

Exercício Prático 3  
Gustavo Ciotto Pinton 117136

## Questões

1. Neste item, utiliza-se um transistor do tipo NMOS para simular o seu funcionamento nas regiões de triodo e saturação. O circuito utilizado para essa tarefa está representado na figura 1, na seção **Anexos**.

Os parâmetros configurados, conforme enunciado, foram  $V_t = 1.136V$ ,  $W = 100\mu m$ ,  $L = 10\mu m$ ,  $k'_n = 100\mu A/V^2$  e  $V_A = 100V$ .

Antes de qualquer análise sobre os gráficos gerados, é necessário saber como um transistor funciona. Este componente eletrônico pode operar em duas possíveis regiões (trioto ou saturação), caso a tensão entre os pinos da porta e fonte ( $V_{GS}$ ) seja maior que uma tensão determinada pelo fabricante ( $V_t$ ). Se o transistor estiver operando na região de saturação, então deve obedecer à expressão 1, e, caso contrário, está na região de triodo.

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_t \leftrightarrow V_D \geq V_G - V_t \leftrightarrow V_{DG} \geq -V_t \quad (1)$$

Supondo região de saturação, a corrente que passa pelo transistor é dada pela equação 2.

$$I_D = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L}(V_{GS} - V_t)^2 \quad (2)$$

Na região de triodo, a corrente é dada por 3.

$$I_D = k'_n \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_t)V_{DS} - \frac{1}{2}V_{DS}^2 \right] \quad (3)$$

Conhecendo estas relações, pode-se calcular alguns valores importantes como a tensão mínima para que o NMOS opere na região de saturação e a sua corrente. De acordo com as equações 1 e 2, obtém-se a tabela abaixo:

Tabela 1: Tensões e correntes de saturação para valores de  $V_{GS}$ .

$V_{GS}$ [V]	$V_{DSmin} = V_{GS} - V_t$ [V]	$I_{Dsat}$ [ $\mu A$ ]
1.136	0	0
1.636	0.5	125
2.136	1.0	500
2.636	1.5	1125
3.136	2.0	2000

Os gráficos, um para cada valor de  $V_{GS}$  da tabela, obtidos pela simulação estão representados na figura 5 na seção **Anexos**. As regiões de saturação são aquelas que se iniciam nas tensões  $V_{DSmin}$ , presentes na segunda coluna da tabela, cada qual com sua respectiva corrente que, teoricamente, nunca muda para quaisquer valores maiores que estas tensões. Em outras palavras, pela teoria, a partir destes

valores, os gráficos deveriam apresentar uma natureza linear, mais especificamente linhas paralelas à horizontal. Na figura 5, o que se vê na prática são retas muito próximas da horizontal. Em relação aos valores  $V_{DSmin}$  encontrados na tabela, embora muito próximos, eles não correspondem exatamente aos pontos em que as regiões de saturação iniciam. Uma das possíveis causas para essas diferenças entre a teoria e prática seria o fato de que nos cálculos não foi considerado o *efeito Early*, ao contrário do que o software SPICE fez.

Obviamente, as regiões de triodo são aquelas em que os valores das tensões  $V_{DS}$  são menores que os  $V_{DSmin}$  da tabela 1 e que seguem a equação 3, isto é, possuem um caráter parabolóico. Como esperado, as curvas obtidas nestes intervalos na figura 5 são realmente parábolas.

2. Tomando os valores  $C_{C1} = C_{C2} = C_S = 100nF$ ,  $R_L = 100k\Omega$ ,  $R_{sig} = 100\Omega$ ,  $I_D = 1.136mA$ ,  $V_D = 4V$  e  $V_{DD} = -V_{SS} = 10V$ , é possível calcular as tensões  $R_G$  e  $R_D$  através da análise do circuito.

Para se obter o valor de  $R_D$ , utiliza-se a expressão 4:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} \quad (4)$$

O valor obtido é  $R_D = 5.281k\Omega$

Por efeito de análise, a tensão no pino da fonte  $V_S$  pode ser obtido a partir da equação 2, supondo que o transistor opere no estado de saturação e sabendo os valores da corrente e de  $V_t$ , chegando a:

$$V_{GS} = V_G - V_S = V_t + \sqrt{\frac{2I_D}{k'_n \frac{W}{L}}} \quad (5)$$

Utilizando os dados do transistor do item anterior (  $V_t = 1.136V$ ,  $W = 100\mu m$ ,  $L = 10\mu m$ ,  $k'_n = 100\mu A/V^2$  e, por efeito de simplificação,  $V_A = 0$  ) e levando em conta que  $V_G = 0$ , calcula-se  $V_S = -2.6433V$ . Pode ser verificado através de 1 que, de fato, o transistor está saturado.

Vimos durante as aulas que a resistência de  $R_G$  pode ser estimada de forma que seja da ordem de *megaohms*. Uma quantia razoável para essa componente seria  $R_G = 10M\Omega$ .

Finalmente, o circuito proveniente destes dados é mostrado na figura 2, na seção anexos.

Fazendo uma simulação no SPICE por BIAS POINT DETAIL, obtém-se as tabelas 2 e 3, cujos dados foram retirados de um trecho do *output file* gerado pela simulação.

Tabela 2: SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION.

NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
$C_{C1}$	0.0000	$R_G$	0.0000
$R_{sig}$	0.0000	$V_{DD}$	10.0000
$V_{SS}$	-10.0000	$C_S$	-2.6433
$C_{C2}$	4.0008	$R_L$	0.0000

Tabela 3: VOLTAGE SOURCE CURRENTS.

NAME	CURRENT
$V_{sig}$	0.000E+00
$V_{DD}$	-1.136E-03
$V_{SS}$	-1.136E-03

É possível verificar que todos as tensões da tabela 2 correspondem exatamente a aqueles calculados pela teoria, exceto a voltagem em  $C_{C2}$  (ou  $V_D$ ) que deveria ser 4V. Essa pequena diferença de 0.0008 ocorreu devido a aproximação de casas decimais realizada na conta da resistência  $R_D$ .

Vamos analisar agora a função de transferência do circuito 2. Pode-se considerar que para altas frequências, os capacitores atuam como curto-circuito. Utilizando o modelo  $\pi$  para pequenos sinais, a tensão  $v_{gs}$  é dada pela equação 6:

$$v_{in} = v_{gs} = \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} v_{sig} \quad (6)$$

A tensão de saída, por sua vez, é:

$$v_{out} = -g_m \frac{R_L R_D}{R_L + R_D} v_{gs} \quad (7)$$

Combinando 6 e 7, tem-se:

$$A_m = \frac{v_{out}}{v_{sig}} = -g_m \frac{R_L R_D}{R_L + R_D} \frac{R_G}{R_G + R_{sig}} \quad (8)$$

Para calcular  $g_m$ , utiliza-se:

$$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t) \quad (9)$$

Sabendo que  $V_{GS} = V_G - V_S = 0 - (-2.6433) = 2.6433V$  e  $V_t = 1.136V$ , obtem-se  $g_m = 1.507 \frac{mA}{V}$ . Finalmente, substituindo todos os valores em 8, obtem-se  $A_m = -7.5592 \frac{V}{V}$ .

A figura 6 da seção **Anexos** é um gráfico de  $\left| \frac{v_{out}}{v_{sig}} \right|$  pela frequência, ou seja, um gráfico que representa  $|A_m|$ . Portanto, o valor desta função para grandes frequências deveria, teoricamente, permanecer em 7.5592.

Olhando atentamente para a figura, nota-se facilmente que é exatamente isto o que ocorre, isto é, a transferência, para grandes frequências, é muito próxima ao valor de  $|A_m| = 7.5592$ , com um erro relativo estimado em aproximadamente 4%.

A função de corte para baixas,  $f_L$ , considerando que  $C_S$  é o capacitor que interfere mais significativamente neste valor, é dada pela expressão:

$$f_L = \frac{g_m}{2\pi C_S} \quad (10)$$

Substituindo os valores, chega-se a  $f_L = 2398.5Hz$ . Novamente, se olharmos no gráfico 6 a frequência correspondente ao ganho  $\frac{7.5592}{2} = 3.7796$ , veremos que o seu valor está muito próximo daquele que calculamos teoricamente (em erro relativo de aprox. 7%).

3. Vamos agora analisar o circuito de uma inversor lógico construído a partir de um transistor PMOS e um NMOS. O circuito que será analisado primeiramente está representado na figura 3 na seção **Anexos**.

A função de transferência entre as voltagens de entrada e saída está representada no gráfico da figura 7. Nele, destacam-se cinco regiões de condução dos transistores. Resumidamente:

- *NMOS cortado e PMOS saturado*: A condição para que um NMOS conduza corrente é que  $V_{GS} \geq V_{tn}$ , que é equivalente a dizer que  $V_G \geq V_{tn}$ , uma vez que, neste caso,  $V_S = 0$ . Esta condição claramente não será atendida no intervalo  $[0, V_{tn})$  e o NMOS não conduzirá. Por outro lado, o PMOS estará conduzindo em condição saturada, já que, para toda tensão de entrada  $V_{SG} \geq V_{SG} - |V_t|$ .
- *NMOS triodo e PMOS saturado*: Após a condição de condução ser atendida, o NMOS pode estar operando em triodo ou em saturação. Para operar em saturação, a condição descrita pela equação 1 deve ser atendida. Isso claramente não ocorre até  $V_{in}$  atingir o valor de  $\frac{V_{CC}}{2}$ .
- *NMOS e PMOS saturados*: esta faixa de valores corresponde às tensões de entrada em ambas as condições de saturação são atendidas.
- *NMOS saturado e PMOS triodo*: semelhante ao caso 2, guardadas as inversões.
- *NMOS saturado e PMOS cortado*: semelhante ao caso 1, guardadas as inversões.

Uma segunda maneira de ser visualizar estes estados é através do gráfico de transferência de corrente por tensão de entrada, ilustrado na figura 8. Através deste gráfico, é possível notar que, nas proximidades de  $t = 0$ , a corrente de bateria tende a 0. Isto ocorre porque até que  $V_{in}$  alcance  $V_t$ , o NMOS permanece cortado e, deste modo,  $V_{CC} = V_o$ , o que implica a inexistência de quaisquer correntes.

Finalmente, vamos analisar o caso em que colocamos um capacitor na saída do inversor, gerando o circuito 4. A análise do transitório da saída deste circuito é dada pela figura 9, através de sua tensão, ou pela figura 10, através de sua corrente. Pelo gráfico 9, nota-se que nas regiões em que o sinal muda de alto para baixo ou vice-versa, há a presença de pequenas ondulações causadas pelo carregamento ou descarregamento do capacitor.

Sabe-se que  $i = \frac{dQ}{dt} \rightarrow idt = dQ \rightarrow \Delta Q = i\Delta t$ . Sendo assim, a carga fornecida pela bateria pode ser calculada pela área do gráfico ilustrado em 10. A área obtida foi aproximadamente  $Q_{area} \approx \frac{7.5mA * 1.8\mu s}{2} \approx 6.75nC$ . Por efeito de comparação, o valor teórico esperado é dado por  $Q = CV_{DD} = 5.68nC$ . O erro relativo entre esses valores é de aproximadamente 19% e pode ser perfeitamente explicado pela imprecisão no cálculo da área.

Por último, a energia que é fornecida pela bateria durante o carregamento do capacitor pode ser calculada por :

$$E = V_{DD}Q \quad (11)$$

cujo resultado, para nossos dados, é  $E = 33.75nJ$ . Novamente por efeito de comparação, o resultado esperado seria  $E = CV_{DD}^2 = 28.4nJ$  e o erro relativo obtido foi de aprox. 20%, podendo ser explicado pelos meios do cálculo de  $Q_{area}$

## Anexos

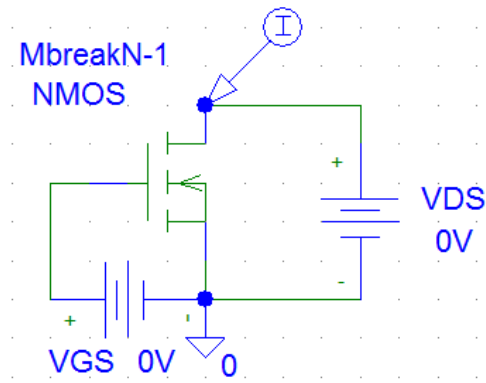


Figura 1: Transistor NMOS.

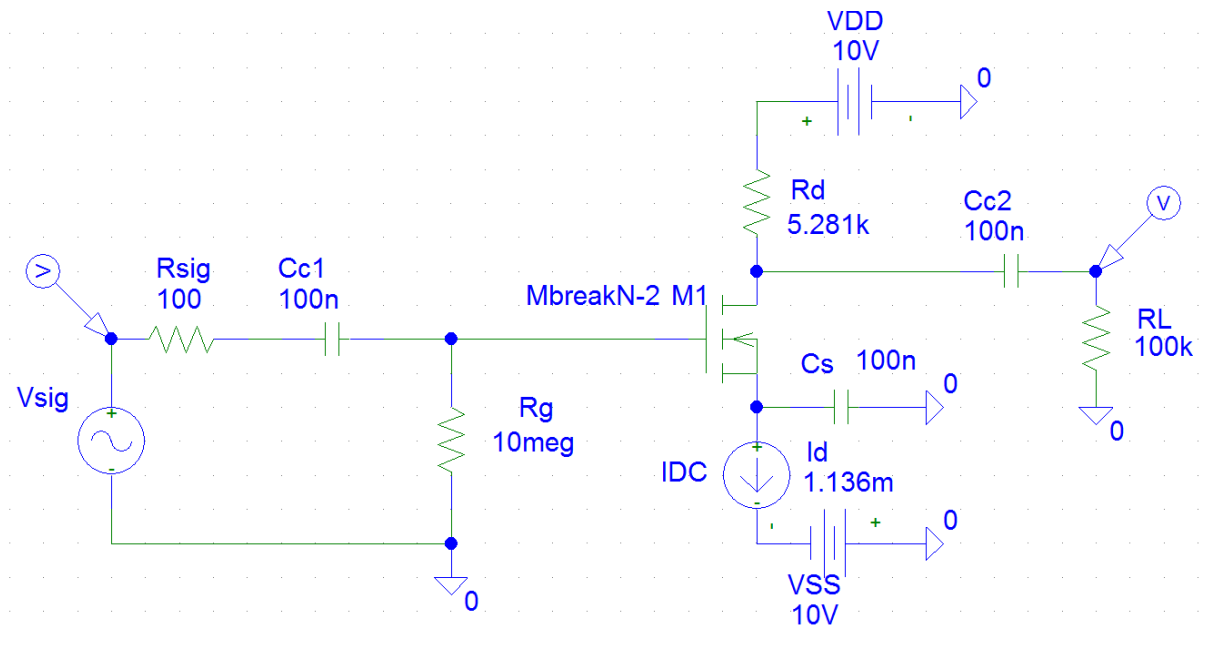


Figura 2: Circuito NMOS polarizador de fonte comum.

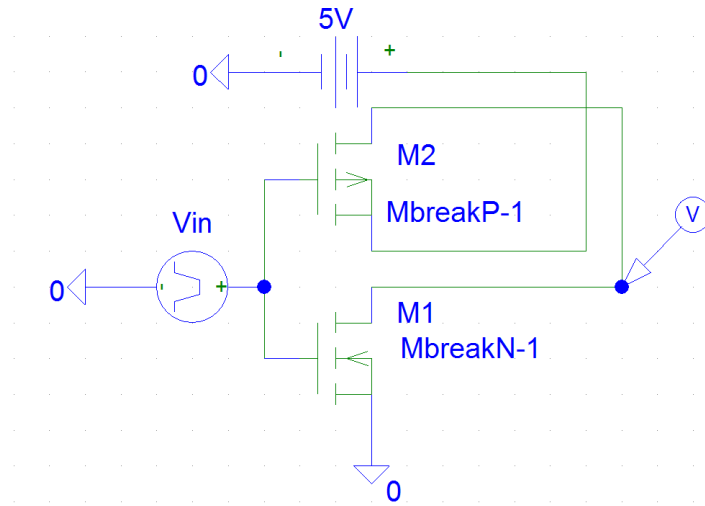


Figura 3: Inversor CMOS.

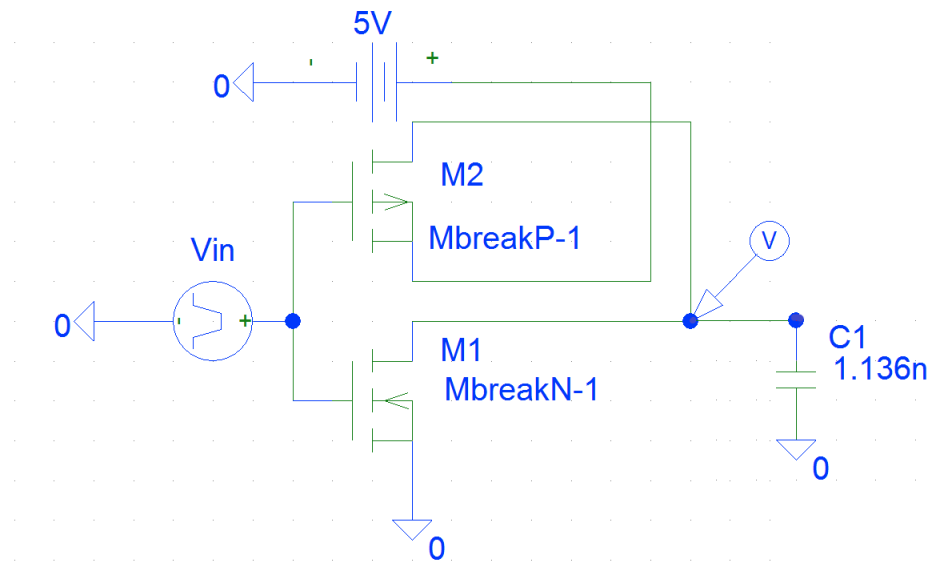


Figura 4: Inversor CMOS com capacitâncias parasitas.

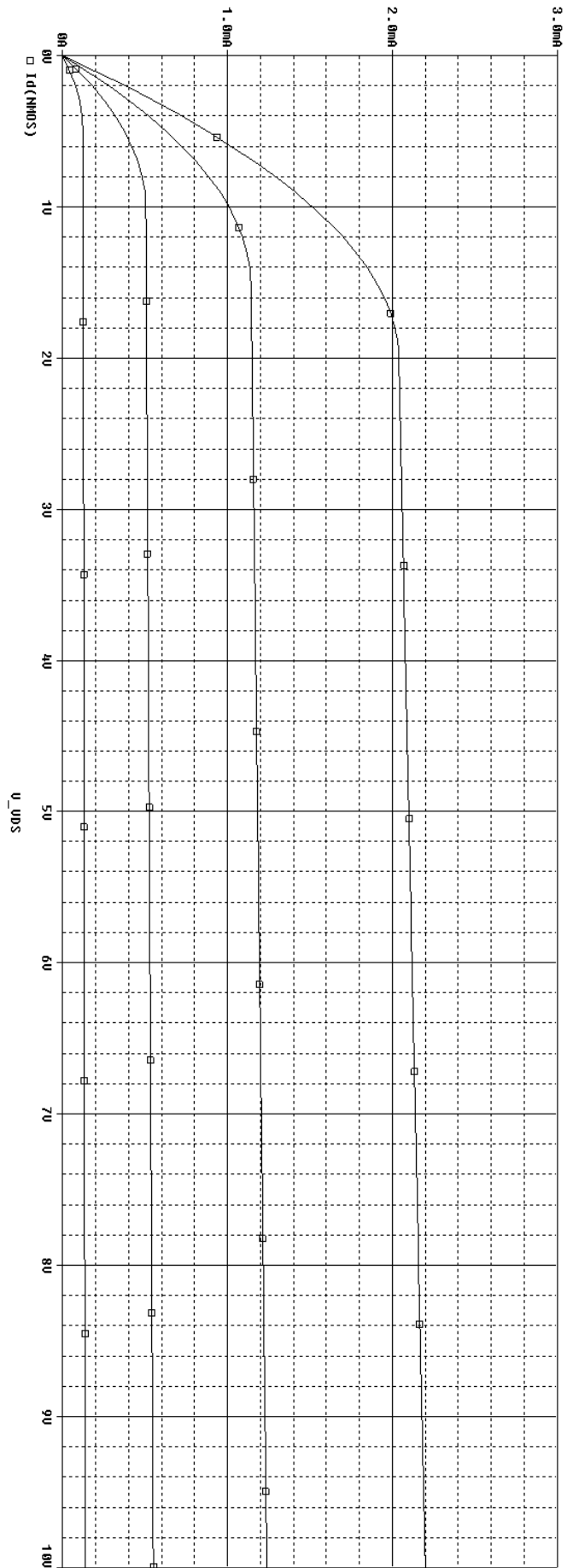


Figura 5: Curvas de corrente versus  $V_{DS}$ .



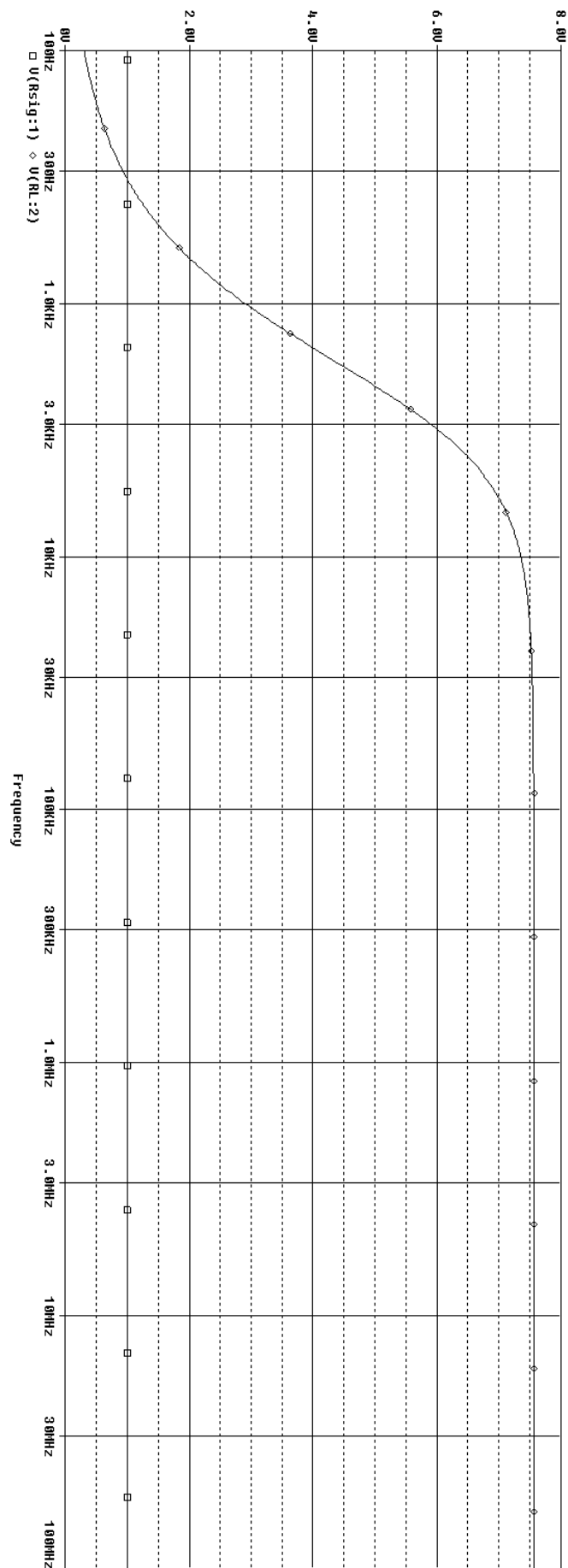


Figura 6: Função de transferência .

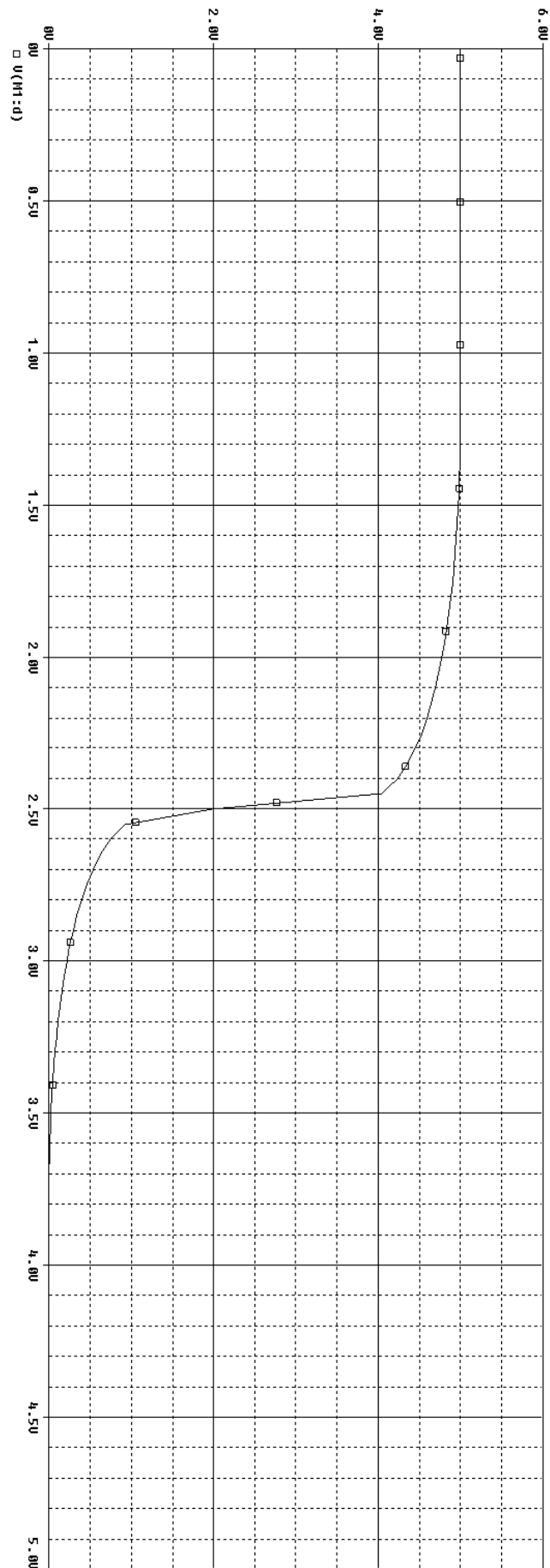


Figura 7: Função de transferência entre tensões de um inversor.

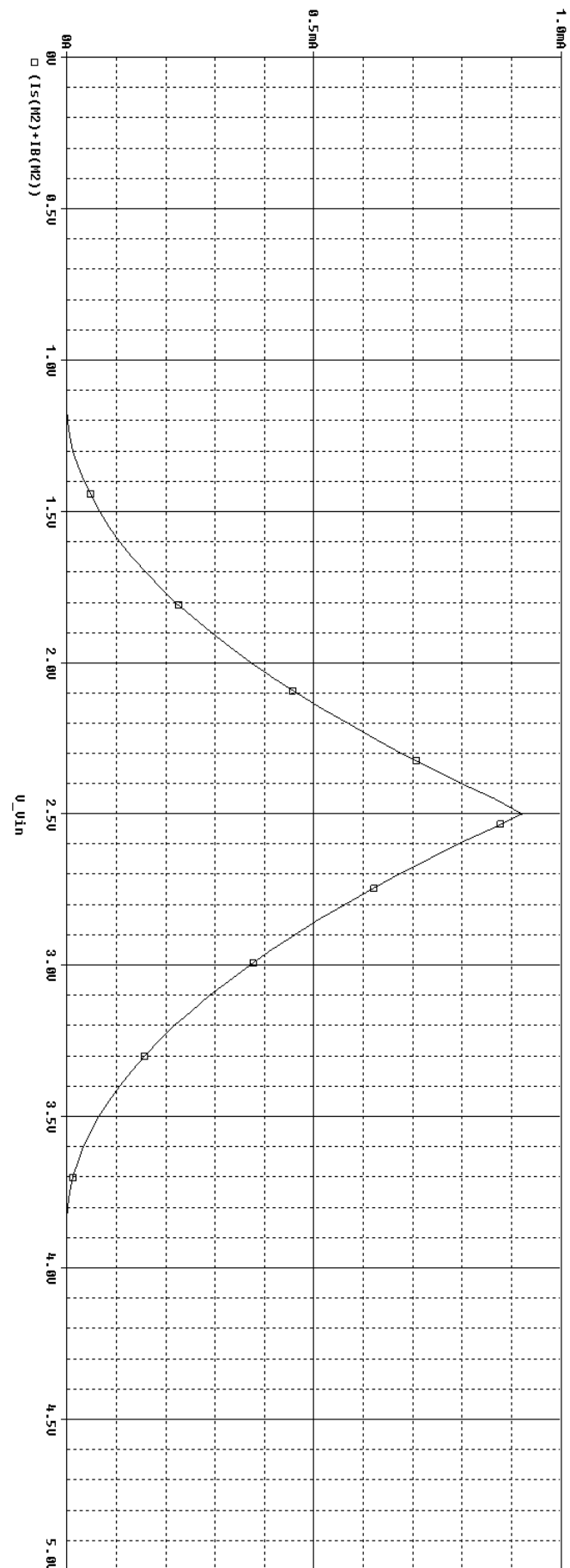


Figura 8: Função de transferência entre corrente e tensão de um inversor.

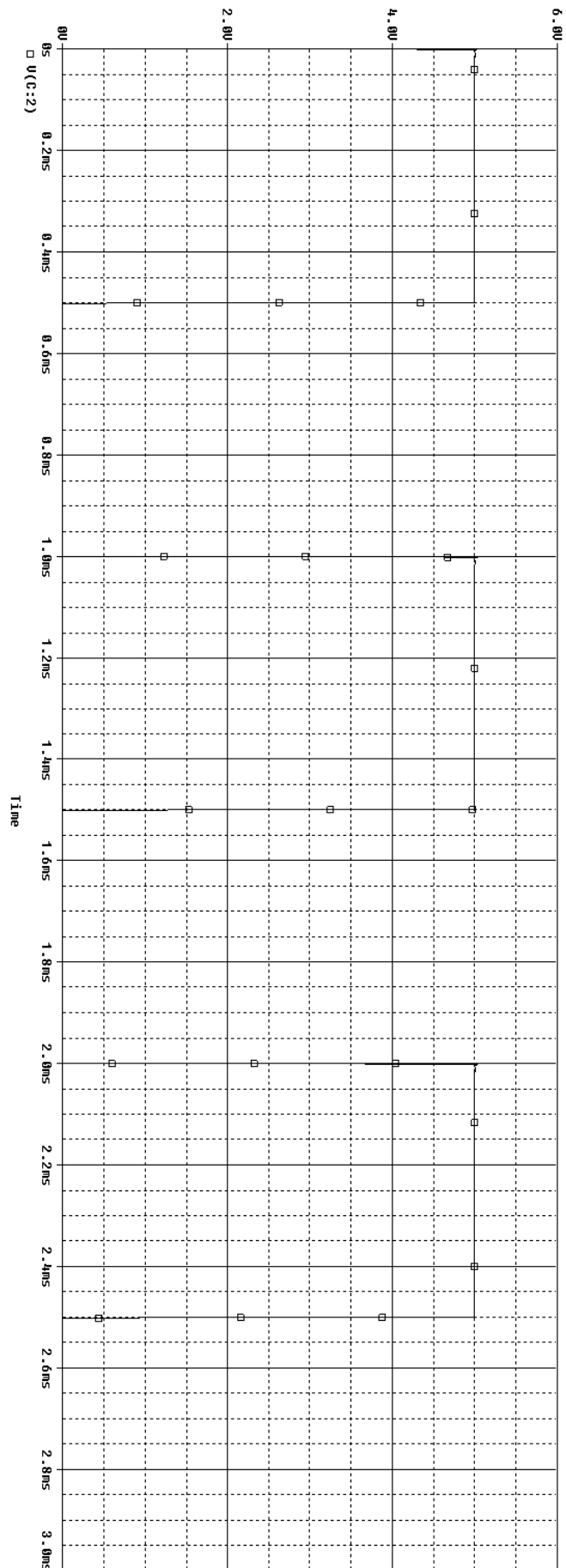


Figura 9: Análise do transitório da função de saída.

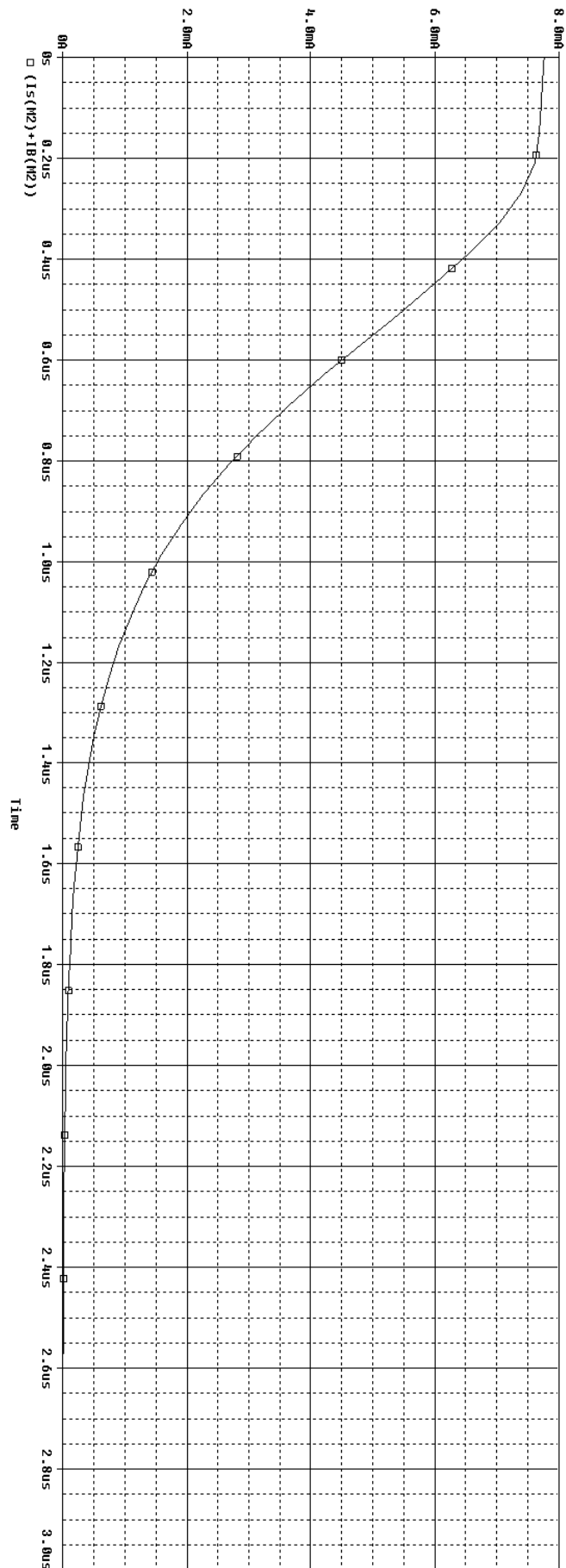


Figura 10: Análise da corrente na vizinhança de  $t = 0$ .