TD IP-AMS

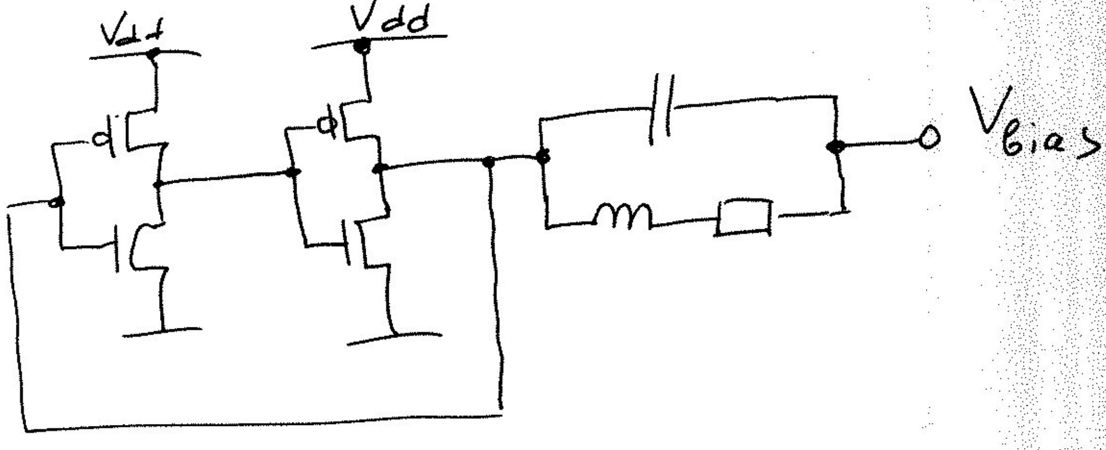
1. Oscillateurs LC

– Le montage de la fig. 1 nécessite un réseau LCR parallèle en raison des contraintes liées au contrôle de l'amplitude.

Lorsque l'amplitude de l'oscillation augmente, g_m de la transconductance diminue, donc, la valeur absolue de la résistance négative équivalente $\frac{1}{g_m}$ augmente. Ainsi, pour le réseau parallèle, la résistance totale $\frac{1}{\frac{1}{R} - g_m}$ diminue, en augmentant les pertes et donc en faisant baisser l'amplitude.

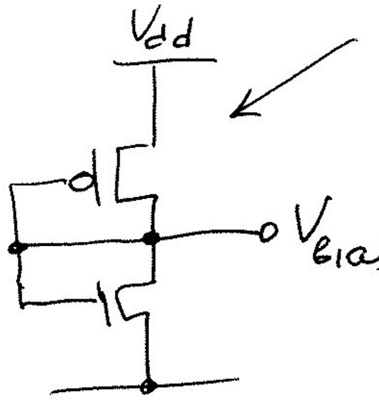
Pour un réseau série, la résistance totale vaut $-\frac{1}{g_m} + R$: la résistance totale augmente dans le sens négatif, et la résistance totale tend vers $-\infty$ quand amplitude augmente : les ocillations vont toujours diverger.

- Il est nécessaire de polariser le circuit de la manière suivante :



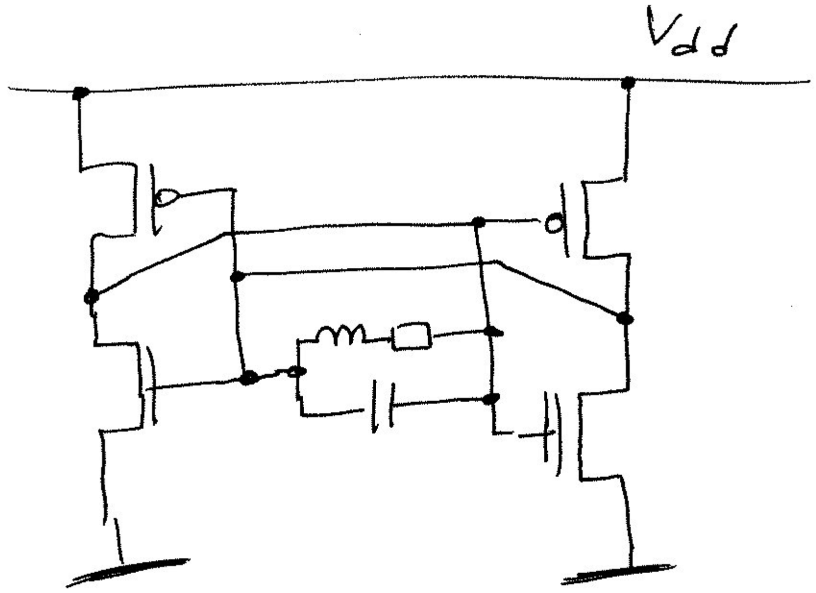
V_{bias} doit correspondre à la valeur pour laquelle la résistance petit signal de la partie active est négative.

La meilleure manière de générer V_{bias} est la suivante :



circuit dimensionné d'une manière équivalente aux inverseurs actifs (replica)

3. Si on ne veut pas utiliser une source de polarisation, il faut utiliser un montage différentiel :



Dans ce cas, la transconductance du circuit vaut $g_{mp} + g_{mn}$, et donc la résistance négative vaut $-\frac{1}{g_{mp}+g_{mn}}$.

Il faut multiplier les largeurs obtenues dans l'exemple précédent par 10 pour obtenir $g_m = 0{,}001\,\Omega^{-1}$.

$$g_m = 0{,}02\ \Omega^{-1}$$

$$g_m = (g_{m1}+g_{m2})\cdot(r_{ds1}+r_{ds2})\cdot(g_{m3}+g_{m4}) =$$
$$= (g_{mp}+g_{mn})^2 (r_{dsn}+r_{dsp})$$

$$(g_{mp}+g_{mn})\cdot(r_{dsn}+r_{dsp}) \simeq 10 \ldots 100 :$$

c'est le gain intrinsèque de l'inverseur. Sa valeur dépend de la technologie et de L

Dans le pire cas, il vaut 10 :
alors, il faut choisir

$$g_{mp}+g_{mn} = \frac{g_m}{10} = 0{,}001\ \Omega^{-1}$$

Pour dimensionner les transistors, on fixe le rapport $\left(\frac{W}{L}\right)_p / \left(\frac{W}{L}\right)_n$ à $\frac{\mu_n}{\mu_p}$.

Ainsi,

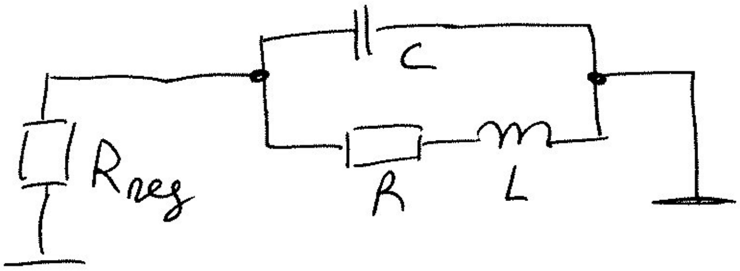
$$g_{mp}+g_{mn} = \mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_n (V_{gs_n}-V_{th_n}) + \mu_p C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_p (|V_{gsp}|-|V_{thp}|)$$

Puisque $V_{gs_n} \approx |V_{gsp}| = \frac{V_{dd}}{2}$, $V_{th_p} \simeq V_{th_n} = V_{th}$:

$$\left(\frac{W}{L}\right)_n = \frac{g_m/10}{\left(\mu_n + \frac{\mu_n}{\mu_p}\mu_p\right)\cdot C_{ox}\,(V_{gs_n}-V_{th})} \approx$$

- Dimensionner les transistors.

D'abord, calculons la valeur de la trans-conductance qu'il faut avoir. Pour cela, calculons quelle valeur de la résistance négative annule les pertes dans R :



$R_{neg} < 0 = ?$

L'impédance du circuit :

$$R_{neg} + \frac{\frac{1}{pC}(R+pL)}{\frac{1}{pC}+R+pL} = 0$$

On cherche les pôles :

$$R_{neg}\left(\frac{1}{pC}+R+pL\right)+\frac{1}{pC}(R+pL)=0 \quad \Big| \cdot pC$$

$$p^2(LR_{neg}) + p(R_{neg}RC+L) + R_{neg}+R = 0$$

$$p_{1,2} = \frac{-(R_{neg}RC+L) \pm \sqrt{D}}{2LR_{neg}}$$

$$D = (R_{neg}RC+L)^2 - 4LR_{neg}(R_{neg}+R)$$

Pour $\mathrm{Re}\, p_{1,2} = 0$ il faut

$$R_{neg}RC + L = 0 \Longrightarrow R_{neg} = -\frac{L}{RC} = 100\,\Omega$$

3. Réalisation de la charge

3.1. Transistor MOS en régime ohmique

$$g_{ds} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left(|V_{gs}| - |V_{ds}| - |V_{th}| \right) \quad (1)$$

On a pour le courant :

$$|I_{ds}| = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left(\left(|V_{gs}| - |V_{th}| \right) |V_{ds}| - \frac{V_{ds}^2}{2} \right) \quad (2)$$

On exprime $\frac{W}{L} \mu_p C_{ox}$:

$$\mu_p C_{ox} \frac{W}{L} = \frac{|I_{ds}|}{|V_{ds}| \left(|V_{gs}| - |V_{th}| - \frac{|V_{ds}|}{2} \right)} \quad (3)$$

$(3) \rightarrow (1)$:

$$g_{ds} = |I_{ds}| \frac{|V_{gs}| - |V_{ds}| - |V_{th}|}{|V_{ds}| \left(|V_{gs}| - |V_{th}| - \frac{|V_{ds}|}{2} \right)}$$

g_{ds} est maximale si $|V_{gs}| = V_{dd}$

$$g_{ds_{max}} = |I_{ds}| \frac{V_{dd} - |V_{ds}| - |V_{th}|}{|V_{ds}| \left(|V_{gs}| - |V_{th}| - \frac{|V_{ds}|}{2} \right)}$$

3.2.

1) Le courant $I_{Bias\,n}$ fixe la tension $V_{gs\,n}$ de MN à

$$V_{gs_n} = V_{th_n} + \sqrt{\frac{I_{Bias\,n}}{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_n}}$$

Ainsi,

$$|V_{ds_p}| = |V_{gs_p}| - V_{gs_n}$$

et comme $|V_{ds_p}| = V_L$,

$$|V_{gs_p}| = V_L + V_{gs\,n}$$

Ainsi, pour le trans. MP, la ~~le~~ condition limite entre le régime de saturation et linéaire s'exprime comme :

$$|V_{gsp}| = |V_{dsp}| + |V_{th_p}| \Rightarrow V_L + V_{gs_n} = V_L + |V_{th_p}|$$

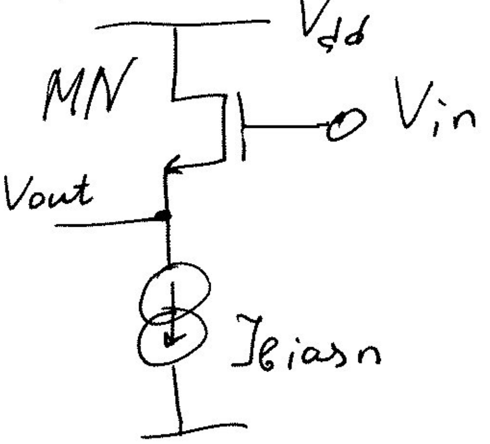
Ainsi, si $V_{gs_n} = |V_{th_p}|$ par le choix judicieux de $I_{Bias\,n}$, on obtient que MP est en saturation pour tout $V_L > 0$. Ainsi, si $V_{gsn} = |V_{thp}|$,

$$I_L = |I_{ds_p}| = \frac{1}{2}\mu_p C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_p V_L^{\,2}$$

3.2.

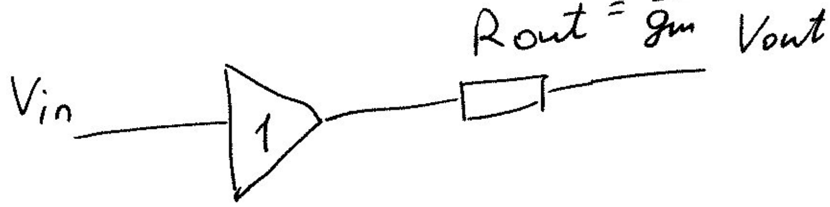
2) Pour comprendre comment on obtient une impédance de nature inductive, considérons le montage du point de vue fonctionnel.

L'étage

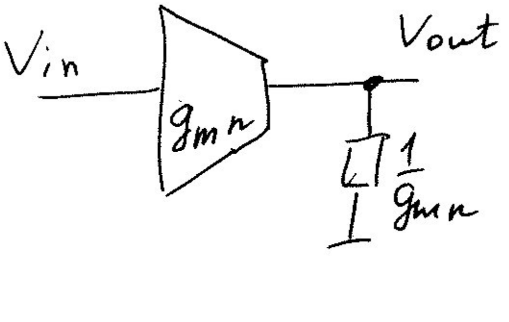


est un suiveur (drain commun)

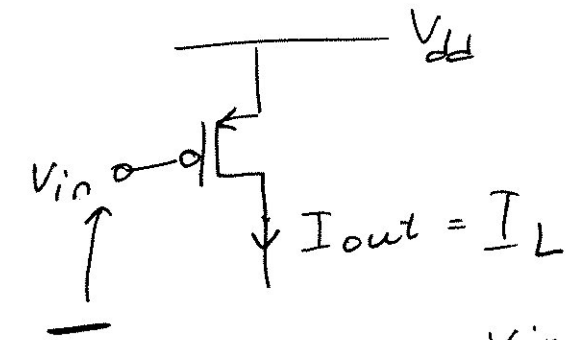
Si on néglige g_{dsn}, son schéma équivalent est le suivant :



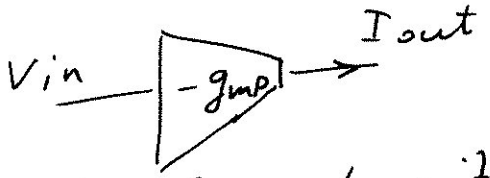
Ce schéma est équivalent à une transconductance (Northon-Thévenin pour la source de sortie)



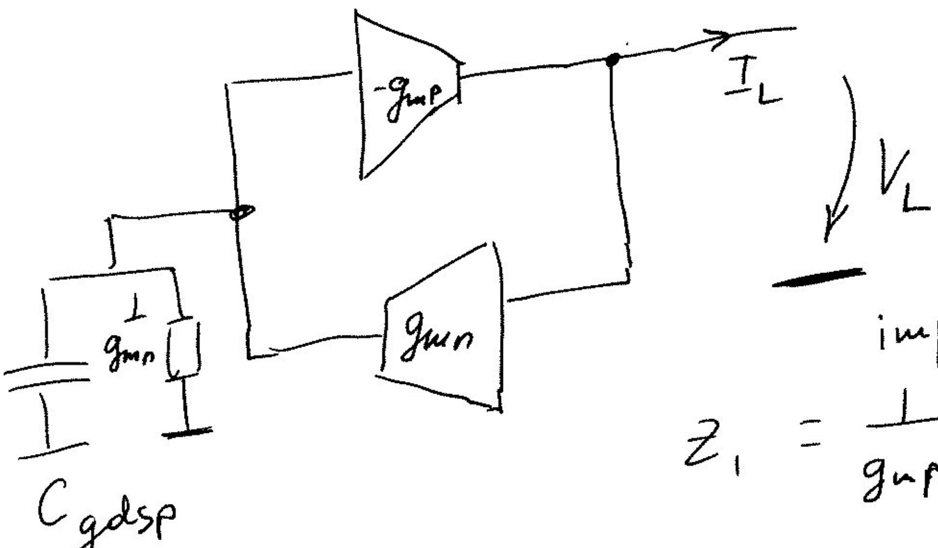
En même temps, l'étage



est une transconductance négative :



Si on prend en compte la capacité C_{gsp}, on a :



$\Rightarrow$ un gyrateur chargé par impédance

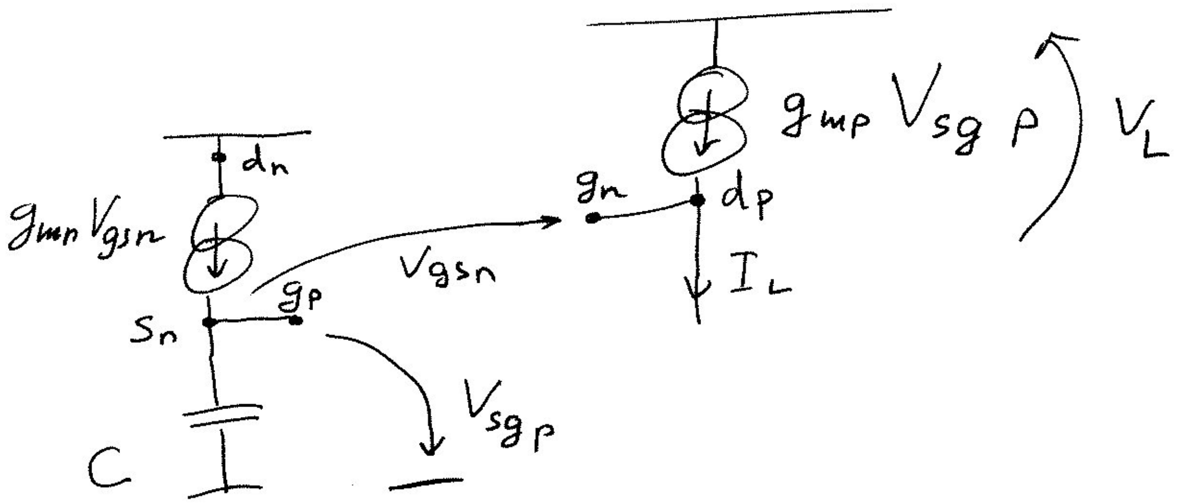
$$Z_1 = \frac{1}{g_{mn} + pC_{gdsp}}$$

Ainsi, $$Z_L = \frac{1}{g_{mp}\, g_{mn}\, Z_1} = \frac{1}{g_{mp}\, g_{mn}}\left[g_{mn} + pC_{gdsp}\right] =$$

$$= \underbrace{\frac{1}{g_{mp}}}_{\text{composante ohmique nominale}} + \underbrace{p\,\frac{C_{gdsp}}{g_{mp}\, g_{mn}}}_{\text{composante inductive}}$$

Autrement, on peut obtenir la même chose par une analyse "directe".

Schéma équivalent petit signal :



On suppose que V_L est appliqué.

On cherche I_L :

$$I_L = g_{mp} V_{sgp} = - g_{mp} \frac{1}{pC} g_{mn} V_{gsn} \quad (1)$$

$$\frac{1}{pC} V_{gsn} g_{mn} + V_{gsn} + V_L = 0 \quad (2), \text{ Loi des mailles}$$

$$(2) \Rightarrow : V_{gsn} = - \frac{V_L}{\frac{g_{mn}}{pC} + 1} \quad (3)$$

$$(1), (3) \Rightarrow : I_L = g_{mp} g_{mn} \frac{V_L}{pC + g_m} \Rightarrow \frac{V_L}{I_L} = \frac{1}{g_{mp} g_{mn}} (pC + g_{mn})$$

4. Oscillateur de Colpitts

1) Considérons le dipôle actif et trouvons son impédance:

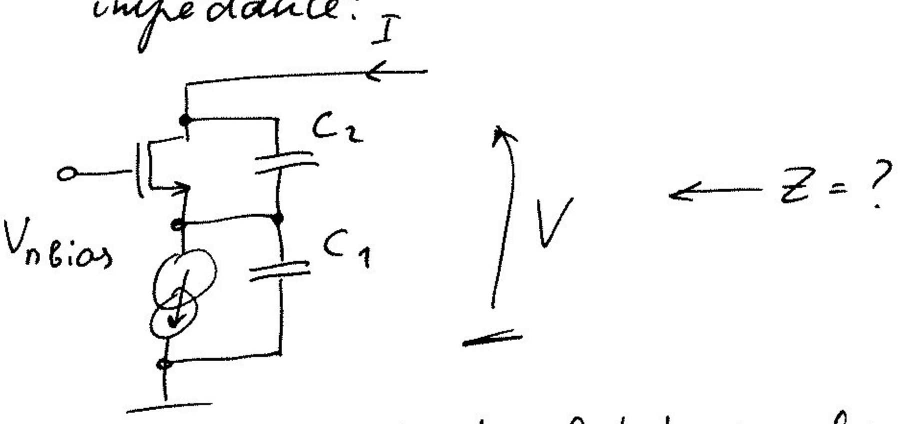
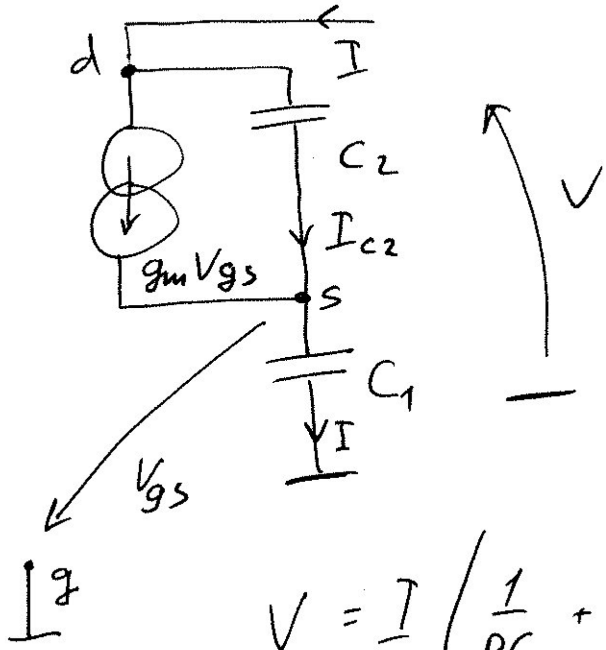


Schéma équivalent petit signal:



$$V = \frac{1}{C_1 p} I + V_{C2}$$

$$V_{C2} = \frac{1}{pC_2} I_{C2} = \frac{1}{pC_2}\left(I - g_m V_{gs}\right) =$$

$$= \frac{1}{pC_2}\left(I + g_m V_{C1}\right) = \frac{1}{pC_2}\left(I + \frac{g_m}{pC_1} I\right)$$

$$V = I\left(\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} + \frac{g_m}{p^2 C_1}\right)$$

$$Z = \frac{V}{I} = \underbrace{\frac{1}{p}\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}_{\text{composante capacitive (imaginaire)}} + \underbrace{\frac{1}{p^2}\,\frac{g_m}{C_1}}_{\text{composante réelle négative}}$$

$$\frac{1}{p^2} = -\frac{1}{\omega^2}$$

Ainsi, le circuit actif réalise une résistance négative susceptible de compenser les pertes dans R.

2) L'impédance totale de l'oscillateur :

$$\frac{1}{p}\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)+\frac{g_m}{C_1 C_2}\frac{1}{p^2}+\frac{1}{\frac{1}{R_p}+pC_p+\frac{1}{pL_p}}=Z_{res}$$

Les pôles du réseau sont les zéros de Z_{res}.

$$\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)\left(\frac{1}{R_p}+pC_p+\frac{1}{pL_p}\right)p+\frac{g_m}{C_1C_2}\left(\frac{1}{R_p}+pC_p+\frac{1}{pL_p}\right)+p^2=0$$

$$\left(\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)p+\frac{g_m}{C_1C_2}\right)\left(\frac{1}{R_p}+pC_p+\frac{1}{pL_p}\right)+p^2=0 \quad \Big| \cdot p$$

$$\left[\left(\frac{1}{C_1}+\frac{1}{C_2}\right)p+\frac{g_m}{C_1C_2}\right]\left(\frac{p}{R_p}+p^2C_p+\frac{1}{L_p}\right)+p^3=0$$

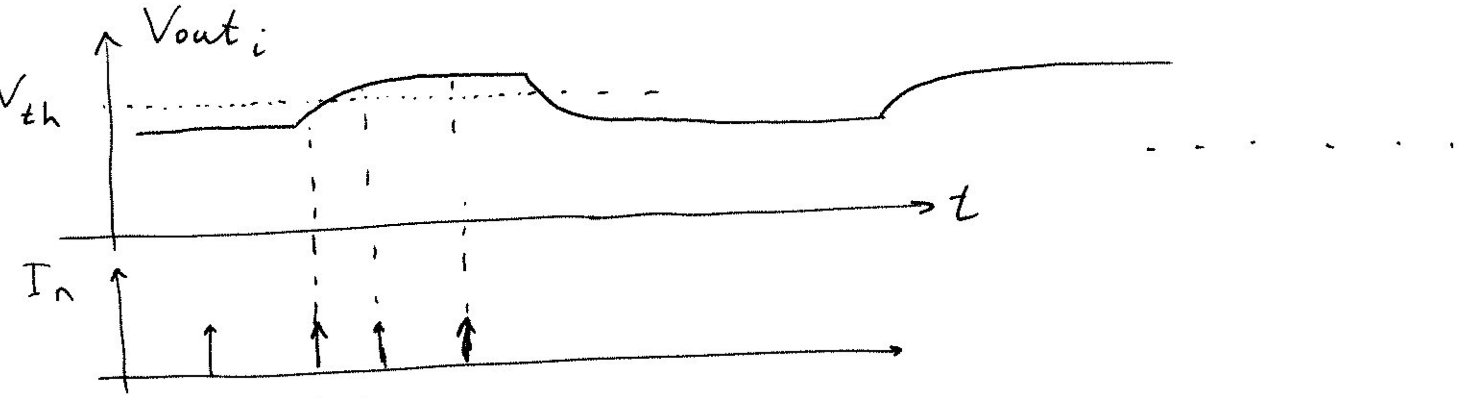
Notez que nous avons obtenu une équation de 3ème degrée, alors qu'il y a 4 éléments réactifs.

Pourquoi?

5. Bruit dans les oscillateurs.

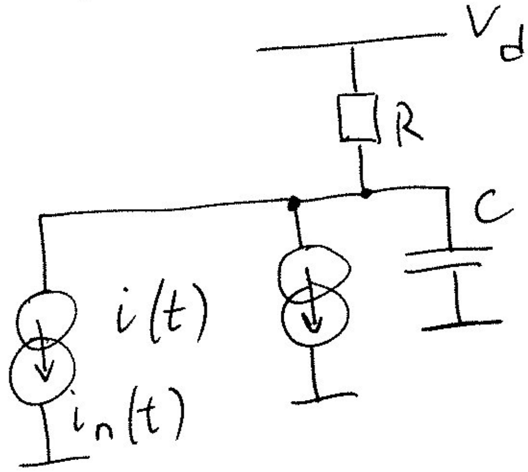
1. Soit un oscillateur en anneau contenant N inverseurs différentiels.

$T = 2N\tilde{\tau}_d$, où T est la période, $\tilde{\tau}_d$ est le délai d'un inverseur.



seulement cette impulsion aura une impacte sur la phase du signal, i.e., sur l'instant du changement de l'état logique.

Concidérons un circuit élémentaire:

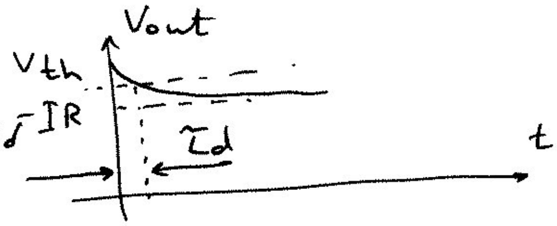


$$i(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ I, & t \geq 0 \end{cases}$$

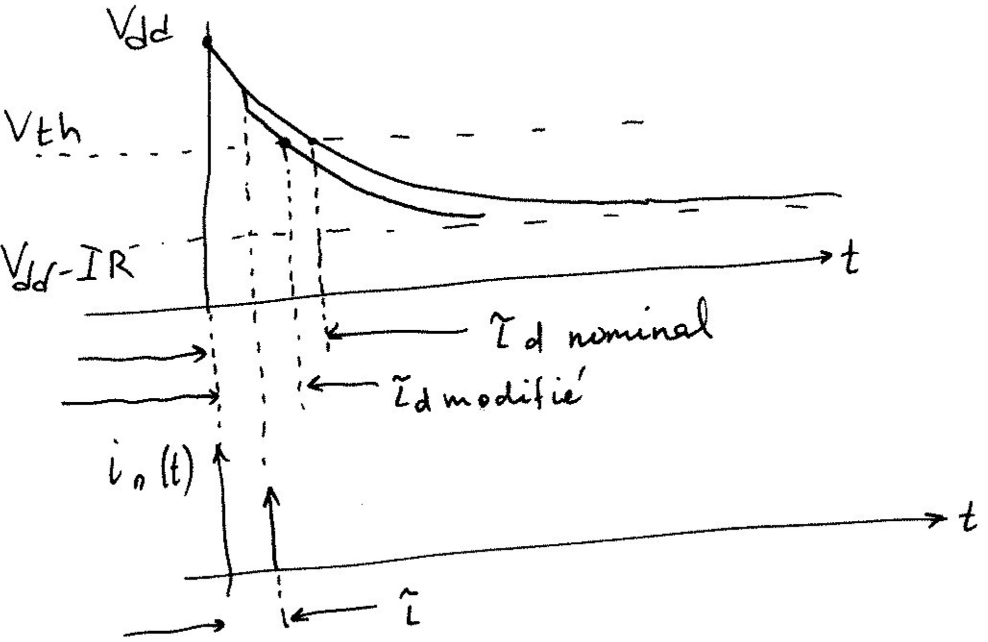
$$i_n(t) = \delta(t - \tilde{\tau}) \cdot \Delta q$$

Sous $i_n(t)$, le délais de la cellule vaut

$$\tilde{\tau}_{d_{nominal}} = RC \cdot \ln 2$$



La source $i_n(t)$ retire instantanément une charge Δq à l'instant $\tilde{\tau}$ de la capacité. Ainsi, si $0 < \tilde{\tau} < \tilde{\tau}_{d\,nominal}$, le délai de la cellule est plus petit :



Trouvons $\tilde{\tau}_{d\,modifié} = \tilde{\tau}_{dm}(\tilde{\tau})$

Pour $t = \tilde{\tau} - 0$: $V_{out} = V_{dd} - IR + IRe^{-\frac{\tilde{\tau}}{RC}}$

Pour $t = \tilde{\tau} + 0$: $V_{out} = V_{dd} - IR + IRe^{-\frac{\tilde{\tau}}{RC}} - \frac{\Delta q}{C}$

Pour $t > \tilde{\tau}$: $V_{out} = V_{dd} - IR + \left[V_{out}(\tilde{\tau}+0) - (V_{dd} - IR)\right]e^{-\frac{t-\tilde{\tau}}{RC}} =$

$= V_{dd} - IR + \left[IRe^{-\frac{\tilde{\tau}}{RC}} - \frac{\Delta q}{C}\right]e^{-\frac{t-\tilde{\tau}}{RC}}$

trouvons t pour lequel $V_{out} = V_{out\,th} = V_{dd} - \frac{IR}{2}$

$$V_{dd} - \frac{IR}{2} = V_{dd} - IR + \left[IRe^{-\frac{\tilde{\tau}}{RC}} - \frac{\Delta q}{C}\right]e^{-\frac{t-\tilde{\tau}}{RC}}$$

$$-\frac{t-\tilde{\tau}}{RC} = \ln \frac{1}{2\left[\left(e^{-\frac{\tilde{\tau}}{RC}} - \frac{\Delta q}{C}\right)\frac{1}{IR}\right]}$$

$$t = \tilde{\tau} + RC\ln 2 + RC\ln\left[\left(e^{-\frac{\tilde{\tau}}{RC}} - \frac{\Delta q}{C}\right)\frac{1}{IR}\right]$$

Remarquez que si $\Delta q = 0$, $\underline{t = \tilde{\tau}_d}$.