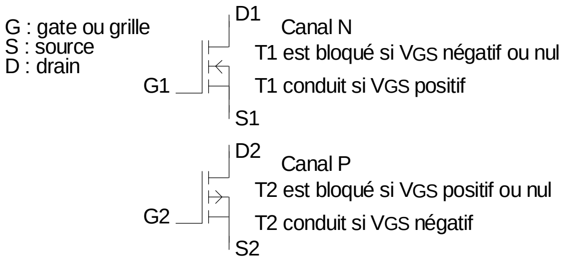
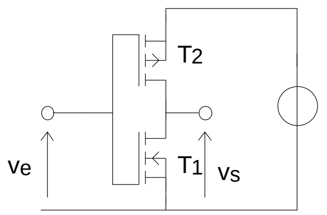
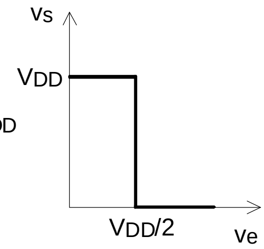
CIRCUITS LOGIQUES EN COMMUTATION

Cette étude est limitée à des circuits logiques présentant à l'état haut comme à l'état bas une impédance d'entrée très élevée, que l'on considérera infinie.

1. Constitution d'un inverseur à MOSFET





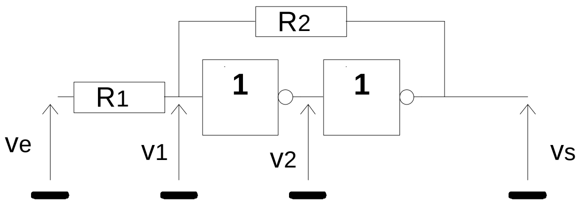


Il est constitué de deux transistors MOS complémentaires, un canal N et un canal P montés tous deux en source commune :

- si $V_e = 0$ V $\quad V_{G1S1} = 0$ V donc T_1 est bloqué et $\quad V_{D1S1} = V_{DD}$
  $V_{G2S2} = -V_{DD}$ donc T_2 est saturé et $\quad V_{D2S2} = 0$ V
  par conséquent $V_s = V_{DD}$
- si $V_e = V_{DD}$ $\quad V_{G1S1} = V_{DD}$ donc T_1 est saturé et $\quad V_{D1S1} = 0$ V
  $V_{G2S2} = 0$ V donc T_2 est bloqué et $\quad V_{D2S2} = -V_{DD}$
  par conséquent $V_s = 0$ V

La fonction réalisée est donc bien une inversion. Si les transistors sont rigoureusement identiques, on obtient la caractéristique de transfert ci-dessous, le basculement ayant lieu pour $V_e = V_{DD}/2$; c'est cette caractéristique que nous considérerons désormais.

2. Comparateur à hystérésis



On choisit $R_1 < R_2$
D'après Millman :

$$v_1 = \frac{v_e.R_2 + v_s.R_1}{R_1 + R_2}$$

Posons $\alpha = R_1/(R_1 + R_2) < 1/2$ car $R_1 < R_2$ et $\beta = 1-\alpha$

- si $v_e = 0$, $v_1 = \alpha.v_s < V_{DD}/2$ donc $v_2 = V_{DD}$ $\quad v_s = 0$ $\quad v_1 = 0$
  faisons croître v_e :
  $v_1 = \alpha.v_s + \beta.v_e = \beta.v_e$
  le système basculera lorsque $v_1 > V_{DD}/2$ c'est à dire lorsque :
  $$v_e \geq v_{e2} = \frac{v_1}{\beta} = \frac{V_{DD}}{2\beta} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{V_{DD}}{2}$$
  v_2 passe alors à 0 et v_s à V_{DD}
  si v_e continue à croître les tensions de sortie des portes sont inchangées.

- faisons maintenant décroître v_e :
  $v_1 = \alpha.v_s + \beta.v_e = \alpha.V_{DD} + \beta.v_e$

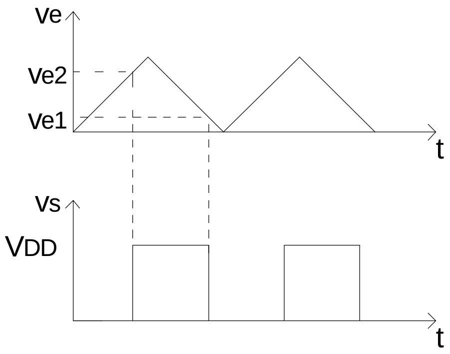
le système basculera lorsque $v_1 < V_{DD}/2$ c'est à dire lorsque :

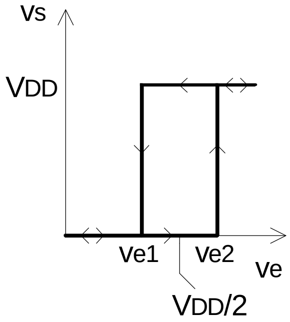
$$v_e \leq v_{e1} = \frac{V_{DD}}{\beta}\left(\frac{1}{2} - \alpha\right) = \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{V_{DD}}{2}$$

v_2 passe alors à V_{DD} et v_S à 0

si v_e continue à décroître les tensions de sortie des portes sont inchangées.

Les tensions de seuil v_{e1} et v_{e2} sont symétriques par rapport à $V_{DD}/2$.



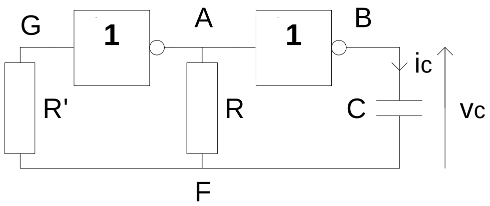


Exemple : les inverseurs étant alimentés sous une tension de 15 V, déterminer les valeurs des résistances R_1 et R_2 pour que la largeur du cycle d'hystérésis soit de 3V.
Réponse : $R_2 = 5R_1$ exemple $R_1 = 20$ kΩ et $R_2 = 100$ kΩ

3. Multivibrateur astable

3.1 Réalisation à partir de portes inverseuses

3.1.1 Principe

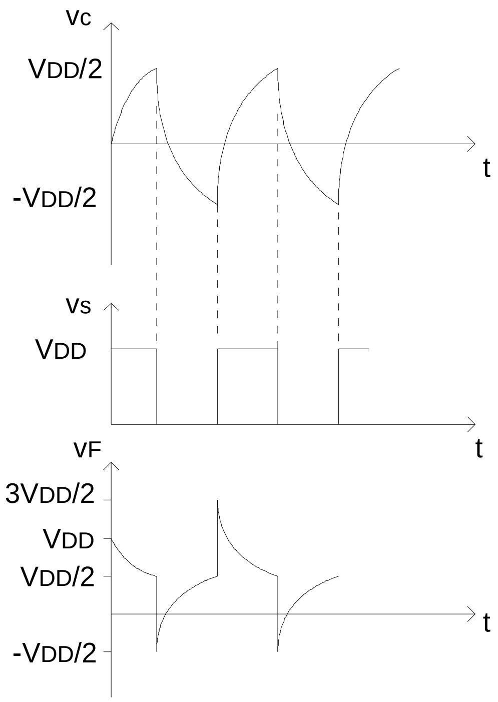


Le condensateur est à l'état initial déchargé ($v_c = 0V$) et n'est parcouru par aucun courant ($i_c = 0$).
Dans ces conditions :

$V_F = V_{DD}$ $V_A = 0$ $V_B = V_{DD}$

- $V_B - V_A = V_{DD}$
  le condensateur C tend à se charger sous la tension V_{DD} à travers la résistance R; le potentiel du point F décroît donc exponentiellement.
  A l'instant t_1, lorsque $v_F < V_{DD}/2$, v_A bascule à V_{DD} et v_B à 0, cette variation de tension de $-V_{DD}$ est transmise par le condensateur, si bien que v_F passe à $V_{DD}/2 - V_{DD} = -V_{DD}/2$.
- $V_B - V_A = -V_{DD}$
  le condensateur C tend à se charger sous la tension $-V_{DD}$ à travers la résistance R; le potentiel du point F croît donc exponentiellement.
  A l'instant t_2, lorsque $v_F > V_{DD}/2$, V_A bascule à 0 et V_B à V_{DD}, le front de tension de V_{DD} est transmis par le condensateur, v_F passant alors à $V_{DD}/2 + V_{DD} = 3V_{DD}/2$.
- Le condensateur C a maintenant tendance à se charger sous la tension V_{DD}.

v_F décroît jusqu'à atteindre $V_{DD}/2$ à l'instant t_3, date du nouveau basculement, début du prochain cycle.



3.1.2 Equations

L'équation différentielle s'écrit :

$$RC\frac{dv_c}{dt} + v_c = v_A - v_B$$

Posons : $\tau = RC$

- de 0 à t_1 : $v_B - v_A = -V_{DD}$
  $v_c(t) = A_1.e^{-t/\tau} + V_{DD}$
  or $v_c(0) = 0 = A_1 + V_{DD}$ donc $A_1 = -V_{DD}$
  $v_c(t) = V_{DD}(1 -.e^{-t/\tau})$

- de t_1 à t_2 : $v_B - v_A = V_{DD}$
  $v_c(t) = A_2.e^{-(t-t_1)/\tau} - V_{DD}$
  or $v_c(t_1) = V_{DD}/2 = A_2 - V_{DD}$ donc $A_2 = 3V_{DD}/2$
  $$v_c(t) = -V_{DD}\left(1-\frac{3}{2}.e^{-(t-t_1)/\tau}\right)$$

- de t_2 à t_3 : $v_B - v_A = V_{DD}$
  $v_c(t) = A_2.e^{-(t-t_2)/\tau} + V_{DD}$
  or $v_c(t_2) = -V_{DD}/2 = A_3 + V_{DD}$ donc $A_3 = -3V_{DD}/2$
  $$v_c(t) = V_{DD}\left(1-\frac{3}{2}.e^{-(t-t_2)/\tau}\right)$$

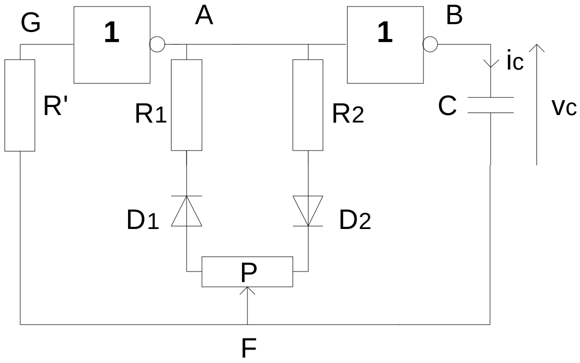
3.1.3 Calcul de la période T

Le rapport cyclique étant égal à 1/2, $t_2 - t_1$ représente une demi période. Reprenons l'expression de $v_c(t)$ entre les instants t_1 et t_2 et écrivons qu'à l'instant t_2, v_c vaut $-V_{DD}/2$:

$$v_c(t) = -V_{DD}\left(1-\frac{3}{2}.e^{-(t_2-t_1)/\tau}\right) = -\frac{V_{DD}}{2}$$ donc : $t_2 - t_1 = \tau.Ln(3)$ et $\boxed{T = 2\tau.Ln(3)}$

3.1.4 Modification du rapport cyclique

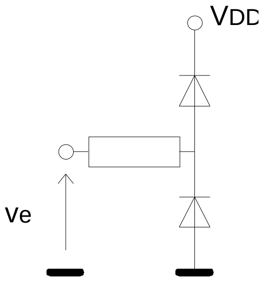
Un potentiomètre et deux diodes permettent de faire varier le rapport cyclique.



Dans ce cas le condensateur se charge sous la tension V_{DD} à travers R_1 et sous $-V_{DD}$, à travers R_2.

3.1.5 Rôle de la résistance R'

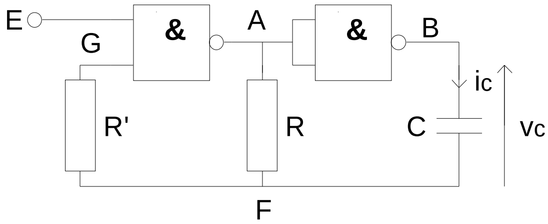
Pour éviter la destruction des entrées des portes CMOS, celles-ci sont protégées contre les surtensions par un circuit à diodes :



Elles conduisent dès que la tension d'entrée est supérieure à V_{DD} ou négative (à la tension de seuil près des diodes).
Pour limiter l'intensité du courant dans le circuit de protection, on intercale entre les points F et G une résistance de forte valeur (généralement plusieurs centaines de kΩ) afin de pouvoir négliger le courant circulant dans R' devant celui qui traverse R.
Il faut diminuer sa valeur lorsqu'on travaille à plus haute fréquence car, l'entrée d'une porte étant capacitive, la constante de temps du circuit R'C' ainsi formé diminue la fréquence maximale d'utilisation.

3.1.6 Remarques

On peut réaliser le multivibrateur à l'aide de portes NAND ou NOR. L'entrée E permet d'inhiber le fonctionnement du multivibrateur :

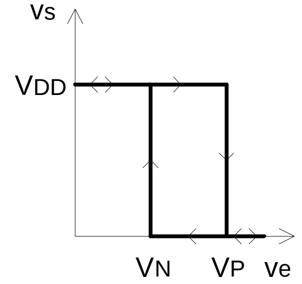


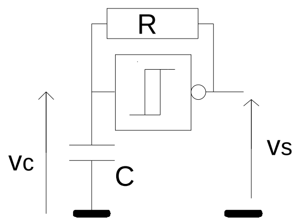
si E est au niveau 0, A est au niveau 1 et B au niveau 0 en permanence.

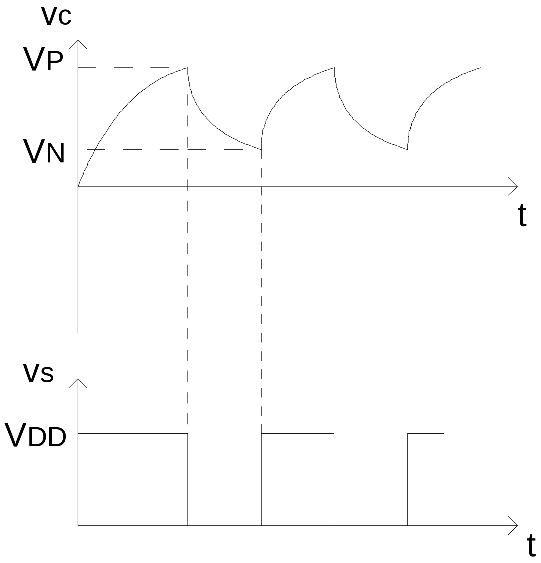
3.2 Utilisation d'un inverseur à trigger

3.2.1 Principe

La caractéristique de transfert d'une telle porte (4584 par exemple) et le schéma de principe sont donnés ci-dessous :







Le condensateur initialement déchargé a tendance à se charger à travers R sous la tension de sortie $v_s = V_{DD}$, mais dès que $v_e > v_P$, à l'instant t_1, v_s passe à 0 V.

Le condensateur se décharge alors jusqu'à la date t_2, pour laquelle $v_c = v_N$, v_s basculant à V_{DD}
C se recharge à nouveau jusqu'à l'instant t_3 où $v_e = v_P$
etc ...

3.2.2 Equations, période

L'équation différentielle est du type :

$$RC\frac{dv_c}{dt} + v_c = v_s$$

- de t_1 à t_2 : $v_S = 0$ donc :
  $$v_c(t) = V_P.e^{-(t-t_1)/\tau}$$
- de t_2 à t_3 : $v_S = V_{DD}$ donc :
  $$v_c(t) = B.e^{-(t-t_2)/\tau} + V_{DD}$$
  or $v_c(t_2) = V_N = B + V_{DD}$ donc $B = V_N - V_{DD}$
  et :
  $$v_c(t) = V_{DD} + (V_N - V_{DD}).e^{-(t-t_2)/\tau}$$

Pour déterminer la période il suffit d'écrire que :

$T = (t_3 - t_2) + (t_2 - t_1)$

en reprenant l'équation de t_1 à t_2 :

$$v_c(t_2) = V_P.e^{-(t_2-t_1)/\tau} = V_N$$

donc $t_2 - t_1 = \tau.Ln(V_P/V_N)$

à partir de la seconde équation, entre t_2 et t_3 :

$$v_c(t_3) = V_{DD} + (V_N - V_{DD}).e^{-(t_3-t_2)/\tau} = V_P \quad \Rightarrow \quad t_3 - t_2 = \tau.Ln\frac{V_{DD} - V_N}{V_{DD} - V_P}$$

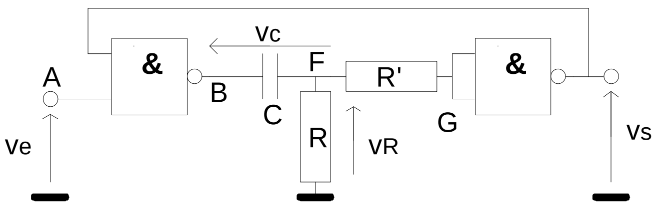
la période a donc pour expression : $\boxed{T = \tau.Ln\frac{V_P}{V_N} + \tau.Ln\frac{V_{DD} - V_N}{V_{DD} - V_P}}$

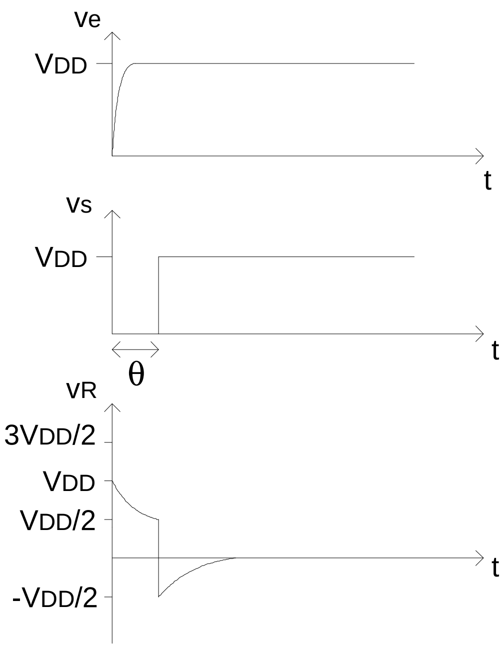
Le rapport cyclique ne peut être égal à 1/2 que si les tensions V_N et V_P sont symétriques par rapport à V_{DD} /2, ce qui n'est pas toujours le cas, cela dépendant des constructeurs.

Exemple : National donne pour V_{DD} = 15 V, V_P = 9 V et V_N = 6,3 V.

4. Circuit monostable

4.1 Principe





Dans l'état stable V_R = 0, V_s = V_{DD} et si V_A = V_{DD}, V_B = 0 : le condensateur C est donc déchargé.
Lors de l'impulsion qui fait chuter v_A de V_{DD} à 0, la tension V_B passe à V_{DD}. Ce front de tension d'amplitude V_{DD} est transmis par le condensateur C, v_R passant à V_{DD} et V_s à 0 ce qui permet de maintenir v_B à V_{DD} lorsque v_A remonte à V_{DD}.
Le condensateur C se chargeant à travers R sous la tension V_{DD}, v_R décroît exponentiellement jusqu'à ce que v_R < V_{DD} /2; à cet instant θ, V_s bascule à V_{DD}, v_B à 0. Le front de tension -V_{DD} étant transmis par le condensateur, v_R passe instantanément de V_{DD} /2 à -V_{DD} /2.
Si on appliquait une impulsion à l'entrée A à cet instant, la durée de l'impulsion de sortie serait inférieure à θ. Il faut donc attendre que le système se retrouve dans son état d'équilibre, c'est le **temps de récupération** : temps pendant lequel v_R remonte exponentiellement, avec la constante de temps RC, vers 0.
Pour diminuer cette durée, on peut monter en parallèle sur R une diode (anode à la masse) en série avec une résistance de plus faible valeur que R.

4.2 Durée de l'impulsion

De l'instant initial à l'instant θ : $v_c(t) = -V_{DD}.e^{-t/\tau} + V_{DD}$ avec $\tau = RC$

à l'instant θ : $v_c(\theta) = -V_{DD}.e^{-\theta/\tau} + V_{DD} = V_{DD}/2$

donc : $\boxed{\theta = \tau.Ln(2)}$