

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA - UFSC**  
**CENTRO TECNOLÓGICO - CTC**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA**  
**CURSO DE ENGENHARIA ELETRÔNICA**  
**EEL 7319 - CIRCUITOS RF**

**PATRIK LOFF PERES**  
20103830

**Relatório 12 - Amplificador de Potência**

**FLORIANÓPOLIS**  
**2023**

Para o projeto do amplificador de potência, foi definido os parâmetros iniciais:

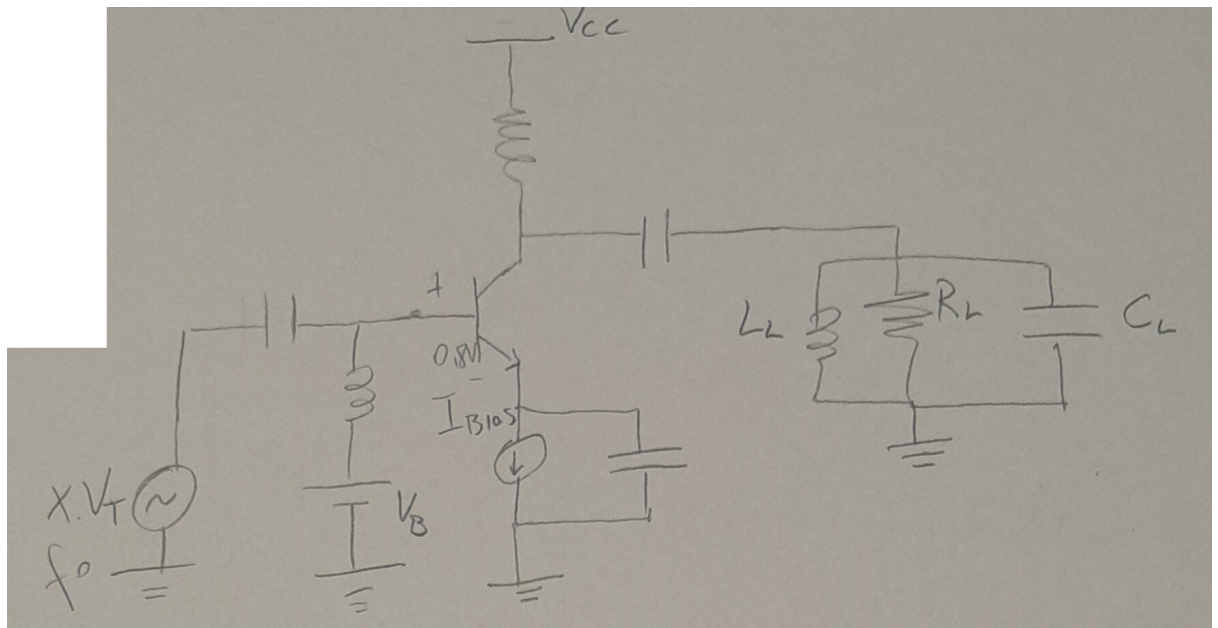
Carga:  $R_L = 50\Omega$ ;

Potência entregue a carga:  $P_L = 100mW$

Eficiência:  $\eta = 78,5\%$

Frequência:  $f = 10kHz$  ou  $400MHz$

A topologia usada foi a de emissor comum:



Que consiste em uma bias-tee ligado a base do transistor separando a fonte de entrada da fonte de tensão constante  $V_b$  (será comentada a seguir), uma fonte de corrente  $I_{bias}$  ligada no emissor para polarizar o transistor em paralelo com um capacitor para garantir o caminho AC do circuito, um bias-tee na saída ligado ao coletor para separar a fonte de tensão  $V_{cc}$  da saída AC (importante notar o papel do indutor ligado a  $V_{cc}$  em garantir uma tensão máxima de saída do amplificador de até  $2 \cdot V_{cc}$ ) sendo um circuito ressonante ligado a carga  $R_L$ .

Partindo das especificações podemos definir os parâmetros do circuito. Chamando a amplitude da componente da frequência fundamental da corrente na carga de  $I_1$ , sabe-se que:

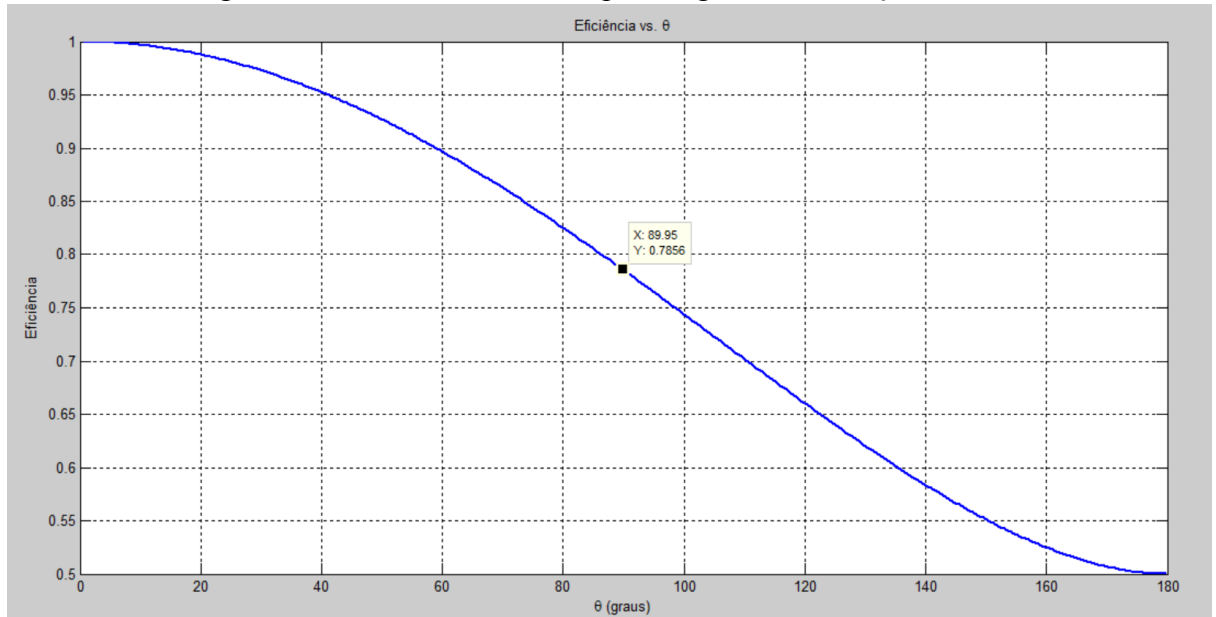
$$P_L = \frac{1}{2} I_1^2 R_L \Rightarrow I_1 = \sqrt{\frac{2P_L}{R_L}} = 63,24 \text{ mA}$$

Sabendo que a relação entre eficiência e ângulo de condução é:

$$\eta_{\max} = \frac{P_{\text{out,max}}}{P_{\text{dc}}} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)}$$

Plotando a curva para obter o valor de  $\theta$  que garante 78,5% de eficiência

Figura 1 - Gráfico da eficiência pelo ângulo de condução



Observa-se do gráfico que o ângulo de condução de projeto é  $\theta = 90^\circ = \frac{\pi}{2}$ .

Sabe-se que o valor da tensão de entrada (V1) está relacionada com o ângulo de condução, portanto podemos definir como entrada:

$$\begin{aligned} \arccos\left(1 - \frac{3}{x}\right) &= \phi \\ -\frac{3}{x} &= \cos\phi - 1 \\ x &= \frac{-3}{\cos\phi - 1} \end{aligned}$$

$$x = 3 \rightarrow V1 = 3\phi_t \approx 78 \text{ mV}$$

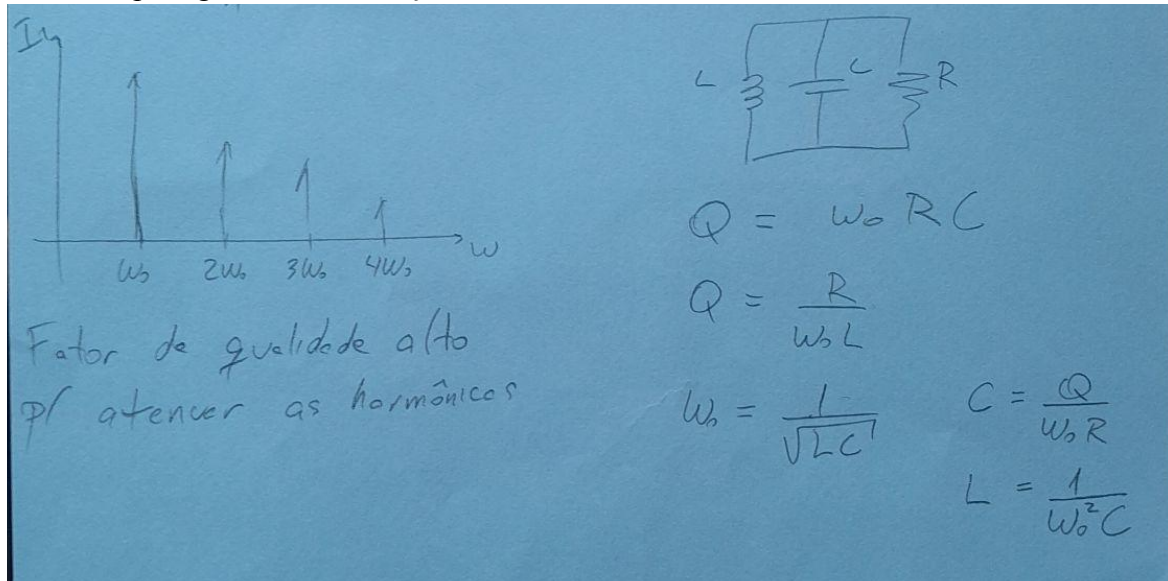
Também podemos obter o valor da corrente DC do coletor com base na corrente de projeto  $I_1$  e na função de Bessel em função de  $x$

$$I_1 = 2I_{DC} \cdot \frac{J_1(x)}{J_0(x)} \Rightarrow I_{DC} = \frac{I_1}{2 \frac{J_1(3)}{J_0(3)}} = \frac{63,24 \times 10^{-3}}{1,6} \approx 39 \text{ mA}$$

Idealmente, gostaria-se que a tensão no emissor fosse zero, por isso é utilizado um fonte de tensão DC de  $V_b \approx 0,8 \text{ V}$  na base do transistor.

Sabendo que tensão na carga tem amplitude de  $V_{L1} = I_1 * R_L = 3,16 \text{ V}$ , podemos definir o  $V_{CC}$  mínimo de tal forma que o sinal pode excursionar em torno da tensão  $V_{CC}$  sem sair da região de operação, pois a tensão entre coletor e emissor de saturação ( $V_{CEsat}$ ) define o limite inferior da amplitude de tensão de saída, enquanto o limite superior é definido por  $2 * V_{CC}$ . Portanto,  $V_{CC} = V_{L1} + V_{CEsat} \approx 3,16 + 0,3 \approx 3,5 \text{ V}$ .

Na saída, temos um circuito ressonante RLC como carga de tal forma que é filtrado as componentes de frequência diferente da frequência de projeto, para tanto define-se um fator de qualidade alto para garantir a atenuação das harmônicas



Realizando a simulação no QUCS:

Para o transistor ideal e frequência de 10kHz

Figura 2 - Simulação do PA no QUCS

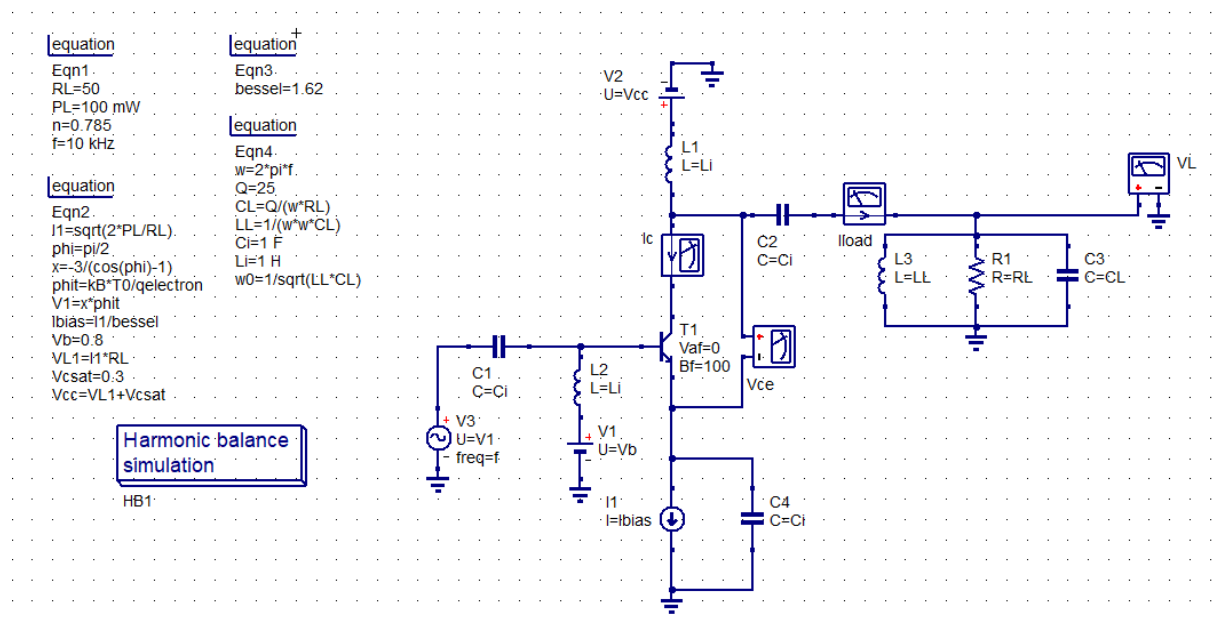
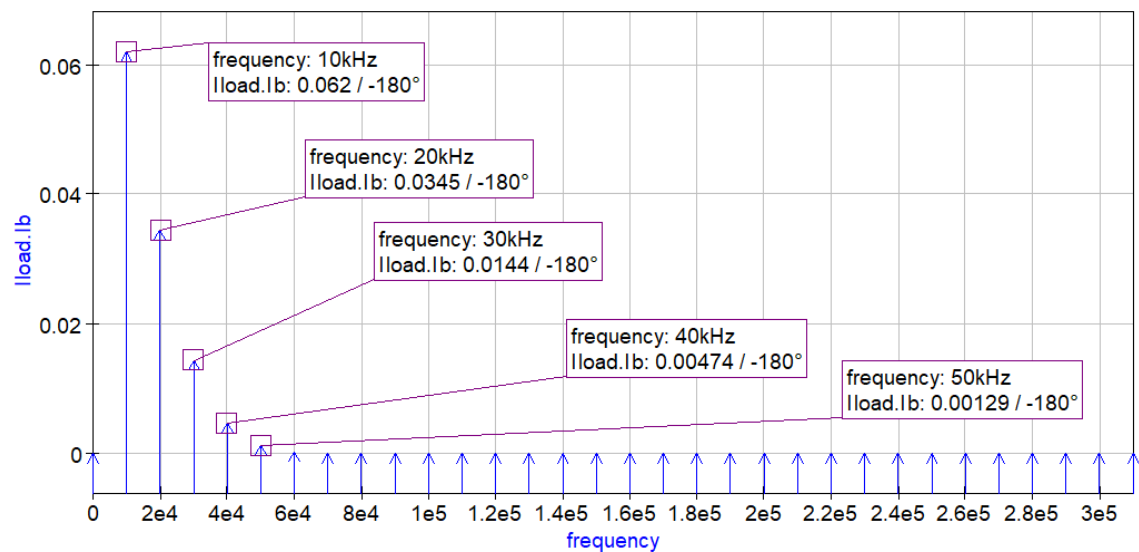


Figura 3 - Componentes de frequência da corrente da carga



Podemos observar pela figura 3 que mesmo com o fator de qualidade alto, ainda há muitas componentes de frequência além da fundamental na corrente da carga gerando distorções harmônicas consideráveis.

equation

```
Eqn8
Ic_2=yvalue(Iload.Ib,2*f)
Ic_3=yvalue(Iload.Ib,3*f)
HD2=Ic_2/I_1
HD3=Ic_3/I_1
```

HD2	HD3
0.557 / -3.86e-07°	0.232 / 2.19e-06°

equation

```
Eqn5
I_1=yvalue(Iload.Ib,f)
V_1=yvalue(VL.dVb,f)
Potencia=I_1*I_1*RL/2
Potencia2=(V_1)*(V_1)/(RL*2)
```

Potencia
0.0962 / 0.0933°

A potência na carga é aproximadamente os 100 mW esperados.

equation

Eqn6

$GM = yvalue(lc.lb, f) / V1$

$gm = yvalue(lc.lb, 0) / phit$

$GM\_norm = GM / gm$

gm	mag(GM)	mag(GM_norm)
1.55	0.827	0.535

Calculando as transcondutancias do transistor, e assumindo o ganho como sendo igual a gm, podemos calcular a eficiência de potência adicionada.

equation

Eqn7

$P\_DC = V_{cc} * I_{bias}$

$eficiencia = Potencia / P\_DC$

$PAE = mag(eficiencia) * (1 - (1 / mag(gm)))$

P_DC	eficiencia	PAE
0.135	0.711 / 0.0933°	0.251

A eficiência do amplificador foi de  $\eta = 71,1\%$ , um pouco longe dos 78,5% esperados o que poderia ser um problema de projeto, tendo em vista que eficiência é um dos principais parâmetros esperados do amplificador de potência. Também observamos uma PAE de 25,1%.

Realizando a simulação transiente do mesmo circuito da figura 2

Figura 4 - Simulação Transiente

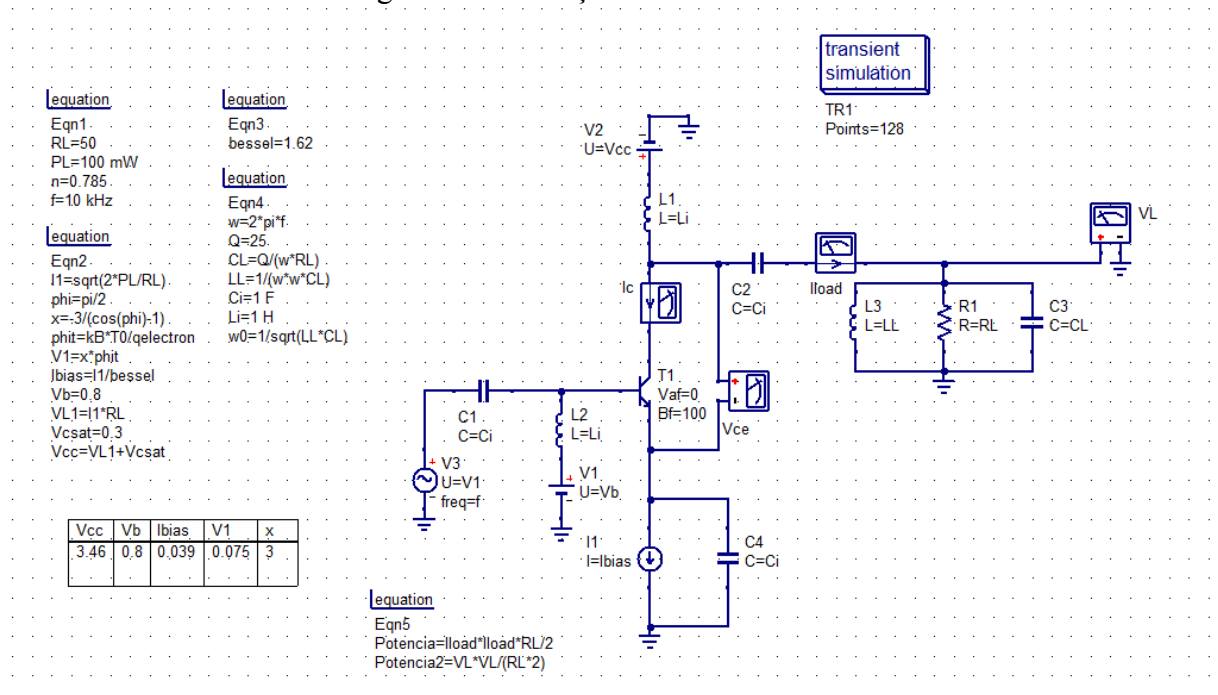
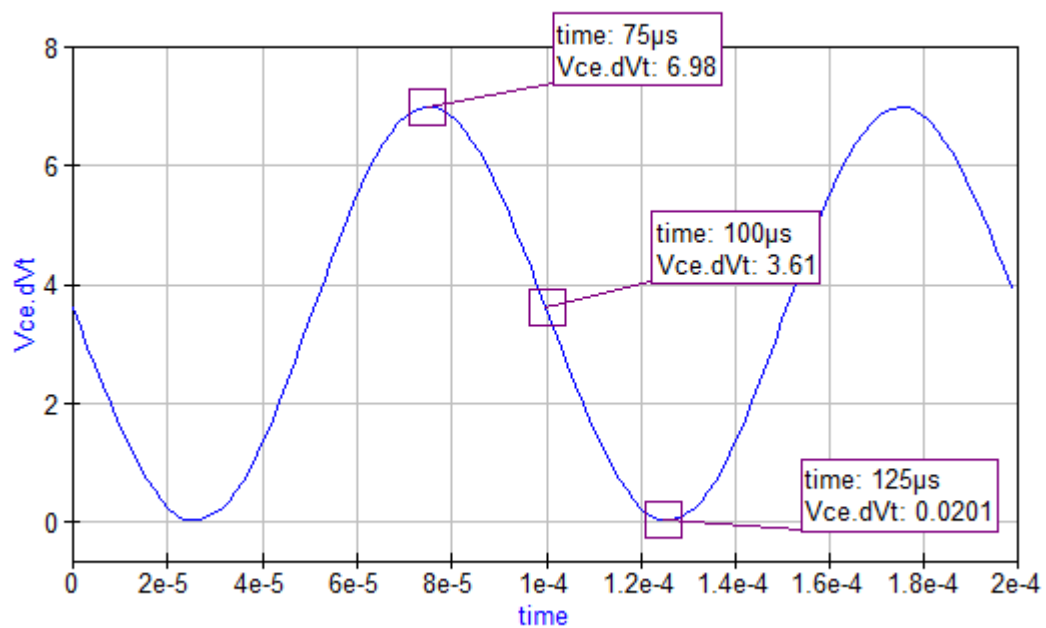
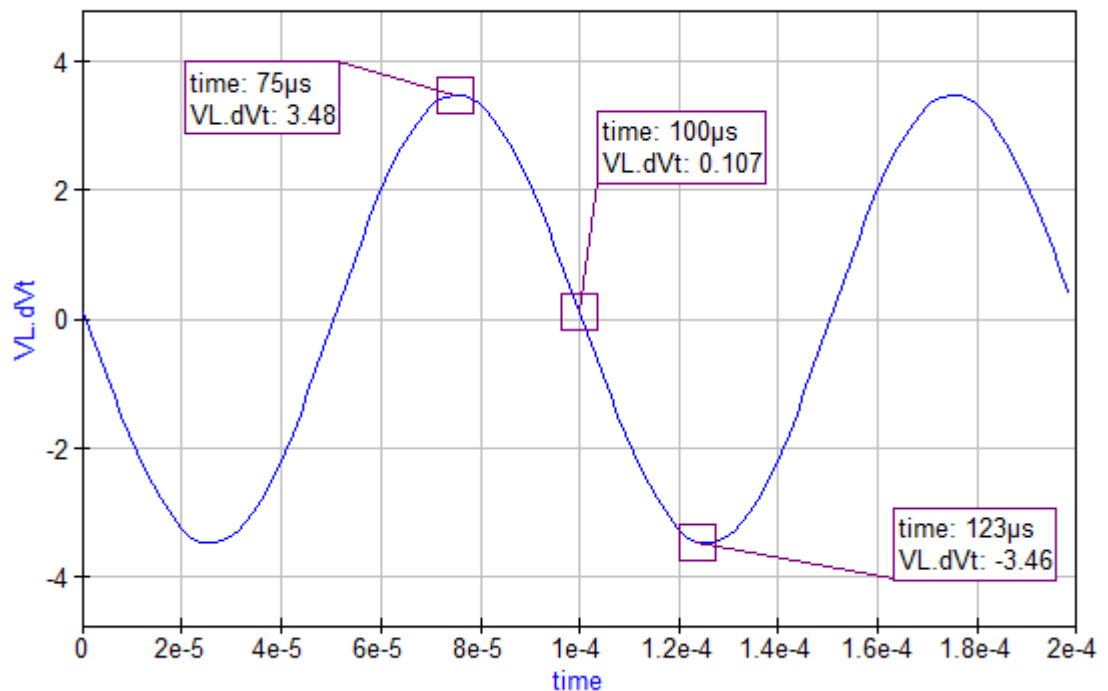


Figura 5 - Tensão Vce



Observamos da figura 5 que a tensão Vce excursiona em torno da tensão Vcc de 3,5 V até próximo da tensão de saturação inferiormente e próximo a 2\*Vcc superiormente, como esperado.

Figura 6 - Tensão na Carga



Observando a figura 6 notamos que a tensão na carga é a mesma da figura 5, mas em torno do zero, levando em consideração que a carga está em série com um capacitor que elimina o nível DC. (Neste caso eu não deveria ver uma parte do sinal zero ao invés de negativo? e ver também o ângulo de condução?)

Refazendo as simulações para 400 MHz os resultados foram rigorosamente os mesmos (menos a simulação transiente que deu erro).

Trocando o transistor por um modelo real do BFU730F a simulação transiente não converge e a Harmonic Balance dá NaN.