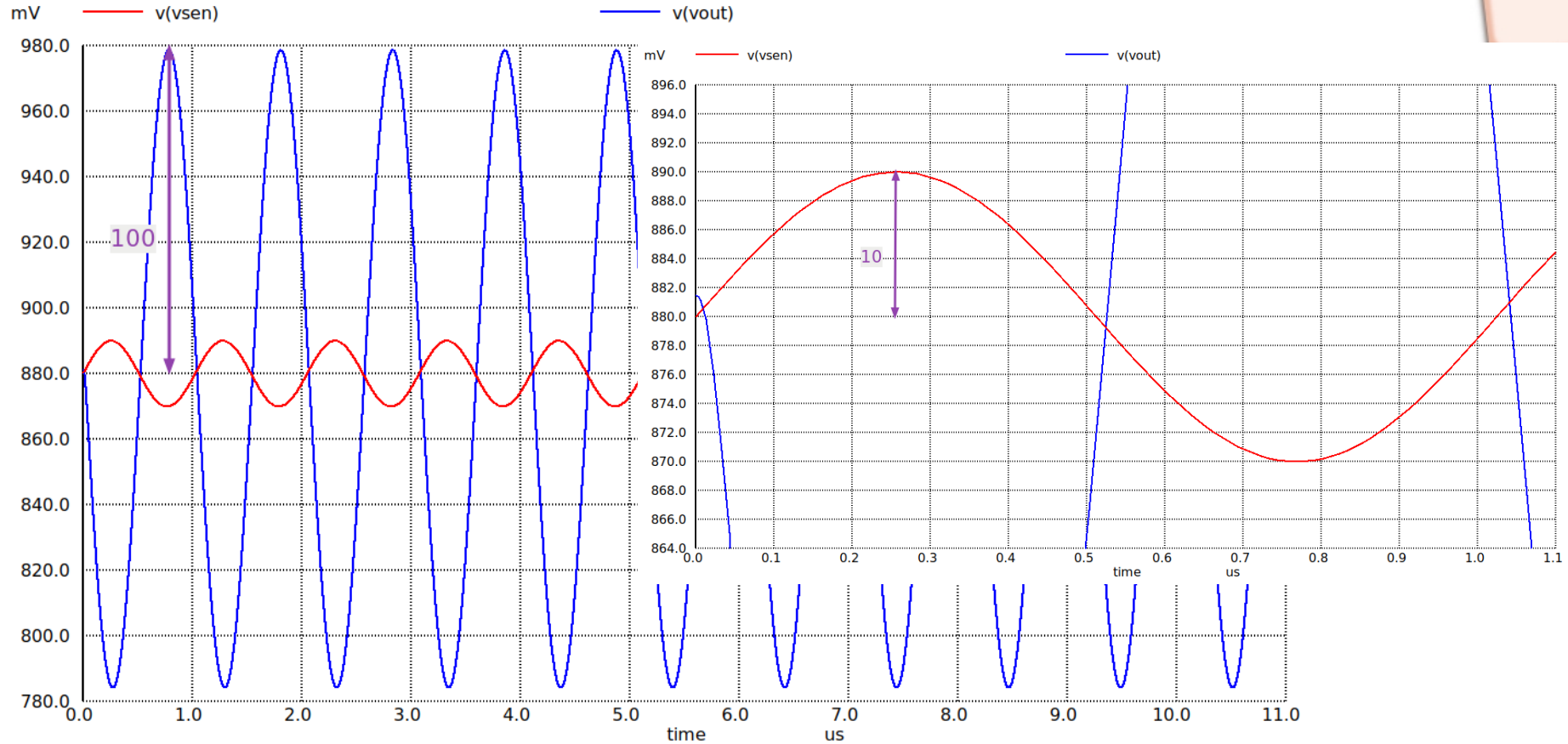
Diagrama de Bode en lazo cerrado SS



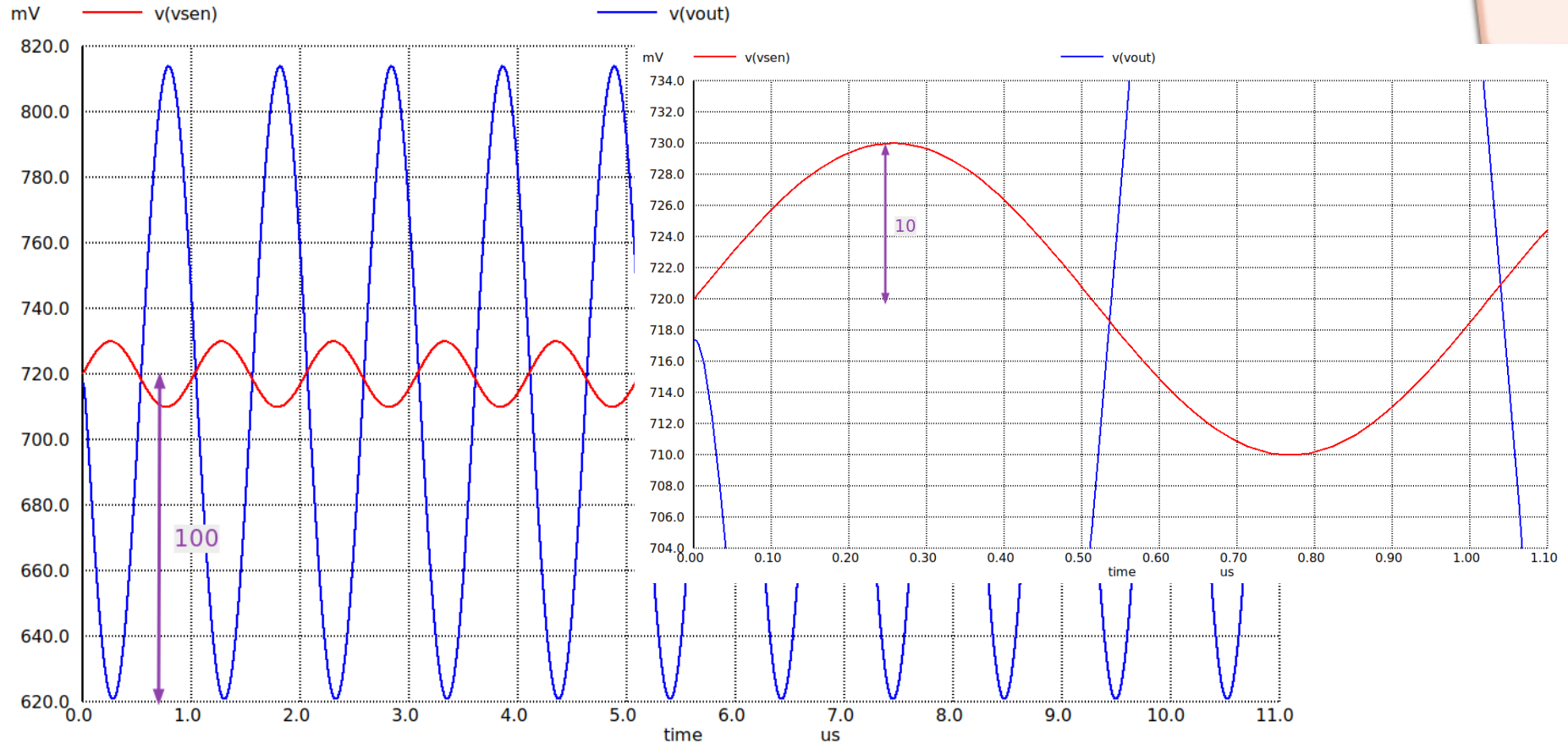
Respuesta transitoria en el corner TT



Respuesta transitoria en el corner FF



Respuesta transitoria en el corner SS



Conclusión de la respuesta transitoria

Además de la amplificación de diez veces de la señal:

$$\frac{V_{out}}{V_{input}}=10$$

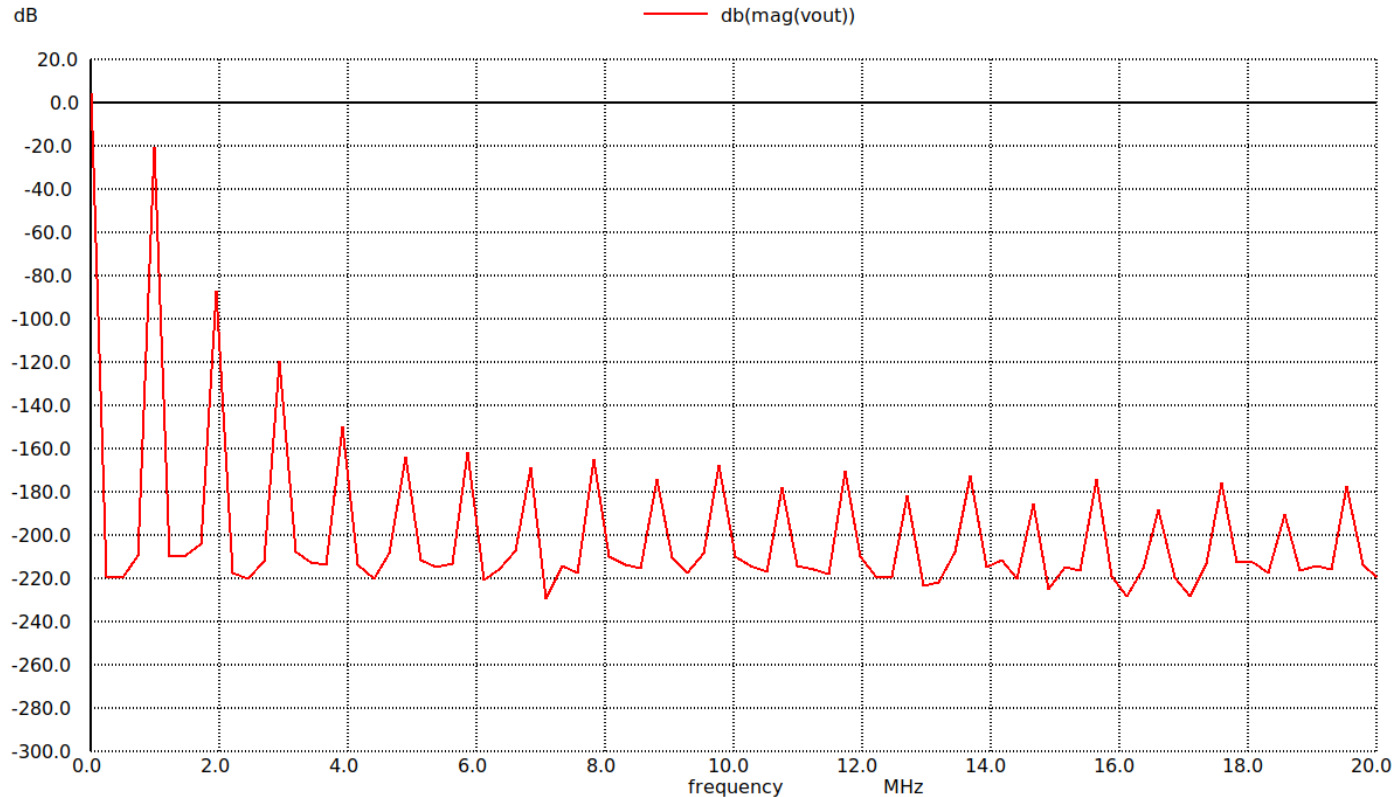
que se puede deducir a partir de las imagenes, también se verifica de manera teórica:

$$20 \log \left(\frac{V_{out}}{V_{input}} \right) = Gain [dB] \Rightarrow 20 \log (10) = 20 [dB]$$

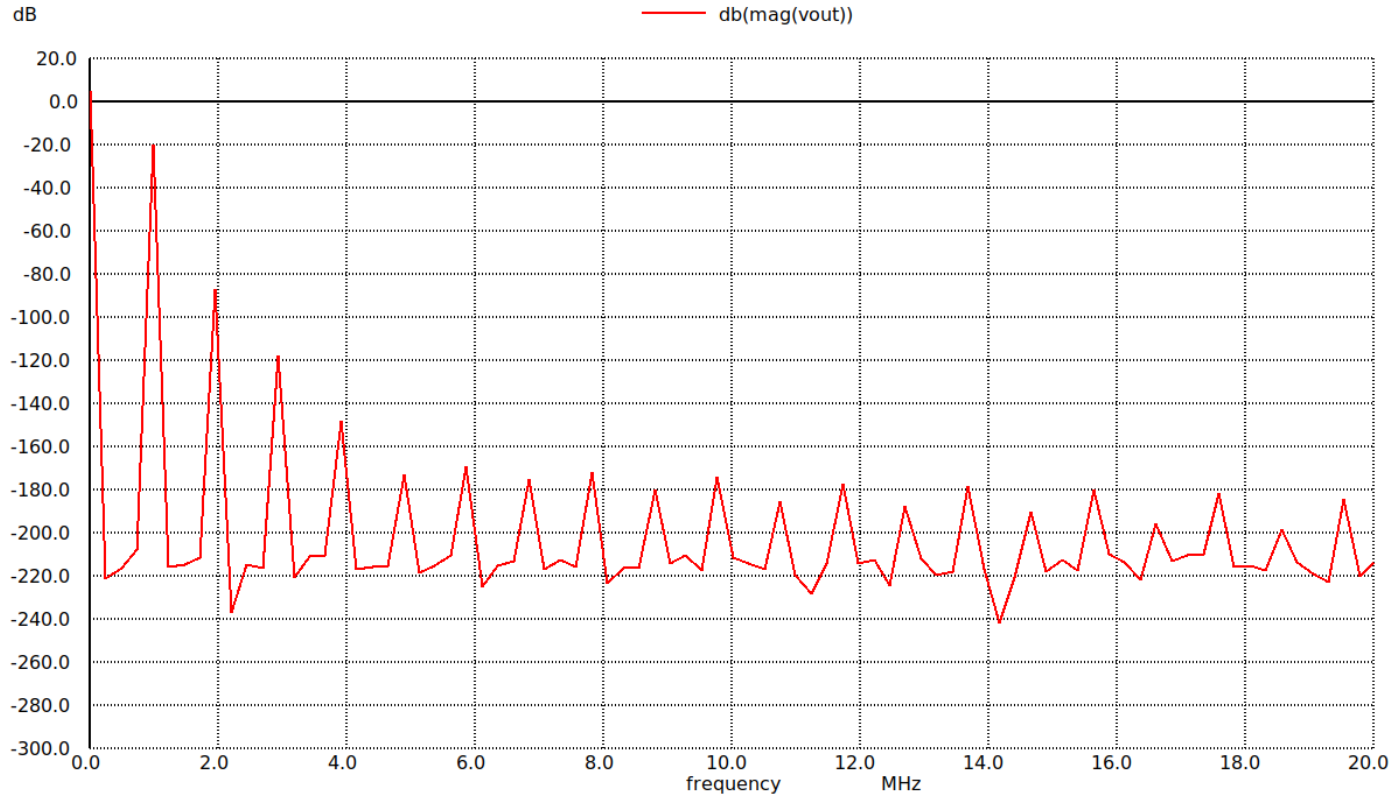
Y podemos ver que la señal de salida está montada en cada tensión de modo común respectivamente:

$$TT \rightarrow 0.8V, FF \rightarrow 0.88V, SS \rightarrow 0.72V$$

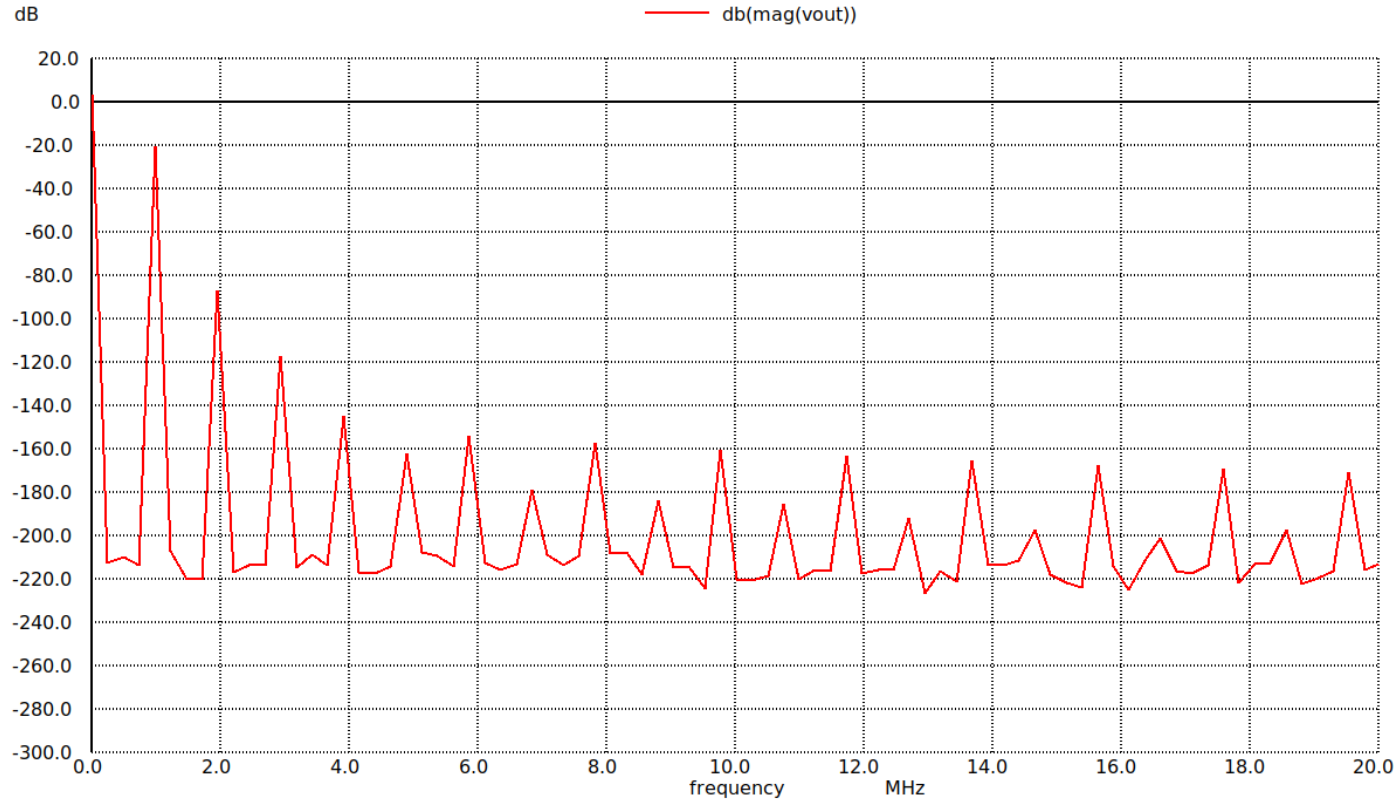
Transformada Rápida de Fourier FFT en corner TT



Transformada Rápida de Fourier FFT en corner FF



Transformada Rápida de Fourier FFT en corner SS



Ruido en corner TT

En este punto tenemos un ruido total de 223.7646 μV .

Ruido en corner FF

Aquí tenemos un ruido total de 205.8677 μV .

Ruido en corner SS

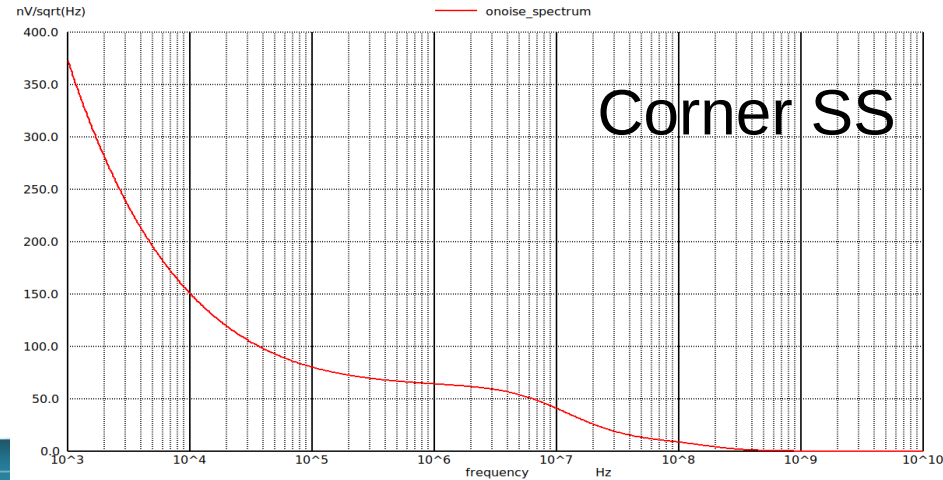
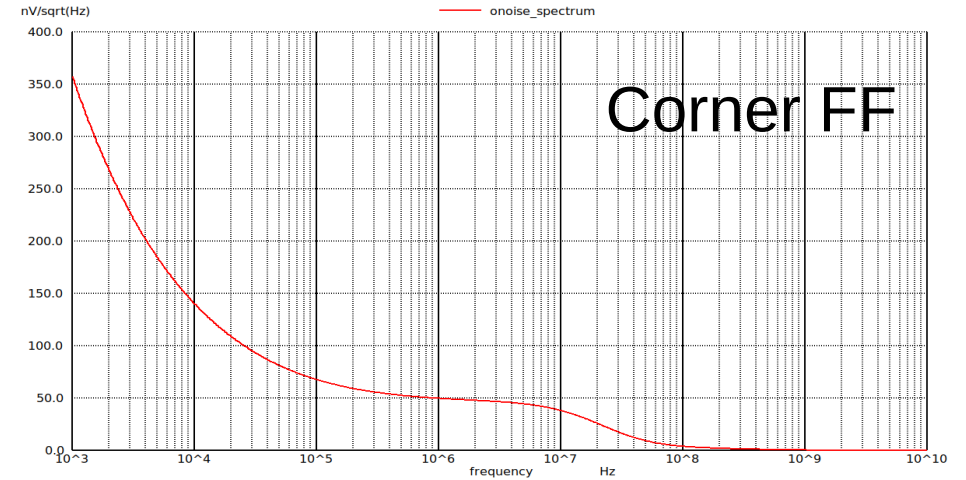
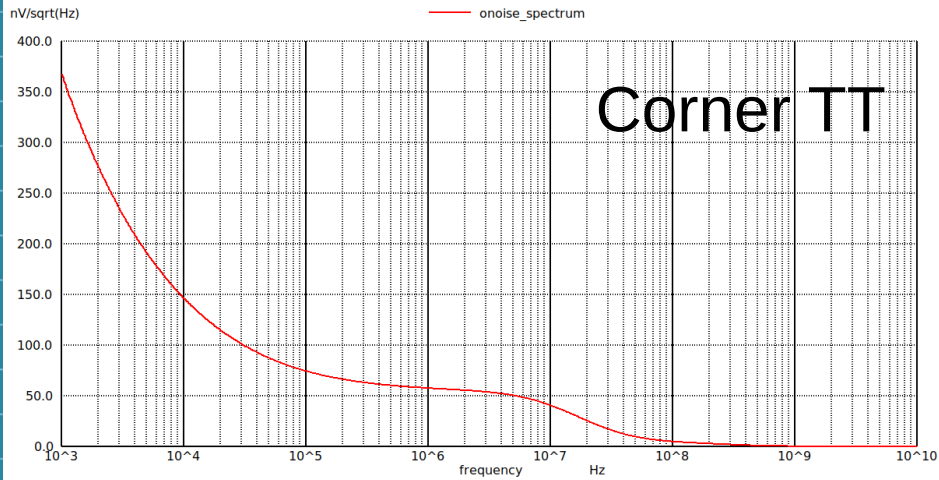
Y en este punto tenemos un ruido total de 250.4790 μV .

El ruido térmico es el que más afecta en este caso, y está dado por los siguientes transistores:

- M4 con 137.8322 μV
- M3 con 107.2906 μV
- M1 con 74.37167 μV
- M2 con 69.98490 μV

Podemos ver que es el ruido de la primer etapa el que más afecta, ya que se multiplica por la siguiente.

Comparación de las gráficas de ruido



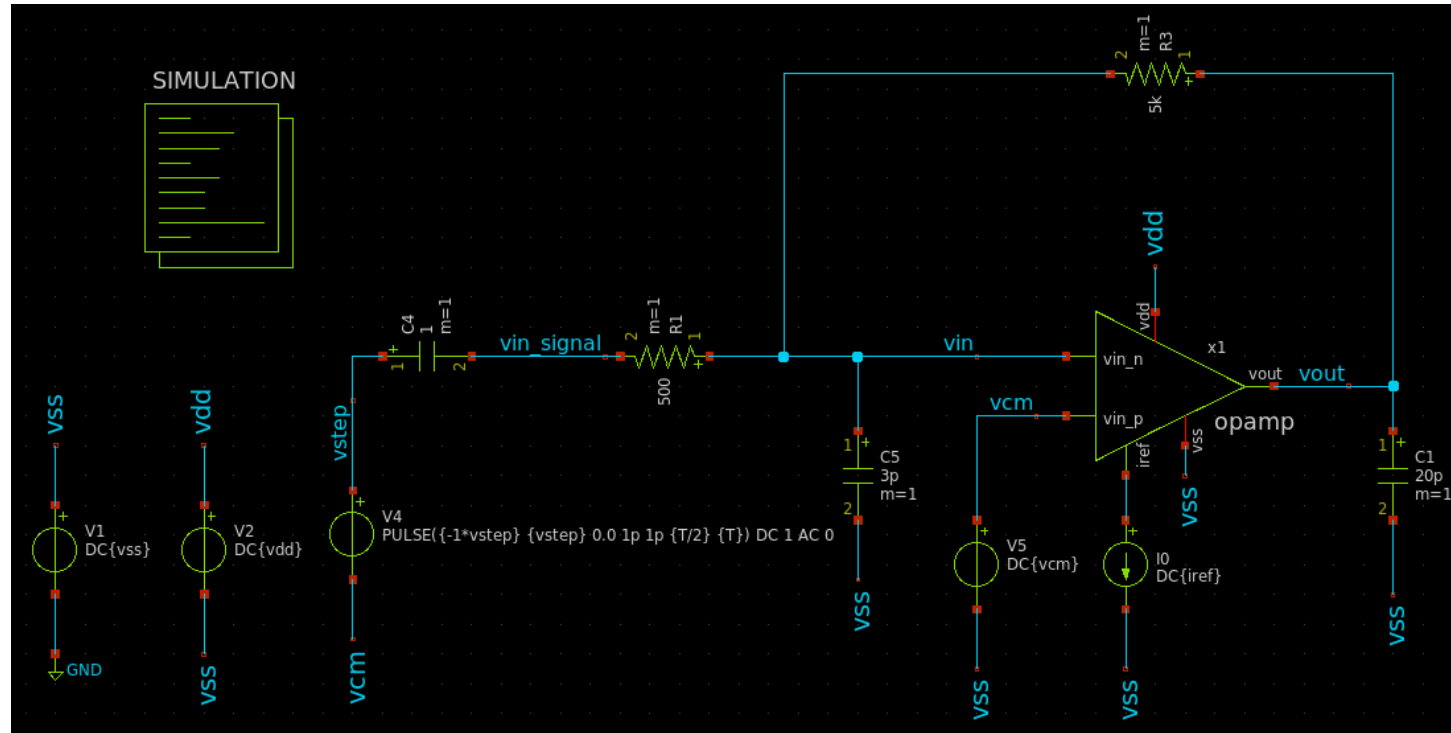
Resumen de las simulaciones a lazo cerrado



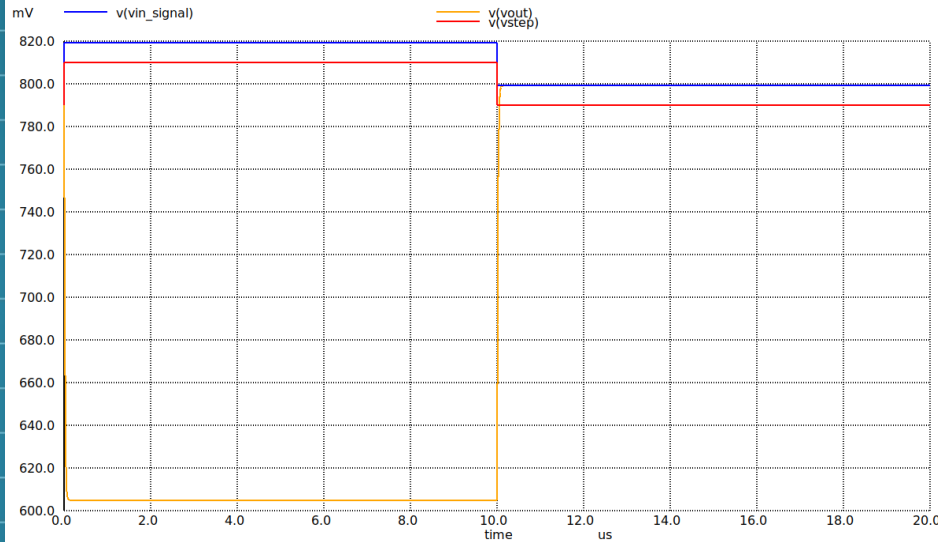
Corner	$DC\ Gain[dB]$	$Gain\ BW\ [MHz]$	$THD[dB]$	$Noise[\mu V]$	$V_{CM}[V]$
TT	19.76324	60.06351	-63.8746	223.7646	0.7992
FF	19.78258	64.55227	-64.2651	205.8677	0.8814
SS	19.76221	73.20877	-57.9283	250.4790	0.7174

Simulación de la respuesta al escalón

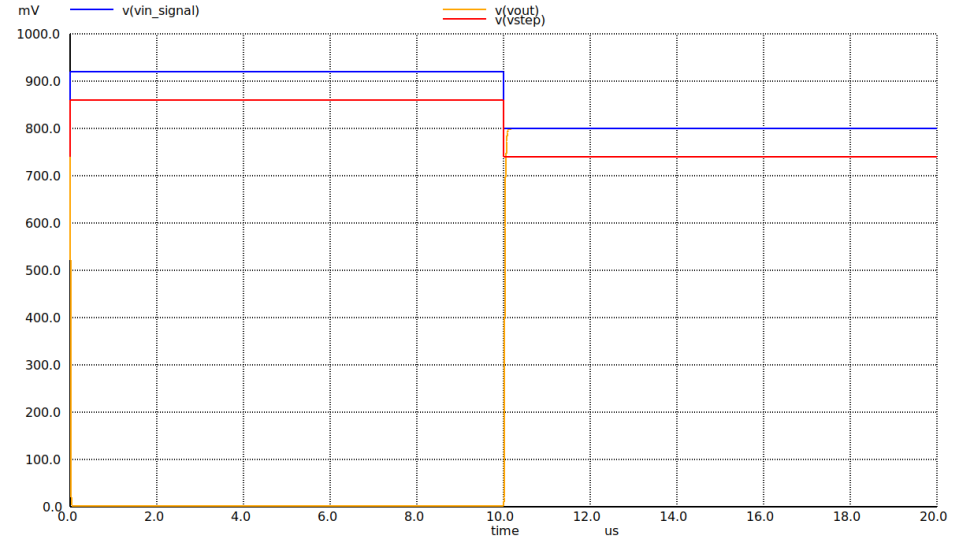
Esquématico del test bench:



Respuesta para un escalón de 10mV:



Respuesta para un escalón de 60mV:



A partir de estas gráficas podemos ver:

- como se invierte la señal de salida, ya que al ingresar una señal positiva nos la devuelve en contrafase.
- y la estabilidad del sistema dada por el margen de fase de 60° .

Consumo de corriente y de potencia

Corner	$I_{ref} [\mu A]$	Etapa 1 [mA]	Etapa 2 [mA]	$I_{total} [mA]$	$V_{DD} [V]$	Potencia Total [mW]
TT	100	1.059	1.361	2.52	1.8	4.536
FF	105	1.112	1.428	2.645	1.88	4.9726
SS	95	1.004	1.29	2.389	1.62	3.87

La corriente de referencia es la dada en los distintos “corners”; las demás son las que circulan por la etapa del surtidor común y la del diferencial. Sumando estas corrientes, luego las multiplicamos por la tensión de alimentación en cada punto de operación para obtener la potencia.

Conclusiones



Con este trabajo final, al igual que los anteriores, se han logrado aclarar conceptos referidos a la materia, con ayuda del software Xschem.

También se toma noción del trabajo que cuesta alcanzar los requerimientos en los circuitos analógicos. Creo que es necesario tener los conceptos claros desde el principio, ya que, al estar cerca de los requerimientos, me ha tomado tiempo cerrar el trabajo debido a que tenía que hacer muchas correcciones anteriores.

Se resalta que es necesario ir poco a poco y pensar antes de cambiar algo porque puede ser más perjudicial que beneficioso.

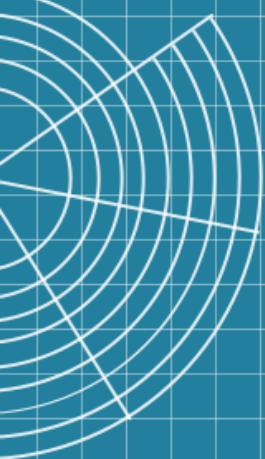
En este punto, resalto que al ir realizando la presentación, me di cuenta de que la tensión en modo común debería mantenerse en 0.8 V de manera constante, independientemente de la que se fija para los distintos puntos de simulación. En mi caso, la tensión en modo común cambia para cada corner.

El mayor esfuerzo parece estar en bajar el ruido porque, al intentar hacerlo, se debe volver a retocar todo el circuito.

Sin embargo, creo haber alcanzado la mayoría de los requerimientos como el nivel de ruido, ganancia, ancho de banda, margen de fase y distorsión armónica. Pero, como antes indiqué, cometí algún error en la interpretación de la tensión en modo común.

Y el corner con el que más problemas he tenido es el SS, ya que me quedaba un margen de fase muy pequeño y no podía llegar al pedido. Tenía cierta relación de compromiso entre los márgenes de fase de FF y SS.

Con respecto al consumo, se ve que obtenemos una corriente elevada comparándola con los resultados de los demás compañeros; por lo tanto, no sería viable la utilización de esta configuración teniendo las demás opciones disponibles.



Este trabajo está bajo la licencia Creative Commons
Attribution-ShareAlike 3.0 Unported.
Se hace uso de las presentaciones de Mateus Machado
Luna.
Y el desarrollo del contenido se realizó por Mugni Juan
Mauricio.

