



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO  
MESTRADO INTEGRADO EM ENGENHARIA ELECTROTÉCNICA E DE  
COMPUTADORES

SISTEMAS INTEGRADOS ANALÓGICOS

*Design* de um Amplificador

João Bernardo Sequeira de Sá	n.º 68254
Maria Margarida Dias dos Reis	n.º 73099
Nuno Miguel Rodrigues Machado	n.º 74236

Lisboa, 3 de Maio de 2015

# Índice

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Funcionamento Teórico do Circuito</b>	<b>2</b>
<b>3</b>	<b>Dimensionamento dos Transístores</b>	<b>4</b>
3.1	<i>Slew-Rate</i> . . . . .	4
3.2	<i>Slew-Rate</i> , Ganho, Largura de Banda e Margem de Fase . . . . .	11
3.3	<i>Budget</i> da Corrente . . . . .	16
<b>4</b>	<b>Área</b>	<b>17</b>
<b>5</b>	<b>Simulações de Monte Carlo e <i>Corners</i></b>	<b>18</b>
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>19</b>

# 1 Introdução

Pretende-se projectar um amplificador *folded cascode* CMOS OTA de dois andares de acordo com as especificações da seguinte tabela.

Tabela 1: Características do amplificador a projectar.

Especificação	Símbolo	Valor
Tensão de Alimentação	$V_{DD}$	3.3 V
Ganho para Sinais de Baixa Amplitude	$A_v$	70 dB
Largura de Banda	Bw	60 kHz
Margem de Fase	PM	60°
Capacidade da Carga	$C_L$	0.25 pF
<i>Slew-Rate</i>	SR	200 V/ $\mu$ s
<i>Budget</i> da Corrente	$I_{DD}$	400 $\mu$ A
Área de <i>Die</i>	/	0.02 mm <sup>2</sup>

O circuito de ponto de partida para a realização do projecto é apresentado de seguida.



Figura 1: Circuito do amplificador a projectar.

## 2 Funcionamento Teórico do Circuito

O circuito a desenvolver é do tipo *folded cascode* CMOS OTA (*Operational Transconductance Amplifier*). Os amplificadores OTA são caracterizados por apresentar ganhos e valores de impedância de saída elevados. O valor elevado da impedância de saída faz com que sejam especialmente indicados para cargas capacitivas podendo, no entanto, servir para cargas resistivas pequenas através de *feedback*.

Quando se compara o *folded cascode* com o *telescopic* observa-se que se tem o dobro da corrente e ganhos muito similares. No entanto, deve-se notar que se tem melhor largura de banda, *slew-rate*, estabilidade e impedância de saída mais elevada. O compromisso por estas qualidades é uma velocidade de resposta inferior, assim como índices de ruído superiores e uma pior resposta na frequência.

Analisando o circuito da Figura 1 em pormenor identificam-se 5 blocos, sendo importante analisar a função de cada um, para que melhor se possa compreender o funcionamento e comportamento do circuito na sua totalidade. O Bloco 1 representa o transístor responsável pela polarização do circuito. O Bloco 2 representa um par diferencial PMOS. O Bloco 3 corresponde a um espelho de corrente *cascode* básico do tipo PMOS. O Bloco 4 actua como isolamento. O Bloco 5 funciona como fonte de corrente que “puxa” sempre  $I$  (corrente de  $M_{11}$ ) para o *ground*.

Relativamente ao par diferencial, o circuito pode funcionar de acordo com três situações:

- $v_{in-} = v_{in+} \rightarrow$  situação 1
- $v_{in-} > v_{in+} \rightarrow$  situação 2
- $v_{in-} < v_{in+} \rightarrow$  situação 3

Na situação 1, cada transístor do par diferencial,  $M_1$  e  $M_2$ , tem metade da corrente que passa em  $M_{11}$  e o circuito apresenta o seguinte comportamento.

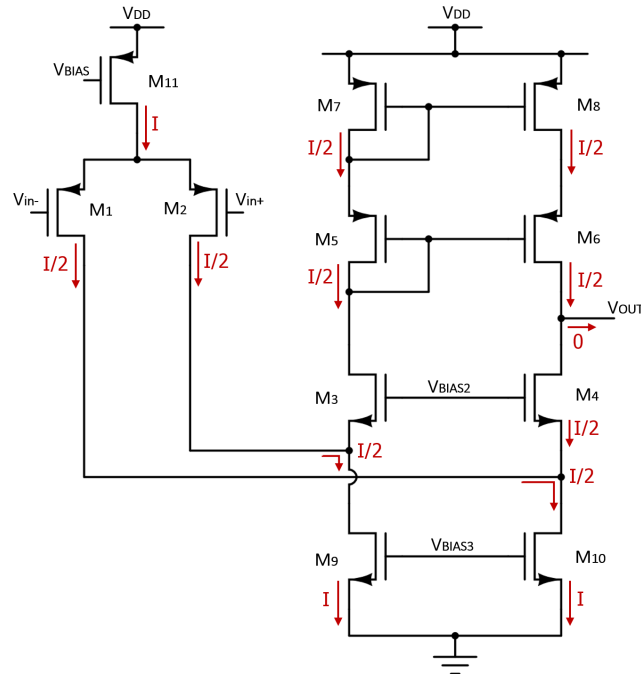


Figura 2: Funcionamento do circuito na situação 1.

Considerando agora o extremo da situação 2, a tensão na *gate* de  $M_1$  toma o valor máximo da fonte de tensão que polariza esse transístor e a tensão na *gate* de  $M_2$  é nula. Assim, o circuito apresenta o seguinte comportamento.

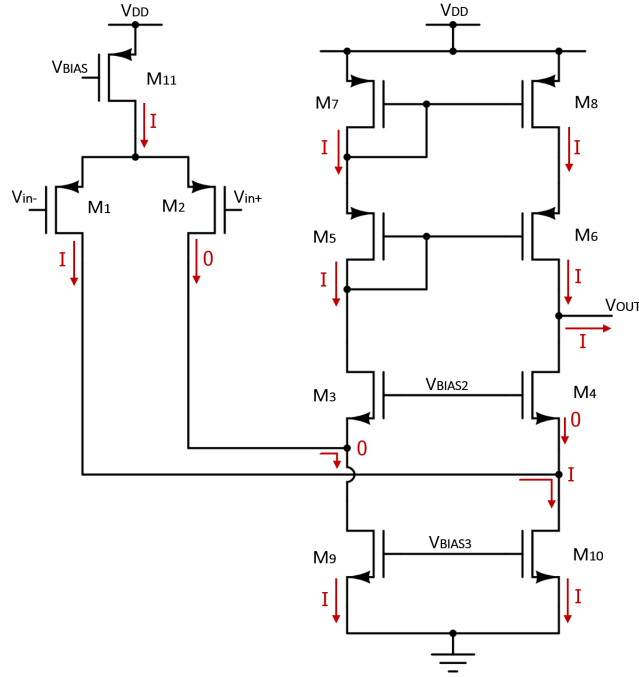


Figura 3: Funcionamento do circuito no extremo da situação 2.

Considerando agora o extremo da situação 3, a tensão na *gate* de  $M_2$  toma o valor máximo da fonte de tensão que polariza esse transístor e a tensão na *gate* de  $M_1$  é nula. Assim, o circuito apresenta o seguinte comportamento.

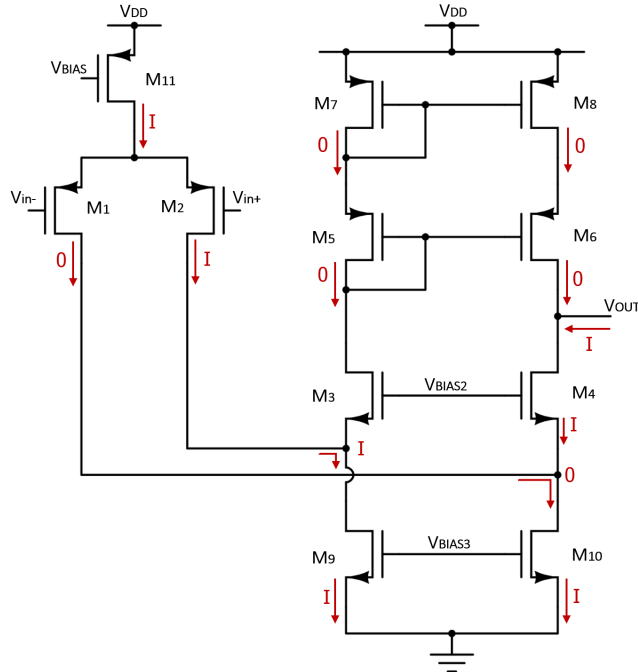


Figura 4: Funcionamento do circuito no extremo da situação 3.

### 3 Dimensionamento dos Transístores

A primeira fase no projecto do amplificador passou por decidir as dimensões dos vários transístores. Sabe-se que a dimensão de um transístor é dada pelos parâmetros  $W$  (*width* - largura) e  $L$  (*length* - comprimento).

#### 3.1 *Slew-Rate*

Para efectuar o primeiro dimensionamento dos transístores teve-se em consideração o critério da *slew-rate*, onde se pretende atingir um valor de  $200 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

O valor de  $L$  ficou decidido à partida como sendo  $1 \mu\text{m}$  para todos os transístores do circuito, isto porque se tem como *rule of thumb* que, para se evitar o efeito de modulação do comprimento do canal, o valor de  $L$  deve ser maior ou igual a  $1 \mu\text{m}$ . O valor de  $W$  pode ser calculado recorrendo à equação que determina a corrente num transístor. Para um transístor do tipo P a corrente é dada por

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \times \left( \frac{W}{L} \right) \times (V_{GS} - V_{TH})^2 = k_P \times \left( \frac{W}{L} \right) \times V_{OD}^2, \quad (3.1)$$

sendo que para um transístor do tipo N troca o valor do factor de ganho, em vez de  $k_P$  tem-se  $k_N$ .

Da equação anterior pretende-se determinar o valor de  $W$  dos vários transístores, sendo então necessário saber o valor de  $L$  (já determinado anteriormente), o valor da corrente que passa nos transístores,  $I_D$ , o valor de  $k$  e o valor da tensão de *overdrive*,  $V_{OD}$ .

O valor da tensão de *overdrive* definiu-se como sendo de  $0.2 \text{ V}$  para todos os transístores. Este valor deriva de outra *rule of thumb* que indica que se deve escolher para  $V_{OD}$  um valor de  $0.2\text{V}$  - menos do que isso e fica-se demasiado sensível a  $V_{TH}$  e mais do que isso e fica-se com pouca margem de saturação, que é uma medida do quão dentro da saturação se está, sendo calculada por  $V_{DS} - V_{OD}$ .

O valor de  $k$  pode ser obtido com recurso aos *process parameters*, sendo de referir que os valores que se retiram das *datasheets* representam apenas  $\mu_n C_{ox}$ , pelo que têm de ser multiplicados por  $1/2$  para que se obtenha o factor de ganho final, como se pode ver na próxima equação, para o caso de um transístor do tipo P:

$$k_P = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} = \frac{1}{2} \times K P_P. \quad (3.2)$$

Os valores já conhecidos que ajudam a obter o valor de  $W$  através da equação (2.1) encontram-se esquematizados na seguinte tabela.

Tabela 2: Valores especificados para algumas das características que definem os transístores.

Especificação	Método de Cálculo	Símbolo	Valor
Comprimento	<i>rule of thumb</i>	L	$1 \mu\text{m}$
Tensão de <i>Overdrive</i>	<i>rule of thumb</i>	$V_{OD}$	$0.2 \text{ V}$
Factor de Ganho (tipo P) <i>datasheet</i>	<i>process parameters</i>	$K P_P$	$58 \mu\text{A}/\text{V}^2$
Factor de Ganho (tipo N) <i>datasheet</i>	<i>process parameters</i>	$K P_N$	$175 \mu\text{A}/\text{V}^2$
Factor de ganho (tipo P)	equação (2.2)	$k_P$	$29 \mu\text{A}/\text{V}^2$
Factor de ganho (tipo N)	equação (2.2)	$k_N$	$87.5 \mu\text{A}/\text{V}^2$

Para determinar os valores das correntes que passam nos vários transístores começou-se por determinar a corrente máxima à saída do circuito. Existe uma relação entre a *slew-rate*, SR, e a corrente de saída máxima,  $I_{out_{max}}$  expressa por

$$SR = \frac{I_{out_{max}}}{C_L}, \quad (3.3)$$

que nos permite concluir que quanto maior for a corrente de saída, mais depressa é carregado o condensador que constitui a carga.

Com os valores da Tabela 1 obtém-se:

$$SR = \frac{I_{out_{max}}}{C_L} \leftrightarrow I_{out_{max}} = 200 \times 0.25 \times 10^{-6} \text{ A} = 50 \text{ } \mu\text{A}. \quad (3.4)$$

Analisando as Figuras 3 a 4 percebe-se que a corrente  $I_{out_{max}}$  corresponde a  $I/2$ , pelo que o valor máximo de  $I$  corresponde a  $100 \text{ } \mu\text{A}$ . O dimensionamento dos transístores foi feito tendo em conta o ponto de funcionamento em repouso (PFR), situação 1, de acordo com

$$W_P = \frac{I_D \times L}{k_P \times V_{OD}^2} \rightarrow \text{transístor tipo PMOS}; \quad (3.5)$$

$$W_N = \frac{I_D \times L}{k_N \times V_{OD}^2} \rightarrow \text{transístor tipo NMOS}. \quad (3.6)$$

Os valores obtidos para a *width* dos vários transístores apresenta-se na tabela seguinte. De notar que os valores foram arredondados ao inteiro mais próximo.

Tabela 3: Valores de  $W$  dos transístores que constituem o circuito, calculados em função do PFR.

Transístor	Tipo	Corrente	Observações	W
M1	PMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	/	43 $\mu\text{m}$
M2	PMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	/	43 $\mu\text{m}$
M3	NMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	/	14 $\mu\text{m}$
M4	NMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	/	14 $\mu\text{m}$
M5	PMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	constitui espelho de corrente com M6 com rácio 1:1	43 $\mu\text{m}$
M6	PMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	constitui espelho de corrente com M5 com rácio 1:1	43 $\mu\text{m}$
M7	PMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	constitui espelho de corrente com M8 com rácio 1:1	43 $\mu\text{m}$
M8	PMOS	$I_D = I_{max}/2 = 50 \text{ } \mu\text{A}$	constitui espelho de corrente com M7 com rácio 1:1	43 $\mu\text{m}$
M9	NMOS	$I_{Dmax} = I_{max} = 100 \text{ } \mu\text{A}$	/	29 $\mu\text{m}$
M10	NMOS	$I_{Dmax} = I_{max} = 100 \text{ } \mu\text{A}$	/	29 $\mu\text{m}$
M11	PMOS	$I_{Dmax} = I_{max} = 100 \text{ } \mu\text{A}$	/	86 $\mu\text{m}$

De referir que os transístores  $M_5$  e  $M_6$  têm as mesmas dimensões, tal como pretendido, pois formam um espelho de corrente que tem como rácio 1:1. O mesmo se aplica aos transístores  $M_7$  e  $M_8$ .

Com o dimensionamento dos transístores feito procede-se a uma primeira simulação do circuito, com o intuito de verificar o seu funcionamento. Porém, antes de simular o circuito alterou-se a sua polarização, para que em vez de ser feita em tensão seja feita em corrente. Isto é feito porque uma

polarização em corrente permite ter mais controlo, sendo que quando é feita em tensão não se tem garantias dos valores pretendidos.

Assim, o circuito da Figura 1 foi alterado para o apresentado de seguida.



Figura 5: Primeiro circuito de simulação do amplificador.

Na figura anterior pode-se ver o valor de  $W$  utilizado nos vários transístores, sendo que para todos o valor de  $L$  é de  $1 \mu\text{m}$ .

Como se pode ver, o transístor  $M_{11}$  que é originalmente polarizado em tensão com  $V_{BIAS}$ , Bloco 1, foi substituído por um espelho de corrente básico que é polarizado em corrente com  $I_{BIAS}$ . A polarização feita com recurso a  $V_{BIAS2}$  e  $V_{BIAS3}$  foi também alterada para passar a ser feita em corrente com  $I_{BIAS2}$ , através de um espelho de corrente *cascade low-voltage*. O valor de  $I_{BIAS}$  e de  $I_{BIAS2}$  é de  $100 \mu\text{A}$ .

De notar que os transístores  $M_{11_1}$  e  $M_{11_2}$  têm a mesma dimensão que aquela que foi determinada para  $M_{11}$ , uma vez que a corrente que os atravessa é também  $100 \mu\text{A}$  e são do tipo PMOS. Já os transístores  $M_{12}$  e  $M_{14}$  têm a mesma dimensão que  $M_9$  e  $M_{10}$ , uma vez que a corrente que os atravessa é também  $100 \mu\text{A}$  e são do tipo NMOS. O transístor  $M_{13}$ , de acordo com o funcionamento teórico de um espelho de corrente *cascade low-voltage*, deve ter um  $W$  3 vezes inferior ao de  $M_{12}$ , assim como deve funcionar sempre no tródo, o que implica uma *width* de  $9 \mu\text{m}$ .

Na Figura 6 encontra-se o *schematic* criado no Cadence correspondente ao da Figura 5.



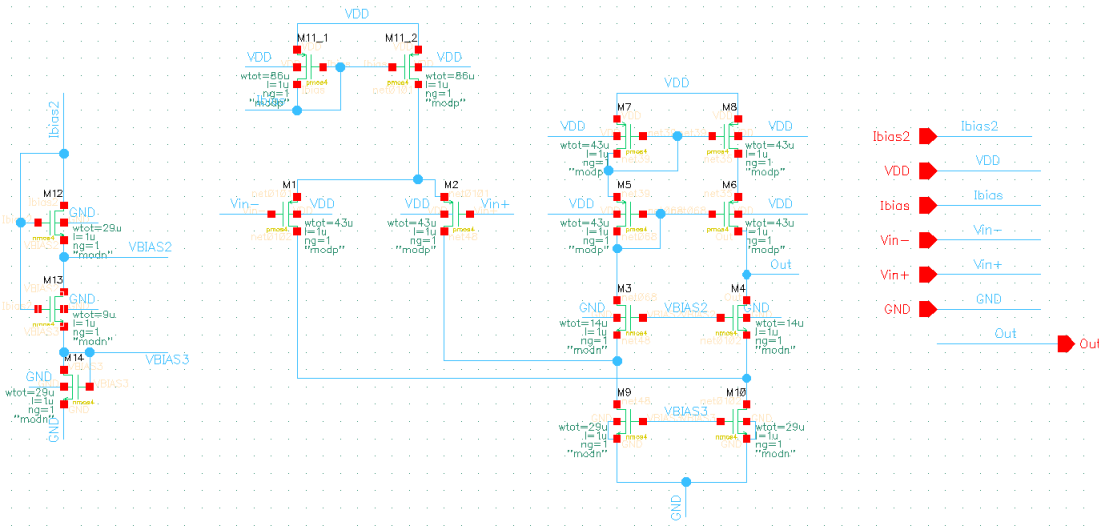


Figura 6: *Schematic* do circuito criado para a primeira simulação.

Com o *schematic* anterior projectou-se um símbolo e criaram-se novos *schematics* de *testbench*, como se pode ver nas Figura 7, 8 e 9.

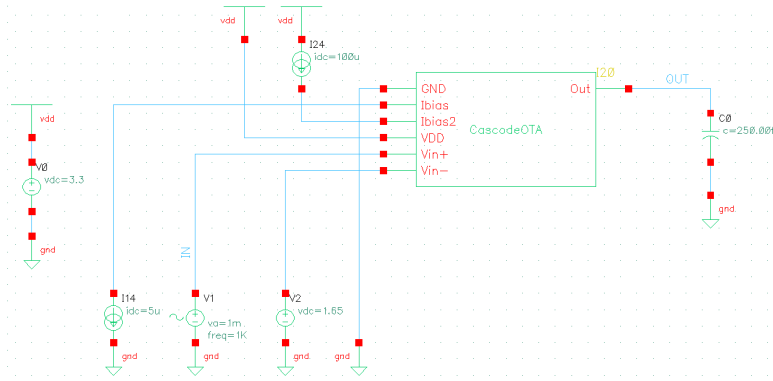


Figura 7: *Schematic* do *testbench* que permite simular o circuito em testes transiente e de resposta DC.

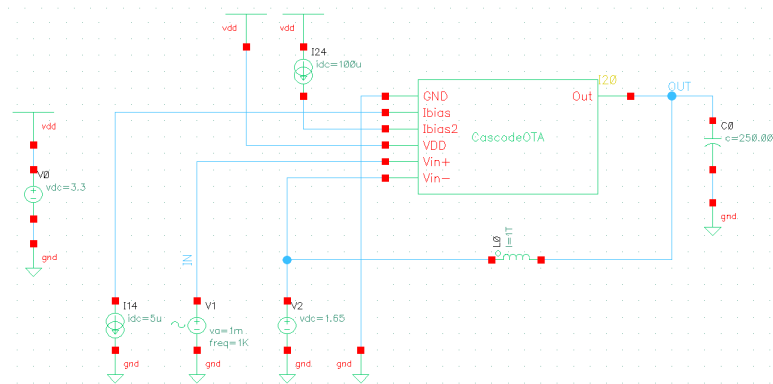


Figura 8: *Schematic* do *testbench* que permite simular o circuito em testes de resposta AC.

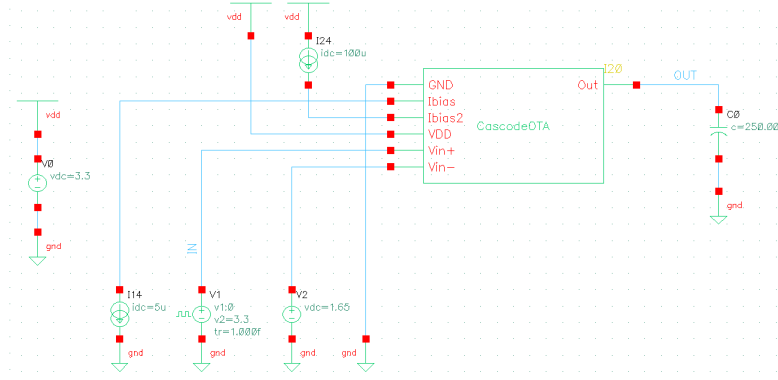


Figura 9: Schematic do testbench que permite simular o circuito em testes da *slew-rate*.

Recorrendo ao circuito da Figura 7 efectuou-se uma análise transiente durante 2 ms. Para verificar se o circuito funciona como pretendido optou-se por verificar se todos os transístores do amplificador tem a corrente  $I_D$  pretendida, ou seja, de acordo com a Figura 1, e se estão na região de saturação.

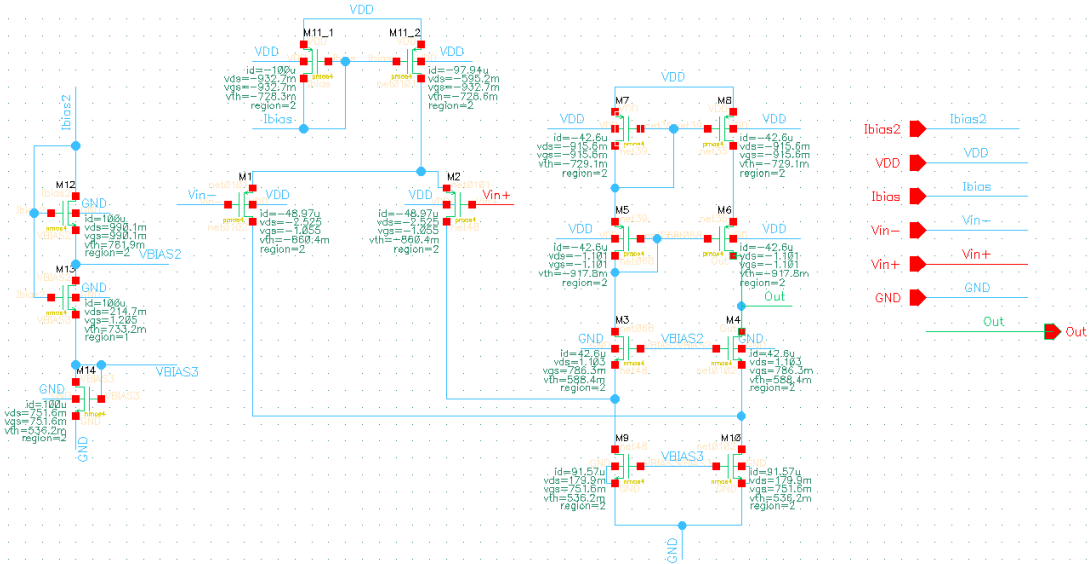


Figura 10: Valores do PFR do schematic da Figura 6.

A região de funcionamento dos transístores pode ser vista na secção *region*: 0 implica que o transistor está ao corte, 1 que está no triodo, 2 que está na zona de saturação e 3 na região de *subthreshold*.

Como se pode ver, todos os transístores do amplificador estão na região 2, tal como pretendido, assim como os que polarizam através de  $I_{BIAS}$ . Os transístores  $M_{12}$  e  $M_{14}$  do espelho de corrente *cascode low-voltage* estão também saturados e o transistor  $M_{13}$  está no triodo, tal como se queria.

Porém, apesar de os transístores estarem a funcionar na zona correcta, o valor das suas correntes está ligeiramente afastado do pretendido. Os transístores  $M_3$ ,  $M_4$ ,  $M_5$ ,  $M_6$ ,  $M_7$  e  $M_8$  deveriam ter um valor de  $I_D$  de  $50 \mu A$ , sendo, no entanto, o valor registado pela simulação de  $42.6 \mu A$ . Para os transístores  $M_9$  e  $M_{10}$  esperava-se um valor de  $I_D$  de  $100 \mu A$ , sendo, no entanto, o valor registado pela simulação de  $91.57 \mu A$ . As correntes do espelho de corrente básico estão de acordo com o esperado,

sendo que os transístores  $M_1$  e  $M_2$  têm um valor de corrente de  $48.97 \mu A$ , um valor próximo do esperado de  $50 \mu A$ .

Até agora, para efectuar o dimensionamento dos transístores o critério que se teve em consideração foi a *slew-rate*. Assim, com recurso à calculadora do Cadence calculou-se o seu valor, sendo este de  $170.7 \times 10^6 \text{ V/segundo} \leftrightarrow 169.9 \text{ V}/\mu s$ . O valor pretendido é de  $200 \text{ V}/\mu s$ , verificando-se então alguma diferença entre os dois valores.

Relativamente aos valores de  $V_{GS}$  para os vários transístores, os valores teóricos esperados foram calculados com base nos *process parameters* da seguinte forma:

$$V_{TH_{0P}} \approx 0.6V \rightarrow V_{GS} = V_{OD} + V_{TH_N} = 0.2 + 0.6 = 0.8V \rightarrow \text{transístor tipo PMOS}; \quad (3.7)$$

$$V_{TH_{0N}} \approx 0.5V \rightarrow V_{GS} = V_{OD} + V_{TH_N} = 0.2 + 0.5 = 0.7V \rightarrow \text{transístor tipo NMOS}. \quad (3.8)$$

Na Figura 10 pode-se verificar que certos transístores do amplificador sofrem de efeito de corpo, ou seja, não têm o *bulk* à mesma tensão que a *source*. Para transístores NMOS tal ocorre se a *source* não estiver ligada a GND e, para transístores PMOS, se a *source* não estiver ligada a VDD.

Quando um transístor sofre de efeito de corpo o seu valor de  $V_{TH}$  desvia-se de  $V_{TH_0}$  (tensão de limiar na ausência de efeito de corpo) e, como tal, a sua tensão  $V_{GS}$  toma também valores diferentes. De facto, os transístores PMOS que sofrem de efeito de corpo ( $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_5$  e  $M_6$ ), quando comparados aos que não sofrem, apresentam uma tensão de limiar mais afastada do valor da equação (3.7).

Na tabela seguinte pode-se ver as especificações pretendidas e as que se verificam até ao momento, sendo que a verde se assinalam aquelas que se considera cumpridas e a vermelho aquelas que se pretende melhorar. É de referir que ainda não se tem em consideração o critério da área, pois essa é uma preocupação final.

Tabela 4: Especificações actuais do circuito.

Especificação	Valor	
	Teórico	Experimental
Ganho para Sinais de Baixa Amplitude	70 dB	66.01 dB
Largura de Banda	60 kHz	87.45 kHz
Margem de Fase	60°	54.59°
<i>Slew-Rate</i>	200 V/ $\mu s$	169.9 V/ $\mu s$
<i>Budget</i> da Corrente	400 $\mu A$	383.14 $\mu A$
Área de <i>Die</i>	0.02 mm <sup>2</sup>	/

Face à ligeira discrepância nos valores obtidos para a corrente nos vários transístores e para a *slew-rate*, decidiu-se proceder a um ajuste nas dimensões dos transístores para se obter valores mais próximos dos esperados. Este ajuste foi feito ao nível dos transístores  $M_3$  e  $M_4$  pois, ao aumentar as suas dimensões faz-se variar as suas tensões  $V_{GS}$ , e como tal  $V_{BIAS_2}$ , o que resulta num aumento da tensão  $V_{DS}$  de  $M_9$ , que por sua vez faz aumentar a corrente daquele ramo.

O ajuste feito nesses dois transístores passou por aumentar o seu rácio  $W/L$  para o dobro, ou seja, o valor de  $W$  passou de  $14 \mu m$  para  $28 \mu m$ . À primeira vista não parecer ser um ajuste fino, no entanto, está associado à existência de um efeito de segunda-ordem.

De facto, quando se é mais criterioso, a corrente de um transistor não é calculada de acordo com a equação (2.1), mas sim de acordo com

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \times \left( \frac{W}{L} \right) \times (V_{GS} - V_{TH})^2 \times (1 + \lambda V_{DS}) = k_P \times \left( \frac{W}{L} \right) \times V_{OD}^2 \times (1 + \lambda V_{DS}). \quad (3.9)$$

Como se pode ver, sobre o valor da corrente existe um efeito de segunda-ordem com a introdução da parcela  $(1 + \lambda V_{DS})$ . Assim se explica que, quando o valor de  $W$  de  $M_3$  e  $M_4$  passa para o dobro, a corrente nos transistores aumenta em aproximadamente  $7\mu A$ , conseguindo-se obter o valor desejado de  $50\mu A$ .

Fizeram-se mais ajustes finos nos transistores que polarizam o amplificador, sendo que o transistor  $M_{12}$  passou para um  $W$  de  $28\mu m$  e o transistor  $M_{13}$  para um  $W$  de  $7\mu m$ . Estes ajustes nos transistores foram feitos com o objectivo de melhorar a corrente dos respectivos ramos.

Na Figura 11 apresenta-se o circuito com o ajuste nas dimensões dos transistores.

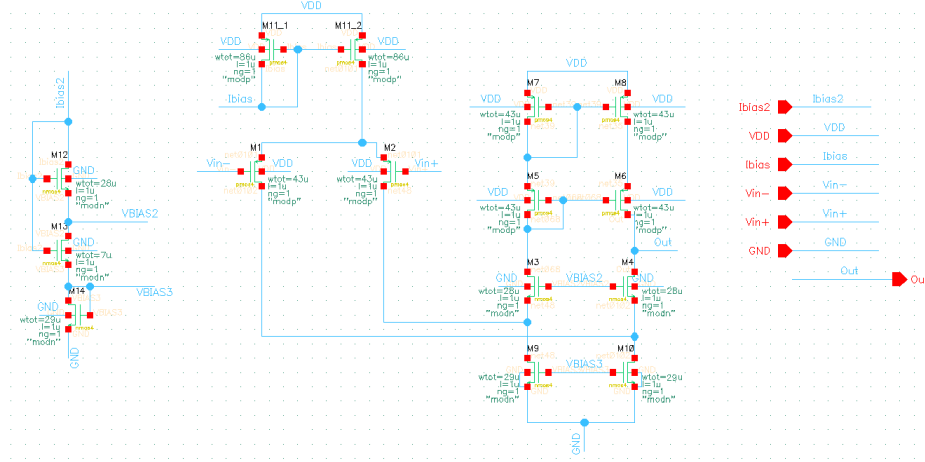


Figura 11: *Schematic* do circuito com os valores de  $W$  ajustados.

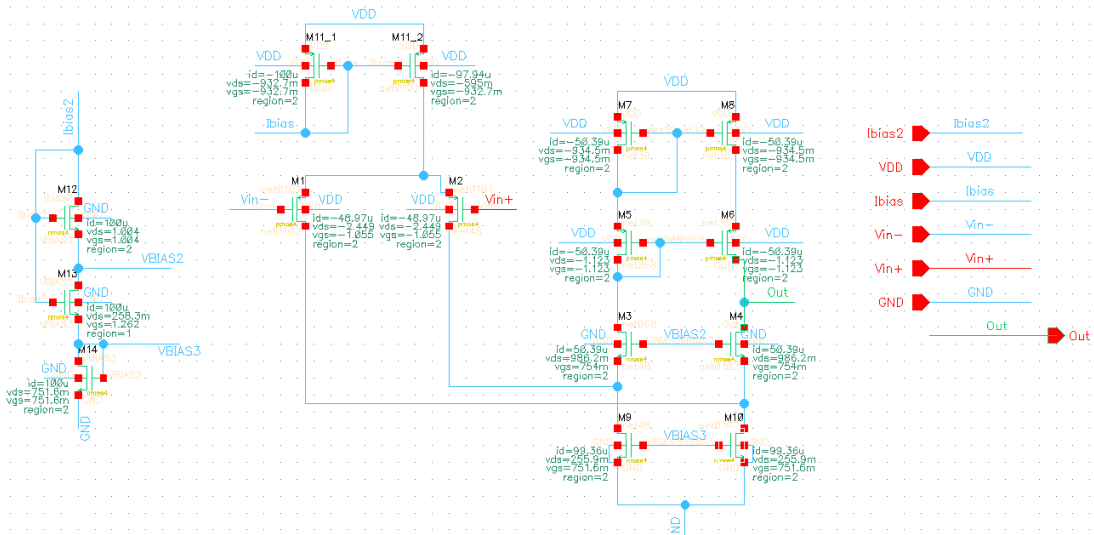


Figura 12: Valores do PFR do *schematic* da Figura 9.

Como se pode ver na figura anterior, o valor da corrente nos transístores  $M_3$  a  $M_8$  passou para  $50.39 \mu A$ , um valor muito próximo do pretendido de  $50 \mu A$ . Relativamente aos transístores  $M_9$  e  $M_{10}$ , passaram a ter uma corrente de  $99.36 \mu A$ , um valor também bastante próximo do pretendido de  $100 \mu A$ .

Face a estes ajustes mediu-se novamente o valor da *slew-rate* para verificar se o critério já é cumprido. O valor medido foi de  $199.9 \times 10^6 V/\text{segundo} \leftrightarrow 199.9 V/\mu s$ , um valor que se considera óptimo.

Assim, o estado actual do circuito é apresentado de seguida.

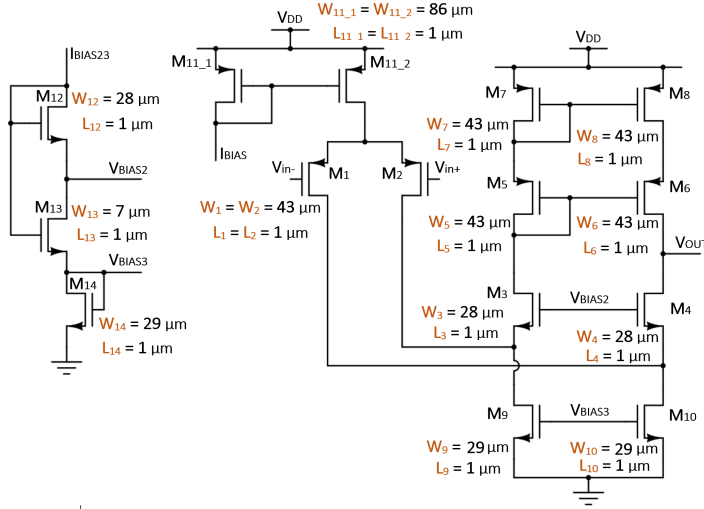


Tabela 5: Especificações.

Especificação	Valor	
	Teórico	Experimental
Ganho para Sinais de Baixa Amplitude	70 dB	75.01 dB
Largura de Banda	60 kHz	35.56 kHz
Margem de Fase	60°	52.51°
<i>Slew-Rate</i>	200 V/ $\mu s$	199.9 V/ $\mu s$
<i>Budget</i> da Corrente	400 $\mu A$	398.72 $\mu A$
Área de Die	0.02 mm <sup>2</sup>	/

Figura 13: Circuito actual.

### 3.2 *Slew-Rate*, Ganho, Largura de Banda e Margem de Fase

Por análise da tabela anterior, verifica-se que o valor da largura de banda corresponde a metade do pretendido, sendo que depois se torna mais complicado conseguir recuperar sem comprometer a *slew-rate* já obtida.

Assim, optou-se por uma nova abordagem em que fica decidido não alterar o rácio  $W/L$  dos transístores, com vista a não modificar o valor da sua transcondutância e não comprometer a sua região de funcionamento.

Olhando então para o primeiro ajuste feito, optou-se por modificar o valor de  $L$  dos transístores  $M_3$  e  $M_4$  de maneira igual à modificação de  $W$ , ou seja,  $L$  passa também para o dobro, ficando a 2  $\mu m$ . Relativamente ao ajuste fino feito nos transístores  $M_{12}$  e  $M_{13}$ , opta-se por não manter o seu rácio  $W/L$ , algo que não é problemático, uma vez que não fazem parte do circuito do amplificador, mas sim parte de um circuito que o polariza em corrente. Face a esta modificação o circuito comporta-se da seguinte maneira.



	Valor	
Especificação	Teórico	Experimental
Ganho para Sinais de Baixa Amplitude	70 dB	70.13 dB
Largura de Banda	60 kHz	55.11 kHz
Margem de Fase	60°	44.66°
<i>Slew-Rate</i>	200 V/ $\mu$ s	171.4 V/ $\mu$ s

Figura 14: Circuito actual.

Como se pode ver pela Tabela 6, a *slew-rate* desceu drasticamente face ao valor da Tabela 5. Assim, conclui-se que passar o rácio  $W/L$  dos transístores  $M_3$  e  $M_4$  para o dobro é muito e optou-se por aumentar, numa primeira fase, em 30% face ao valor original de  $W = 14 \mu\text{m}$  e  $L = 1 \mu\text{m}$ . Também nesta altura, verificou-se que considerar apenas o critério da *slew-rate* como estando isolado dos demais critérios não é a melhor abordagem. De facto, optou-se por ter agora também em consideração o critério do ganho, da largura de banda e da margem de fase - tomou-se esta decisão pois uma análise teórica de todos estes factores revela o quão afectados são uns pelos outros.

Veja-se: o ganho do circuito é dado pela equação (3.10) e a largura de banda, que está associada à frequência do pólo dominante, é dada pela equação (3.11).

$$A_v = g_{m_1} R_o = g_{m_1} [(g_{m_4} r_{o_4} (r_{o_2} // r_{o_{10}})) // (g_{m_6} r_{o_6} r_{o_8})]; \quad (3.10)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_L R_o} = \frac{1}{2\pi C_L [(g_{m_4} r_{o_4} (r_{o_2} // r_{o_{10}})) // (g_{m_6} r_{o_6} r_{o_8})]}. \quad (3.11)$$

O parâmetro comum ao ganho e à largura de banda é  $R_o$  - resistência de saída do amplificador *folded cascode*. O valor de  $R_o$  depende das resistências de saída de  $M_2$  ( $r_{o2}$ ),  $M_4$  ( $r_{o4}$ ),  $M_6$  ( $r_{o6}$ ),  $M_8$  ( $r_{o8}$ ) e  $M_{10}$  ( $r_{o10}$ ) e também da transcondutância de  $M_4$  ( $g_{m4}$ ) e  $M_6$  ( $g_{m6}$ ).

O valor da transcondutância é directamente proporcional ao rácio  $W/L$  e a resistência de saída de um transistor é dada por:

$$r_o = \left[ \lambda \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \times \left( \frac{W}{L} \right) \times (V_{GS} - V_{TH})^2 \right]^{-1}. \quad (3.12)$$

Sabendo que se procura sempre manter o rácio das dimensões dos transístores vem:

$$g_m : \text{aumentar/diminuir } W \text{ e aumentar/diminuir } L \rightarrow \text{mantém valor de } g_m \quad (3.13)$$

$$r_o : \begin{cases} \text{aumentar } W \text{ e aumentar } L \rightarrow \text{aumenta valor de } de r_o \\ \text{diminuir } W \text{ e diminuir } L \rightarrow \text{diminui valor de } de r_o \end{cases} \quad (3.14)$$

A margem de fase,  $PM$ , é afectada pela frequência do pólo não dominante, sendo dada pela equação (3.15), tal como se pode ver de seguida.

$$f_{np} = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{n1}} \approx \frac{g_{m3}}{2\pi [C_{gs3} + C_{db2} + C_{db9}]}. \quad (3.15)$$

Analisando a equação anterior tem-se quatro graus de liberdade:  $g_{m3}$ ,  $C_{gs3}$ ,  $C_{db2}$  e  $C_{db9}$ . Como foi referido anteriormente, o rácio  $W/L$  mantém-se, logo o valor de  $g_{m3}$  é constante. Assim, os parâmetros que afectam de facto a frequência do pólo não dominante são  $C_{gs3}$ ,  $C_{db2}$  e  $C_{db9}$ . De seguida apresentam-se as equações que definem  $C_{gs}$  e  $C_{db}$  em função de  $W$ ,  $L$  e  $V_{DB}$ .

$$C_{gs} = \frac{2}{3} W L C_{ox}; \quad (3.16)$$

$$C_{db} = \frac{C_{db0}}{\sqrt{1 + \frac{V_{DB}}{V_0}}}; \quad (3.17)$$

$$PM : \text{aumentar } f_{np} \rightarrow \text{diminui valor de } PM; \quad (3.18)$$

$$f_{np} : \begin{cases} \text{aumentar } W \text{ e aumentar } L \rightarrow \text{aumenta valor de } C_{gs} \rightarrow \text{diminui valor de } f_{np} \\ \text{aumentar } V_{DB} \rightarrow \text{diminui valor de } C_{db} \rightarrow \text{aumenta valor de } f_{np} \end{cases} \quad (3.19)$$

As tensões  $V_{DB2}$  e  $V_{DB9}$  são dadas pelas seguintes equações:

$$V_{DB2} = V_D - V_B = V_{DD} - R_2 I_D - V_{DD} = -R_{o11.2} I_D; \quad (3.20)$$

$$V_{DB9} = V_D - V_B = V_{DD} - R_9 I_D - GND = V_{DD} - R_{o9} I_D; \quad (3.21)$$

Analisando o circuito observa-se que a resistência  $R_2$  depende da resistência de saída do transístor  $M_{11.1}$ , ou seja de  $r_{o11.2}$ . A resistência  $R_9$  depende dos transístores  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_5$  e  $M_7$ . Veja-se:

$$R_9 = (g_{m2} r_{o2}) // (g_{m3} r_{o3} r_{o5} r_{o7}); \quad (3.22)$$

Os rácios de  $W/L$  que se procura manter são apresentados na seguinte tabela.

Tabela 7: Rácios das dimensões dos transístores que constituem o amplificador.

Transístores	Rácio W/L
M1 e M2	43
M3 e M4	14
M5 e M6	43
M7 e M8	43
M9 e M10	29

De seguida apresenta-se uma tabela que representa a linha temporal das mudanças que foram sendo feitas nas dimensões dos transístores de acordo com a lógica anteriormente explicada. Cada célula da tabela corresponde a um rácio  $W/L$  do par de transístores correspondente e, para cada alteração feita

nao sera melhor dizer o que é cada condensador daqueles? se dizemos que gm é a transcondutancia é melhor dizer tambem o que sao os condesandores

falar agora de como se juntou toda esta logica para produzir a tabela

pode ajudar a explicar - na tabela estava: na iteração 3 houve uma ma alteração e voltou-se atras. na iteração 21 houve um ajuste de gm3 e gm4

numa determinada iteração, representa-se também o actual valor das especificações que se pretende cumprir.

De referir que, os transístores são sempre modificados aos pares, ou seja, um ajuste em  $M_1$  implica igual ajuste em  $M_2$ , sendo o mesmo válido para  $M_3$  e  $M_4$ ,  $M_5$  e  $M_6$ ,  $M_7$  e  $M_8$  e ainda para  $M_9$  e  $M_{10}$ . Isto feito para que o circuito não fique em desequilíbrio.

Tabela 8: Linha temporal das alterações nas dimensões dos transístores e valores experimentais registados.

Iterações												
Transístores	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
M <sub>1</sub> e M <sub>2</sub>	43/1							55.9/1.3	77.4/1.8			90.3/2.1
M <sub>3</sub> e M <sub>4</sub>	18.2/1.3					16.8/1.2						
M <sub>5</sub> e M <sub>6</sub>	43/1			47.3/1.1								
M <sub>7</sub> e M <sub>8</sub>	43/1	55.9/1.3			64.5/1.5		77.4/1.8			98.9/2.3	111.8/2.6	
M <sub>9</sub> e M <sub>10</sub>	49.3/1.7		55.1/1.9	49.3/1.7								

Valores													
Especificação	Experimentais												Teóricos
Ganho [dB]	66.867	67.167	64.47	67.264	67.367	66.8	66.9	67	67.09	67.2	67.24	67.28	70
Largura de Banda [kHz]	81.54	78.74	85.81	76.45	75.51	80.5	79.57	79.26	79.04	78.01	77.57	77.49	60
Margem de Fase [°]	50.2	51.51	50.79	51.46	52.76	53.47	56.14	55.11	54.08	59.25	62.25	62.04	60
Slew-Rate [V/μs]	202.5	198.5	200.3	187.1	184.7	184.5	180.4	180.8	181.2	173.7	168.8	169	200

Iterações														
Transístores	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	
M <sub>1</sub> e M <sub>2</sub>	111.8/2.6													
M <sub>3</sub> e M <sub>4</sub>		18.2/1.3	19.6/1.4	21/1.5		22.4/1.6	22.8/1.6	23/1.6			23.8/1.7			
M <sub>5</sub> e M <sub>6</sub>									34.4/0.8	30.1/0.7				
M <sub>7</sub> e M <sub>8</sub>					116.1/2.7									
M <sub>9</sub> e M <sub>10</sub>												46.4/1.6	43.5/1.5	

Valores														
Especificação	Experimentais													Teóricos
Ganho [dB]	67.31	67.897	68.378	68.787	68.803	69.161	69.442	69.569	69.299	69.123	69	69.598	70.123	70
Largura de Banda [kHz]	77.4	72.27	68.23	65.31	65.19	62.71	61.08	60.27	65.2	67.54	67.8	64.53	61	60
Margem de Fase [°]	61.92	61.32	60.67	59.97	60.98	60.24	60.22	60.23	61.14	61.42	60.58	60.99	61.37	60
Slew-Rate [V/μs]	169.2	169.4	169.4	169.4	167.6	167.5	168.1	168.4	193.8	201.9	200.6	199	197.2	200

Como se pode ver, quando se atinge última iteração as especificações estão bastante próximas do pretendido e o circuito que permite atingir estas as especificações determinadas anteriormente é:



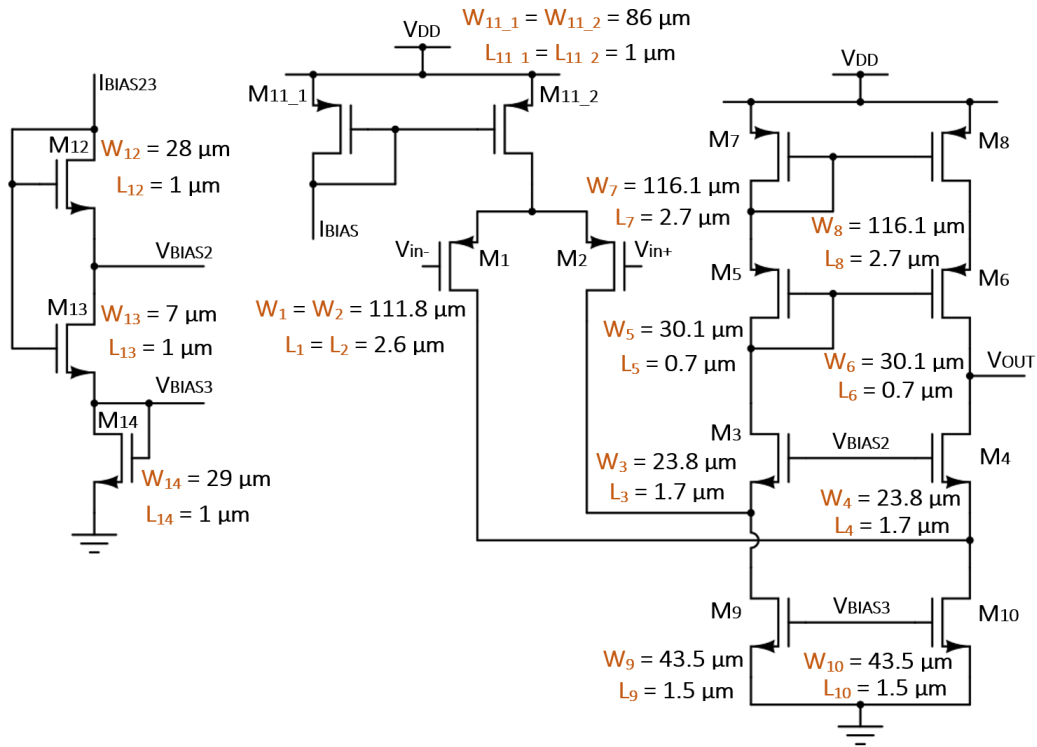


Figura 15: Circuito actual.

Tabela 9: Especificações actuais do circuito.

Especificação	Valor	
	Teórico	Experimental
Ganho para Sinais de Baixa Amplitude	70 dB	70.123 dB
Largura de Banda	60 kHz	61 kHz
Margem de Fase	60°	61.37°
Slew-Rate	200 V/μs	197.2 V/μs
Budget da Corrente	400 μA	409.66 μA

Na Figura 16 encontra-se o *schematic* criado no Cadence correspondente ao da Figura 15.

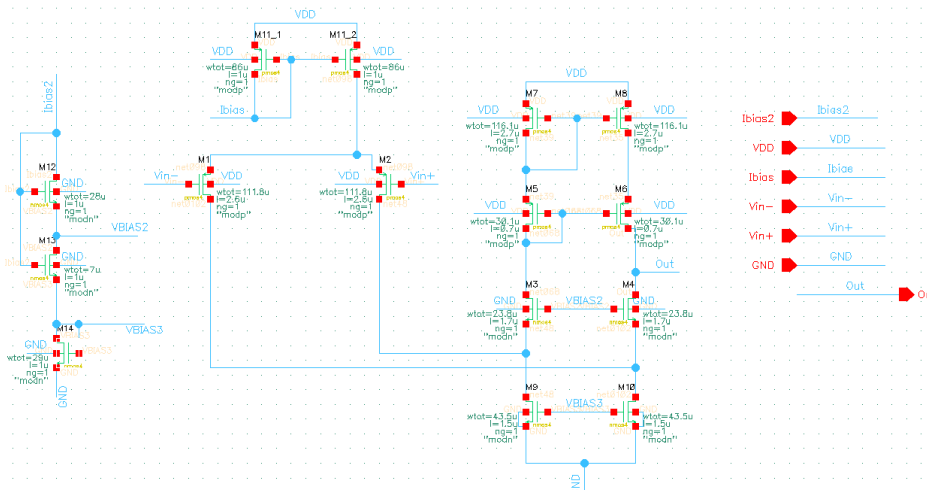


Figura 16: *Schematic* do circuito actual.

ultrapassamos budget da corrente, mas nao faz mal porque depois vamos mudar. por isso vou manter na mesma e depois ate me ajuda a explicar na seccao seguinte

Apresenta-se de seguida as simulações obtidas com o Cadence.

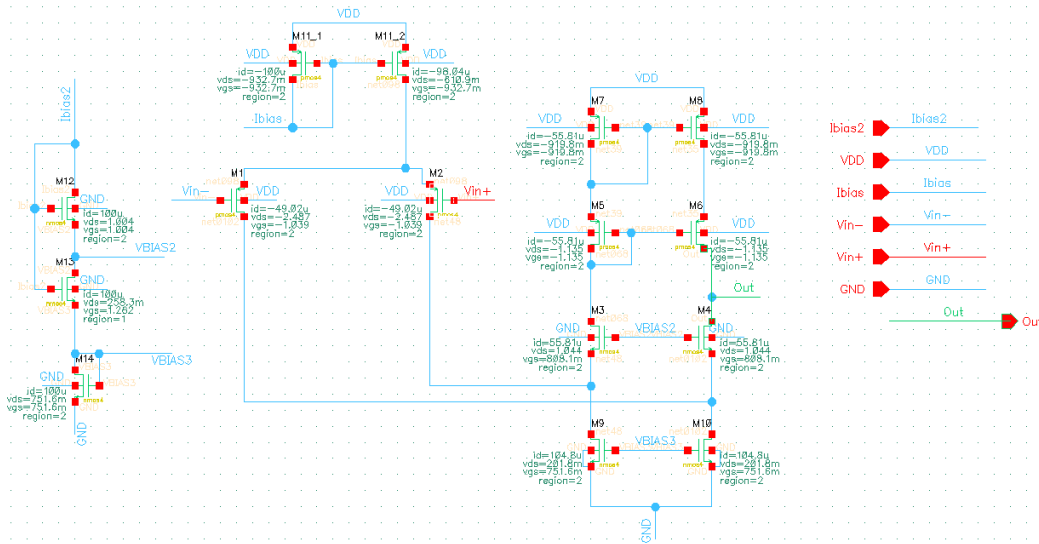


Figura 17: Valores do PFR do *schematic* da Figura 16.

graficos da simulação DC e AC

### 3.3 Budget da Corrente

Com as especificações associadas ao ganho, largura de banda, margem de fase e *slew-rate* cumpridas, o foco vira agora para o *budget* de corrente, de modo a que o consumo de corrente no circuito seja o mínimo possível. De facto, como se pode ver na Tabela 9, o *budget* de corrente actual está acima do especificado e uma mudança no circuito é obrigatória.

Numa primeira abordagem para se corrigir este problema, opta-se por “injectar” uma corrente de  $5\mu A$  na polarização de  $V_{BIAS}$  e então ajustar a dimensão dos transístores do espelho de corrente básico, para que a corrente fornecida ao par diferencial seja de  $100\mu A$  na mesma. Olhando apenas para o circuito do espelho de corrente vem:

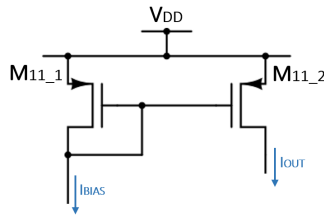


Figura 18: Espelho de corrente básico que polariza  $V_{BIAS}$  em corrente.

continuar esta mudança de  $100\mu A$  para  $5\mu A$

vamos tentar ajustar IBIAS2 que continua a  $100\mu A$ ?

## 4 Área

---

explicar como se fez para calcular a área e apresentar desenho e cálculos

## 5 Simulações de Monte Carlo e *Corners*

---

vamos fazer  
isto?

## 6 Conclusões

---

sugiro: o Cadence funciona muito bem a partir de casa

## Notes

■	nao sera melhor dizer o que é cada condensador daqueles? se dizemos que gm é a transcon-	
	ductancia é melhor dizer tambem o que sao os condesandores . . . . .	13
■	falar agora de como se juntou toda esta logica para produzir a tabela . . . . .	13
■	pode ajudar a explicar - na tabela estava: na iteração 3 houve uma ma alteração e voltou-se	
	atras. na iteração 21 houve um ajuste de gm3 e gm4 . . . . .	13
■	ultrapassamos budget da corrente, mas nao faz mal porque depois vamos mudar. por isso	
	vou manter na mesma e depois ate me ajuda a explicar na seccao seguinte . . . . .	15
■	graficos da simulação DC e AC . . . . .	16
■	continuar esta mudanca de 100uA para 5uA . . . . .	16
■	vamos tentar ajustar IBIAS2 que continua a 100uA? . . . . .	16
■	explicar como se fez para calcular a area e apresentar desenho e calculos . . . . .	17
■	vamos fazer isto? . . . . .	18
■	sugiro: o Cadence funciona muito bem a partir de casa . . . . .	19