

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Frères Mentouri – Constantine 1
Faculté des Sciences de la Technologie
Département d'Electronique



DOCUMENT DE TRAVAIL

COURS

MASTER 1, Automatique et informatique industrielle

Electronique Appliquée

Réalisé et présenté par :

Dr. Salah ABADLI

Année Universitaire : 2019 / 2020 (Semestre 2)

Rappels : le condensateur et le transistor en commutation

En général, ce cours "électronique appliquée" permettra à l'étudiant de découvrir d'autres fonctions nécessaires de l'électronique. Nous nous intéressons beaucoup plus, dans ce cours, à l'identification du type et de la fonction d'un tel composant électronique dans un système global. Les principaux chapitres de ce module sont :

- Rappel sur la charge et la décharge d'un condensateur et le transistor en commutation.
- L'amplificateur opérationnel (AO) et montages à base de l'AO.
- Génération d'impulsions ou de signaux.
- Convertisseurs CAN et CNA.
- Etude des filtres actifs.
- Introduction aux principes de réalisation de circuits imprimés PCB.

En effet, le volume horaire du module par semaine est : 1h30 de Cours, 1h30 de TD. Le module est de coefficient 2 (4 crédits). Le mode d'évaluation : Contrôle Continu (40%) + Examen (60%).

I- Charge et décharge d'un condensateur

En général, un condensateur est constitué de deux plaques conductrices, appelées armatures, séparées par un isolant appelé diélectrique. Un condensateur accumule des charges +Q et -Q sur ses armatures.



Soit C la capacité du condensateur à accumuler des charges. Elle dépend de la taille des plaques, de leur forme, de l'épaisseur du diélectrique,...etc. Elle se mesure en farad (F). La relation entre la charge accumulée Q et la tension aux bornes d'un condensateur est : $U_C = Q / C$.

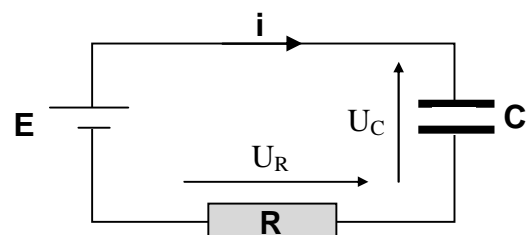
Lorsque le condensateur est chargé, la tension à ses bornes est celle du générateur qui a permis de le charger.

I-1- Charge d'un condensateur à travers une résistance

Il s'agit d'un régime transitoire, c'est-à-dire un régime qui ne dure qu'un court instant. Un courant permanent ne peut pas s'établir dans un tel circuit, car la chaîne des conducteurs est interrompue par le diélectrique du condensateur.

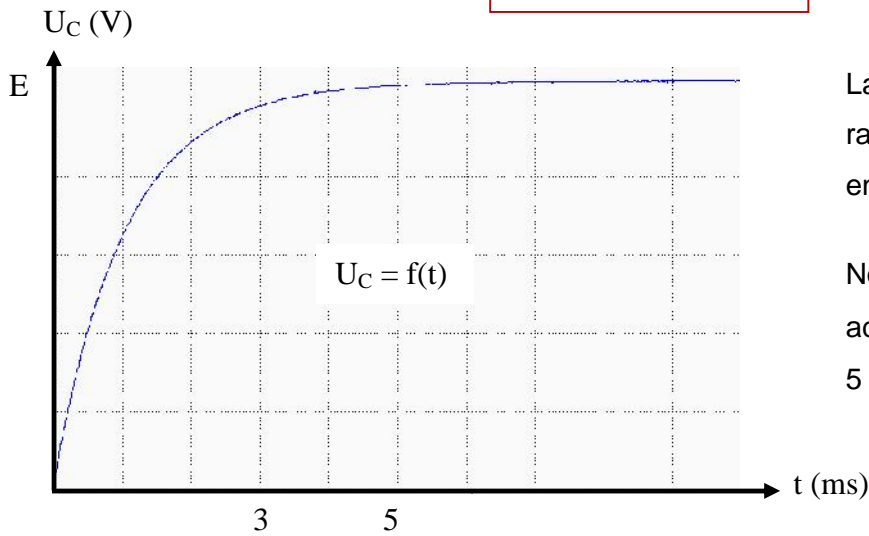
Sachant que : $E = U_C + U_R$ et $i = \frac{dQ}{dt}$

$$U_R = R i = R \frac{dQ}{dt} \quad \text{et} \quad U_C = \frac{Q}{C} \quad \Rightarrow \quad \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU_C}{dt}$$



Donc : $U_R = R \frac{dQ}{dt} = RC \frac{dU_C}{dt}$ d'où : $E = U_C + RC \frac{dU_C}{dt}$

La solution de cette équation est : $U_C = E (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$

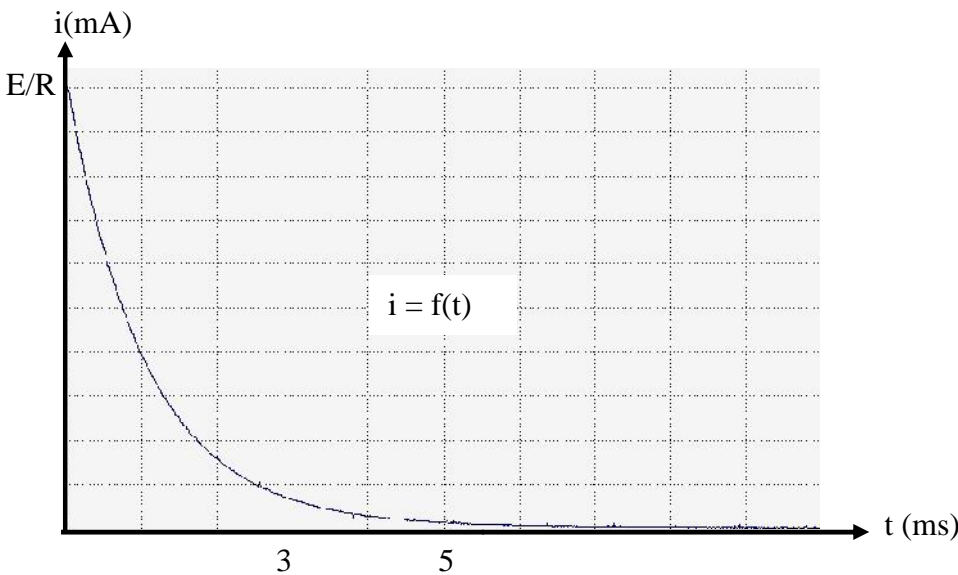


La charge commence assez rapidement puis se ralentit de plus en plus.

Notons que le produit $RC = \tau$. On admet, généralement, qu'au bout de 5τ le condensateur est chargé.

La variation de l'intensité du courant qui traverse le circuit en fonction du temps est donnée par :

$i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU_C}{dt} = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}}$

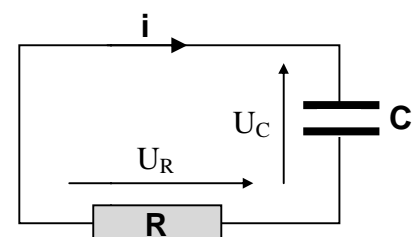


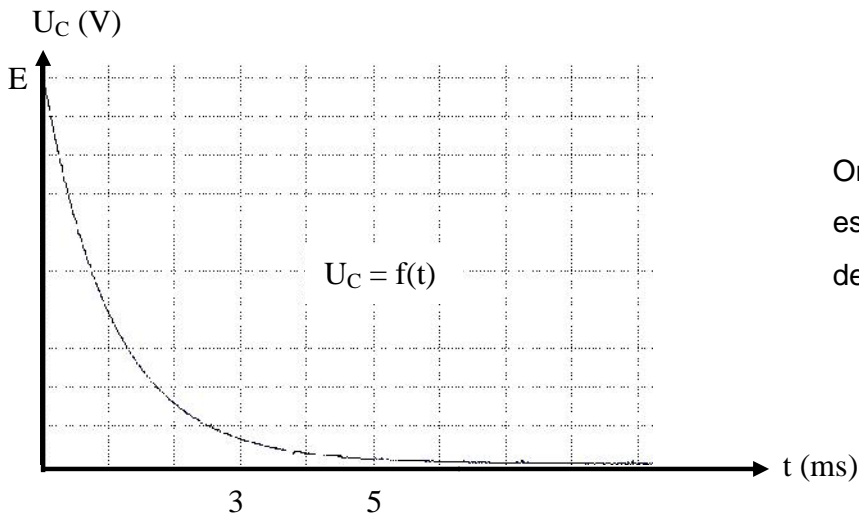
La puissance emmagasinée sous forme électrostatique dans le condensateur (énergie stockée dans le condensateur) est fonction de sa charge ($P = U_C \cdot i$). L'énergie emmagasinée au bout d'un temps t est : $Energie = 0,5 C (U_C)^2$.

I-2- Décharge d'un condensateur à travers une résistance

Dans ce cas : $0 = U_C + U_R$ et donc : $0 = U_C + RC \frac{dU_C}{dt}$

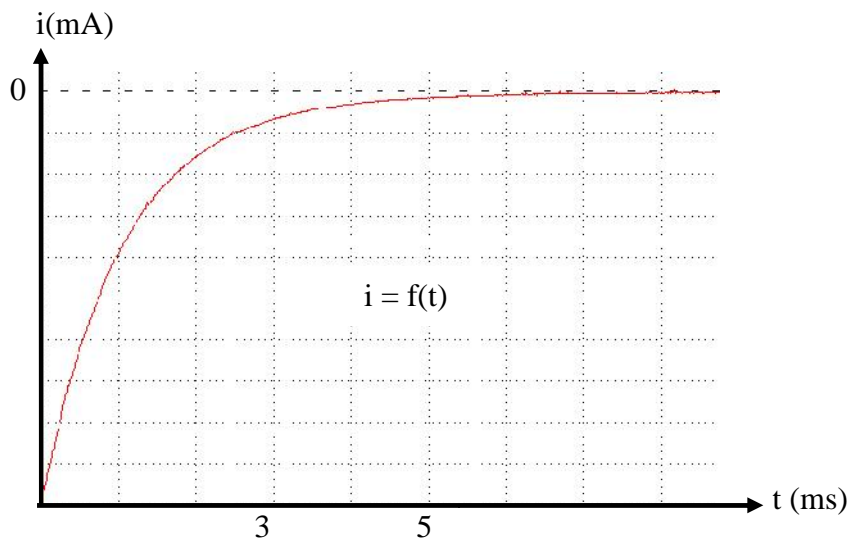
La solution de cette équation est : $U_C = E e^{-\frac{t}{RC}}$





On peut remarquer que la décharge est pratiquement terminée au bout de quelques constantes de temps .

Dans cette situation : $i = \frac{dQ}{dt} = C \frac{dU_C}{dt} = -\frac{E}{R} e^{-\frac{t}{RC}}$

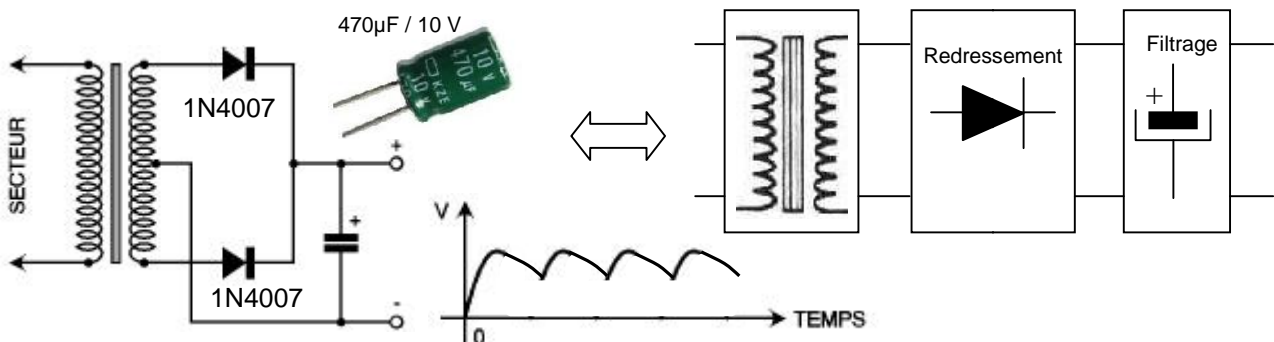


La variation du courant a la même forme que pour la charge, mais il est négatif. Dans la décharge le courant est contraire à celui de la charge.

I-3- Quelques exemples pratiques des condensateurs

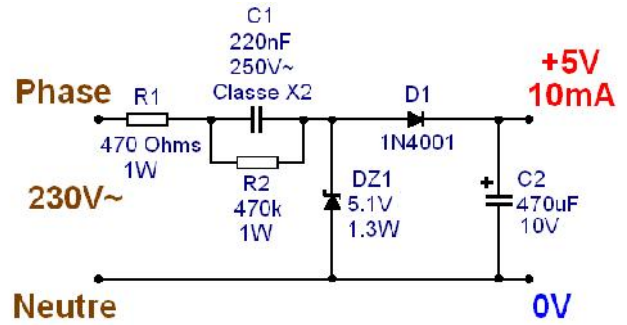
En bref, les condensateurs sont utilisés dans tout genre de circuit électronique. Ils jouent un rôle important dans les circuits de synchronisation électronique, dans les filtres électroniques de fréquences et dans les circuits de transmission de signaux,...etc.

Filtrage : La tension produite par le redressement double alternance, par exemple, étant assez éloignée d'une tension continue bien lisse. Le filtrage sert à lisser le courant redressé, fournit par le redresseur (on utilise des condensateurs polarisés). Ces filtres servent de stockage pour les impulsions débitées par le redresseur.



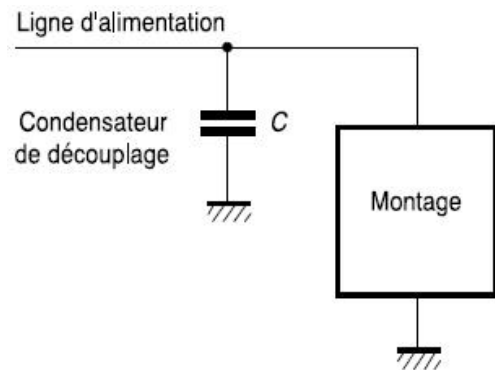
Le haut et le bas de la forme de la tension de sortie s'appelle la tension résiduelle ; elle doit être la plus faible possible. On utilise des condensateurs de fortes capacités pour la réduire.

Alimentation capacitive : La capacité C1, appelée capacité "chutrice", joue le rôle d'une résistance en alternatif. Il faut lui assurer la fonction charge et décharge à chaque période secteur, d'où l'intérêt de la Zéner qui conduit dans les 2 sens. Son avantage est de ne dissiper aucune chaleur.



La tension est assez stable jusqu'à ce que le courant maximal soit atteint. Ensuite, l'alimentation capacitive fonctionne en "source" de courant, c'est-à-dire en limiteur de courant.

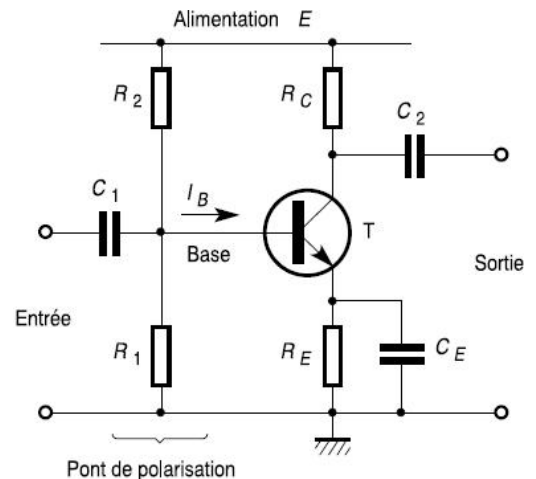
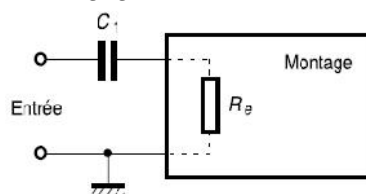
Découplage sur une ligne d'alimentation : En réalité, la tension continue d'alimentation n'est pas rigoureusement constante à cause des parasites et des chutes de tension créées par les courants consommés par les circuits. En branchant un condensateur entre la ligne d'alimentation et la masse, on élimine ces variations de tension qui pourraient perturber le fonctionnement du montage.



Suivant la nature des signaux à éliminer, on utilisera la technologie appropriée pour le condensateur. Les variations étant souvent rapides (parasites de commutation par exemple), on fait souvent appel à des condensateurs céramiques. Si des variations lentes sont à arrêter (résidu d'ondulation secteur par exemple), il faut disposer d'une capacité plus élevée et on emploie alors des condensateurs chimiques. Si l'on veut éliminer des variations lentes ou rapides, on utilise une association formée par un condensateur céramique et un chimique comme on l'a déjà indiqué.

Liaison à l'entrée d'un circuit : Il faut très souvent séparer les composantes continues qui constituent la polarisation et les composantes alternatives qui forment le signal utile. Pour que le générateur qui fournit le signal utile ne modifie pas le point de polarisation, on a placé un condensateur de liaison C1 à l'entrée. Le courant continu ne peut pas traverser un condensateur. La chute de tension dans C1 est négligeable si :

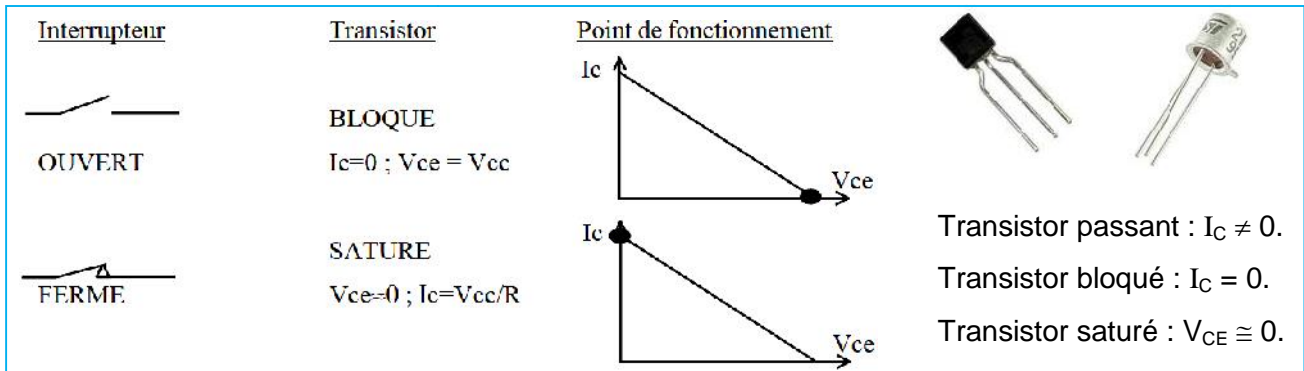
$$\frac{1}{2\pi f C_1} \ll R_e$$



II- Le transistor en commutation

II-1- Principe

Un transistor est utilisé en commutation lorsque son mode de fonctionnement se ressemble à un interrupteur. En réalité, sa polarisation ne lui permet que deux modes de fonctionnement par opposition au fonctionnement en régime linéaire (amplification) : bloqué ou saturé.



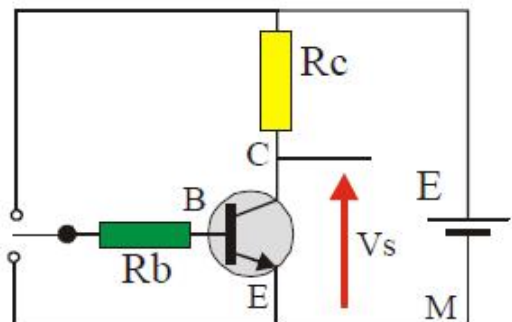
On considère un transistor branché en émetteur commun, avec une polarisation par résistance de base R_B . Un inverseur peut permet de relier la résistance R_B soit au générateur E soit à la masse.

Les équations des droites d'attaque et de charge sont :

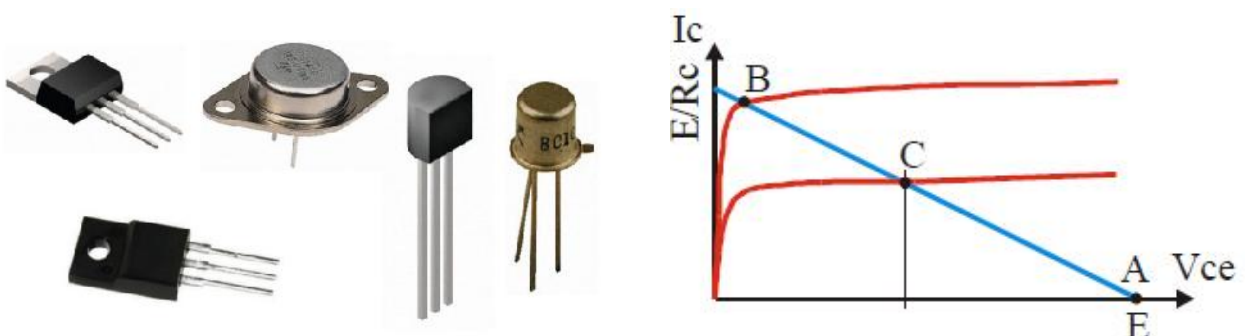
$$V_{BE} = E - R_B \cdot I_B (\cong 0,6 \text{ V}) \rightarrow I_B = (E - V_{BE}) / R_B \text{ et}$$

$$\text{aussi } V_{CE} \cong E - R_C \cdot I_C$$

On peut en déduire la position du point de fonctionnement du montage en fonction de l'intensité du courant base. La tension de sortie est $V_{CE} = V_S$.



- En régime amplificateur, on place le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge (point C). La relation $I_C \cong \beta I_B$ permet de déduire le courant collecteur de la valeur du courant base et $0 < V_S < E$.
- Si le courant base est nul, le courant collecteur est nul ($I_C \cong \beta I_B$) et $V_S = E$ (point A). Le transistor est bloqué.
- Si le courant base est très intense, le courant collecteur est élevé, mais il ne peut dépasser la valeur $I_{Cmax} = E / R_C$: quand on fait croître I_B au-delà de la valeur $I_{Bmax} = E / \beta \cdot I_B$, la tension V_{CE} devient très faible (point B). La base est alors saturée ($V_{BC} = V_{BE} + V_{EC}$) et le transistor est saturé.



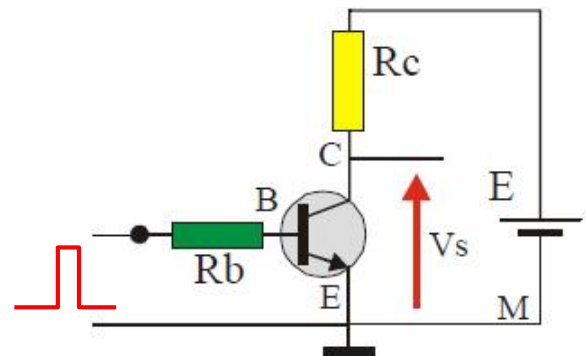
Un transistor fonctionne en régime de commutation quand son courant base est soit très faible (transistor bloqué) soit très intense (transistor saturé). Vis-à-vis du générateur et de la résistance R_C , le transistor saturé se comporte comme un interrupteur fermé et le transistor bloqué comme un interrupteur ouvert. Dans ce fonctionnement, la puissance dissipée dans le transistor $P = V_{CE} \cdot I_C$ est toujours faible.

Les transistors utilisés en commutation sont conçus pour que la durée de la commutation soit la plus faible possible.

- Si l'entrée du montage (résistance R_B) est reliée à E, la tension de sortie V_S est nulle. Si l'entrée est reliée à la masse, $V_S = E$.
- Si l'on convient de désigner par "0" une tension nulle et par "1" une tension égale à E, on constate que le montage étudié constitue un inverseur logique.

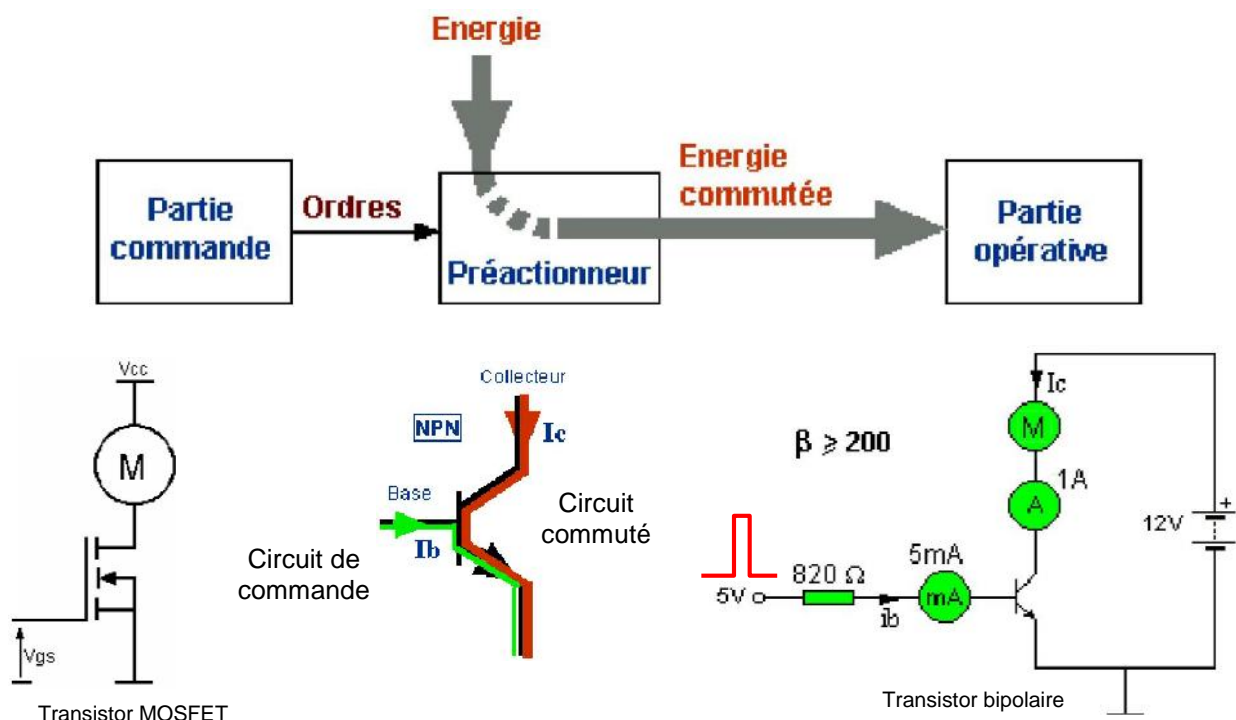
Remarque : Il existe plusieurs fonctions de base de l'électronique, réalisées avec des transistors fonctionnant en régime de commutation.

Le transistor en commutation est commandé par une impulsion de courant base. Il passe de l'état bloqué à l'état saturé en lui appliquant une impulsion positive de courant.



II-2- Application pratique

Le transistor en commutation va remplir la même fonction que le relais mais de façon statique. Une faible énergie de commande entraîne le passage d'une énergie plus importante.



En bref, le montage d'un transistor en commutation peut être décomposé en deux circuits : circuit de commande (circuit d'entrée) et circuit commuté ou piloté (circuit de sortie).

Le transistor en commutation est utilisé afin d'ouvrir ou de fermer un circuit. Ainsi, il peut commander un relais, un moteur,...etc. On assimile, généralement, le circuit de sortie du transistor à un interrupteur qui est commandé soit par une tension soit par un courant, suivant le type du transistor choisi.

Le relais permet souvent la mise sous tension ou hors tension de l'étage de puissance plus élevée que le reste de l'électronique de pilotage. Il est donc préférable d'isoler au maximum ces 2 étages qui cohabitent justement à ce niveau. Pour cela, nous penserons à des composants qui isolent les circuits électroniques fragiles de commande du relais (cette tâche est souvent laissée à des opto-coupleurs).

Commutation sur charge inductif (importance de la diode de roue libre)

Nous savons que l'inductance s'oppose à une variation brutale du courant. Elle est capable de stocker des charges électriques, qu'elle restitue si aucune source ne lui impose un courant.

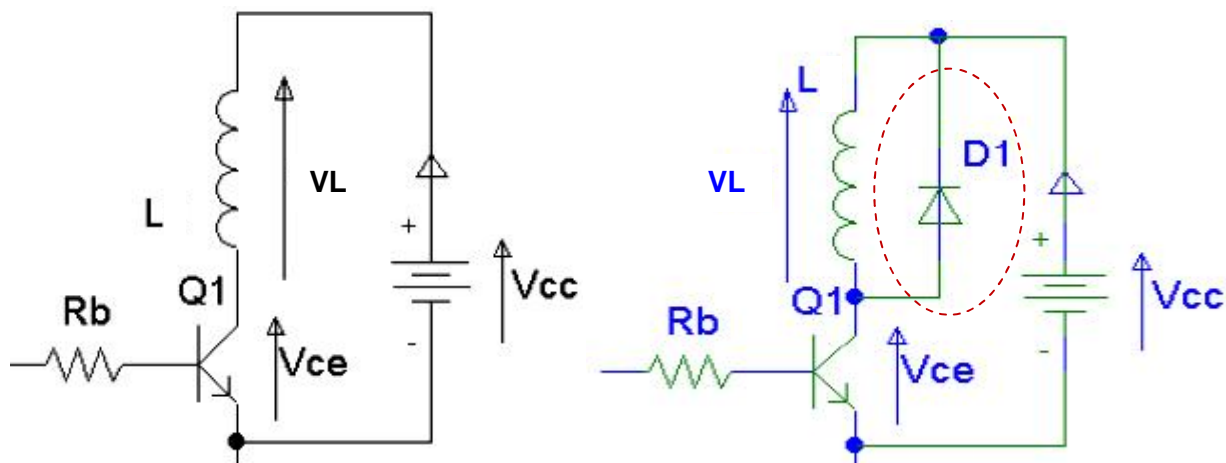
Supposant la commutation sur une charge L . Lors du blocage du transistor, la tension V_L aux bornes de l'inductance prend la valeur $V_L = -L \, dI/dt$.

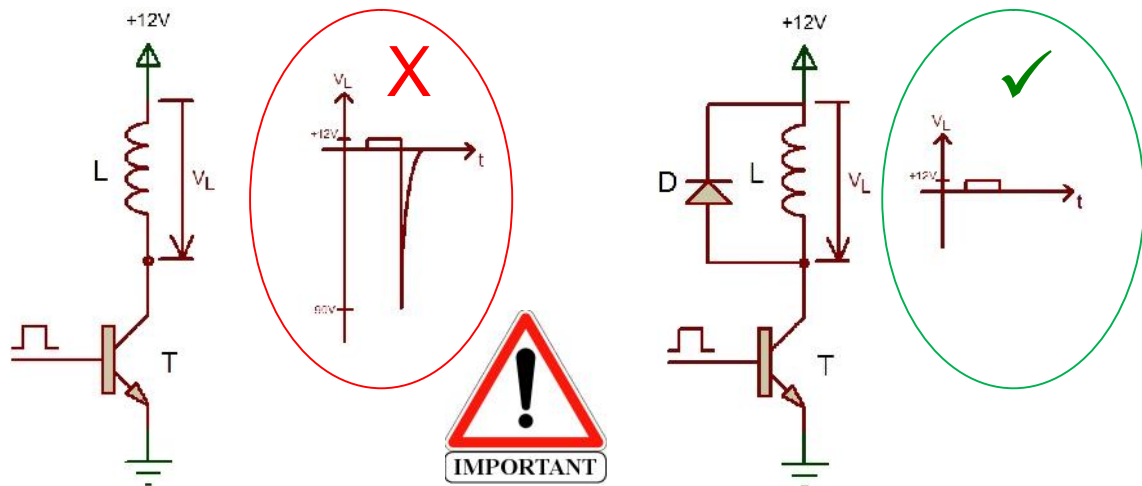
Or, d'après la loi des mailles : $V_{ce} = V_{cc} - V_L$ soit $V_{ce} = V_{cc} + L \cdot dI/dt$.

Comme dt est faible, une surtension importante (plusieurs dizaines de Volts) apparaît aux bornes du transistor. Celle-ci peut entraîner sa destruction. Si on ne fait rien le transistor est détruit, car le V_L se retrouve aux bornes du transistor (V_{ce}).

Pour éviter cette dégradation, on place généralement aux bornes de la charge ou du transistor une diode de protection (en inverse et en parallèle), qui s'appelle diode de roue libre.

- Lorsque le transistor est saturé : la diode est branchée en inverse et ne perturbe pas le montage.
- Lorsque le transistor se bloque : la tension négative en V_L rend la diode passante, permettant ainsi l'évacuation des charges emmagasinées dans la résistance présente (fil de la bobine ou du moteur). En fait, le courant créé par la bobine circule dans la boucle jusqu'à disparaître. V_L est limitée à la tension de seuil de la diode et donc V_{ce} est limitée à $V_{cc} + 0,7 \text{ V}$.

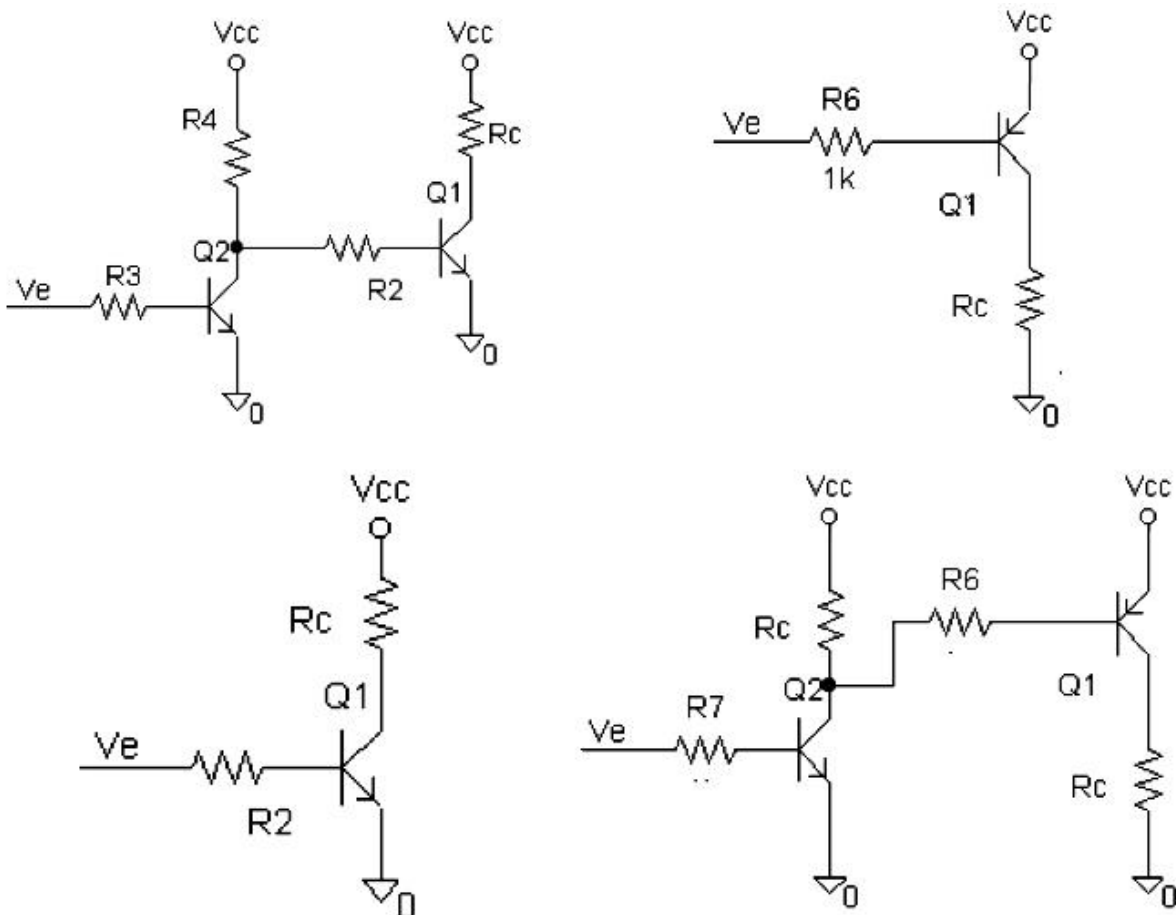




Remarque importante : A chaque fois que l'on commande un circuit inductif (inductance, relais, transformateur, moteur, ...etc.) avec un transistor de commutation, il est nécessaire de placer en parallèle avec celui-ci une diode dite de roue libre ; permettant l'écoulement des charges stockées dans l'inductance lors du blocage du transistor.

Calcul de la polarisation d'un transistor en commutation

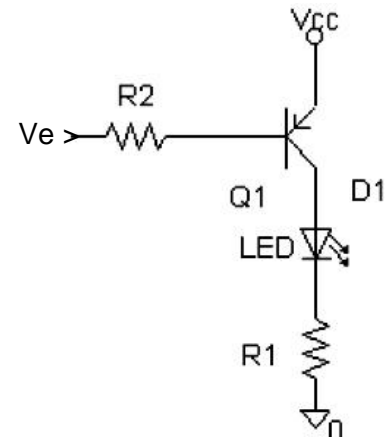
Le transistor en commutation est utilisé pour résoudre un problème (ce dernier doit donc être parfaitement établi). Le choix du type de transistor se fait en fonction de la charge et de la commande. Les schémas qui suivent constituent quelques exemples simples de ce que l'on peut faire :



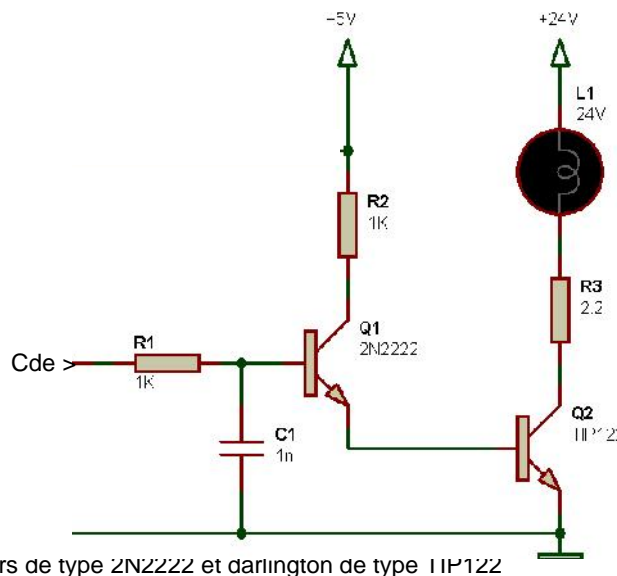
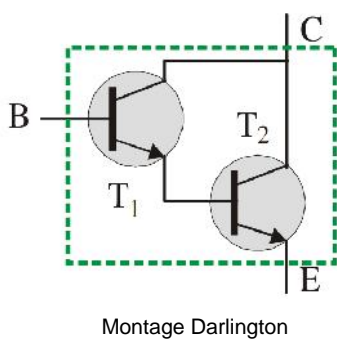
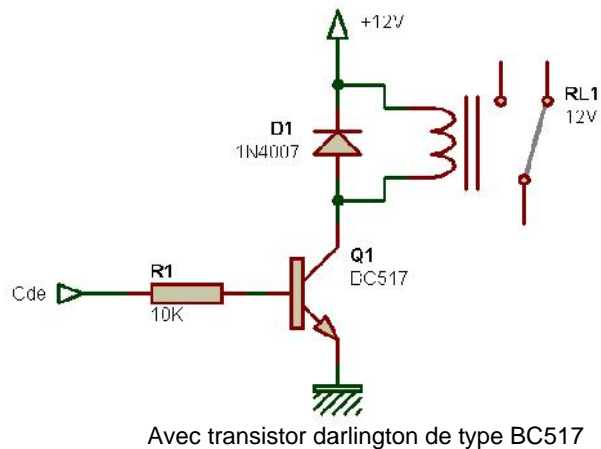
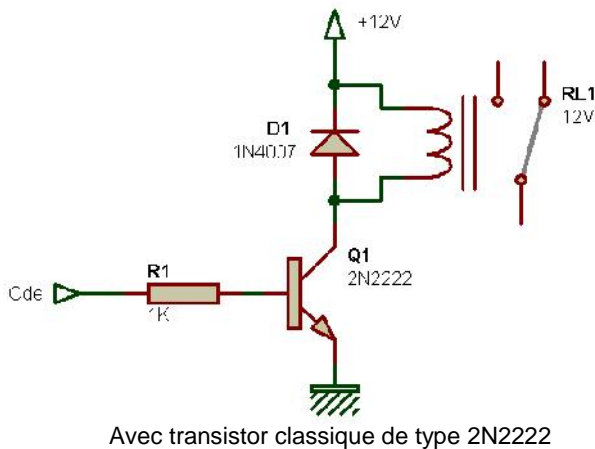
La valeur de la tension de commande (V_e), par rapport à la masse, peut être comprise entre 1,5 et quelques 10 V, à condition d'adapter la valeur de R2. Supposant que l'on souhaite commander une LED selon le schéma suivant :

$V_{CC} = 12\text{ V}$, $V_{LED} = 1,5\text{ V}$ et $I_{LED} = 20\text{ mA}$, $\beta = 100$ (hfe)

- choisir un transistor capable de supporter V et I nécessaires (12 V et 20 mA, soit le transistor 2N2222,...etc.).
- On polarise les autres composants : $R1 = (12 - V_{ce} - V_{LED}) / I_{LED}$
- On calcule I_B nécessaire $I_B = I_C / \beta$ donc : $I_B = 200\ \mu\text{A}$
- On applique un coefficient de sursaturation : $I_{B_Sat} = I_B \cdot 5 = 1\text{ mA}$
- On calcule la résistance de polarisation du transistor :
- $R2 = (12 - V_{BE}) / I_{B_Sat} = 11300\ \Omega$
- On prend une valeur normalisée de la résistance inférieure pour garantir la saturation : $R2 = 10\text{ k}\Omega$



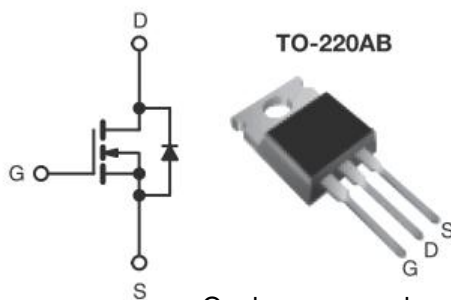
Commande d'un relais à partir d'un signal logique : Soit à commander un relais à l'aide d'une sortie d'un circuit logique (circuit de commande). On ne peut pas brancher directement le relais sur cette sortie, car il consomme trop de courant. Il faut donc utiliser un transistor qui va servir d'interrupteur commandé électriquement entre l'étage de commande et le relais.



La tension de commande, issue d'une sortie d'un circuit logique type CMOS, TTL ou PIC, est appliquée sur l'entrée Cde. La valeur de la résistance de polarisation R1 doit être adaptée pour disposer d'un courant de base qui soit en même temps suffisant pour saturer correctement le transistor, tout en ne risquant pas de le griller. Pour calculer la valeur de R1, il faut connaître la le gain (β) du transistor employé. La diode de roue libre D1 est indispensable.

Si le courant de commande disponible est inférieur à 1 mA, il est conseillé d'utiliser un montage type darlington permettant une amplification en courant. A titre d'exemple, le petit darlington de type BC517 ou le darlington de type TIP122 si vous avez besoin de plus de puissance.

En effet, il est possible encore d'assurer un découplage (isolation entre 2 étages) plus efficace en mettant un opto-coupleur par exemple. Il n'est pas exceptionnel d'employé un transistor MOSFET comme élément de puissance en commutation.



BUZ11,
MTP10LN10EL
IRLZ44, IRFZ44, IRL540,
BUK101-50GL, BUK453,
STP20NF06L, STP36NF06L,
FDS6570A, ...

Quelques exemples de références de transistors MOSFET de puissance.

Exemple :

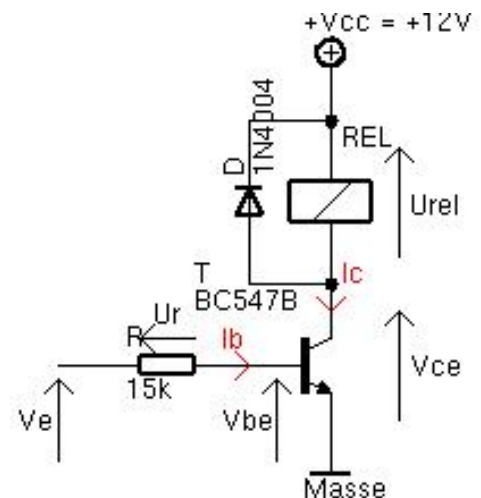
Données : $V_{CC} = +12\text{ V}$ et $V_e = 0$ ou 5 V .

Transistor BC547B (NPN), $\beta = 200$, $V_{CE_sat} = 0,2\text{ V}$,
 $V_{BE_sat} = 0,7\text{ V}$, $V_{CE_max} = 45\text{ V}$.

Relais où $R_{rel} = 310\ \Omega$, alimentation 12 V .

Diode de roué libre 1N4004. Cette diode sert uniquement à protéger le transistor lorsqu'on le bloque (supprime le pic de tension du au relais).

Lorsque $V_e = 0$, on veut que le relais ne soit pas alimenté, et lorsque $V_e = 5\text{ V}$, on veut que le relais soit alimenté. **Déterminer la valeur théorique de R ?**



- Lorsque $V_e = 0$, alors $V_{BE} = 0$ et $I_B = 0$: le transistor est bloqué ($I_C = I_E = 0$). Donc le relais est en circuit ouvert ($U_{rel} = R_{rel} \cdot I_C = 0$).
- Lorsque $V_e = 5\text{ V}$, on a $V_{CC} = V_{CE} + U_{rel}$. Or, il faut que le transistor soit saturé.

$$\text{Donc } V_{CE} = V_{CE_sat} \text{ et alors } V_{CC} = V_{CE_sat} + R_{rel} \times I_C \rightarrow I_C = (V_{CC} - V_{CE_sat}) / R_{rel}$$

$$I_C = (12 - 0,2) / 310 = 0,038\text{ A} = \mathbf{38\text{ mA}}$$

$I_{B_min} = I_C / \beta = 0,038 / 200 = 0,19\text{ mA}$. On prend un coefficient de sécurité de 1,5 pour être sur que le transistor sera bien saturé. Donc : $I_{B_sat} = I_{B_min} \times 1,5 = \mathbf{0,28\text{ mA}}$.

$$\text{On a : } V_e = V_{BE_sat} + U_r = V_{BE_sat} + R I_{B_sat} \rightarrow R = (V_e - V_{BE_sat}) / I_{B_sat} = \mathbf{15062\ \Omega} = \mathbf{15\text{ kh}}$$

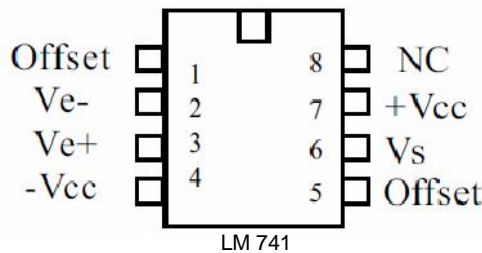


L'amplificateur opérationnel "AOP" et montages à base de l'AOP

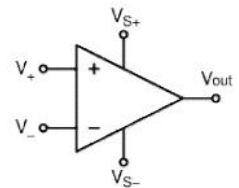
Dans la pratique, un Amplificateur Opérationnel (AOP) est un circuit intégré qui permet d'amplifier la différence de potentiel électrique "e" entre les deux tensions d'entrées V_{e+} et V_{e-} . C'est un amplificateur électronique différentiel. Il a été initialement conçu pour effectuer des opérations mathématiques dans les calculateurs analogiques (addition, soustraction, intégration, dérivation,...etc.). Par la suite, l'AOP est utilisé dans beaucoup d'autres applications comme la commande de moteurs, la régulation de tension, les sources de courants, les oscillateurs,...etc.

Physiquement, un AOP est constitué de transistors ou de n'importe quels autres composants amplificateurs. Le gain en tension très important d'un AOP fait de lui un composant utilisé dans de grande variétés d'applications. En effet, certains AOP sont spécialisés dans l'amplification de certains types de signaux comme les signaux audio ou vidéo ; de part leurs caractéristiques (temps de montée et faible distorsion).

Exemples de références : LM741, μ A741, TL061, TL071, TL081, TLC271,...etc.



- 1 : Réglage Offset
- 2 : Entrée inverseuse
- 3 : Entrée non inverseuse
- 4 : Alimentation (-)
- 5 : Réglage Offset
- 6 : Sortie
- 7 : Alimentation (+)
- 8 : Non Connecté



En effet, le circuit μ A741 contient 24 transistors, 11 résistances et un condensateur.

Pratiquement, tous les amplificateurs opérationnels ont la même structure interne. Avec quelques composants externes, ils peuvent réaliser une grande variété de fonctionnalités utiles en traitement du signal et en génération de signaux.

Un AOP dispose au minimum de 2 entrées, de 2 broches d'alimentation et d'une sortie. L'entrée notée V_{e+} est dite non-inverseuse tandis que l'entrée V_{e-} est dite inverseuse ; en raison de leur rôle dans les relations entrée/sortie de l'amplificateur. La différence de potentiel entre ces deux entrées est appelée tension différentielle d'entrée.

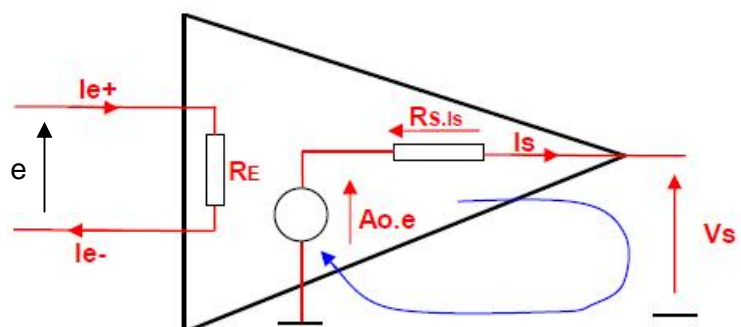
AOP parfait ou bien idéal :

Pour un AOP parfait on adopte :

$$R_E \cong \infty, I_{e+} \cong I_{e-} \cong 0, e = R_E I_e \cong 0$$

$$R_S \cong 0, R_S I_S \cong 0 \text{ donc } V_S = A_0 \cdot e$$

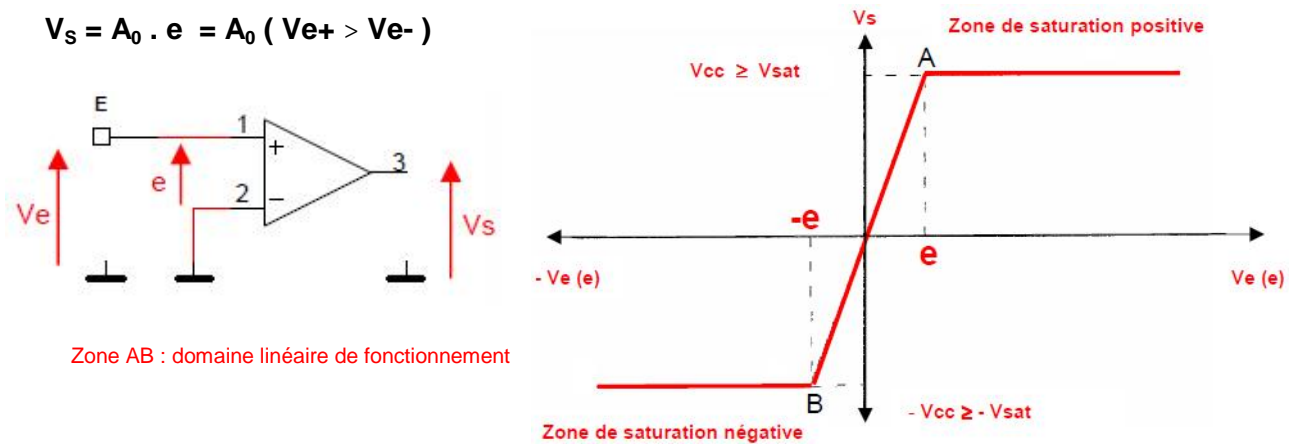
A_0 : le gain en boucle ouverte de l'AOP.



AOP réel : Les AOP réels possèdent un certain nombre de limitations. L'AOP réel a les défauts suivants : impédance non nulle en sortie, impédance non infinie en entrée, variation en fréquence du gain, présence d'un offset (décalage de la sortie). De plus, la tension de sortie peut être influencée par des variations de tensions d'alimentation et possède une vitesse de balayage fine.

La caractéristique de transfert en boucle ouverte $V_s = f(e)$:

$$V_s = A_0 \cdot e = A_0 (V_{e+} - V_{e-})$$



A titre d'exemple, pour $V_{CC} = \pm 15 \text{ V}$ et $A_0 = 200\,000$:

$$e = \frac{V_s}{A_0} = \frac{15}{200\,000} = 75 \mu\text{V}$$

La présence d'un gain différentiel infini implique que la moindre différence de potentiel entre les deux entrées de l'AOP l'amènera à saturer.

Conclusion :

- Un tel montage est souvent incontrôlable ; car trop sensible (très petite zone linéaire).
- L'AOP sera presque toujours utilisé avec une contre réaction, donc en boucle fermée.

On réalise une contre réaction en ramenant la sortie sur une entrée. On travaille ainsi en boucle fermée. Le schéma équivalent du montage avec contre réaction est le suivant :

$$e = V_e - K \cdot V_s$$

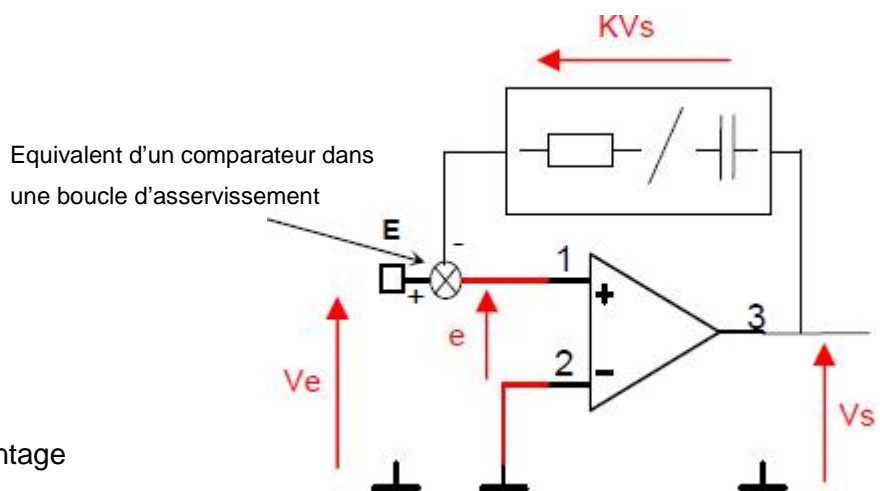
$$V_s = A_0 \cdot e$$

$$V_s = A_0 (V_e - K \cdot V_s)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{A_0}{1 + A_0 K}$$

On pose : $A_v = \frac{V_s}{V_e}$

A_v : le gain en tension du montage



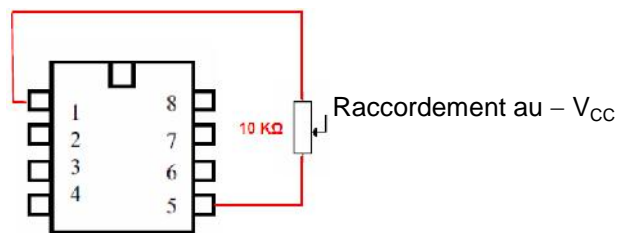
Conclusion : Si $A_0 \cdot K \gg 1$ le gain A_v ne dépend plus de A_0 , mais uniquement du facteur K qui est souvent un rapport de résistances et donc parfaitement contrôlable.

En bref, L'AOP peut aussi bien fonctionner en régime linéaire (amplificateurs, filtres...etc.) qu'en régime de commutation (comparateurs, triggers, astables...etc.). Pour obtenir un régime linéaire, il faut que le montage possède une contre-réaction négative, c'est-à-dire une liaison entre la sortie et l'entrée "-" de l'AOP. Le fonctionnement est, par contre, en commutation si le montage possède une contre-réaction positive, c'est-à-dire une liaison entre la sortie et l'entrée "+" de l'AOP ou si le composant est en boucle ouverte (ni réaction ni contre-réaction).

- Pour le régime linéaire, les tensions présentes sur les deux entrées de l'AOP sont pratiquement égales et on écrit pour les calculs : $V_+ = V_-$.
- Pour le régime de commutation, la tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs, sensiblement symétriques, $-U (\cong V_{Sat+})$ et $+U (\cong V_{Sat-})$, qui sont les tensions de saturation (U est légèrement inférieur à la tension d'alimentation du circuit intégré).

Remarques importantes :

- **Tension d'offset** : tension de décalage de la sortie, due à la constitution interne de l'AOP.
- **Réglage de la tension d'offset** : le réglage est possible grâce à un potentiomètre monté comme ci-dessous.



- Les courants dans les entrées du circuit AOP sont très faibles. On admet pour les calculs qu'ils sont nuls ($i_+ = i_- = 0$).

I- Différents montages de fonctionnement en mode linéaire

En général, la fonction de base (amplificateur) et les caractéristiques de l'AOP donnent la possibilité de créer divers fonctions importantes, nécessaires de l'électronique appliquée.

Amplificateur inverseur

On admet l'AOP idéal : $R_E \cong \infty$, $I_{e+} \cong I_{e-} \cong 0$
 et $e \cong 0$

Maille d'entrée : $V_e - R1.I1 + e - R3.Ie = 0$

comme $e \cong 0$ et $I_{e+} \cong 0 \rightarrow V_e = R1.I1$

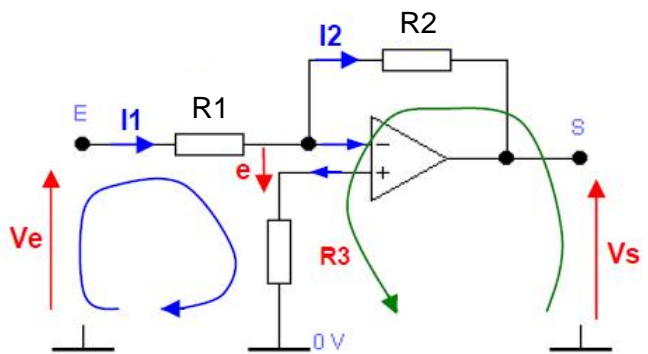
Maille de sortie : $V_s + R2.I2 + e - R3.Ie = 0$

comme $e \cong 0$ et $I_{e+} \cong 0 \rightarrow V_s = -R2.I2$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e}$$

Donc : $A_v = \frac{-R2 \times I2}{R1 \times I1} = \frac{-R2}{R1}$ (car $I1 = I2$)

$$V_s = \frac{-R2}{R1} V_e$$



Amplificateur non inverseur

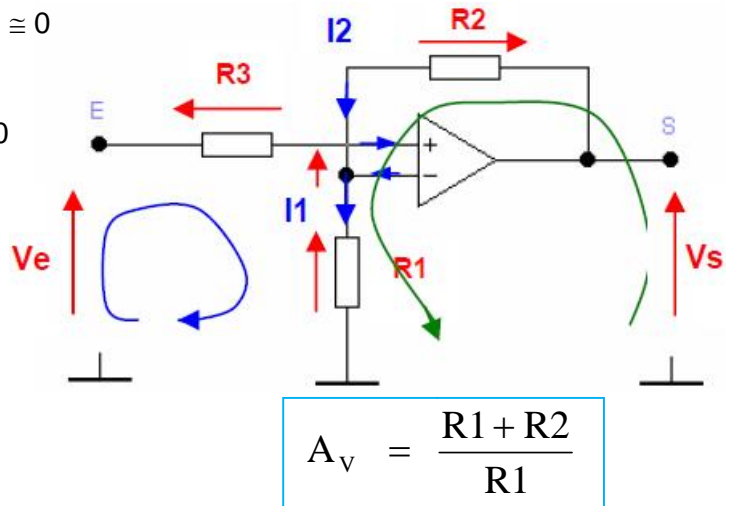
On suppose l'AOP idéal : $R_E \cong \infty$, $I_{e+} \cong I_{e-} \cong 0$
 $e \cong 0$ et $I_1 = I_2$

Maille d'entrée : $V_e - R_3.I_e - e - R_1.I_1 = 0$
 comme $e \cong 0$ et $I_{e+} \cong 0 \rightarrow V_e = R_1.I_1$

Maille de sortie : $V_s - R_2.I_2 - R_1.I_1 = 0$
 $\rightarrow V_s = (R_1 + R_2).I_1 = (R_1 + R_2).I_2$

$$A_v = \frac{V_s}{V_e}$$

Donc : $A_v = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$

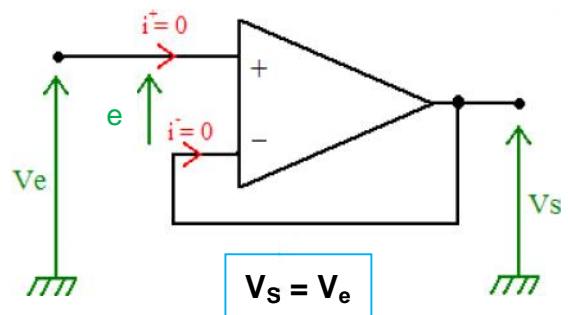


Si $R_2 = 0$ on a $V_s = V_e$ (c'est un montage suiveur de tension).

Suiveur de tension

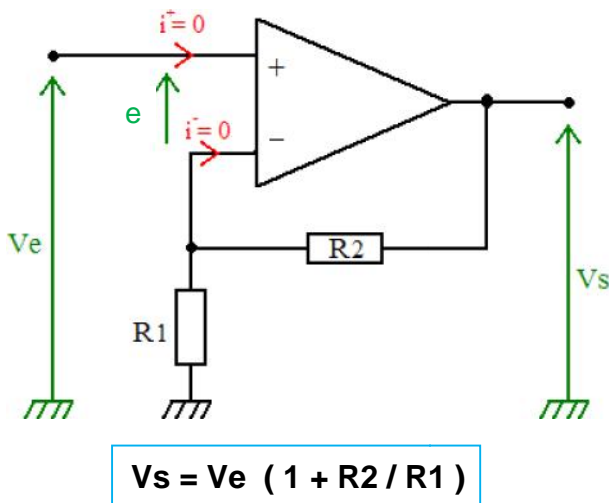
La résistance en entrée du montage est **infinie**.
 Le suiveur de tension permet de prélever une tension sans la perturber, car il possède un courant d'entrée nul.

On le rencontre donc régulièrement lors de la présence de sonde ou bien entre deux portions de circuit de façon à les isoler l'une de l'autre.



Amplificateur non inverseur :

L'amplitude de V_s est supérieure à celle de V_e (c'est pour cela qu'il est "non-inverseur"). La résistance en entrée du montage est **infinie**.
 Donc le **courant d'entrée est nul**.

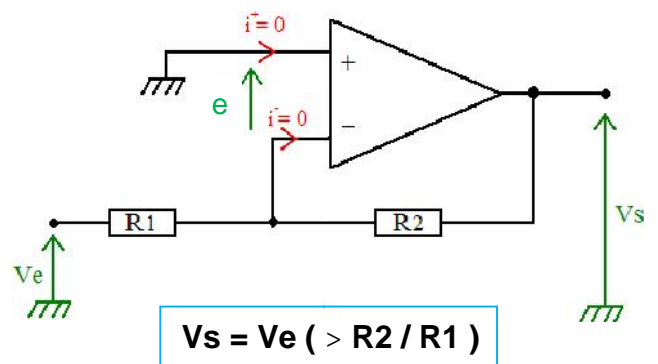


Amplificateur inverseur :

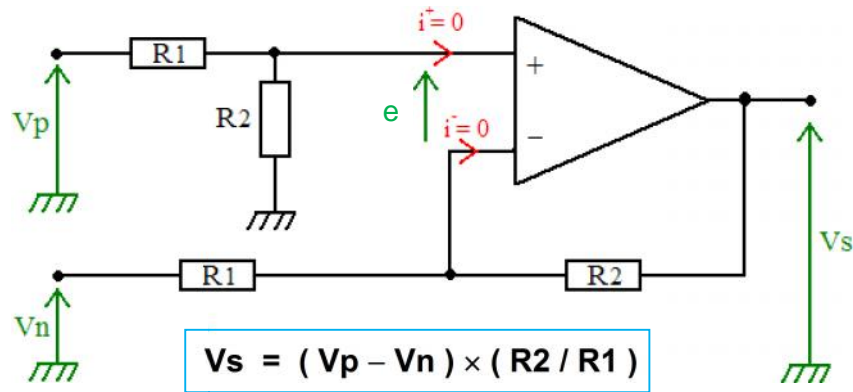
V_s peut être soit :

- ✓ **Amplifiée** : lorsque $R_1 > R_2$
- ✓ **Atténuée** : lorsque $R_1 < R_2$

La résistance d'entrée du montage est R_1 , donc cette résistance ne peut pas être très élevée par rapport aux autres montages vus précédemment.



Amplificateur différentiel



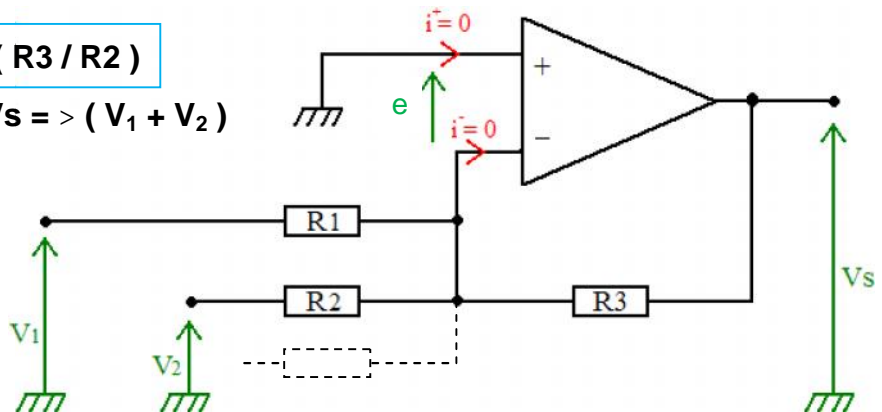
Le montage ne réalise sa fonction que si les résistances indiquées sur le schéma sont respectées. La résistance de chacune des deux entrées est au moins R₁ (elle n'est pas constante).

Amplificateur additionneur ou sommateur

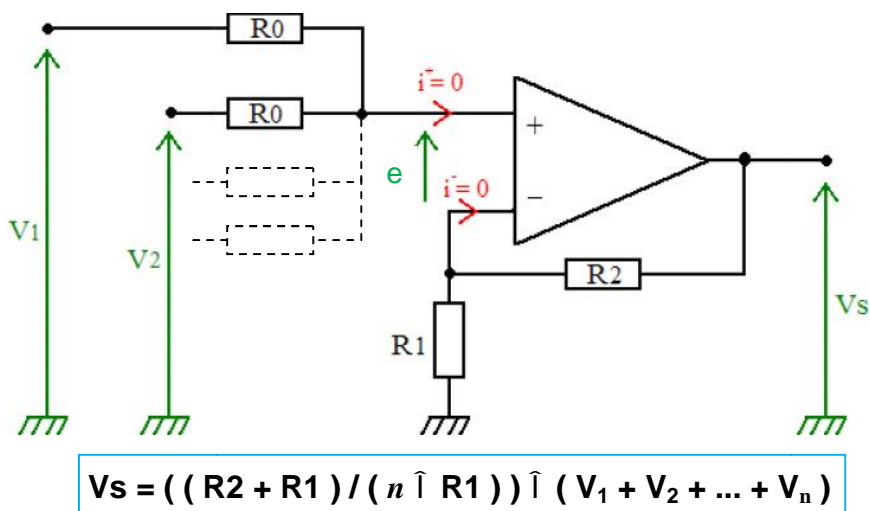
On a souvent besoin de mélanger plusieurs signaux ensemble ; la difficulté réside dans le fait qu'il faut éviter toute interaction de réglage des gains affectés aux différentes entrées.

$V_s = V_1 (> R_3 / R_1) + V_2 (R_3 / R_2)$

Si $R_1 = R_2 = R_3$ Alors : $V_s = > (V_1 + V_2)$



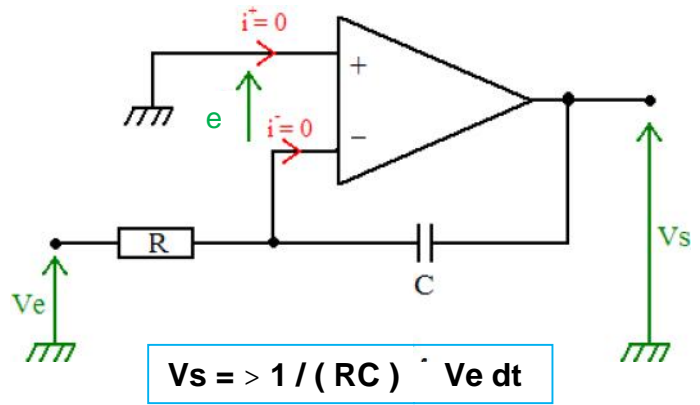
Additionneur non inverseur à n entrées



A partir de ce schéma, on peut rajouter autant de tensions d'entrées que nécessaire (à condition de rajouter autant de résistances R₀). La résistance de chaque entrée vaut au moins R₁.

Intégrateur inverseur

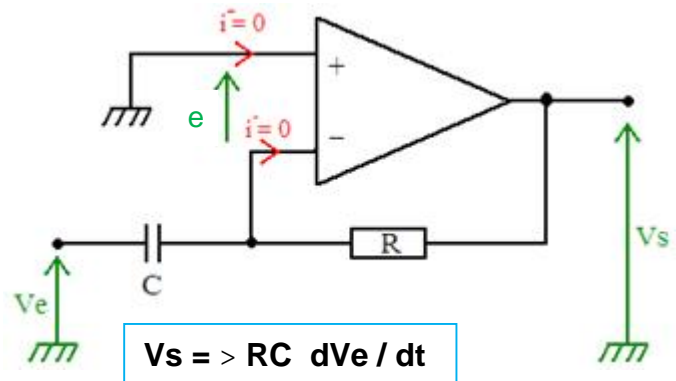
Une résistance, de valeur élevée, peut être placée en parallèle avec C pour stabiliser le point de repos en continu (on évite ainsi que V_s se sature lorsque $V_e = I_e = 0$). On retrouve en sortie l'intégrale du signal d'entrée.



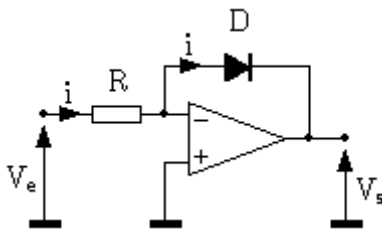
Dérivateur inverseur

Le montage est similaire au précédent et se traite de la même manière.

La sortie est proportionnelle à la dérivée de l'entrée.

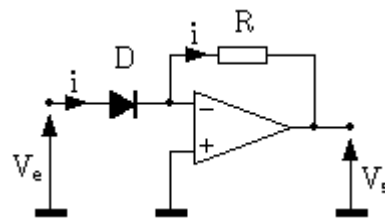


Montages logarithmique et exponentiel



Montage logarithmique

$$V_s = - \frac{kT}{q} \text{Log} \left(\frac{V_e}{R I_f} \right)$$



Montage exponentiel

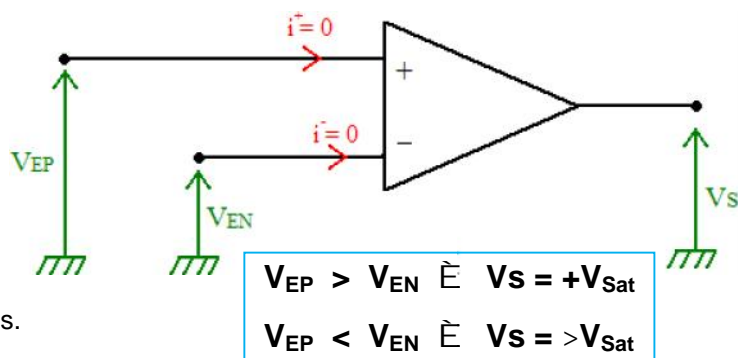
$$V_s = -R I_f e^{\frac{qV_e}{kT}}$$

II- Différents montages de fonctionnement en mode non linéaire (commutation)

Dans ce cas, l'AOP est considéré comme parfait, mais la tension de sortie ne pourra prendre que deux valeurs : V_{sat_P} ($+V_{sat}$) et V_{sat_N} ($-V_{sat}$).

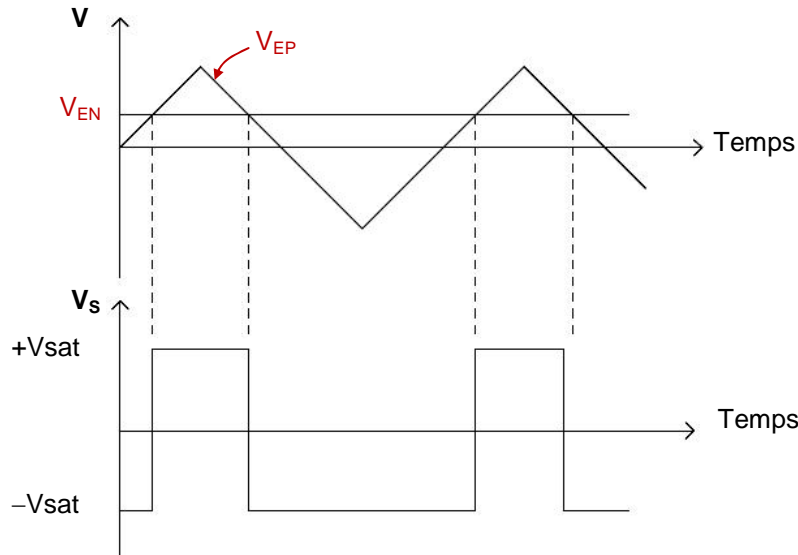
Comparateur de tensions (à un seuil de tension)

En général, il possède une sortie à collecteur ouvert, qui lui permet de résoudre le problème d'adaptation au niveau logique située après le montage.

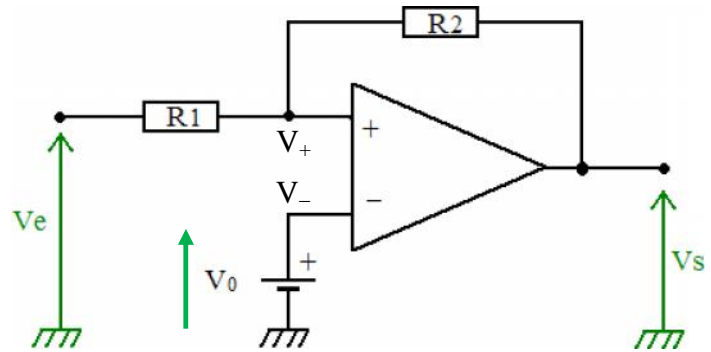
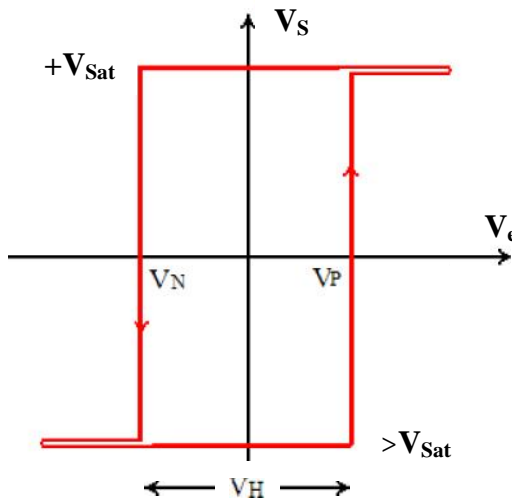


$+V_{sat}$ et $-V_{sat}$ sont les tensions de saturations.

A titre d'exemple :



Comparateur à hystérésis non inverseur (bascule à hystérésis ou "trigger de Schmitt")



Selon la maille 1 : $V_0 + R1 I = V_e$ & la maille 2 : $V_s = V_0 - R2 I$
 $V_+ > V_- \Rightarrow V_s = +V_{Sat}$ & $V_+ < V_- \Rightarrow V_s = -V_{Sat}$

Si $V_s = +V_{Sat}$ basculement à $-V_{sat}$ \hat{E} $V_e > -(R1 / R2) \times (-V_{Sat}) + ((R1 + R2) / R2) \times V_0 = V_P$

Si $V_s = -V_{Sat}$ basculement à $+V_{sat}$ \hat{E} $V_e > -(R1 / R2) \times (+V_{Sat}) + ((R1 + R2) / R2) \times V_0 = V_N$

Ce montage est appelé "Trigger de Schmitt". C'est un comparateur de tension qui a deux seuils de basculement différents. La tension sur V_+ ne peut donc être égale qu'aux valeurs : V_N et V_P .

V_H correspond à la valeur de l'hystérésis. Elle correspond à : $V_H = V_P - V_N = 2V_{Sat} \hat{I} (R1/R2)$

$V_0 = 0 \hat{E} V_P = V_{Sat} \hat{I} (R1 / R2)$

$V_0 = 0 \hat{E} V_N = -V_{Sat} \hat{I} (R1 / R2)$

Exemple :

$V_0 = 0$ (GND) & $\pm V_{CC} = \pm 15$ V

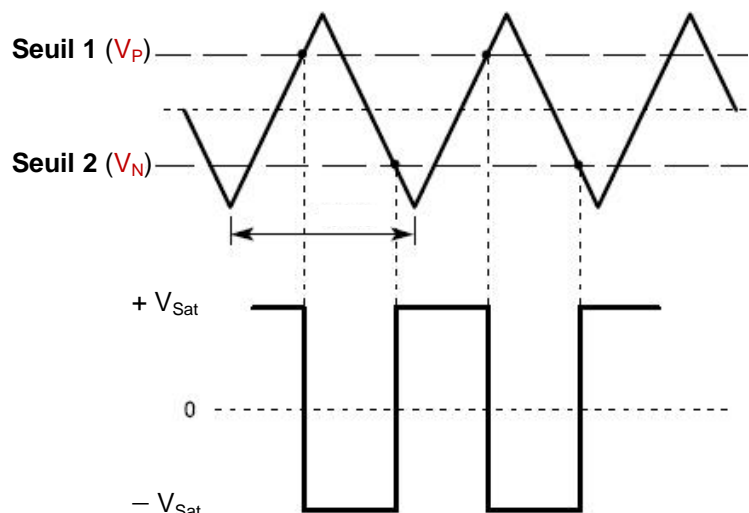
$R1 = 10$ k

$R2 = 100$ k

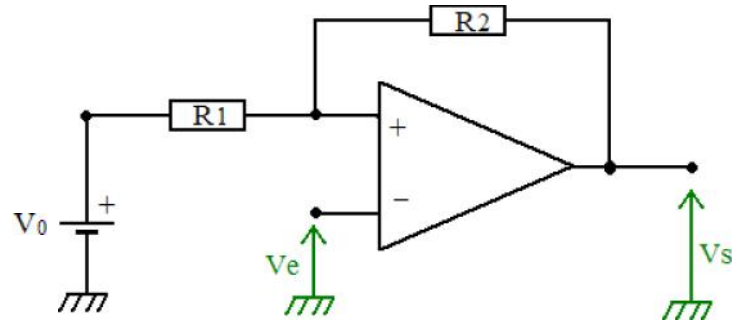
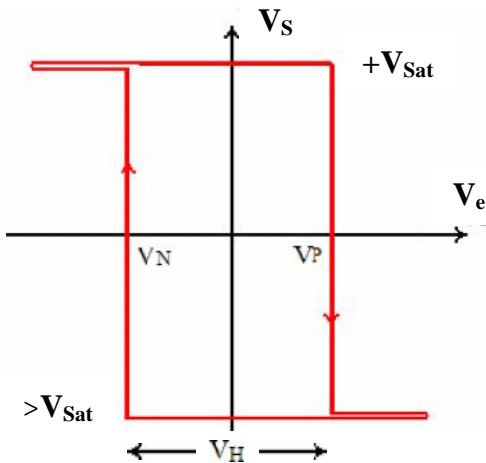
$\pm V_{Sat} = \pm 14$ V

$V_P = + 1,4$ V

$V_N = - 1,4$ V



Comparateur à hystérésis inverseur (à deux seuils de tensions)



$$V_+ > V_- \Rightarrow V_S = +V_{Sat}$$

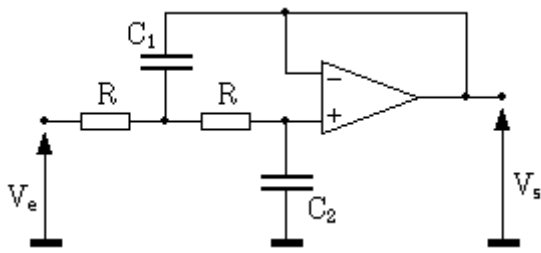
$$V_+ < V_- \Rightarrow V_S = -V_{Sat}$$

$$V_P = R_1 / (R_1 + R_2) \times (+V_{Sat}) + R_2 / (R_1 + R_2) \times V_0 \Rightarrow V_P = V_{Sat} \hat{R}_1 / (R_1 + R_2) \text{ si } V_0 = 0$$

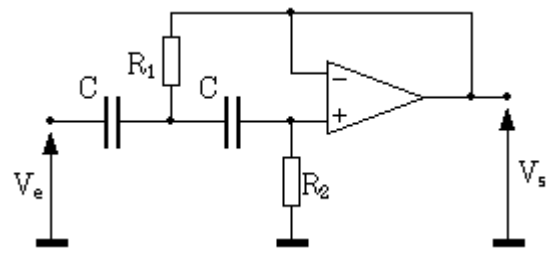
$$V_N = R_1 / (R_1 + R_2) \times (-V_{Sat}) + R_2 / (R_1 + R_2) \times V_0 \Rightarrow V_N = -V_{Sat} \hat{R}_1 / (R_1 + R_2) \text{ si } V_0 = 0$$

Ce montage est encore appelé "Trigger de Schmitt". C'est un comparateur de tension qui à deux seuil de basculement différents. V_H correspond à la valeur de l'hystérésis. Sa valeur correspond à : $V_H = V_P - V_N = (R_1 / (R_1 + R_2)) \hat{(+V_{Sat} - (-V_{Sat}))}$

Filtres actifs passe bas et passe haut



$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2RC_2j\omega - R^2C_1C_2\omega^2}$$



$$H(j\omega) = \frac{-R_1R_2C^2\omega^2}{1 + 2R_1Cj\omega - C^2R_1R_2\omega^2}$$

III- Notion de gain et bande passante

A_v est le coefficient d'amplification.

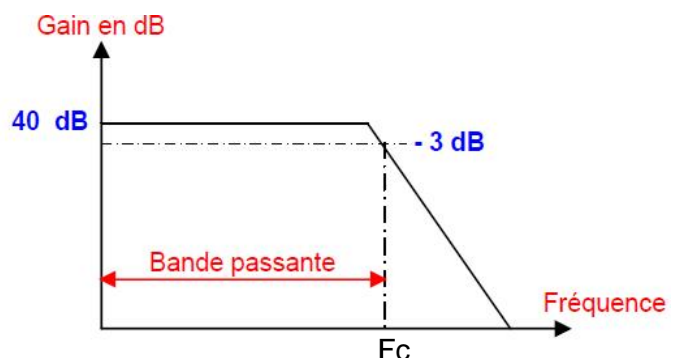
Le gain est défini par la formule :

$$G \text{ (dB)} = 20 \text{ Log } A_v = 20 \text{ Log } \frac{V_s}{V_e}$$

Si $A_v = 100$ on a : $G \text{ (dB)} = 20 \text{ Log } 100 = 20 \times 2 = 40 \text{ dB}$

La bande passante est définie par la fréquence pour laquelle le gain est réduit de 3 dB. Cette fréquence F_c est appelée fréquence de coupure.

Plus le gain est élevé plus F_c est faible.



Génération d'impulsions ou de signaux

Un montage astable est un circuit électronique générant, de manière autonome, un signal périodique évoluant entre deux états stables. Un tel montage est appelé multivibrateur astable.

Un montage astable peut être réalisé de différentes manières :

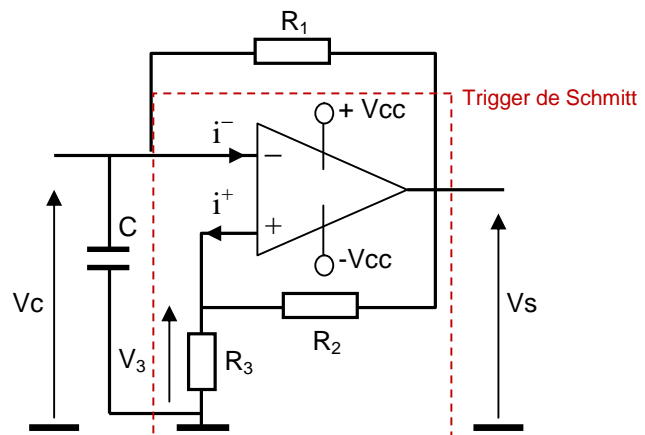
- A base d'un ampli opérationnel,
- A l'aide d'un circuit multivibrateur type NE555,
- En utilisant des portes logiques associées à des composants passifs.

I- Multivibrateur astable à ampli opérationnel

Le circuit astable est réalisé à partir d'un AOP câblé en comparateur hystérésis (trigger de Schmitt) associé à une cellule RC. L'AOP fonctionne alors en commutation (régime saturé). Le schéma fonctionnel est le suivant :

Nous allons démontrer que ce circuit génère un signal périodique rectangulaire.

Nous allons calculer la fréquence du signal de sortie V_s en fonction de R_1 , R_2 , R_3 et C .



Ce circuit comporte deux boucles de contre-réaction : une négative via la résistance R_1 et le condensateur C , ainsi qu'une positive via un pont diviseur de tensions. Si l'on ne considère que la réaction positive, on reconnaît aisément un trigger de Schmitt inverseur. On compare la tension V_+ à la tension aux bornes de la capacité C , il y aura donc une notion de temps à prendre en compte (charge/décharge de C).

Les équations des tensions d'entrée de l'AOP sont :

$$V_+ = V_3 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_s$$

$$I = -C \frac{dV_c}{dt} = -C \frac{dV_-}{dt}$$

$$V_- - V_s = R_1 I = -R_1 C \frac{dV_-}{dt}$$

$$V_s = V_- + R_1 C \frac{dV_-}{dt}$$

La tension V_+ est donc produite via le pont diviseur, tandis que la tension V_- répond à une équation différentielle du premier ordre (celle d'un circuit R_1C du 1^{er} ordre).

Etude du signal de sortie V_s du montage

Nous rappelons, tout d'abord, que :

- Comme l'AOP fonctionne en commutation, la tension de sortie V_s ne peut prendre de deux valeurs : $+V_{sat}$ et $-V_{sat}$.
- L'AOP compare les tensions V_c et V_3 (V_c étant appliquée à l'entrée - de l'AOP et V_3 à l'entrée + de l'AOP). On a donc :

$$V_c > V_3 \rightarrow V_s = -V_{sat} \quad \& \quad V_c < V_3 \rightarrow V_s = +V_{sat}$$

L'intensité du courant i^+ étant pratiquement nul, les résistances R_2 et R_3 forment un pont diviseur de tension tel que :

$$V_3 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_s$$

Or $V_s = \pm V_{sat}$ et donc la tension V_3 peut prendre deux valeurs correspondant aux deux points de basculement haut et bas (notés V_H et V_B) de la bascule de Schmitt :

$$V_3 = V_H = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat} \quad \text{ou bien} \quad V_3 = V_B = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{sat}$$

V_H et V_B sont les valeurs particulières de V_c pour lesquelles la tension V_s effectue une transition (bascule).

• Charge du condensateur

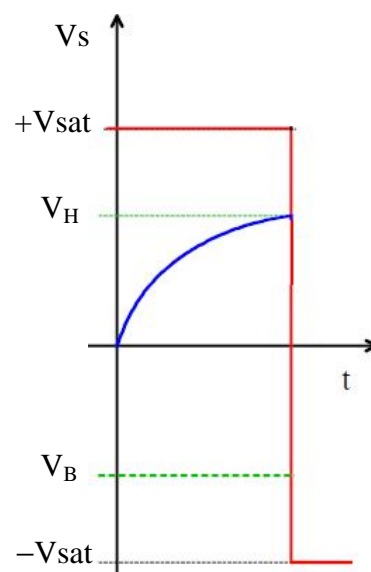
On suppose qu'à $t = 0 \rightarrow V_s = +V_{sat}$

$$V_c = V_- = V_{sat} (1 - e^{-\frac{t}{R_1 C}}) \quad \text{Charge du condensateur } C \text{ à travers la résistance } R_1$$

La tension V_c augmente pendant la charge du condensateur C .

Lorsque V_c atteint et dépasse la valeur de la tension V_H , on a : $V_c > V_H$, l'AOP basculera. La tension de sortie vaut : $V_s = -V_{sat}$.

Le condensateur cesse sa charge et on aura donc la décharge du condensateur C .



- **Décharge du condensateur**

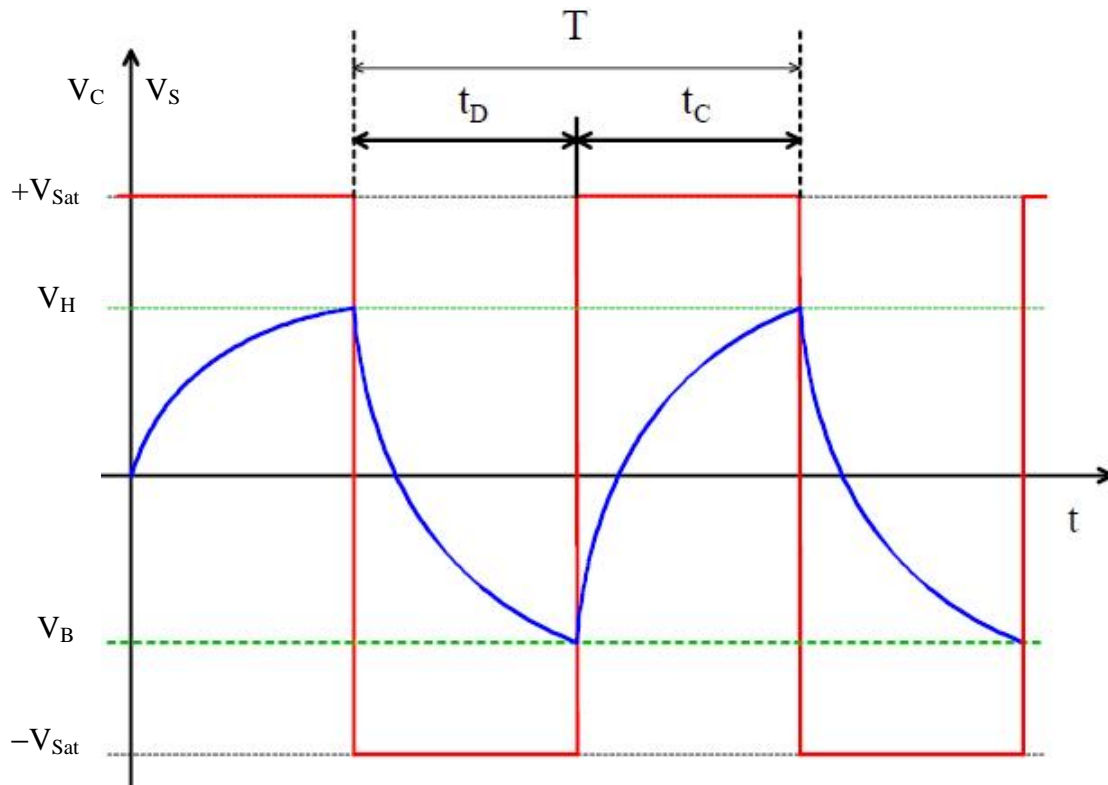
Puisque $V_s = -V_{sat}$ → le condensateur se décharge à travers la résistance R_1 .

Lorsqu'il est totalement déchargé, on a toujours ($V_c = 0$) > ($V_3 = V_B$), le condensateur se charge négativement et donc la tension V_c devient négative.

Lorsque V_c atteint et devient inférieure à la valeur V_B , on a $V_c < (V_B = V_3)$, l'AOP cesse sa décharge. Il bascule de nouveau et la tension de sortie V_s vaut : $V_s = +V_{sat}$.

Le fonctionnement se reproduit par la suite de manière similaire et le signal V_s est périodique.

La représentation graphique des variations de V_s et V_c en fonction du temps est la suivante :



Détermination de la période T du signal de sortie

On a $T = t_c + t_D$. Où t_c et t_D correspondent aux durées de charge et de décharge du condensateur.

Comme nous l'avons cité au premier chapitre, l'expression de la valeur instantanée de la tension aux bornes d'un condensateur est donnée par :

$$V_C(t) = V_f + (V_i - V_f) e^{-\frac{t}{R_1 C}} \quad \Leftrightarrow \quad V_C(t) = A + B e^{-\frac{t}{R_1 C}}$$

Avec : V_i est la tension initiale aux bornes du condensateur (au début de l'instant considéré).

V_f est la tension finale aux bornes du condensateur (fin de la charge ou de la décharge).

- **Temps de charge du condensateur t_c**

→ Au début de la durée de charge t_c , la tension V_C vaut : $V_C = V_i = V_B$.

→ A la fin de la durée de charge t_c , la tension V_C vaut : $V_C = V_f = V_H$.

→ Si le condensateur se chargeait complètement, la tension V_C vaut : $V_C = V_f = +V_{Sat}$.

$$\text{à } t = 0 \rightarrow V_C(0) = V_i = V_B$$

$$\text{à } t = \infty \rightarrow V_C(\infty) = V_f = V_{\text{Sat}}$$

A l'instant d'une charge complète t_C l'expression devient :

$$V_C(t_C) = V_H = V_{\text{Sat}} + (V_B - V_{\text{Sat}}) e^{-\frac{t_C}{R_1 C}}$$

$$V_H = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{\text{Sat}} \quad \text{et} \quad V_B = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{\text{Sat}}$$

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{\text{Sat}} = V_{\text{Sat}} + \left(-\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{\text{Sat}} - V_{\text{Sat}}\right) e^{-\frac{t_C}{R_1 C}}$$

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = 1 + \left(-\frac{R_3}{R_2 + R_3} - 1\right) e^{-\frac{t_C}{R_1 C}} \quad \Rightarrow \quad t_C = R_1 C \ln\left(\frac{R_2 + 2R_3}{R_2}\right)$$

- **Temps de décharge du condensateur t_D**

$$\text{à } t = 0 \rightarrow V_C(0) = V_i = V_H$$

$$\text{à } t = \infty \rightarrow V_C(\infty) = V_f = -V_{\text{Sat}}$$

A l'instant d'une décharge complète t_D l'expression devient :

$$V_C(t_D) = V_B = -V_{\text{Sat}} + (V_H + V_{\text{Sat}}) e^{-\frac{t_D}{R_1 C}}$$

$$-\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{\text{Sat}} = -V_{\text{Sat}} + \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{\text{Sat}} + V_{\text{Sat}}\right) e^{-\frac{t_D}{R_1 C}}$$

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = 1 - \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} + 1\right) e^{-\frac{t_D}{R_1 C}} \quad \Rightarrow \quad t_D = R_1 C \ln\left(\frac{R_2 + 2R_3}{R_2}\right)$$

En réalité, $t_C = t_D$ puisque la constante de temps $\tau = R_1 C$ est la même.

- **Période du signal T**

$$T = t_C + t_D = 2 R_1 C \ln\left(\frac{R_2 + 2R_3}{R_2}\right)$$

Si $R_2 = R_3$ on obtient : $T = 2 R_1 C \ln 3$

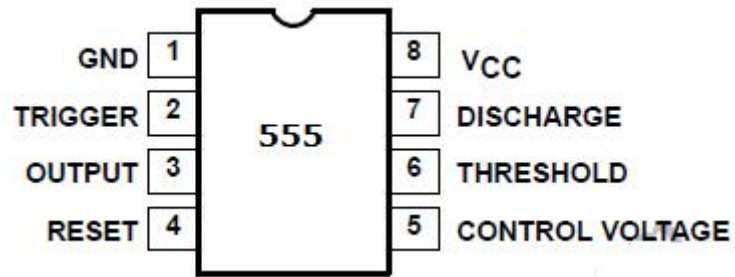
- **Rapport cyclique du signal r**

On appelle rapport cyclique α d'un signal astable le rapport de la durée de l'état haut du signal sur la période T.

Dans le cas particulier de $R_2 = R_3$ on obtient : $\alpha = \frac{1}{2}$ (50%).

II- Multivibrateur astable à NE555

Le NE555 est un circuit intégré à la fois très connu et très simple. Il s'agit d'un timer en boîtier DIL 8 et qui ne requiert que 3 composants complémentaires (2 résistances et condensateur).



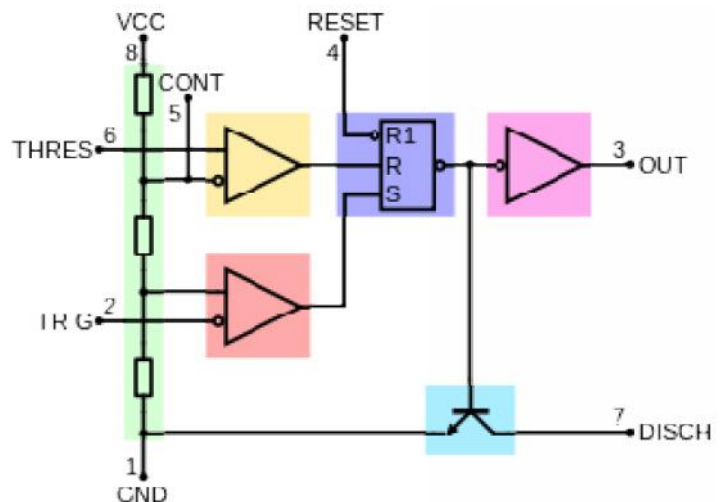
Broche	Description
GND	Masse
TRIG	Gâchette, amorce la temporisation. Détecte lorsque la tension est inférieure à 1/3 de V_{CC}
OUT	Signal de sortie
RESET	Remise à zéro, interruption de la temporisation
CONT	Accès à la référence interne ($2/3$ de V_{CC})
THRES	Déclenche la fin de la temporisation, lorsque la tension atteint $2/3$ de V_{CC} , en montant
DISCH	Borne servant à décharger le condensateur de temporisation
V_{CC}	Tension d'alimentation, généralement entre 5 et 15V

Le NE555 existe aussi en version double avec l'appellation NE556. Il peut fournir un courant allant jusqu'à 200 mA. En effet, il existe plusieurs versions de circuit intégré (versions bipolaires : NA555, SE555, SA555 & versions CMOS : LMC555, ICM7555,...etc.).

Schéma bloc interne

Le schéma bloc simplifié du NE555 est :

- 2 comparateurs
- 3 résistances (diviseur de tension $1/3 V_{CC}$ et $2/3 V_{CC}$; servent de références aux comparateurs)
- 1 bascule SET – RESET
- 1 inverseur
- 1 transistor de temporisation pour décharger le condensateur externe.



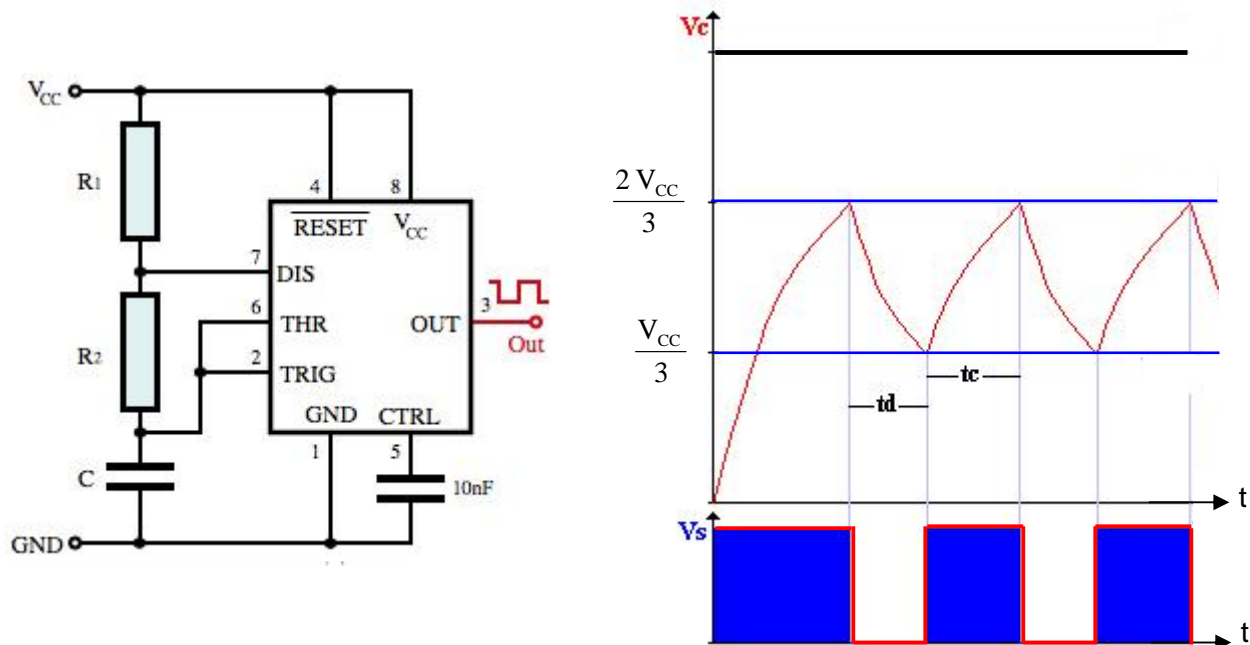
Fonctionnement en mode astable

La configuration astable permet d'utiliser le NE555 comme oscillateur. Deux résistances et un condensateur complémentaires permettent de modifier la fréquence d'oscillations ainsi que le rapport cyclique. L'arrangement des composants est tel que présenté par le schéma ci-dessous.

Dans cette configuration, la bascule est réinitialisée automatiquement à chaque cycle, générant un train d'impulsion continue comme ci-dessous.

- Lors de la mise sous tension, le condensateur C se charge à travers les deux résistances Ra et Rb de $1/3 V_{CC}$ à $2/3 V_{CC}$. Pendant ce temps TRIGGER active la sortie à l'état haut.
- Le condensateur se décharge ensuite à travers la résistance Ra (via la broche 7) de $2/3 V_{CC}$ à $1/3 V_{CC}$. Pendant ce temps TRIGGER active la sortie à l'état bas.

En effet, la première oscillation à la mise sous tension (sortie à l'état haut) est plus longue que les suivantes (passage de Vc de 0 V à $2/3$ de V_{CC} aux bornes de C).



Une oscillation complète est effectuée lorsque le condensateur se charge de $1/3$ de V_{CC} jusqu'à $2/3$ de V_{CC} . Lors de la charge de C, les résistances R_1 et R_2 sont en série avec le condensateur, mais la décharge s'effectue à travers R_2 seulement. C'est de cette façon que le rapport cyclique peut être modifié.

La fréquence d'oscillation ainsi que le rapport cyclique sont déterminés comme suit :

- La période d'oscillation T dépend du temps de charge t_c et du temps de décharge t_d :

$$T = t_c + t_d = (R_1 + R_2) C \ln(2) + R_2 C \ln(2) = (R_1 + 2R_2) C \ln(2)$$

$$T \cong 0,693 (R_1 + 2R_2) C$$

- Le rapport cyclique $\alpha = t_c / T$:

$$r = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2}$$

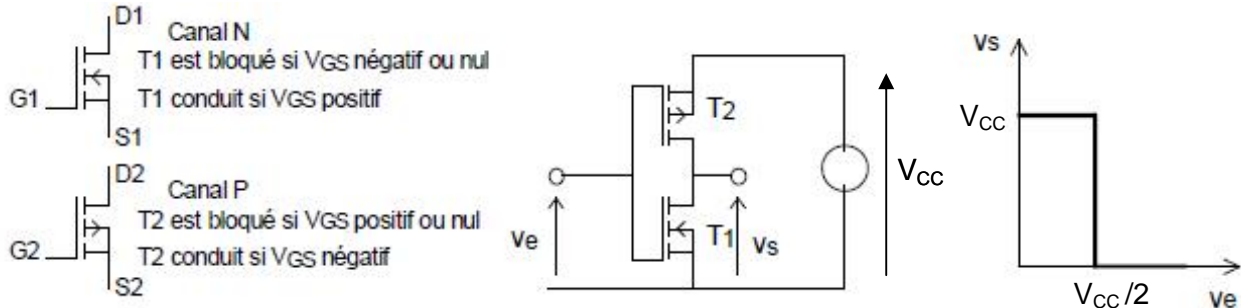
Remarque :

- il est souhaitable que R_1 soit supérieur à $5 \text{ k}\Omega$ pour limiter le courant dans le transistor de décharge.
- $R_1 + R_2$ doit être inférieur à $4,3 \text{ M}\Omega$ afin que le courant fourni par les entrées soit négligeable par rapport au courant de charge.

III- Multivibrateur astable à portes logiques

Constitution d'un inverseur à MOSFET

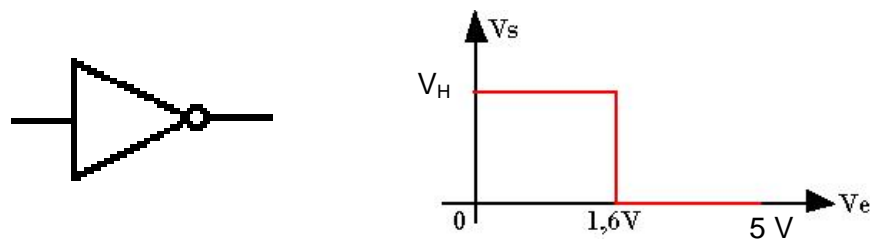
Un inverseur à MOSFET est constitué de deux transistors MOS complémentaires, un canal N et un canal P, montés en source commune.



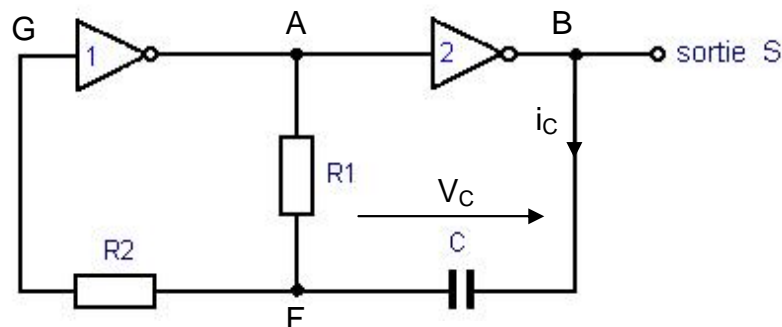
- Si $V_e = 0 \text{ V} \rightarrow V_{G1S1} = 0 \text{ V}$ donc T1 est bloqué et $V_{D1S1} = V_{CC}$
 $V_{G2S2} = -V_{CC}$ donc T2 est saturé et $V_{D2S2} = 0 \text{ V}$
 par conséquent $V_s = V_{CC}$
- Si $V_e = V_{CC} \rightarrow V_{G1S1} = V_{CC}$ donc T1 est saturé et $V_{D1S1} = 0 \text{ V}$
 $V_{G2S2} = 0 \text{ V}$ donc T2 est bloqué et $V_{D2S2} = -V_{CC}$
 par conséquent $V_s = 0 \text{ V}$

La fonction réalisée est donc une inversion. Si les transistors sont strictement identiques, on obtient la caractéristique de transfert ci-dessus. Le basculement ayant lieu pour $V_e = V_{CC} / 2$.

Pour les circuits logiques TTL, la caractéristique de transfert est la suivante :



Multivibrateur astable à deux portes inverseuses



Le condensateur est à l'état initial déchargé ($V_C = 0$) et n'est parcouru par aucun courant ($i_C = 0$). Dans ce cas : $V_F = V_{CC}$, $V_A = 0$ et $V_B = V_{CC}$

- $V_B - V_A = V_{CC}$

Le condensateur C tend à se charger sous la tension V_{CC} à travers la résistance R_1 ; le potentiel du point F décroît donc exponentiellement.

A l'instant t_1 , lorsque $V_F < V_{CC}/2$, V_A bascule à V_{CC} et V_B à 0, cette variation de tension de $-V_{CC}$ est transmise par le condensateur, si bien que V_F passe à $V_{CC}/2 - V_{CC} = -V_{CC}/2$.

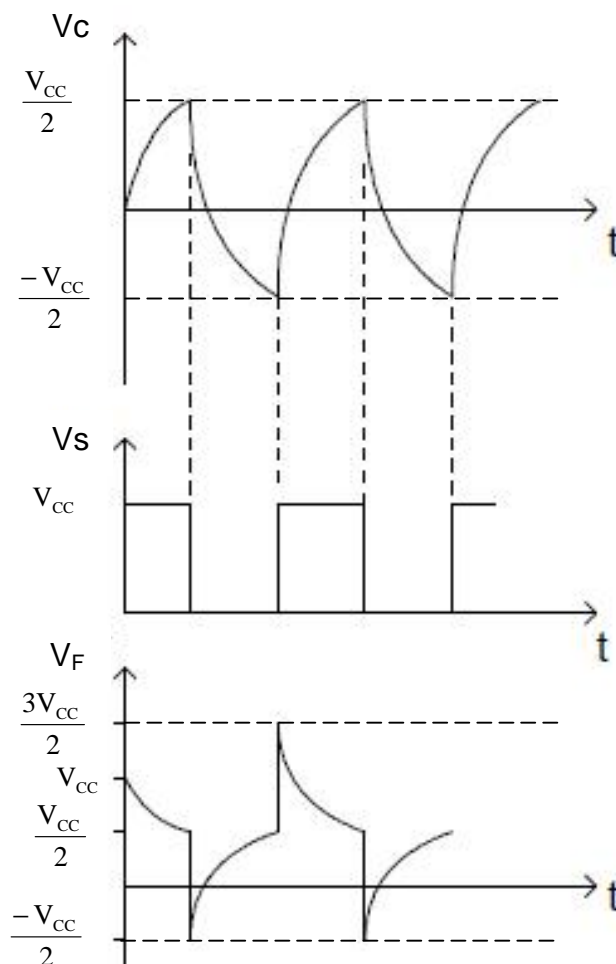
- $V_B - V_A = -V_{CC}$

Le condensateur C tend à se charger sous la tension $-V_{CC}$ à travers la résistance R_1 ; le potentiel du point F croît donc exponentiellement.

A l'instant t_2 , lorsque $V_F > V_{CC}/2$, V_A bascule à 0 et V_B à V_{CC} , le front de tension de V_{CC} est transmis par le condensateur, V_F passant alors à $V_{CC}/2 + V_{CC} = 3V_{CC}/2$.

- Le condensateur C a maintenant tendance à se charger sous la tension V_{CC} .

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



Détermination de la période T du signal de sortie

- de 0 à t_1 : $V_B - V_A = V_{CC}$

$$Vc(t) = A_0 + B_0 e^{-t/\tau} \quad \text{avec : } \tau = R_1 C$$

$$\text{Or } Vc(0) = 0 = A_0 + B_0 e^{-0/\tau} \quad \text{donc : } A_0 = -B_0 \quad \text{et} \quad Vc(\infty) = V_{CC} = A_0 \rightarrow B_0 = -V_{CC}$$

$$\text{Alors : } \mathbf{Vc(t) = V_{CC} (1 - e^{-t/\tau})}$$

- de t_1 à t_2 : $V_B - V_A = -V_{CC}$
 $V_C(t) = A_1 + B_1 e^{-(t-t_1)/\tau}$
Or $V_C(t_1) = V_{CC}/2$ donc : $A_1 = -B_1 + V_{CC}/2$ et $V_C(\infty) = -V_{CC} = A_1 \rightarrow B_1 = 3V_{CC}/2$
Alors : $V_C(t) = -V_{CC} (1 - 3 e^{-(t-t_1)/\tau} / 2)$
- de t_2 à t_3 : $V_B - V_A = V_{CC}$
 $V_C(t) = A_2 + B_2 e^{-(t-t_2)/\tau}$
Or $V_C(t_2) = -V_{CC}/2$ donc : $A_2 = -B_2 - V_{CC}/2$ et $V_C(\infty) = V_{CC} = A_2 \rightarrow B_2 = -3V_{CC}/2$
Alors : $V_C(t) = V_{CC} (1 - 3 e^{-(t-t_2)/\tau} / 2)$

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 : $-V_{CC}/2$.

$$V_C(t) = -V_{CC} (1 - 3 e^{-(t_2-t_1)/\tau} / 2) = -V_{CC} / 2.$$

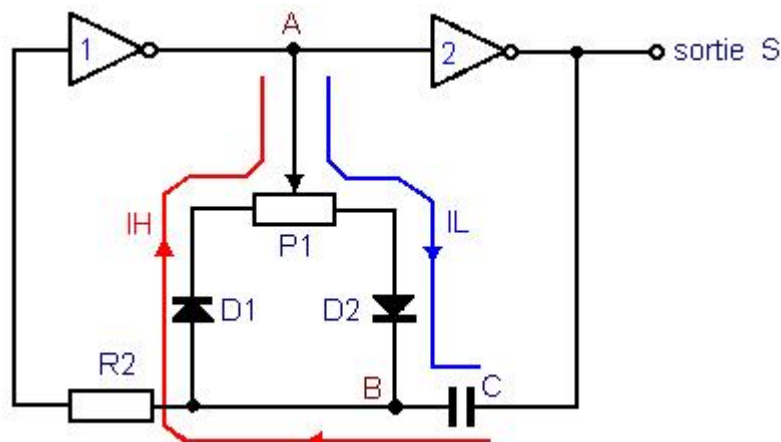
$$\text{Donc : } T = t_2 - t_1 = 2 R_1 C \ln(3)$$

Remarque :

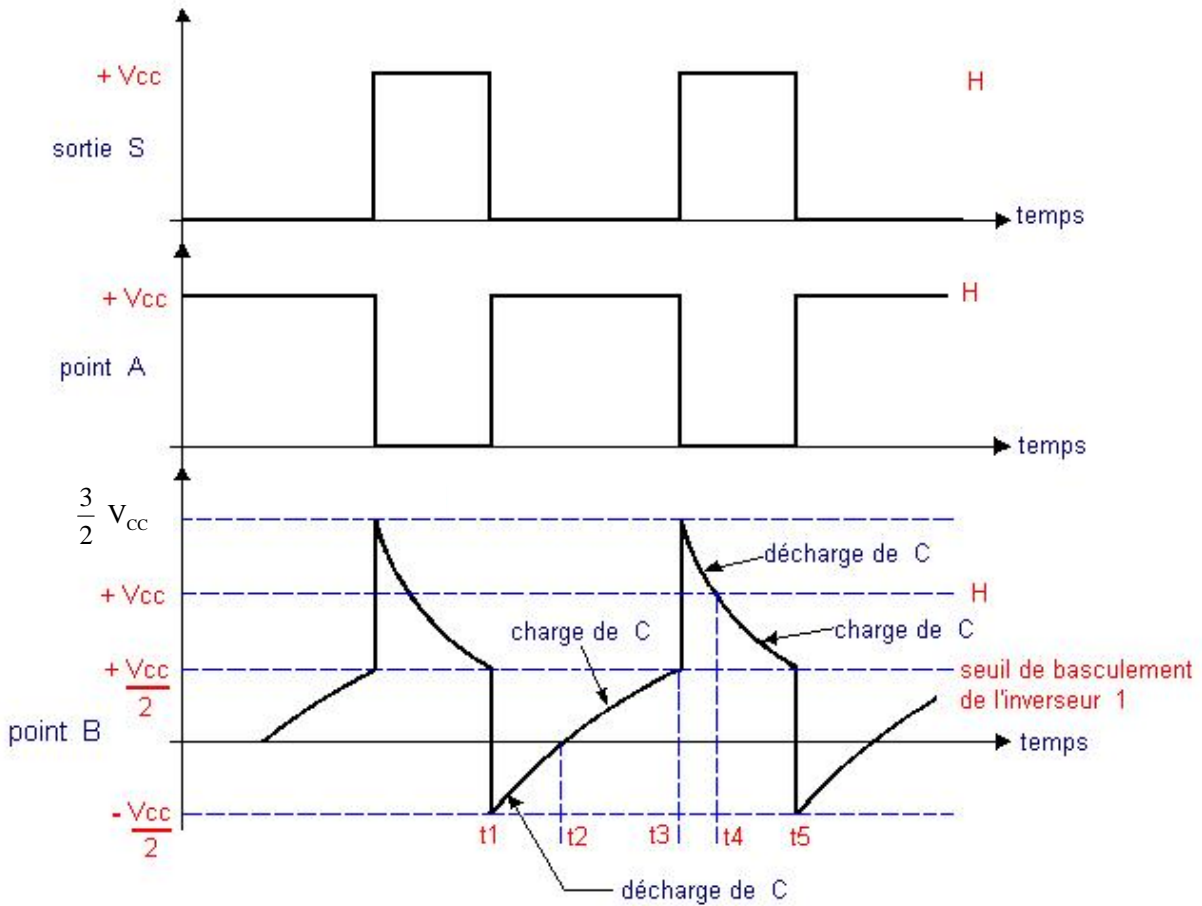
- la valeur de R_2 doit être au moins 10 fois supérieure à celle de R_1 . Par ailleurs, les valeurs de C et de R_1 ne doivent pas être trop faibles, car l'inverseur 2 ne peut fournir un courant en sortie très élevé.
- Il est toujours possible de mettre une résistance R_1 variable, ce qui permet d'ajuster la fréquence de sortie de l'astable.
- Il est possible de faire varier le rapport cyclique α du signal rectangulaire.
- On peut réaliser le multivibrateur à l'aide de portes NAND ou NOR.

Modification du rapport cyclique

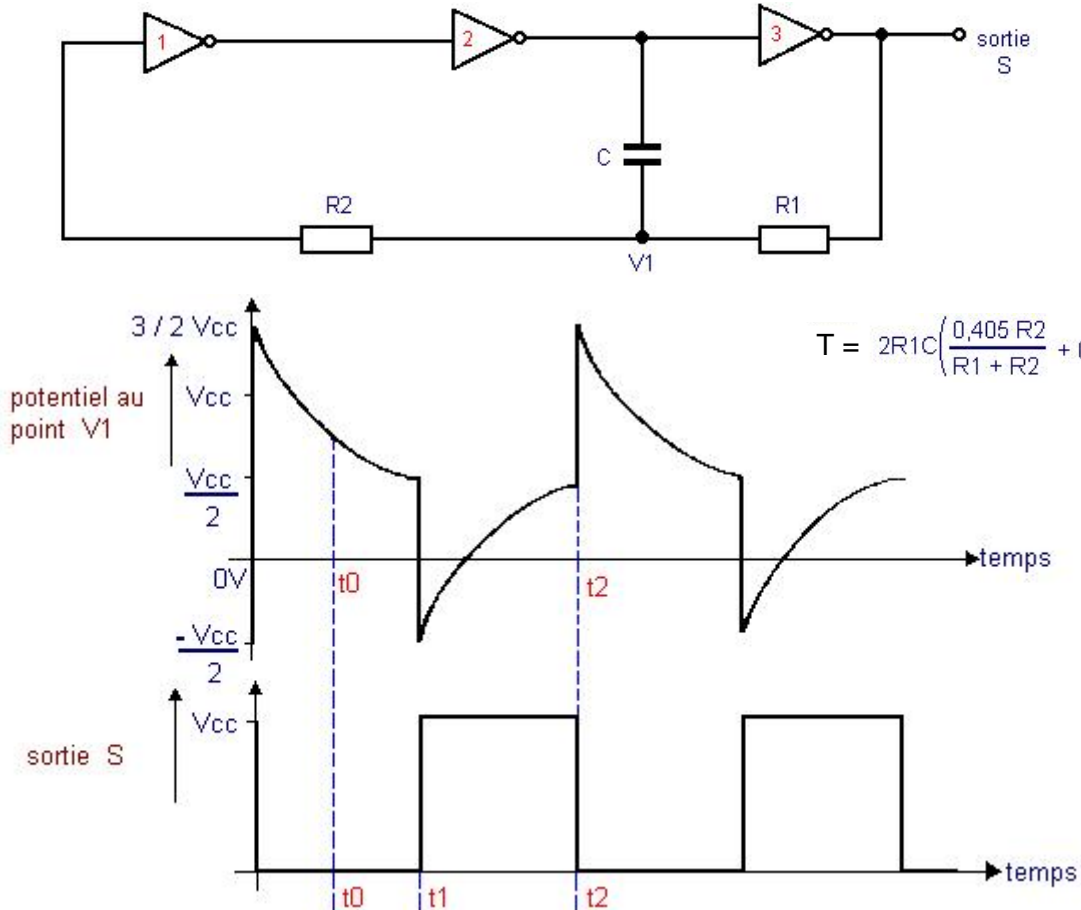
Un potentiomètre et deux diodes permettent de faire varier le rapport cyclique.



Dans ce cas, le condensateur C se charge sous la tension V_{CC} à travers P_1 et sous $-V_{CC}$, à travers $(1-P_1)$.

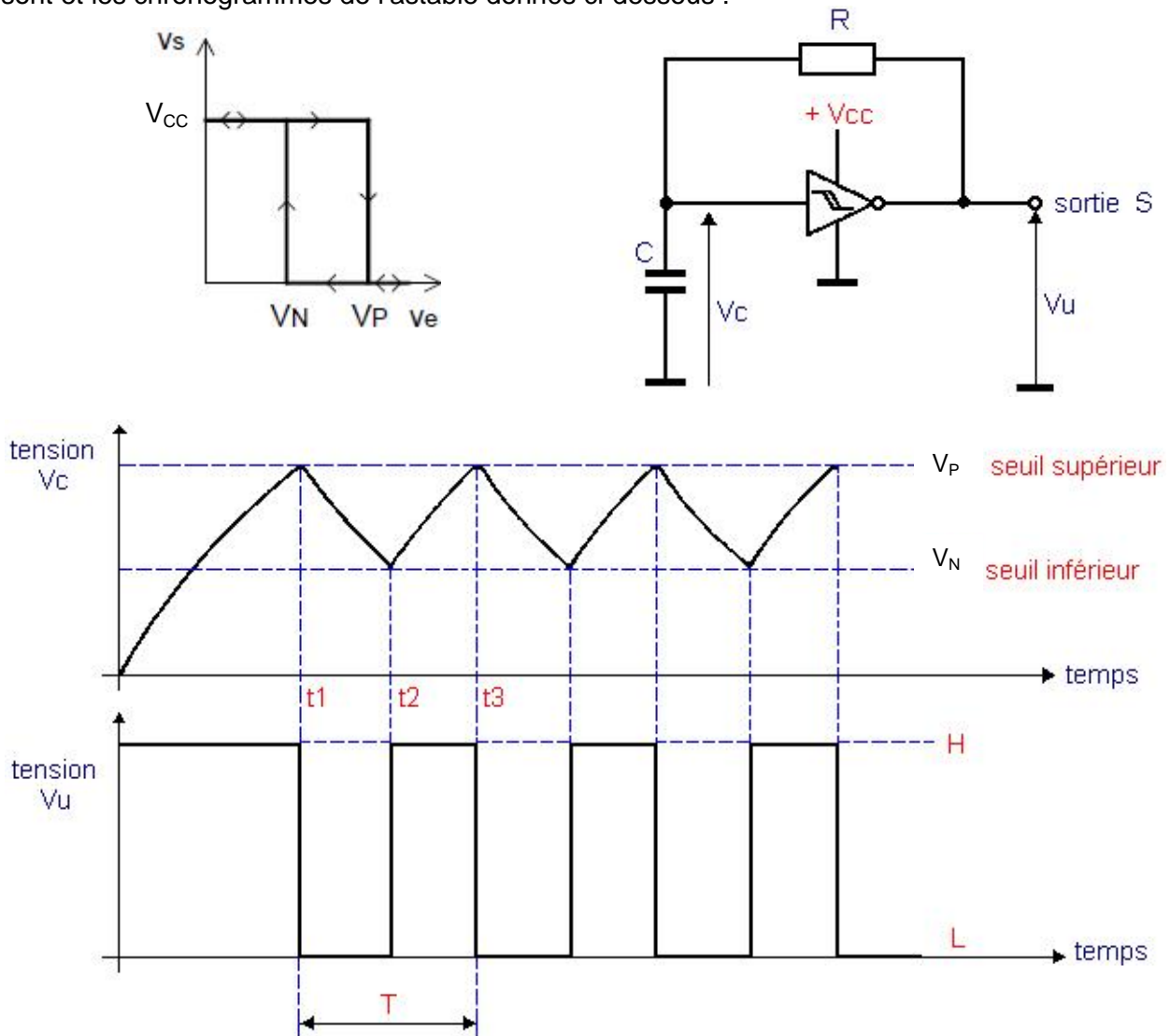


En effet, il est possible d'améliorer ce montage on y intégrant une troisième porte logique.



Utilisation d'un inverseur à trigger de Schmitt

La caractéristique de transfert d'une telle porte (4584, CD4093B,...) et le schéma de principe sont et les chronogrammes de l'astable donnés ci-dessous :



- Le condensateur, initialement déchargé, a tendance à se charger à travers R sous la tension de sortie $V_s = V_{CC}$, 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 l'instant t_2 , pour lequel $V_c = V_N$, V_s basculant à V_{CC} . Le condensateur C se recharge à nouveau jusqu'à l'instant t_3 où $V_e = V_P$, ... etc.

$$RC \frac{dV_C}{dt} + V_C = V_s$$

- de t_1 à t_2 , $V_s = 0$ et donc : $V_c(t) = V_P e^{-(t-t_1)/\tau} - V_{CC}$
- de t_2 à t_3 , $V_s = V_{CC}$ et donc : $V_c(t) = V_{CC} + (V_N - V_{CC}) e^{-(t-t_1)/\tau}$
- La période $T = (t_3 - t_2) + (t_2 - t_1)$ avec : $V_c(t_2) = V_P e^{-(t_2-t_1)/\tau} = V_N \rightarrow t_2 - t_1 = \tau \ln(V_P/V_N)$

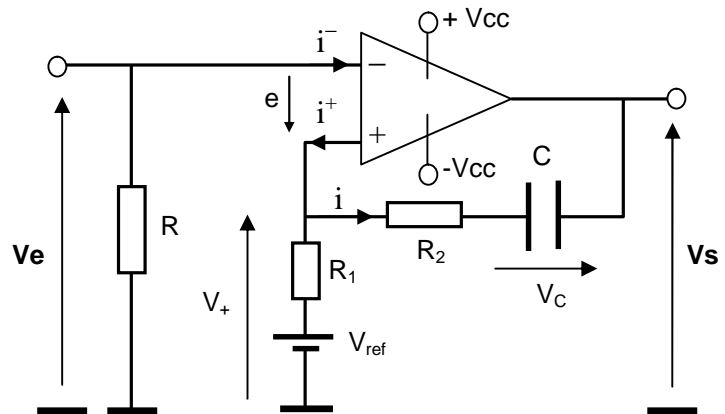
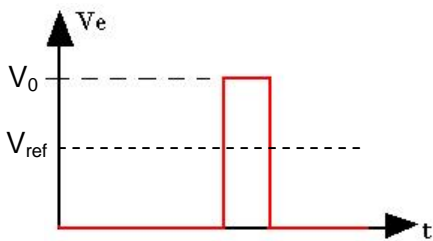
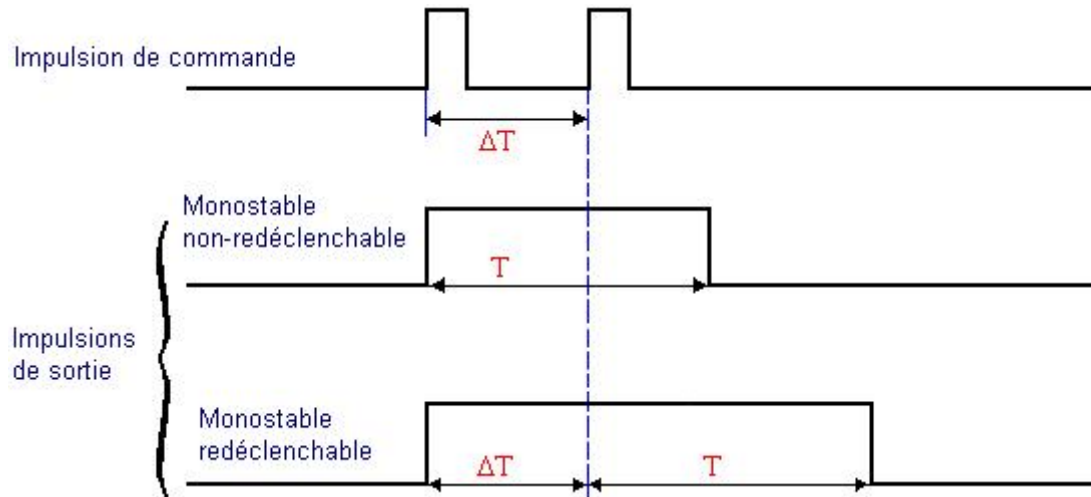
$$V_c(t_3) = V_{CC} + (V_N - V_{CC}) e^{-(t_3-t_2)/\tau}$$

$$\text{Donc : } T = RC \ln\left(\frac{V_P}{V_N}\right) + RC \ln\left(\frac{V_{CC} - V_N}{V_{CC} - V_P}\right)$$

IV- Montage monostable à ampli opérationnel

C'est un montage qui possède 2 états (un état stable et un état instable). Celui-ci étant à l'état stable, une impulsion de commande ou de déclenchement le fait passer de l'état stable à l'état instable. La durée de l'état instable est indépendante de la forme et de l'intensité de l'impulsion de commande mais dépend plutôt d'un circuit RC.

Le monostable réalise une fonction de temporisation, utilisée chaque fois que l'on souhaite déclencher un dispositif avec retardement. Suivant les montages ou les besoins de temporisation, la temporisation peut aller de quelques microsecondes à quelques dizaines de minutes.



Etude du montage

- Etude de l'état stable :

A l'instant $t = t_0$; on a $V_e = 0 \rightarrow$ le courant $i = 0$.

$$V_+ = e^+ = V_{ref} \quad , \quad V_s = +V_{Sat} \quad \text{et} \quad V_c = +V_{Sat} - V_{ref}$$

- Etude de l'état instable :

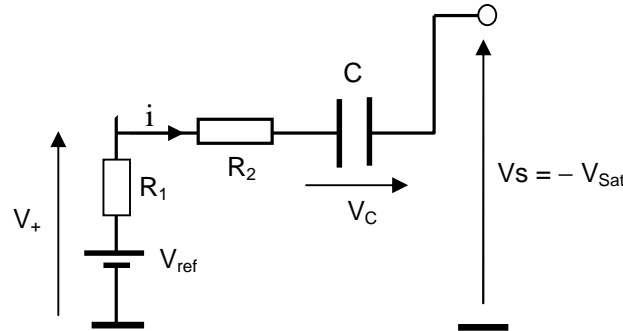
A l'instant $t = t_1$; $V_e = V_0$ (tension de déclenchement) ; $V_s = -V_{Sat}$ car $e = V_{ref} - V_0 < 0$

La charge initiale du condensateur est $V_c(0) = V_{Sat} - V_{ref}$

$$i = \frac{V_{ref} + V_c + V_{Sat}}{R_1 + R_2}$$

$$V_+ = V_{ref} - R_1 i = V_{ref} - R_1 \frac{V_{ref} + V_C + V_{Sat}}{R_1 + R_2}$$

$$V_+ = V_{ref} - R_1 \frac{V_{ref} + V_{Sat} - V_{ref} + V_{Sat}}{R_1 + R_2} = V_{ref} - \frac{2 R_1 V_{Sat}}{R_1 + R_2}$$



Le condensateur va se décharger en visant la valeur $-V_{Sat} - V_{ref}$. Cette décharge se passe à travers les résistances $(R_1 + R_2)$, tant que $e^+ < 0$; $V_s = -V_{Sat}$ la fin de l'état instable correspond à $e^+ = 0$ (à l'instant t_3). A cet instant :

$$e^+ = V_+ = 0 \Leftrightarrow V_{ref} - R_1 \frac{V_{ref} + V_C + V_{Sat}}{R_1 + R_2} = 0$$

$$\Leftrightarrow V_{ref} (R_1 + R_2) = R_1 (V_{ref} + V_C + V_{Sat})$$

$$\Rightarrow V_C = V_{ref} \frac{R_2}{R_1} - V_{Sat}$$

- Etude de la phase de récupération :

A l'instant $t = t_3$, il y'a basculement et on a : $V_s = +V_{Sat}$. Le condensateur C va se charger à nouveau à la valeur $V_{Sat} - V_{ref}$.

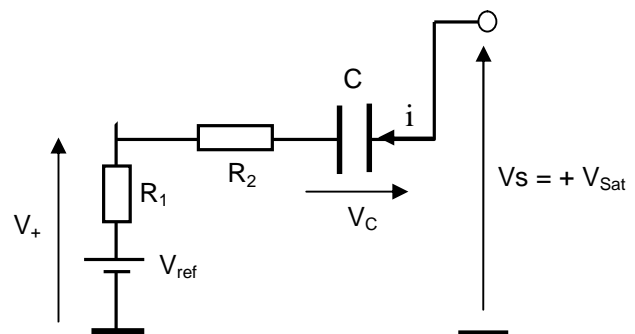
$$V_C = V_{ref} \frac{R_2}{R_1} - V_{Sat}$$

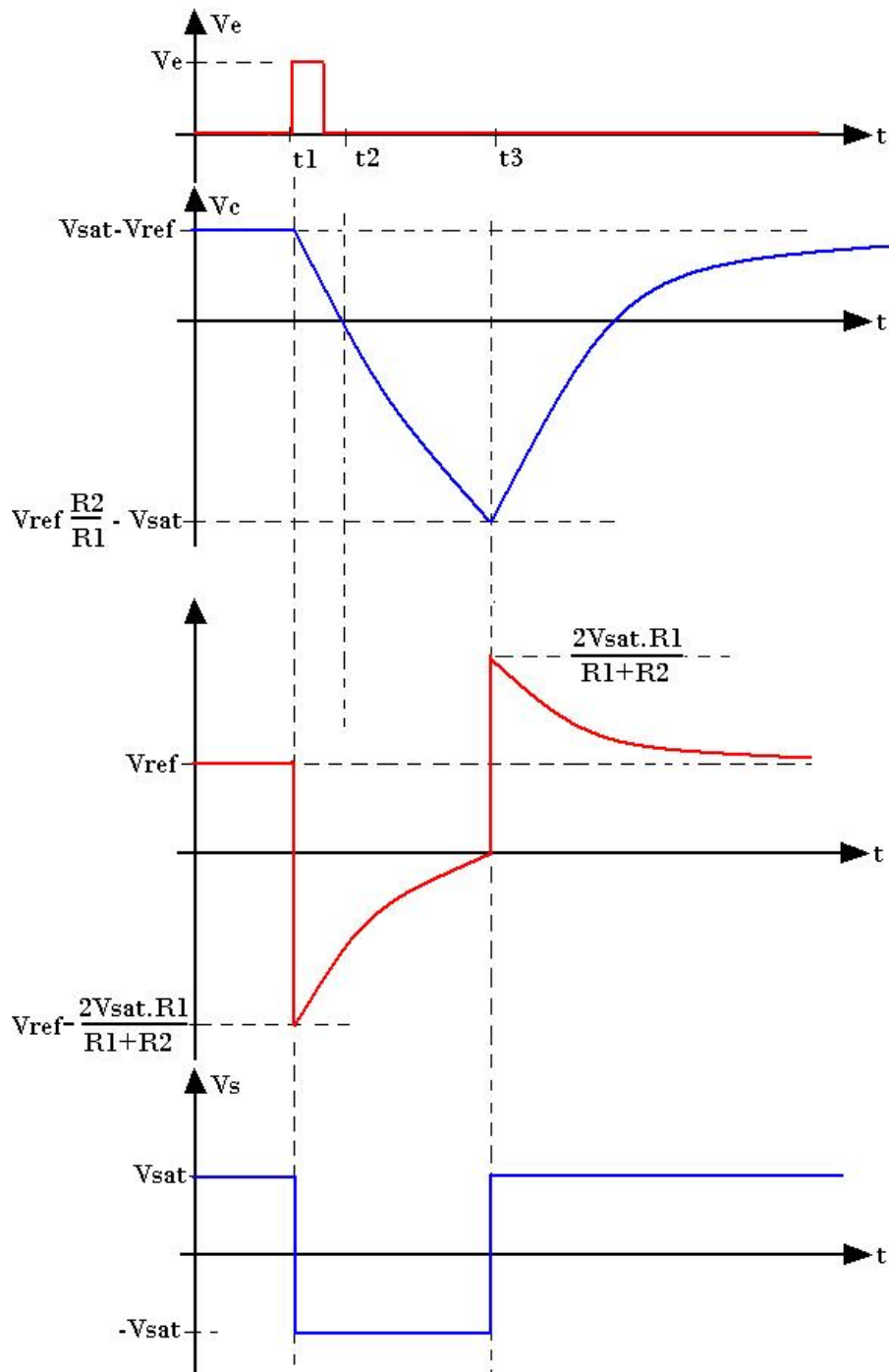
$$i = \frac{V_{Sat} - V_C - V_{ref}}{R_1 + R_2}$$

$$V_+ = V_{ref} + R_1 i$$

$$V_+ = V_{ref} + R_1 \frac{2 V_{Sat} - V_{ref} \frac{R_2}{R_1} - V_{ref}}{R_1 + R_2}$$

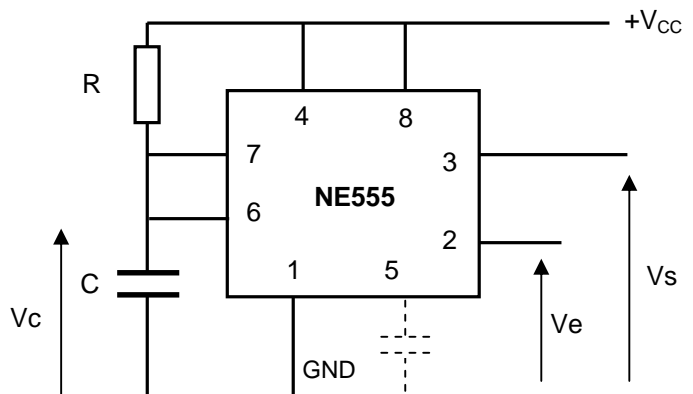
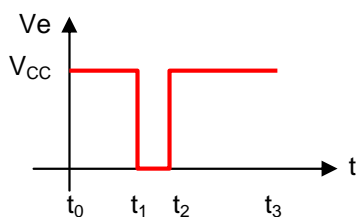
$$V_+ = V_{ref} + R_1 \frac{2 V_{Sat} - V_{ref} (1 + \frac{R_2}{R_1})}{R_1 + R_2} = \frac{2 R_1 V_{Sat}}{R_1 + R_2}$$





V- Montage monostable à NE555

Le condensateur se charge à travers R.
 En supposant C déchargé à l'instant $t=0$.



- Etude de l'état stable :

A l'instant $t = t_0 = 0$, le condensateur C est complètement déchargé, $V_c = 0$ et $V_e = V_{CC}$.

- Etude de l'état instable :

A $t = t_1$, on applique une impulsion $V_e = 0$, le condensateur C se charge à travers R.

Après la disparition de l'impulsion à l'instant $t = t_2$, on aura $V_e = V_{CC}$. L'état instable va prendre fin à lorsque $V_s = 2V_{CC} / 3$.

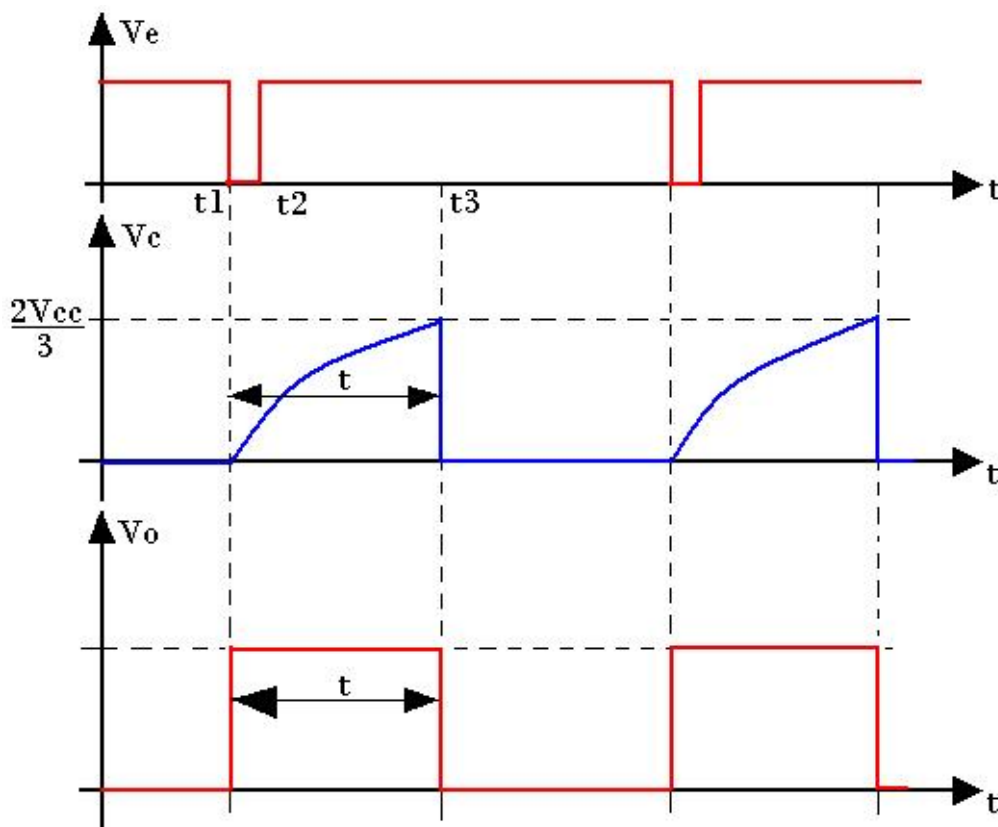
$$V_c = V_{CC} (1 - e^{-t/RC}) = \frac{2}{3} V_{CC} \Rightarrow t = RC \cdot \ln(3) \cong 1,1 RC$$

Donc, la durée de l'état instable est indépendante de la tension V_{CC} .

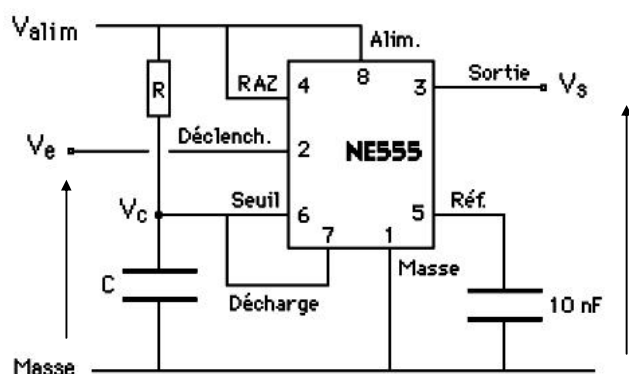
Par exemple, pour $C = 100\mu\text{F}$ et $R = 1 \text{ M}\Omega$, on trouve $t = 110 \text{ s}$.

- Etude de la phase de récupération :

A l'instant $t = t_3$, on a V_c est légèrement supérieur à $2V_{CC} / 3$, le condensateur C se retrouve en court-circuit et se décharge donc rapidement et on se retrouve à l'état initial.

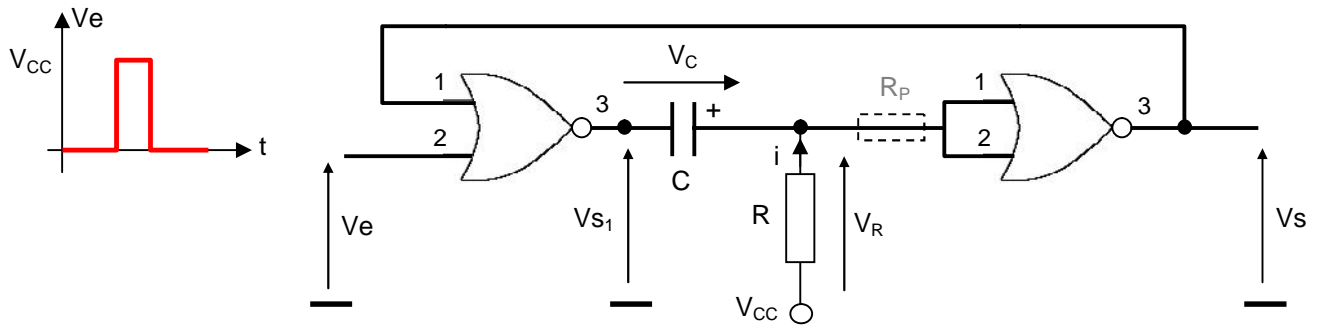


Le circuit à NE555 utilisé est en mode monostable non redéclenchable.



VI- Montage monostable à portes logiques CMOS (NOR)

Des portes logiques AND, OR, NOR, peuvent être mises à contribution pour réaliser des monostables. Selon le type de portes utilisées, le câblage peut légèrement différer.

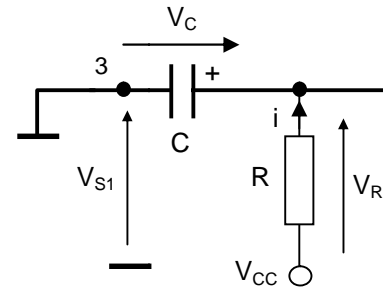


- A l'état stable initial, le condensateur C est complètement déchargé : le courant $i = 0$, $V_c = 0$, $V_R = V_{CC}$, $V_s = 0$ et $V_{S1} = V_{CC}$.
- A l'état instable, à l'instant $t = t_1$, on applique une tension de déclenchement positive (V_{CC}) : $V_e = V_{CC}$, $V_{S1} = 0$, $V_c = 0$, $V_R = 0$, $V_s = V_{CC}$.
Le condensateur C se charge, en visant la valeur V_{CC} , avec une constante de temps $\tau = RC$.

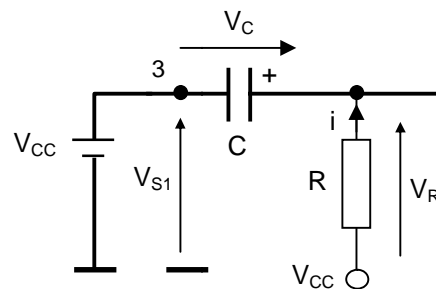
$V_c(t) = V_{CC} (1 - e^{-t/\tau})$ (fonction croissante).

A l'instant $t \cong t_2$, juste avant le basculement :

$V_c = V_R = V_{CC} / 2$.



- A l'état de récupération, à l'instant $t = t_2$, il y a un nouveau basculement : $V_s = 0$, $V_{S1} = V_{CC}$, $V_R = V_{CC} + V_c = 3 V_{CC} / 2$.
Le condensateur se décharge à travers la résistance R (avec une constante de temps $\tau = RC$).
 V_R décroît de $3 V_{CC} / 2$ à V_{CC} et on revient à l'état initial.



Si l'on admet que le seuil de basculement des portes est proche de $V_{CC} / 2$, le temps nécessaire pour le basculement peut se calculer tel que :

$V_c(t) = A + B e^{-t/\tau}$

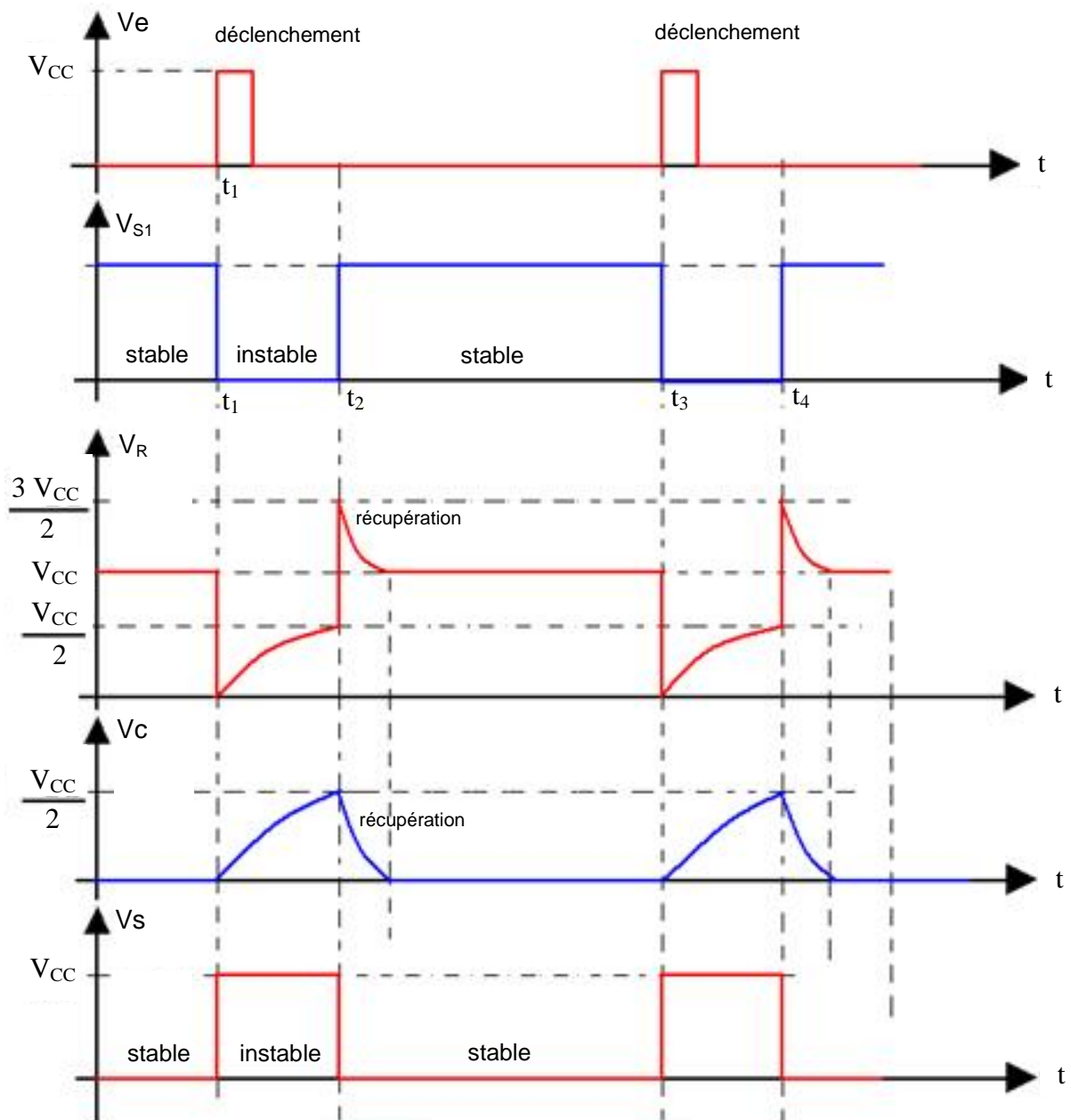
Or $V_c(0) = 0$ donc : $A = -B$ et $V_c(\infty) = V_{CC} = A \rightarrow B = -V_{CC}$

Alors : **$V_c(t) = V_{CC} (1 - e^{-t/\tau})$**

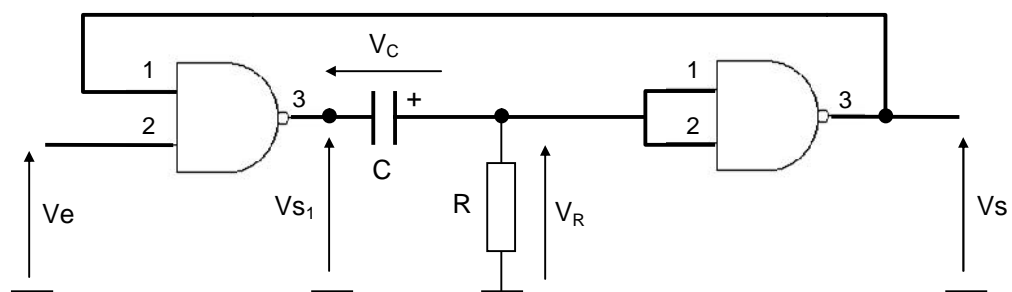
$V_c(t) = V_{CC} (1 - e^{-t/\tau}) = V_{CC} / 2$.

Donc, la durée de l'état instable est :

$t = RC \cdot \ln(2) \cong 0,693 \times R \times C$



Montage monostable à portes logiques NAND



- A l'état stable initial, le condensateur C est complètement déchargé : $V_c = 0$, $V_R = 0$, $V_s = V_{CC}$ et $V_{S1} = 0$.
- Si une impulsion arrive, faisant apparaître le niveau "0" sur l'entrée V_e , la tension à la sortie de la première porte logique passe à V_{CC} . Ce front de tension V_e se retrouver intégralement sur

l'entrée de la deuxième porte logique : V_R passe à V_{CC} et V_S passe à 0 V, faisant passer ainsi la sortie à l'état logique "0". La sortie étant reliée à la première entrée de la première porte, ce niveau logique "0" va générer un état mémoire, qui maintiendra la sortie de la première porte à l'état logique "1" (même si V_e change d'état).

- Le condensateur C se chargeant à travers la résistance R sous la tension V_{CC} : V_R décroît jusqu'à ce que $V_R < V_{CC} / 2$ et à cet instant V_S bascule à V_{CC} (portes logiques CMOS).

$V_C(t) = V_{CC} (1 - e^{-t/\tau})$ et $V_R(t) = V_{CC} e^{-t/\tau}$ (fonction décroissante).

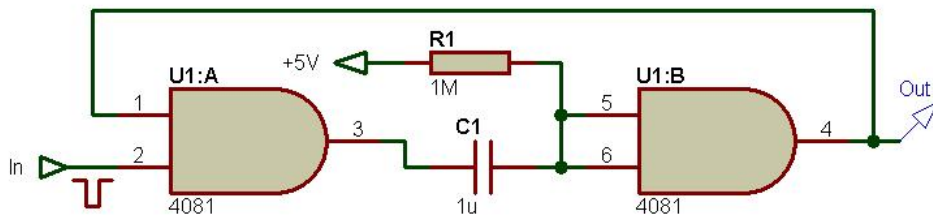
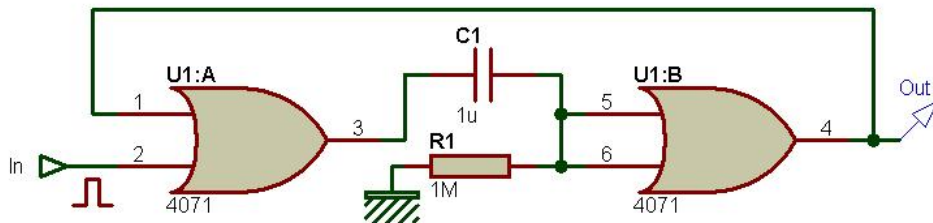
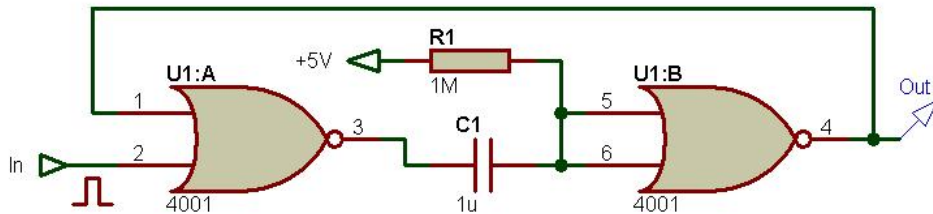
Si l'on admet que le seuil de basculement des portes est proche de $V_{CC} / 2$, l'entrée de la seconde porte verra donc l'état "1" tant que $V_R(t) > V_{CC} / 2$.

Le temps nécessaire pour cela peut se calculer tel que : $V_R(t) = V_{CC} e^{-t/\tau} = V_{CC} / 2$

Donc, la durée de l'impulsion du monostable (l'état instable) est :

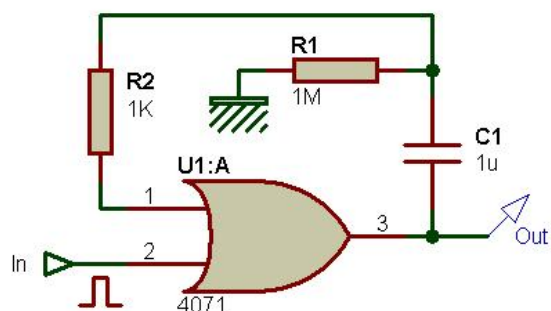
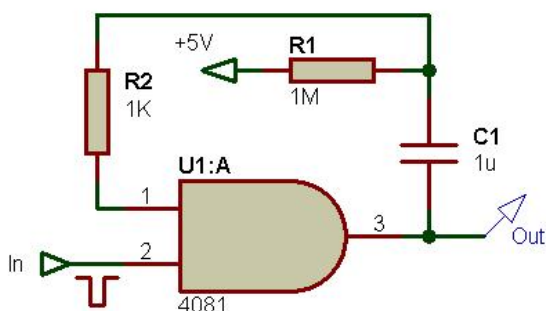
$t = R C . \ln(2) \cong 0,693 \times R \times C$

Quelques Montages à simuler via PROTEUS ISIS



Monostable declançable sur front descendant

Monostable declançable sur front montant



Convertisseur Analogique/Numérique & Convertisseur Numérique/Analogique

Un signal électrique est la représentation physique de l'information qu'il transporte de sa source à son destinataire. En électronique, un signal est le plus souvent porteur d'une information ou d'une commande. On distingue deux domaines de signaux électriques :

- domaine des signaux analogiques, dont la grandeur représentative est continue au cours du temps et peut prendre une infinité de valeurs différentes,
- domaine des signaux numériques, dont la grandeur représentative est une valeur binaire (en 0 et 1). Les signaux numériques ne varient pas de façon continue.

Le passage d'un domaine à l'autre se fera par des convertisseurs, composants " mixtes " qui vont manipuler des tensions analogiques en entrée et des signaux logiques en sortie ou vice versa. L'avantage majeur apporté par la numérisation des signaux est la possibilité de stockage, de transformation et de restitution des données ; sans qu'elles ne soient modifiées.

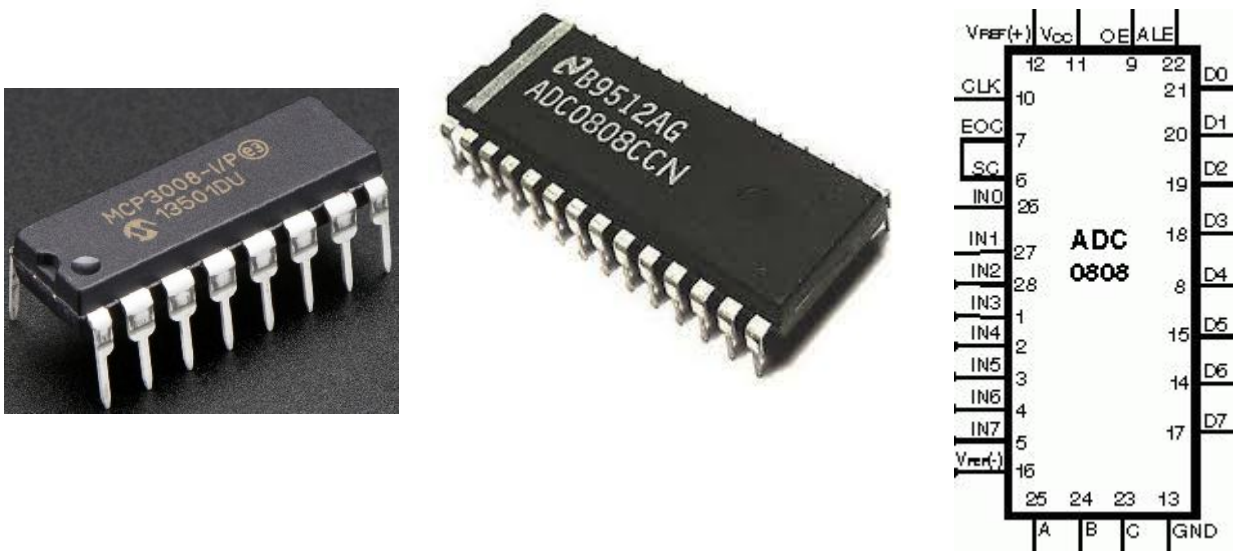
En effet, le domaine numérique est maintenant prédominant. Il s'est beaucoup développé grâce aux progrès faits par les microprocesseurs et la programmation. Par conséquent, le traitement des données par programmation introduit aussi une souplesse dans la conception de produits à base d'électronique : un même circuit électronique à base de processeur pourra traiter des signaux différents ; seul le programme va changer. Cela permet de réduire les coûts par standardisation, la même carte étant utilisée pour plusieurs fonctions différentes. L'électronique analogique nécessitait au mieux un changement des composants, au pire, la conception d'une nouvelle carte.

Mais, à la base, les signaux ont toujours une nature analogique. Il faut donc les amplifier et éventuellement les extraire de signaux parasites. Le domaine analogique va donc toujours exister au moins en amont de toute chaîne de traitement. Parfois, on a aussi besoin d'un signal analogique en sortie de cette chaîne de traitement : il faudra alors reconvertir les données numériques en signal analogique.

Il existe deux catégories de convertisseurs :

- les Convertisseurs Analogique / Numérique (CAN ou ADC en anglais, pour Analog to Digital Converter), qui vont transformer les tensions analogiques en signaux logiques aptes à être traités par microprocesseur (numérisation des signaux).
- les Convertisseurs Numérique / Analogique (CNA ou DAC en anglais, pour Digital to Analog Converter) qui vont convertir les signaux logiques en tension analogique.

Remarque : Plusieurs types de convertisseurs sont disponibles dans chaque catégorie. Ces types se différencient par leur précision, leur vitesse de traitement de l'information, leur prix,...etc.



I- Le Convertisseur Analogique / Numérique (CAN)

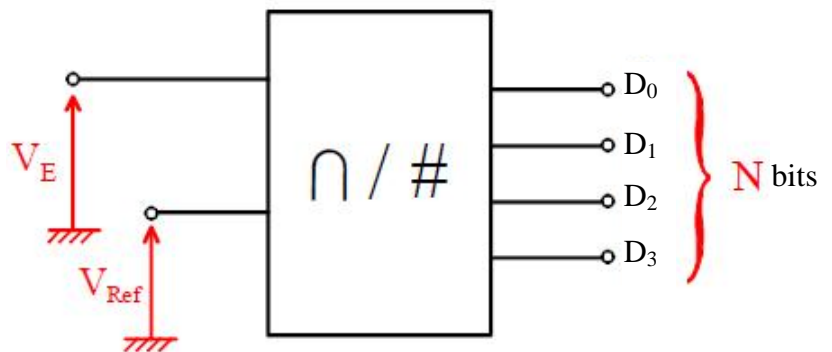
Le convertisseur analogique / numérique (CAN) est un dispositif électronique (circuit intégré) permettant d'obtenir en sortie une grandeur numérique codée sur n bits, dont la valeur est représentative de la grandeur analogique présentée en entrée.

V_E : la tension d'entrée analogique.

V_{Ref} : la tension de référence.

N : la valeur numérique binaire.

Le signe \cap indique que la grandeur d'entrée est analogique et le signe $\#$ indique que la sortie est numérique.



En fait, quand on voudra numériser un signal analogique (signal continu), il va falloir le discrétiser sur deux dimensions : le temps et l'amplitude. Il est impensable de décrire un signal avec une infinité de valeurs ; on va le mesurer à des instants bien déterminés : c'est ce qu'on appelle l'échantillonnage.

Pour ce qui est de l'amplitude, à un intervalle de tension du signal d'entrée (entre 0 V et V_{Ref}) on fera correspondre une valeur unique : c'est la quantification. Cette valeur sera ensuite codée et restituée sous forme binaire en sortie du convertisseur ; pour être traitée par de l'électronique numérique.

Résolution d'un CAN

On appelle "résolution" d'un CAN ou "pas de progression" ou encore "Quantum" la plus petite variation de tension appliquée à l'entrée qui provoque un changement de 1 LSB (Least Significant Bit en anglais) sur le nombre N en sortie. C'est donc la largeur d'un palier de caractéristique de transfert. Plus la résolution est petite, plus la conversion est précise.

D'une manière générale, "Q" est la résolution et "n" le nombre de bits du convertisseur. On exprime Q de la manière suivante : $Q = V_{Ref} / (2^n - 1)$. La résolution s'exprime en Volts.

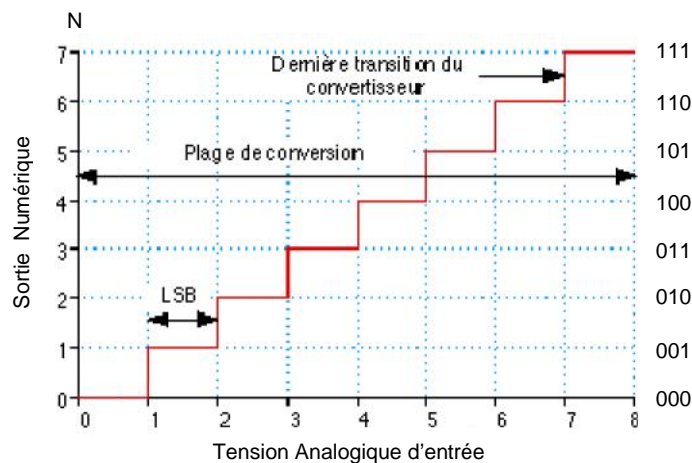
La valeur binaire de sortie en fonction de la tension d'entrée

La détermination de la valeur binaire de sortie en fonction de la tension d'entrée V_E se fait en trois étapes :

- Division de la tension à convertir V_E par le quantum Q : $N_d = V_E / Q$,
- Elimination de la partie décimale du résultat de la division (N_d est un nombre décimal entier),
- Conversion de N_d en binaire.

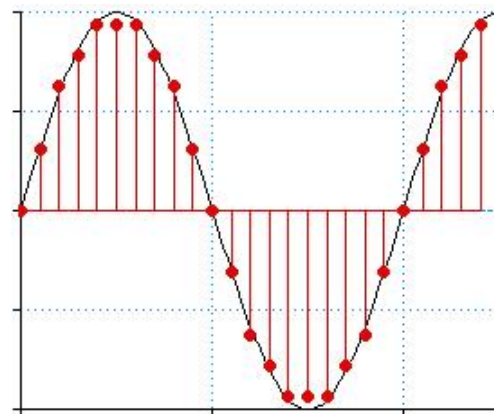
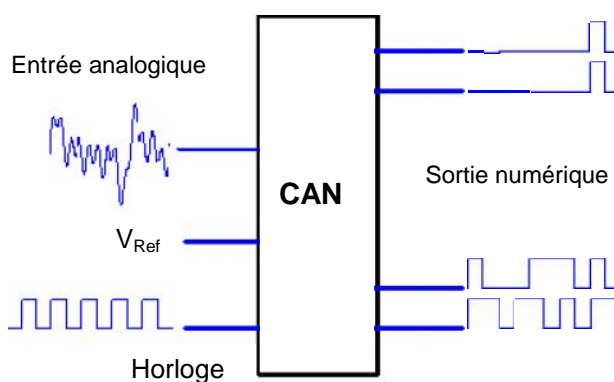
Exemple : On applique à l'entrée d'un CAN 8 bits une tension d'entrée $V_E = 6,326$ V ; la tension de référence $V_{Ref} = 10$ V. Calculer la résolution Q ? Déterminer en décimal, puis en binaire le résultat N de la conversion ?

A titre d'exemple, la figure suivante montre la fonction de transfert d'un CAN 3 bits. Le convertisseur délivra un nombre fini de codes numériques, correspondant à une gamme de tension analogique d'entrée bornée : c'est la plage de conversion du convertisseur (0 – 5 V,...etc.).



Dans cet exemple, la plage de conversion est de 8 V, divisée en $2^3 = 8$ portions, correspondant chacune à un LSB valant $8V / 8 = 1V$.

En fait, pour numériser un signal analogique il faut le discrétiser sur le temps et l'amplitude. La quantification de la conversion analogique / numérique entraîne une petite perte d'information.



Remarque : la dynamique d'un signal est le rapport entre la tension maximale et la tension minimale que pourra prendre ce signal.

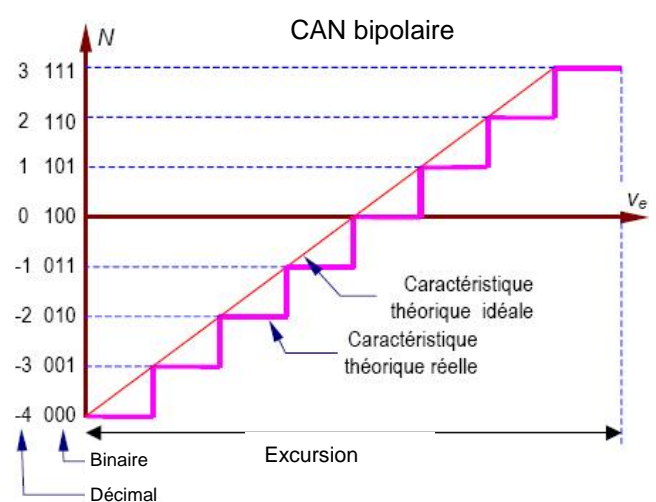
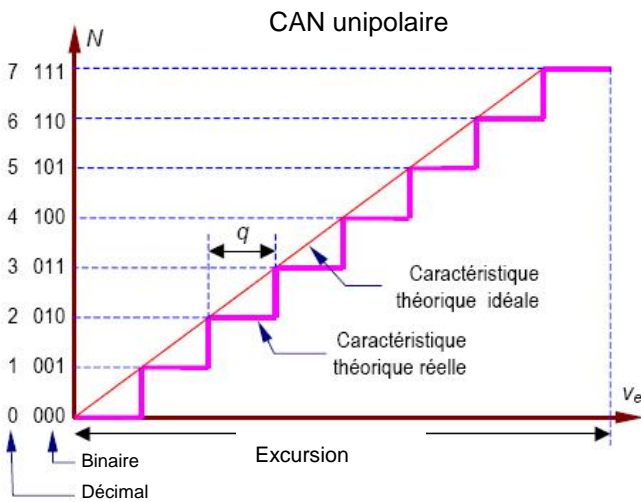
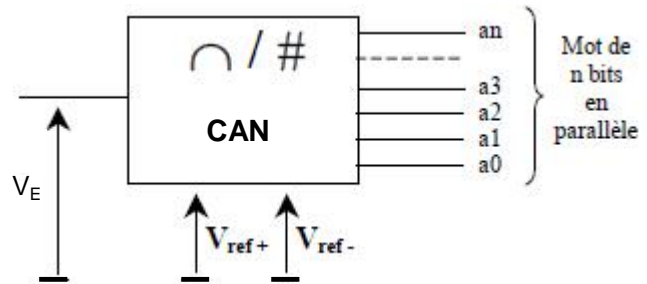
Pour un CAN 8 bits, la dynamique vaut 256, qu'on peut exprimer en dB ($20 \log(256) = 48$ dB).

Caractéristiques essentielles des CAN

En réalité, on distingue deux types de CAN, suivant le signe de la tension d'entrée V_E :

- CAN unipolaire, quand $0 \leq V_E \leq V_{Ref}$: utilisation de 0 V et V_{Ref+}
- CAN bipolaire, quand $-V_{Ref} \leq V_E \leq V_{Ref}$: utilisation de V_{Ref-} et V_{Ref+}

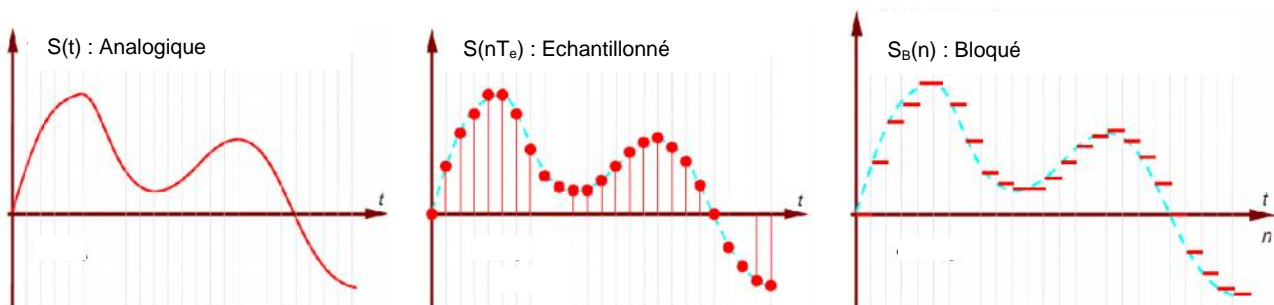
Il est nécessaire de connaître la plage de tension convertie en entrée du CAN. Cette plage est définie par les deux tensions références V_{Ref+} et V_{Ref-}



L'excursion (accuracy en anglais) est la différence entre les valeurs extrêmes de la tension V_E .

Le temps de conversion ou le temps d'établissement T_C est le temps minimum nécessaire pour le convertisseur pour stabiliser une donnée numérique en sortie, après avoir appliqué une tension analogique stable en entrée.

L'échantillonnage d'un signal analogique consiste à prélever, à intervalle de temps régulier, la valeur du signal. Chaque prélèvement est appelé échantillon et on note T_e la période d'échantillonnage ($S(t) = S(nT_e)$). Il faut ensuite conserver l'échantillon le temps de la conversion par le biais d'un bloqueur.

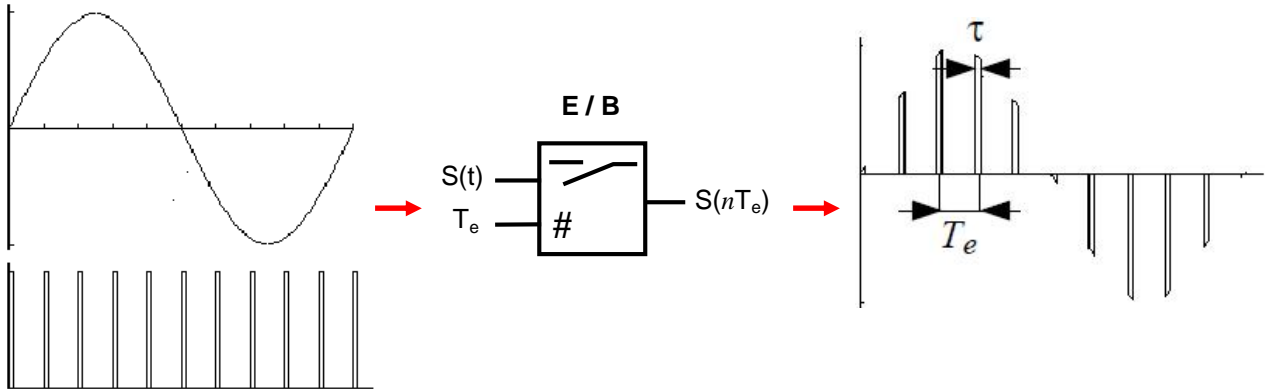


Remarque : Pour échantillonner correctement un signal, il faut respecter le théorème de "Shannon", qui dit que la fréquence d'échantillonnage d'un signal doit être supérieure ou égale au double de la fréquence maximale contenue dans ce signal ($F_e \geq 2 \times F_{Max}$).

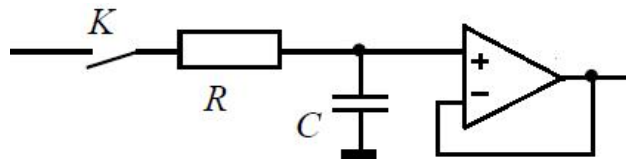
Principe de l'Echantillonneur / Bloqueur (Sample & Hold)

Ce circuit, placé sur l'entrée d'un CAN, a un double rôle :

- C'est un interrupteur commandé par un signal numérique de fréquence F_e . Le temps τ pendant lequel cet interrupteur est fermé, qui correspond à la durée d'un échantillon, doit être négligeable devant la période d'échantillonnage ($T_e = 1 / F_e$).

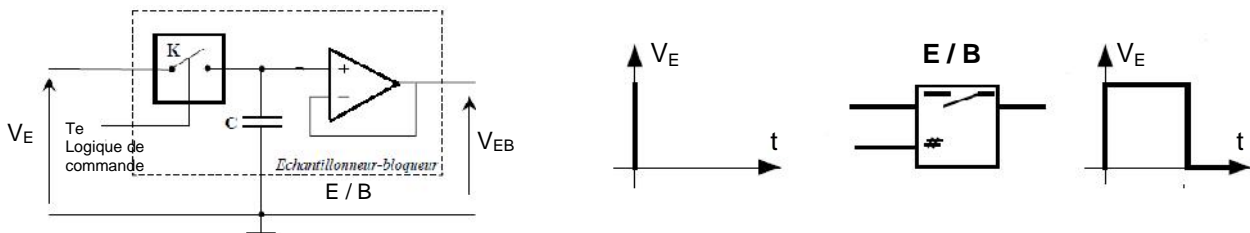


- Lorsque l'on ferme l'interrupteur K à l'instant t_0 , le condensateur mémorise 95% de la tension analogique du signal d'entrée $S(t)$; au bout d'un temps de réponse $t_r \cong 3 RC$. Lorsqu'on ouvre K , la valeur $S(t_0)$ est conservée si le condensateur ne se décharge pas à travers le circuit d'utilisation. Pour cela, il est nécessaire de disposer en sortie un étage suiveur à grande impédance d'entrée.



L'échantillonneur / Bloqueur combine les deux schémas précédents. La tension aux bornes de C acquière la valeur de la tension analogique d'entrée au bout d'un temps t_a (acquisition time) et se maintient à cette valeur pendant un temps t_h (hold).

En effet, il est possible d'améliorer ce montage, pour accélérer la charge du condensateur, par une rétroaction réalisée à l'aide d'un deuxième montage suiveur.



Le principe de fonctionnement est le suivant :

- Phase d'échantillonnage : cette opération est réalisée en utilisant un interrupteur électronique K commandé au rythme d'un signal d'horloge dont la période d'échantillonnage est T_e .
- Phase de maintient : à l'instant kT_e , le condensateur C se charge avec la tension $V_E(kT_e)$. Entre les instant kT_e et $(k+1)T_e$ le condensateur ne se décharge pas et maintient constante la tension $V_{EB}(t) = V_E(kT_e)$. Le signal $V_{EB}(t)$ est appelé signal Echantillonné / Bloqué.
- Phase conversion : à l'entrée du CAN, la tension échantillonnée est maintenue constante pendant la période d'échantillonnage T_e .

Techniques de conversion Analogique / Numérique

Il existe diverses techniques de conversion analogique / numérique :

- Simples techniques de conversion : CAN parallèle (flash), CAN à approximation successive.
- Les convertisseurs à intégration : CAN simple rampe, CAN double rampe, CAN delta-sigma.
- Les convertisseurs à comptage : CAN à rampe numérique, CAN à poursuite, CAN à conversion Tension / Fréquence.

Le CAN parallèle (ou flash)

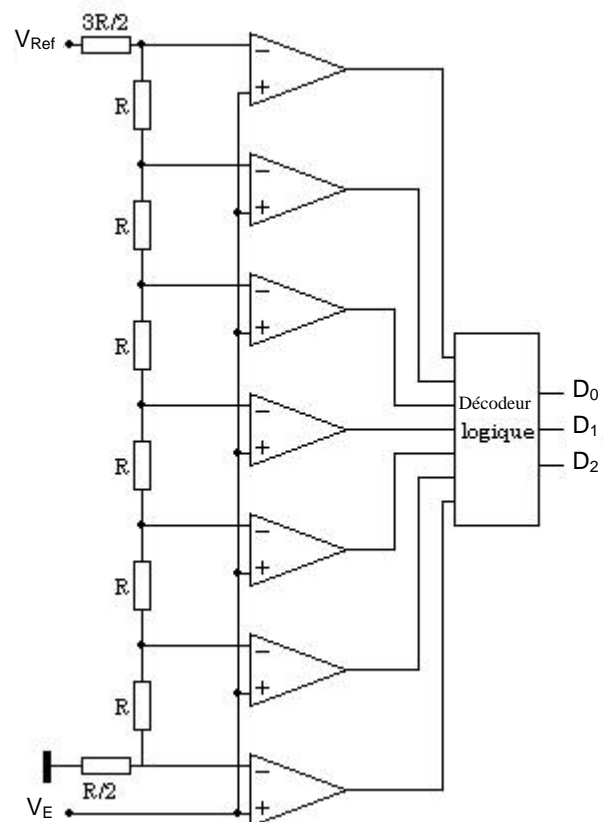
La tension à mesurer V_E est comparée simultanément à (2^N-1) tensions de référence ; N étant le nombre de bits du convertisseur. Le nombre (2^N-1) s'explique par la notion de pleine échelle (0 est l'état logique supplémentaire qui fait 2^N états au total pour un convertisseur à N bits).

Ce convertisseur est composé des éléments suivants :

- Une tension de référence V_{Ref} ,
- Un réseau de 2^N résistances montées en série,
- 2^{N-1} comparateurs,
- Un décodeur logique.

En pratique, ce montage a l'inconvénient de taille : il faut (2^N-1) comparateurs pour un convertisseur à N bits, soit 63 comparateurs pour un 6 bits et 255 pour un 8 bits. Le procédé devient donc vite limitatif.

La cadence de conversion est nettement supérieure au MHz, et peut atteindre des centaines de MHz.

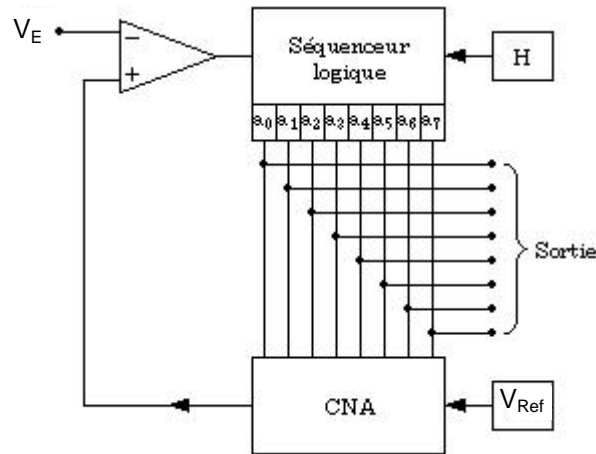


Le CAN à approximations successives

Ces convertisseurs sont très répandus car performants et bon marché. Le schéma de principe est donné dans la figure ci-dessous. On y trouve principalement une référence de tension, un CNA, un comparateur et un séquenceur logique piloté par horloge.

Le séquenceur logique délivre un code binaire à l'entrée du convertisseur numérique analogique (CNA). La tension de sortie de ce CNA est comparée à la tension à mesurer V_E , et en fonction du résultat, le code binaire est modifié de manière à approcher la valeur à trouver.

L'exemple le plus simple de séquenceur logique est un compteur binaire qui s'incrémente d'une unité à chaque coup d'horloge. Tous les codes binaires sont successivement comparés à la tension d'entrée V_E .



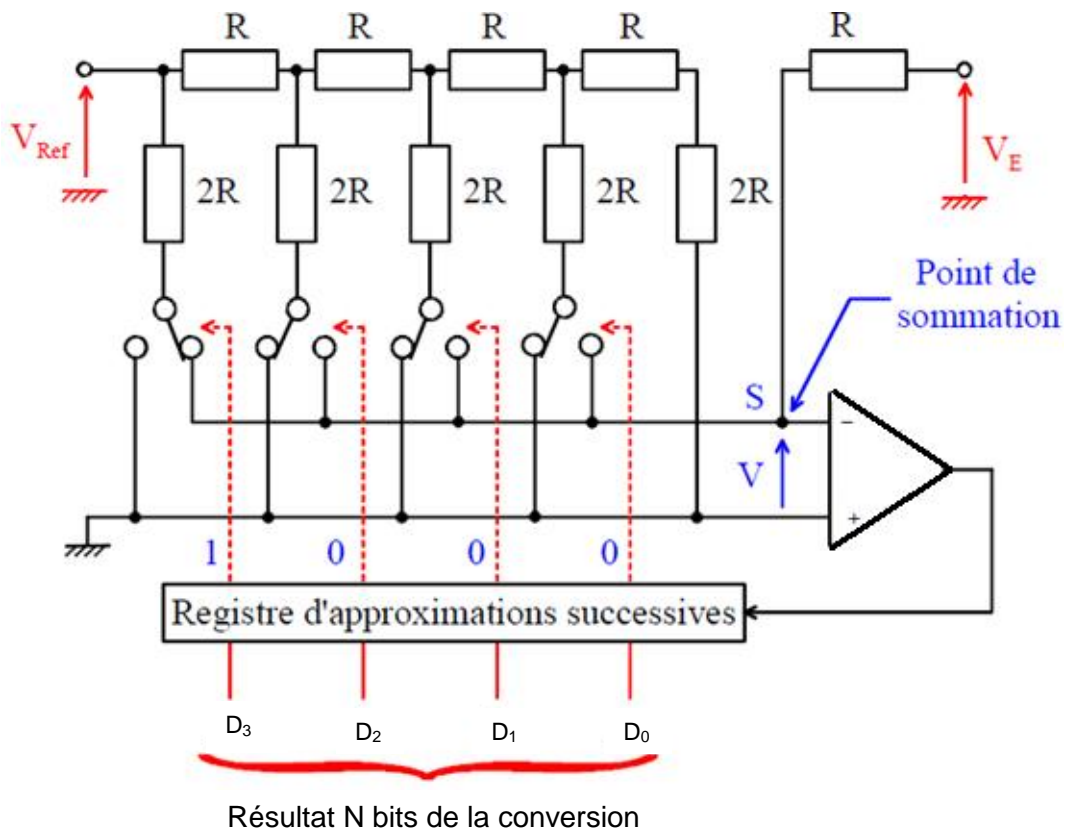
Un exemple plus concret est donné à la figure ci-dessous (principe de base réduit à 4 bits) des ADC_800 et dérivés.

On retrouve un réseau de résistances d'un convertisseur parallèle presque similaire à celui de la figure ci-dessus, mais chaque nœud de ce réseau est connecté non pas à un comparateur, mais à un réseau de commutateurs de connexion (switching-tree).

La tension V obtenue au point de sommation S dépend de la position des interrupteurs commandés par les bits $D_3 D_2 D_1 D_0$ du registre d'approximations successives. On a donc :

$$V = V_E - \left(D_3 \frac{V_{Ref}}{2} + D_2 \frac{V_{Ref}}{4} + D_1 \frac{V_{Ref}}{8} + D_0 \frac{V_{Ref}}{16} \right)$$

Au départ de la conversion, seul le bit de poids fort (D_3) du registre d'approximation successive est à "1" et tous les autres bits étant à "0".



Ainsi, au point de sommation S, on obtient une tension $V = V_E - \frac{V_{Ref}}{2}$. Le comparateur effectue ensuite une comparaison entre la tension V et 0 Volts :

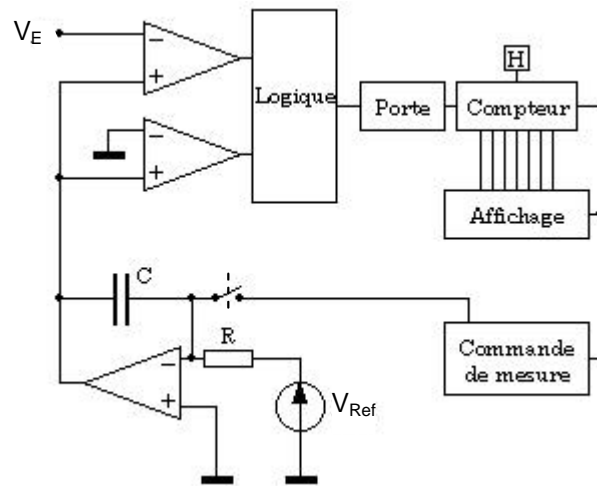
- Si la tension $V > 0$ ($V_E > V_{Ref} / 2$), alors le bit D_3 est conservé à 1, sinon ce bit est rejeté à 0.
- Ensuite, le registre d'approximations successives met au niveau 1 le bit D2, la tension obtenue au point de sommation S vaut $V = V_E - D_3 V_{Ref} / 2 - V_{Ref} / 4$. Ainsi de suite...

Le CAN à simple rampe (à comptage d'impulsions)

Il utilise un compteur qui s'incrémente à partir de 0. Les sorties du compteur sont converties par un CNA. Cette tension interne (V_i) est comparée à la tension à convertir V_E . Tant que $V_i < V_E$ le compteur s'incrémente. Il se bloque dès que V_i atteint V_E . Le résultat est alors disponible à la sortie du compteur. En effet, l'avantage majeur de ce type de CAN est lié à sa structure simple. Néanmoins, il est lent et peu précis.

Les principaux éléments le constituant sont :

- Générateur de rampe (intégration d'une tension de référence),
- 2 comparateurs comparant la rampe (l'un au 0 et l'autre à la tension à mesurer V_E),
- Divers éléments de logique (horloge, compteur, générateur de porte, système d'affichage).



Lorsque la logique commande le démarrage d'une mesure, il y a remise à zéro de l'intégrateur (rampe) et des compteurs. Ensuite, la tension de rampe croît linéairement avec le temps.

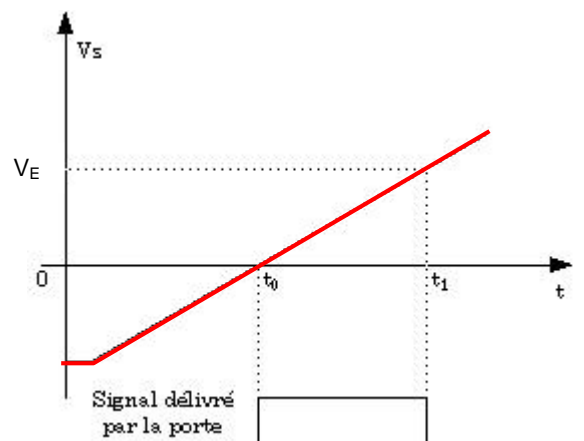
- Quand le premier comparateur bascule à t_0 , la porte autorise le comptage des impulsions délivrées par l'horloge.
- Quand le deuxième comparateur bascule, il ferme cette porte, et la valeur contenue dans les compteurs est verrouillée et transmise aux afficheurs.

La tension à mesurer est égale à :

$$V_E = \frac{V_{Ref}}{RC} (t_1 - t_0)$$

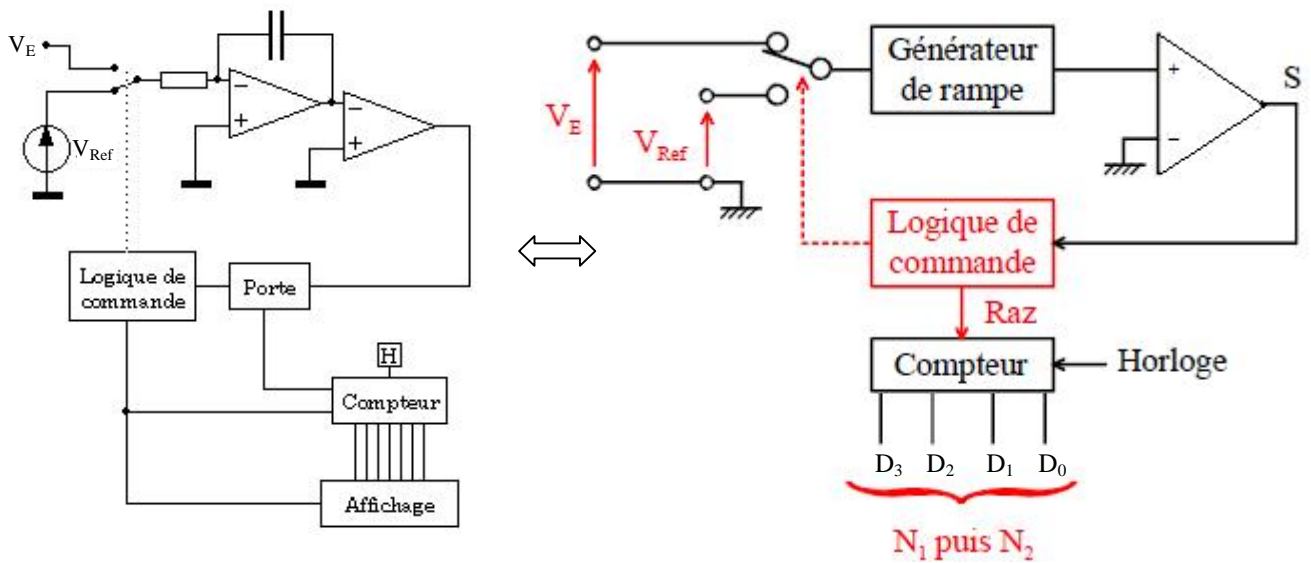
Si N est le nombre d'impulsions comptées, et F la fréquence d'horloge, on a :

$$V_E = \frac{V_{Ref}}{RC} \frac{N}{F}$$



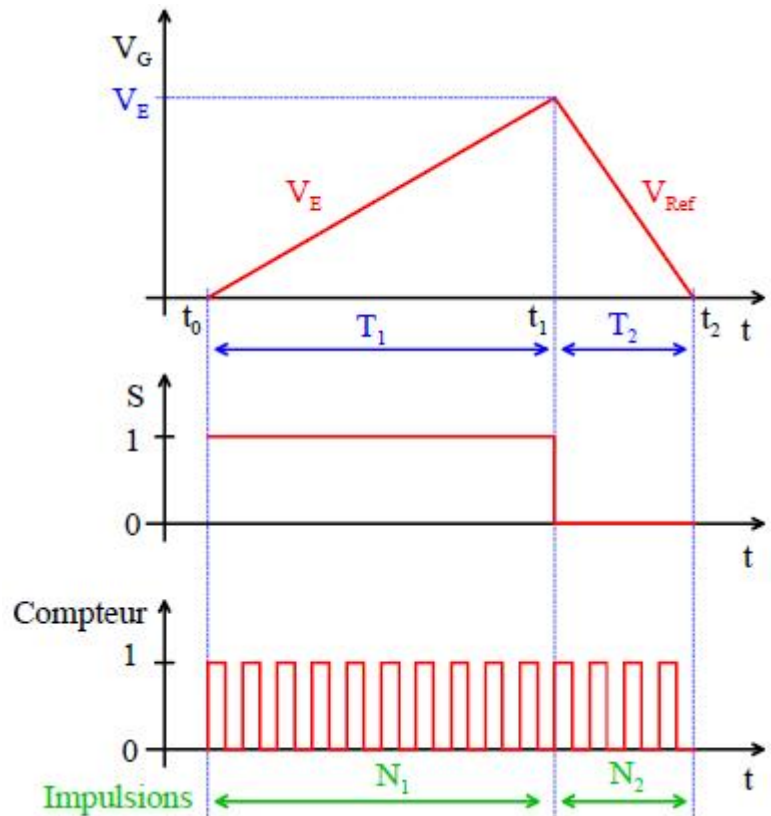
Le CAN à double rampe (à comptage d'impulsions)

Un convertisseur Analogique / Numérique double rampe a le schéma de principe suivant :



La tension V_E , à convertir, est appliquée à l'entrée d'un générateur de rampe qui intègre cette tension durant un temps prédéterminé T_1 . Un compteur mesure ce temps, soit N_1 impulsions. Ensuite des circuits de commande commutent l'entrée du générateur de rampe sur une tension de référence (V_{Ref}) de polarité opposée à la tension à convertir V_E . La tension en sortie du générateur de rampe décroît jusqu'à s'annuler. Le compteur mesure la durée de cette décroissance, soit N_2 impulsions d'horloge. Le résultat est donné par la valeur N_2 et a pour relation :

$$N_2 = N_1 \frac{V_{Ref}}{V_E}$$



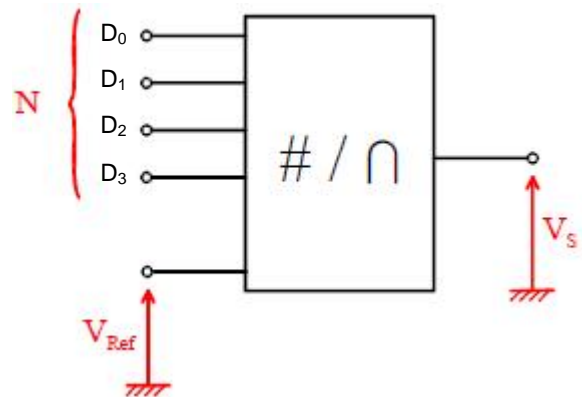
Le résultat affiché est directement proportionnel au comptage, et il est indépendant des paramètres du générateur de rampe, et aussi de la fréquence de l'horloge. On pourrait comparer cette méthode à la double pesée avec une balance.

Remarque : V_E et V_{Ref} doivent être de signe opposés. L'avantage de ce montage est qu'il est très précis, par contre, il est très lent.

II- Le Convertisseur Numérique / Analogique (CNA)

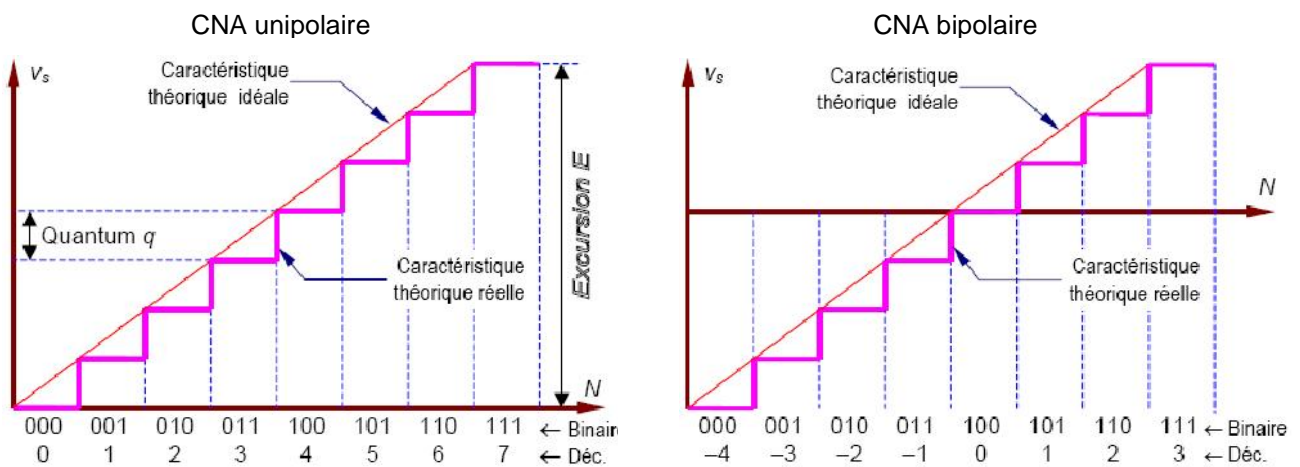
Le convertisseur Numérique / Analogique (CNA) est un circuit électronique permettant d'obtenir en sortie une tension, dont la valeur est représentative du mot binaire présenté en entrée. Donc, à chaque valeur numérique, on fera correspondre une valeur analogique (et une seule). La tension analogique de sortie variera par "sauts ou bien palier" et non plus continûment comme le signal d'origine (la tension de sortie aura donc une forme d'escaliers). En pratique, il faut filtrer cette tension pour lisser ces discontinuités et essayer de se rapprocher au mieux au signal d'origine.

- Pour fonctionner, un CNA nécessite toujours une tension de référence V_{Ref} .
- La tension de sortie V_s ne peut être supérieure en valeur absolue à V_{Ref} .
- Un CNA bipolaire nécessite deux tensions de référence $V_{Ref(+)}$ et $V_{Ref(-)}$.
- Dans la pratique, il existe un nombre important de CNA, allant de 4 bits à 64 bits.



Caractéristique de transfert

La caractéristique de transfert est la représentation graphique des liens entre V_s et N .

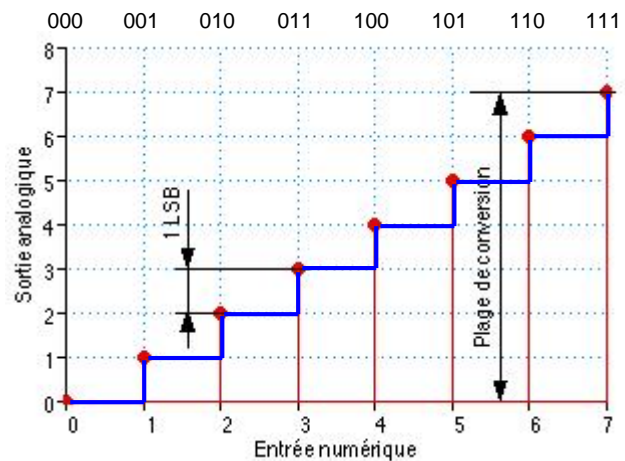
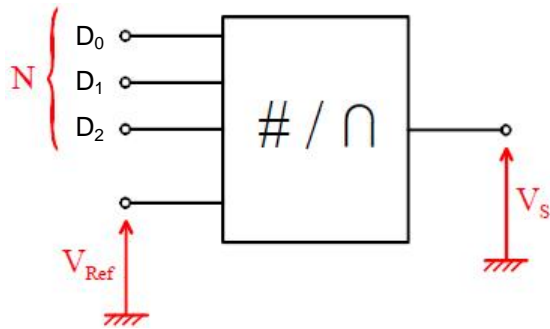


Résolution d'un CNA et plage de conversion

La résolution d'un CNA est la variation de tension de sortie correspondant à la variation d'une unité du nombre binaire en entrée (1 LSB ; puisque c'est le plus petit incrément possible). Le quantum Q , qui est l'incrément théorique de la tension de sortie analogique V_s correspondant à un écart de ± 1 LSB en entrée est donc : $Q = V_{Ref} / (2^n - 1)$.

La plage de conversion numérique va donc de 0 à $(2^N - 1)$; N étant le nombre de bits du convertisseur. En effet, on appelle "tension pleine échelle" d'un CNA la tension maximale que peut prendre la sortie. Cette tension pleine échelle est obtenue en appliquant à l'entrée du CNA la valeur numérique la plus grande (en théorie elle est égale à V_{Ref} mais en réalité elle est $< V_{ref}$).

Par exemple, pour un CNA 3 bits et $V_{Ref} = 8\text{ V}$:



On voit dans cet exemple ce qui a été dit avant à propos de la plage de conversion : la plage s'étend de 0 à 7 V, et non pas 8 V (V_{Ref}), comme pour le CAN, car le dernier état numérique est 7.

Temps d'établissement du CNA (setting time en anglais)

C'est le temps nécessaire au convertisseur, dans le cas le plus favorable, pour établir la sortie à un certain pourcentage de sa valeur finale. Ce temps limite la fréquence maximale de conversion.

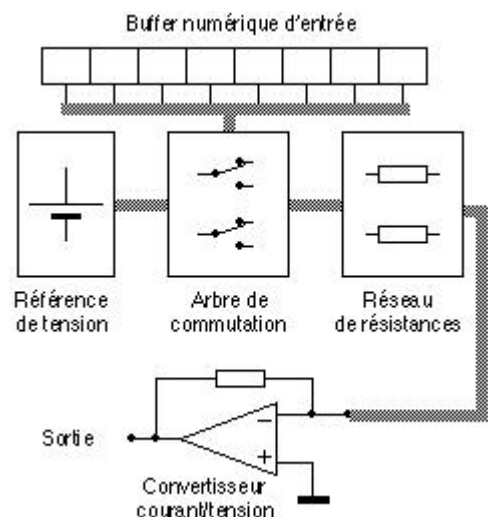
Techniques de conversion Numérique / Analogique

Il existe principalement deux structures de CNA :

- Les convertisseurs à réseau de résistances pondérées,
- Les convertisseurs à réseau R – 2R (ils sont prédominants).

L'architecture générique simplifiée, mettant en évidence les points communs à tous les CNA, est montrée sur la figure ci-dessous. On distingue 5 blocs :

- Un buffer numérique d'entrée : chargé de garder en mémoire la donnée numérique à convertir,
- Une référence de tension : pour la détermination des tensions de sortie,
- L'arbre de commutation : pour déterminer les résistances qui seront alimentées par la référence,
- Le réseau de résistances : pour générer des courants très précis en fonction du code binaire,
- Le convertisseur courant/tension : amplificateur.

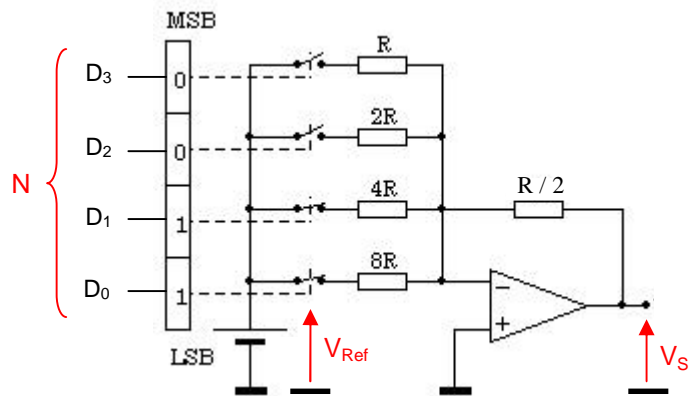


CNA à réseau de résistances pondérées

Pour cette structure de base, on utilise des résistances pondérées suivant les puissances de 2. Il est basé sur un amplificateur opérationnel monté en sommateur inverseur. Le schéma suivant représente un CNA à 4 entrées.

Chaque bit du mot binaire à convertir commute un courant sur une résistance de poids inversement proportionnel au poids du bit considéré. Les tensions résultantes sont additionnées par la structure amplificateur sommateur.

Si on applique le résultat de l'ampli sommateur inverseur on trouve :



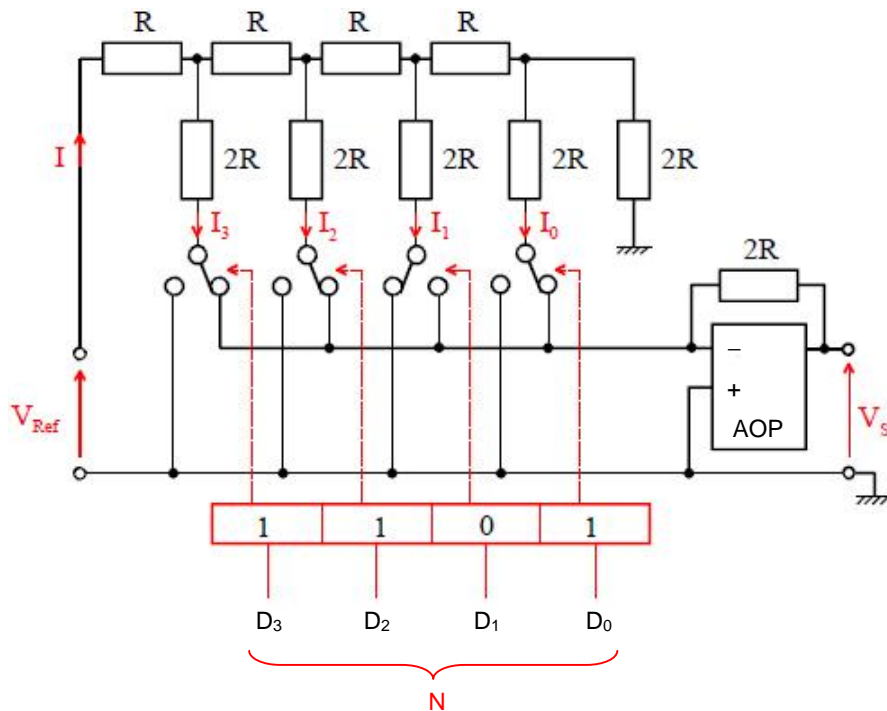
$$V_s = - \frac{V_{Ref}}{2} \left(\frac{D_3}{R} + \frac{D_2}{2R} + \frac{D_1}{4R} + \frac{D_0}{8R} \right)$$

$$V_s = - \frac{V_{Ref}}{2} \left(D_3 + \frac{D_2}{2} + \frac{D_1}{4} + \frac{D_0}{8} \right) = - \left(D_3 \frac{V_{Ref}}{2} + D_2 \frac{V_{Ref}}{4} + D_1 \frac{V_{Ref}}{8} + D_0 \frac{V_{Ref}}{16} \right)$$

Généralisation : pour un CNA de n entrées : $V_s = - \frac{V_{Ref}}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} D_i \times 2^i$

CNA à réseau R>2R

Ce type de convertisseur prend en compte les défauts du précédent. Il utilise une structure en échelle R – 2R. La tension de référence se distribue sur le réseau R – 2R.



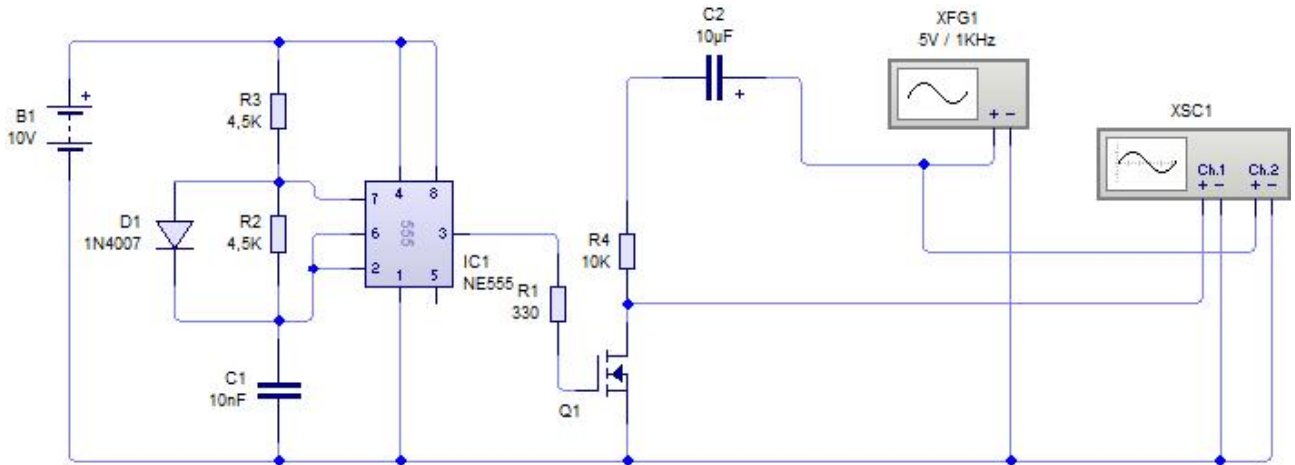
Chaque bit du mot binaire à convertir commute un courant soit à la masse ($D_i = 0$) soit vers l'AOP câblé en sommateur ($D_i = 1$). On trouve donc :

$$V_s = - 2 R (D_3 I_3 + D_2 I_2 + D_1 I_1 + D_0 I_0)$$

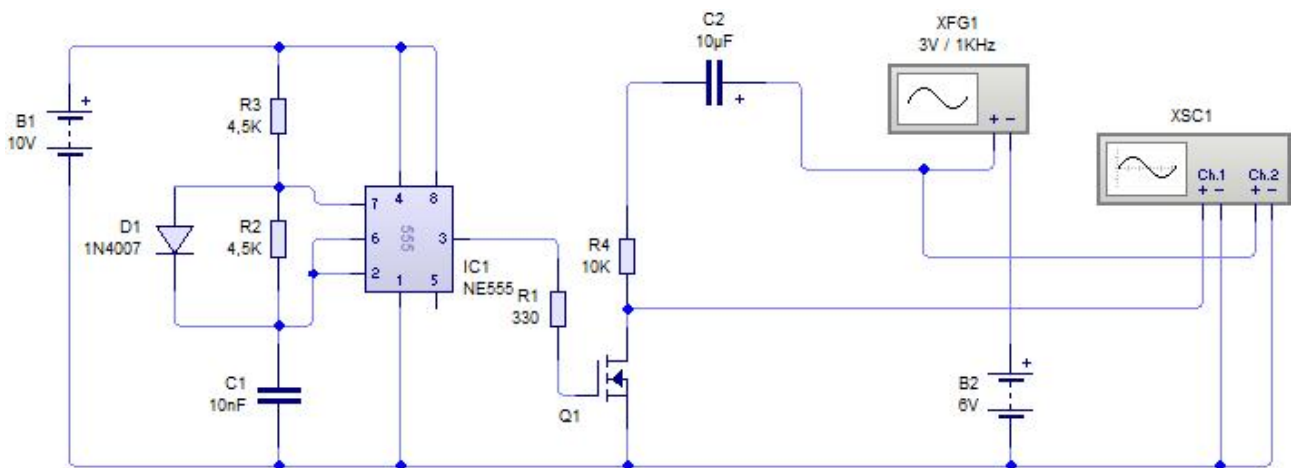
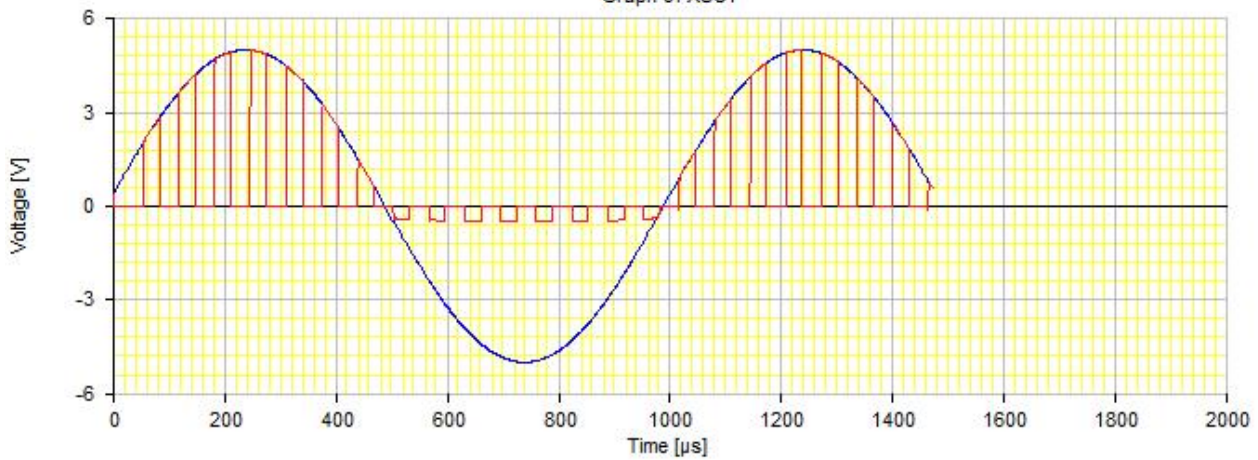
$$V_s = - \left(D_3 \frac{V_{Ref}}{2} + D_2 \frac{V_{Ref}}{4} + D_1 \frac{V_{Ref}}{8} + D_0 \frac{V_{Ref}}{16} \right)$$

Généralisation : pour un CNA de n entrées : $V_s = - \frac{V_{Ref}}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} D_i \times 2^i$

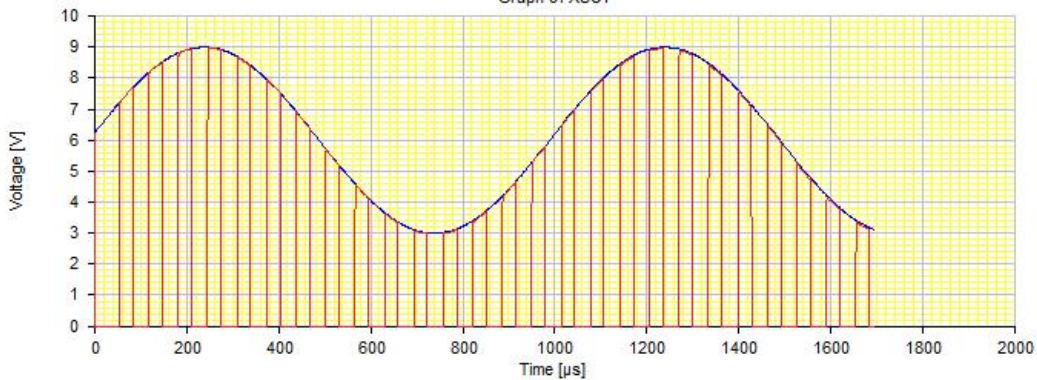
Exemples de simulation : Echantillonneur unipolaire

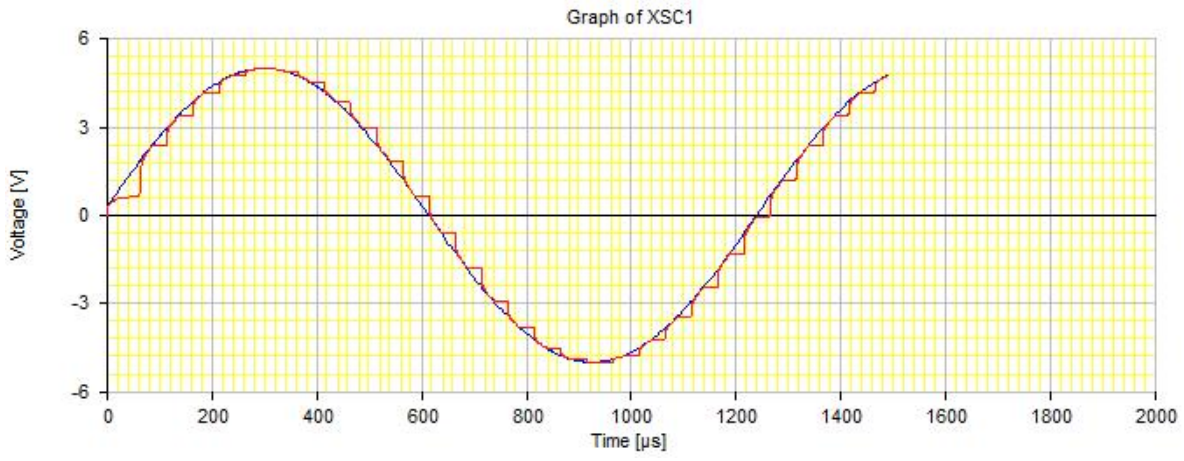
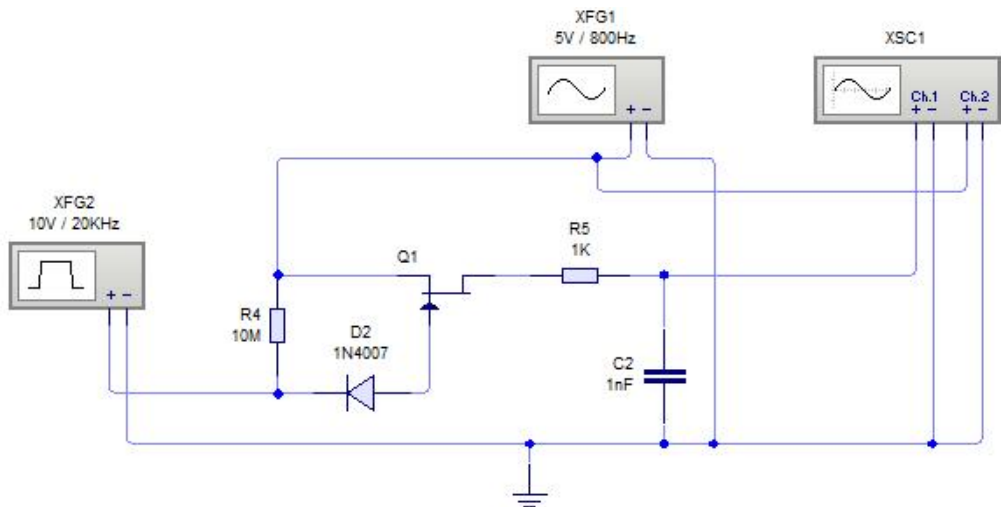
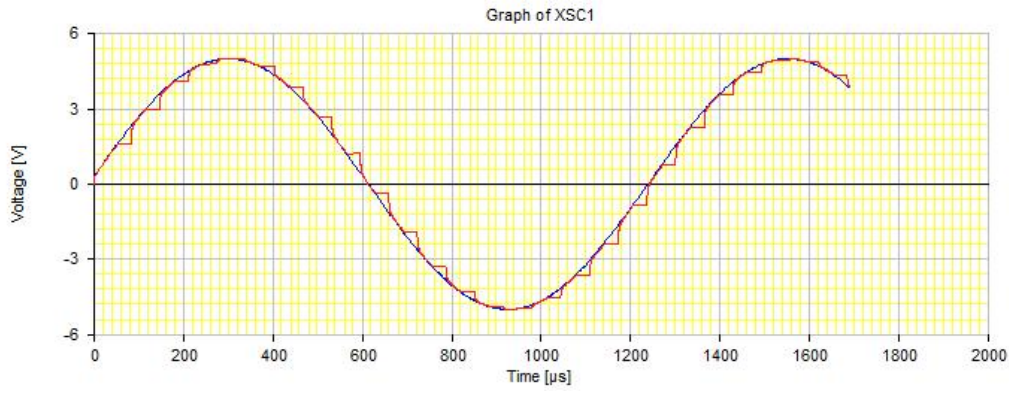
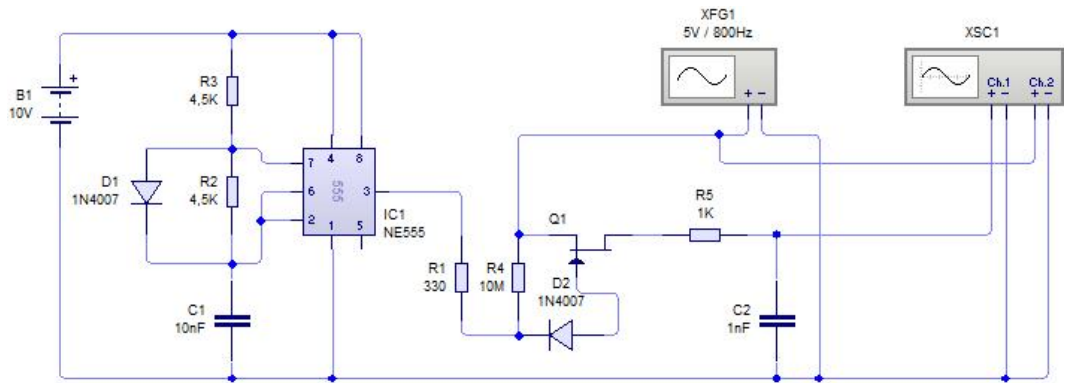


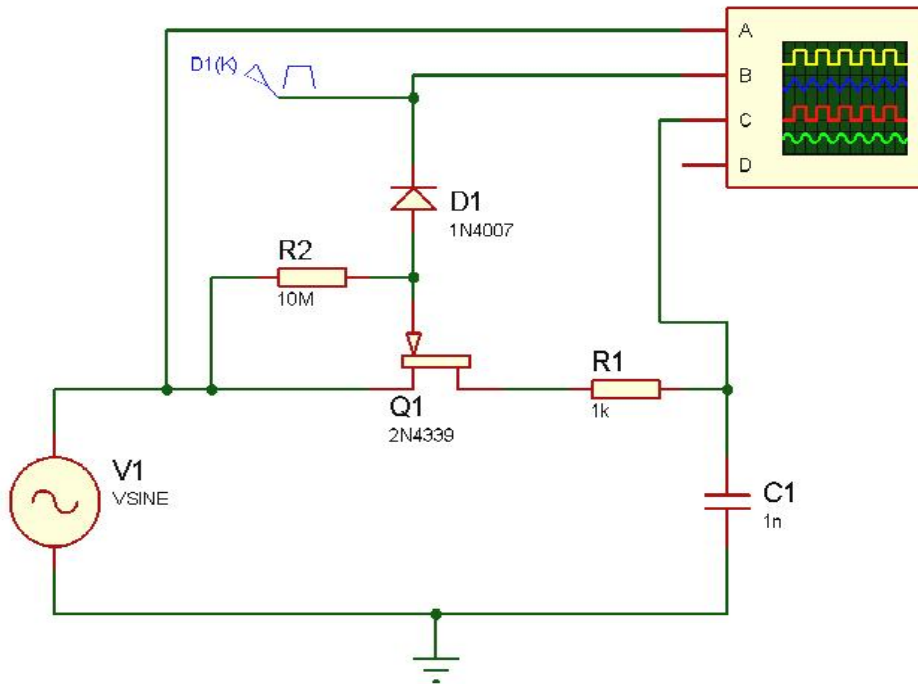
Graph of XSC1



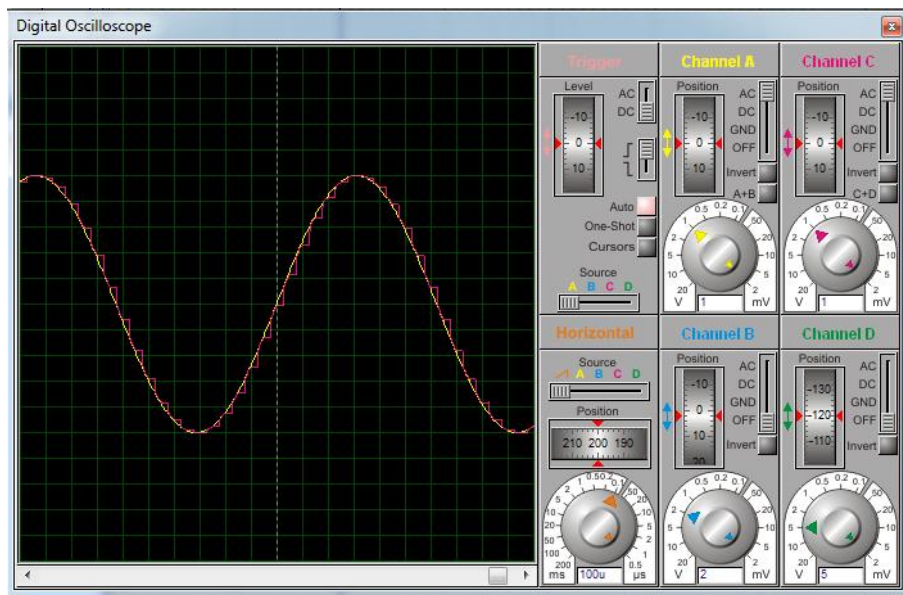
Graph of XSC1







Pour $V_{in} = 5V / 800Hz$ et $CLK = 20kHz$, on obtient :



Etude des filtres actifs

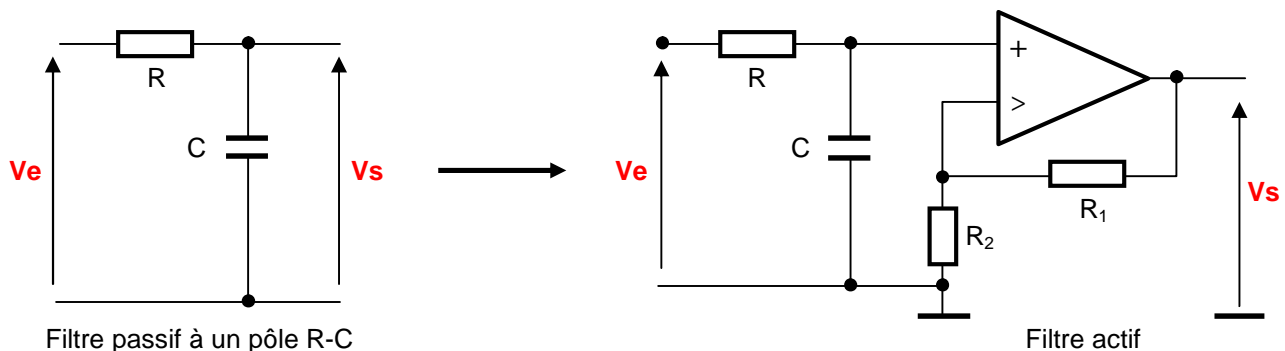
En général, les filtres étudiés sont composés d'éléments passifs. Cela signifie qu'ils sont réalisés au moyen de condensateurs, de bobines et de résistances. Lorsqu'ils sont insérés dans un circuit, ils provoquent souvent une atténuation non désirée du signal. En plus, lors de l'utilisation de filtres passifs, pour des fréquences basses, la valeur des inductances est grande et leurs dimensions sont importantes. Cela pose de problèmes particuliers pour l'intégration.

L'utilisation des amplificateurs opérationnels (AOP) a permis de mettre au point une nouvelle catégorie de filtres. Ces filtres sont appelés filtres actifs, car les cellules de filtrage (cellules RC) sont montées conjointement à un étage amplificateur. En effet, les filtres actifs ont des caractéristiques identiques aux filtres passifs mais présentent un plus faible encombrement.

Il existe plusieurs types de filtres actifs, possédant chacun des caractéristiques spécifiques. Nous nous pencherons plus particulièrement sur les filtres les plus répandus.

I- Transformation d'un filtre passif en filtre actif

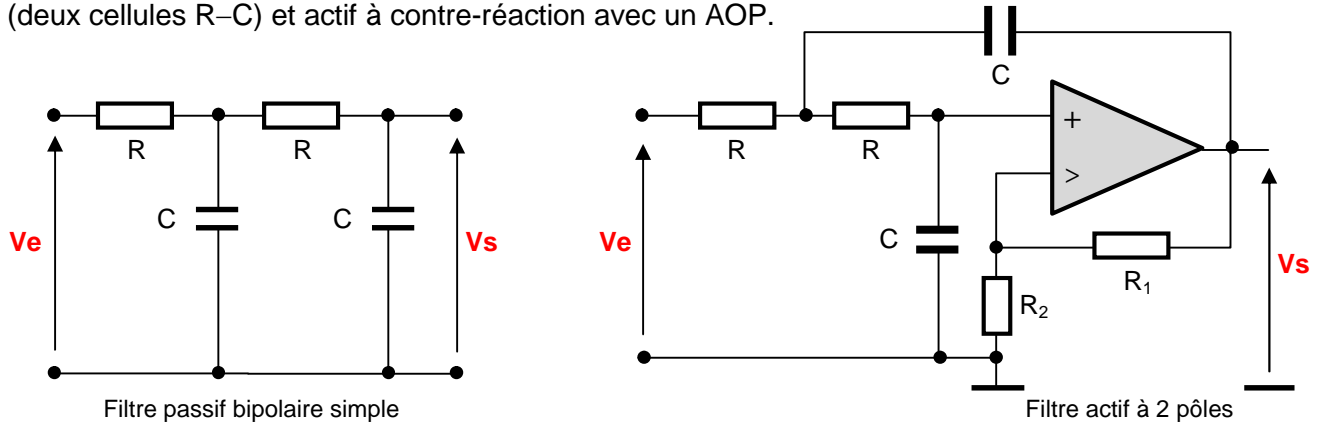
Lors de la réalisation d'un filtre passif, les caractéristiques sont définies par les valeurs des éléments et l'application des formules. Ce principe peut également être utilisé avec un AOP. Par conséquent, l'AOP ne fait que compenser les pertes et surtout adapter les impédances d'entrée et de sortie du filtre. Dans ce cas, l'AOP se comporte de façon linéaire en fréquence, mais avec un gain non unitaire. La figure suivante montre un exemple de filtre passe-bas passif à un pôle simple (R-C) et actif monté avec un AOP.



Dans un montage amplificateur, l'amplification en tension est déterminée par la contre-réaction. Pour le circuit précédent, la contre-réaction est composée des résistances R_1 et R_2 . Le gain en tension de l'étage est défini par la relation : $A_V = 1 + R_1 / R_2$. Il s'agit d'un filtre du premier ordre et la fréquence de coupure f_c est définie par la même formule : $f_c = 1 / (2 f R C)$.

Dans un filtre actif, nous utiliserons parfois l'AOP en modifiant le gain en tension A_V en fonction de la fréquence (la contre-réaction sera active et réalisée avec un condensateur). Dans ce cas, le gain A_V variera en fonction de la fréquence et ne sera plus fixe comme dans l'exemple précédent.

La figure suivante montre un deuxième exemple de filtre passe-bas passif bipolaire simple (deux cellules R-C) et actif à contre-réaction avec un AOP.



Remarque : Les filtres que nous venons de voir sont des passe-bas, mais il est clair que leur transformation en filtre passe-haut se fait avec la même simplicité que pour les filtres passe-bas.

II- Exemples de filtres du premier ordre

Il existe un nombre considérable de filtres actifs différents, classés selon la forme de leur fonction de transfert : filtres de Bessel, de Tchebychev, de Butterworth,...etc. (des ouvrages entiers à leur étude). Nous examinerons ici uniquement quelques exemples simples.

Filtre actif passe-bas du 1^{er} ordre

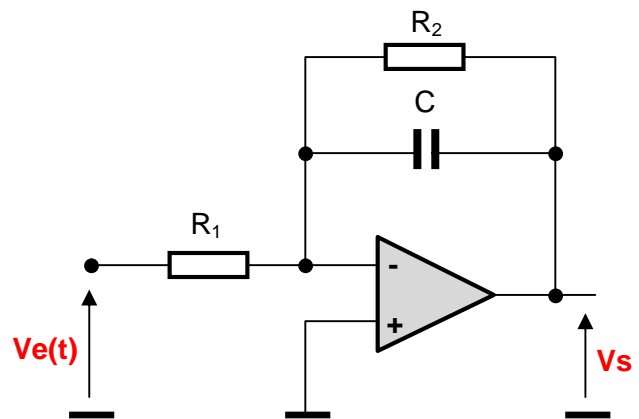
Soit Z_C l'impédance complexe du condensateur et Z l'impédance globale :

$$Z = R_2 // Z_C = \frac{R_2}{R_2 + (1/jCw)} = \frac{R_2}{1 + jR_2 C w}$$

La fonction de transfert du filtre est donc :

$$H(jw) = -\frac{Z}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1 + jR_1 R_2 C w}$$

$$H(jw) = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + jR_2 C w} = A_0 \frac{1}{1 + j \frac{w}{w_0}} \quad \text{avec : } A_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \text{et} \quad w_0 = \frac{1}{R_2 C}$$



La fréquence de coupure est : $f_c = \frac{1}{2 R_2 C}$

Remarque : Nous obtenons la fonction de transfert caractéristique d'un filtre passe-bas du 1^{er} ordre, elle-même multipliée par un gain fixé par les valeurs R_2 et R_1 .

Filtre actif passe-haut du 1^{er} ordre

Le montage de la figure suivante est l'association d'une cellule passive de type passe-haut R-C et d'un AOP monté en amplificateur inverseur.

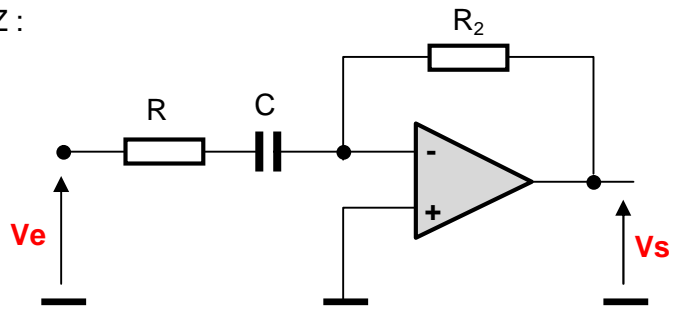
Considérons tout d'abord l'impédance globale Z :

$$Z = R + Z_C = R + \frac{1}{jC\omega} = \frac{1 + jRC\omega}{jC\omega}$$

La fonction de transfert est :

$$H(j\omega) = -\frac{R_2}{Z} = -\frac{jR_2C\omega}{1 + jRC\omega}$$

$$H(j\omega) = -\frac{j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad \text{et} \quad \omega_1 = \frac{1}{R_2C}$$



Un autre montage, montage de la figure suivante, est encore l'association d'une cellule passive de type passe-haut C-R et d'un AOP monté en suiveur.

Pour obtenir la fonction de transfert de ce filtre, on applique la formule du pont diviseur de tension en considérant l'impédance complexe Z_C , ainsi que les tensions complexes V_e et V_s :

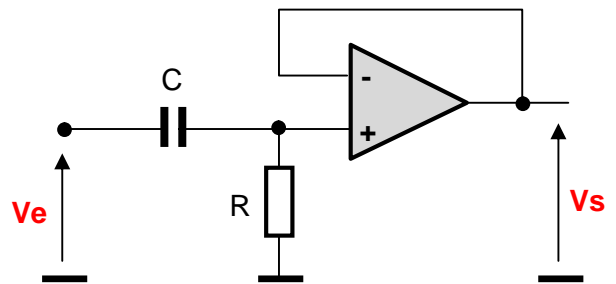
Soit Z_C l'impédance complexe du condensateur :

$$Z_C = \frac{1}{jC\omega}$$

$$V_s = V_e \frac{R}{R + \frac{1}{jC\omega}} = V_e \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

La fonction de transfert du filtre est donc :

$$\frac{V_s}{V_e} = A(j\omega) = \frac{j\frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$



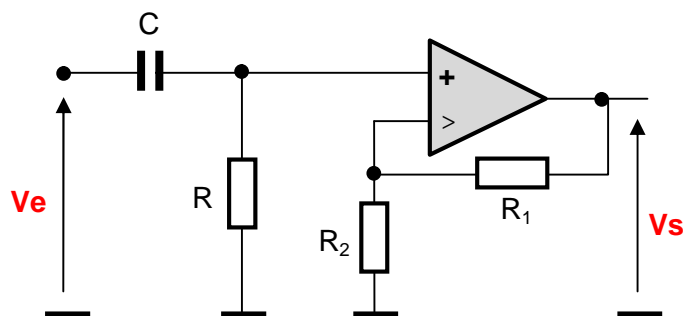
La fréquence de coupure est : $f_0 = \frac{1}{2RC}$

Remarque : La fonction de transfert a la même forme classique d'un filtre passe-haut du 1^{er} ordre, et la fréquence de coupure est déterminée par les valeurs des éléments passifs R et C.

Ce montage possède un gain maximal de 1 (montage suiveur), pour rajouter un gain strictement positif à ce filtre il faut rajouter deux résistances au niveau de la boucle de contre-réaction. Le montage suivant montre un filtre actif à base d'amplificateur non-inverseur.

On trouve :

$$H(j\omega) = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega}$$

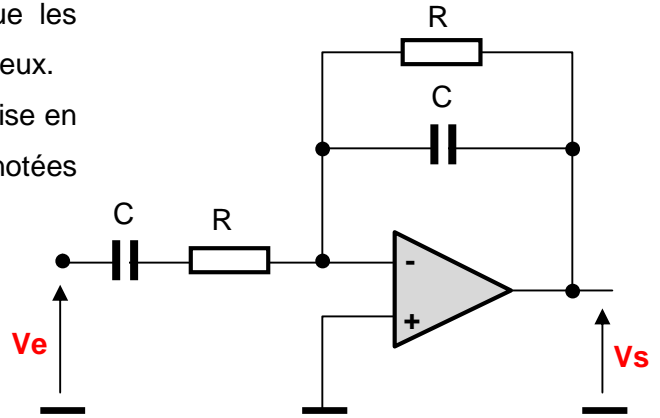


Filtre passe-bande

Afin de simplifier l'étude, nous considérons que les résistances et les capacités sont égales deux à deux. Considérons les impédances résultantes de la mise en série et en parallèle des éléments R et C, notées respectivement Z_1 et Z_2 :

$$Z_1 = R + Z_C = \frac{1 + jRC\omega}{jC\omega}$$

$$Z_2 = R // Z_C = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$



La fonction de transfert du filtre est donc : $H(j\omega) = -\frac{Z_2}{Z_1} = -\frac{jRC\omega}{(1 + jRC\omega)^2}$

$$H(j\omega) = -\frac{1}{2 + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)} \quad \text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Filtre actif passe-tout du 1^{er} ordre : déphaseur

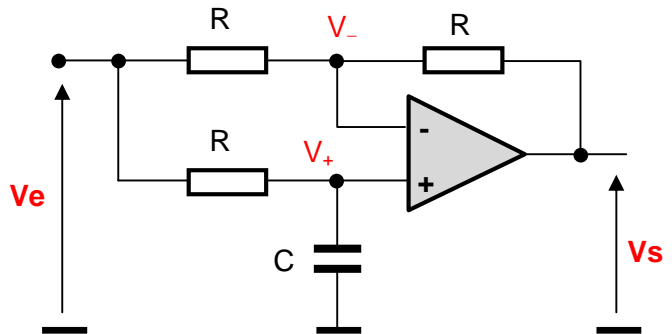
Dans le montage de la figure suivante, on reconnaît une cellule R-C à l'entrée non inverseuse et un pont diviseur à l'entrée inverseuse :

$$V_- = \frac{V_e + V_s}{2}$$

$$V_+ = \frac{1}{1 + jRC\omega} V_e$$

$$V_+ = V_- \Leftrightarrow \frac{V_e + V_s}{2} = \frac{V_e}{1 + jRC\omega}$$

$$\Leftrightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{1 - jRC\omega}{1 + jRC\omega} = G(j\omega) \Rightarrow |G| = 1 \Leftrightarrow G_{dB} = 0$$



Remarque : Le gain du montage étant nul quelque soit la fréquence. Ce circuit a pour seule fonction de déphaser le signal de sortie vis-à-vis de l'entrée.

II- Exemples de filtres du deuxième ordre

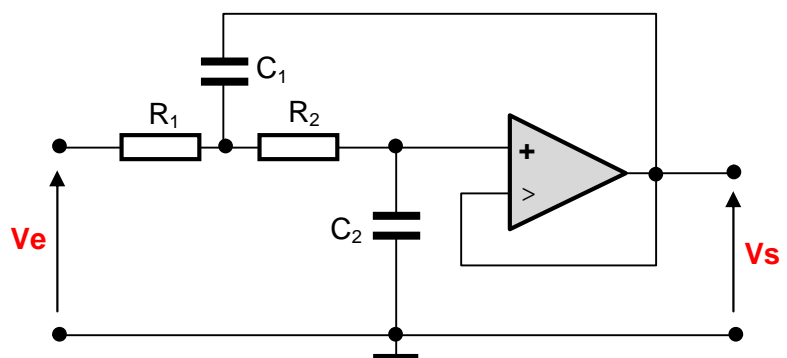
Filtre actif passe-bas du 2^{ème} ordre : Cellule de Sallen et Key

Soit les admittances des éléments :

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \quad Y_2 = jC_1\omega$$

$$Y_3 = \frac{1}{R_2} \quad Y_4 = jC_2\omega$$

La structure est caractérisée par :



$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3(Y_4 - Y_2)}$$

A savoir, nous cherchons à obtenir une fonction de transfert normalisée H de la forme passe-

bas du second ordre :
$$H(j\omega) = \frac{A}{1 + 2j m \frac{\omega}{\omega_c} + (j \frac{\omega}{\omega_c})^2}$$
 (m : le facteur d'amortissement)

En remplaçant chaque admittance par son expression dans l'équation générale, on obtient :

$$H(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{R_1 R_2} \left(\frac{1}{R_1} + jC_1 \omega \right) \left(\frac{1}{R_2} + jC_2 \omega \right) + \frac{1}{R_2} (jC_2 \omega - jC_1 \omega)}$$

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + C_2 (R_1 + R_2) j\omega + R_1 R_2 C_1 C_2 (j\omega)^2}$$

L'identification par rapport à la forme normalisée permet d'identifier :

$$A = 1$$

$$\frac{1}{\omega_c} = \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \Rightarrow \omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$\frac{2m}{\omega_c} = C_2 (R_1 + R_2) \Rightarrow m = \frac{C_2 (R_1 + R_2)}{2 \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Pour remédier au gain unitaire de ce montage, il est possible d'ajouter un pont diviseur dans la boucle de contre-réaction négative. On parle alors de cellule de Sallen et Key à gain variable.

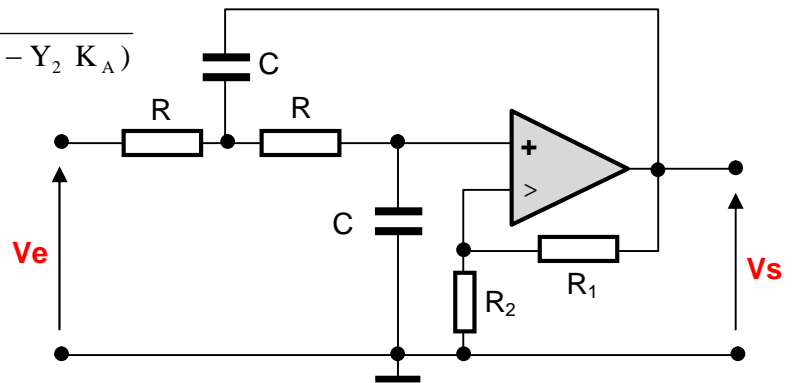
$$\frac{V_s}{V_e} = K_A \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3(Y_4 - Y_2 K_A)}$$

Avec :

$$K_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

De la même manière, on obtient :

$$H(j\omega) = K_A \frac{1}{1 + (3 - K_A) jRC\omega + (jRC\omega)^2}$$



L'identification par rapport à la forme normalisée précédente permet d'identifier :

$$A = K_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$2m = \frac{1}{Q} = 3 - \frac{R_1}{R_2} \Rightarrow m = 1 - \frac{R_1}{2R_2}$$

Filter actif passe-haut du 2^{ème} ordre : Cellule de Sallen et Key

En permutant les deux résistances et les deux condensateurs du montage précédent on obtient un filtre passe-haut (à 2 pôles non identiques).

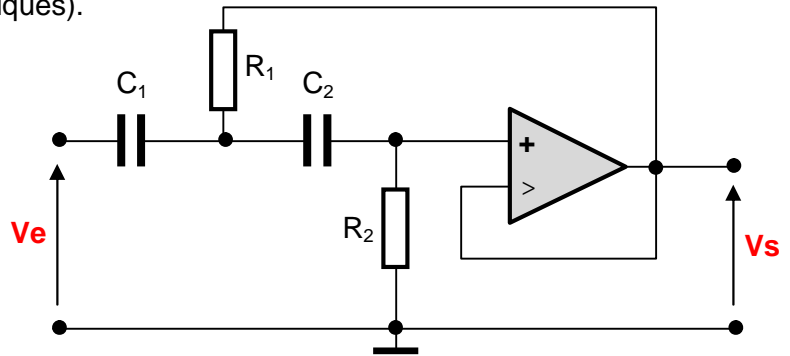
Soit les admittances des éléments :

$$Y_1 = jC_1 \omega \quad Y_2 = \frac{1}{R_1}$$

$$Y_3 = jC_2 \omega \quad Y_4 = \frac{1}{R_2}$$

La structure est caractérisée par

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1 + Y_2)(Y_3 + Y_4) + Y_3(Y_4 - Y_2)}$$



De la même manière qu'avant, nous cherchons à obtenir une fonction de transfert normalisée H de

la forme passe-haut du second ordre :
$$H(j\omega) = A \frac{(j \frac{\omega}{\omega_c})^2}{1 + 2j m \frac{\omega}{\omega_c} + (j \frac{\omega}{\omega_c})^2}$$

En remplaçant chaque admittance par son expression dans l'équation générale, on obtient :

$$H(j\omega) = \frac{C_1 C_2 (j\omega)^2}{(jC_1 \omega + \frac{1}{R_1})(jC_2 \omega + \frac{1}{R_2}) + jC_2 \omega (\frac{1}{R_2} + j\frac{1}{R_1})}$$

$$H(j\omega) = \frac{C_1 C_2 R_1 R_2 (j\omega)^2}{1 + R_1 (C_1 + C_2) j\omega + R_1 R_2 C_1 C_2 (j\omega)^2}$$

L'identification des paramètres par rapport à la forme normalisée permet d'identifier :

$$A = 1$$

$$\frac{1}{\omega_c} = \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \Rightarrow \omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

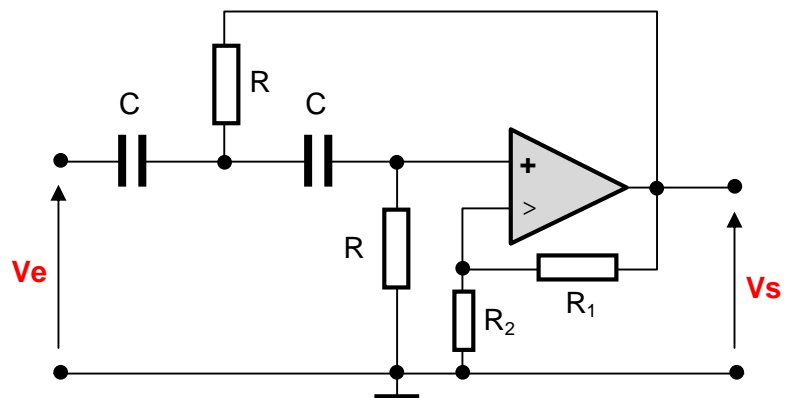
$$\frac{2m}{\omega_c} = R_1 (C_1 + C_2) \Rightarrow m = \frac{R_1 (C_1 + C_2)}{2 \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

De la même manière qu'avant, il est possible d'ajouter un pont diviseur dans la boucle de contre-réaction négative (gain variable).

$$A = K_A = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

$$\omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$m = 1 - \frac{R_1}{2R_2}$$

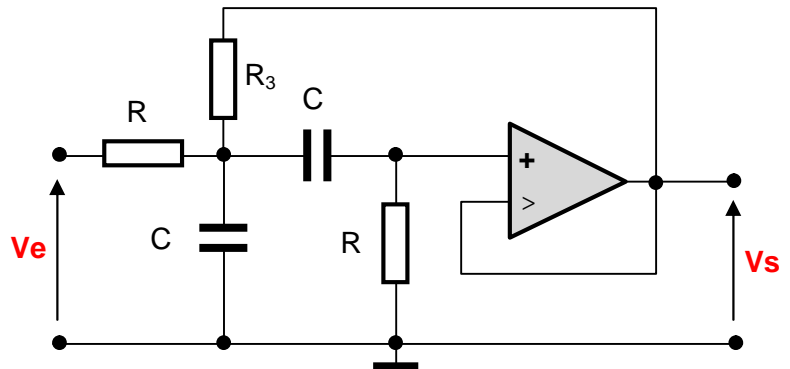


Filter actif passe-bande du 2^{ème} ordre : Cellule de Sallen et Key

En permutant un condensateur et une résistance du montage précédent on obtient un filtre passe-bande (assemblage d'une cellule passe-bas suivie d'une cellule passe-haut).

En fait, l'ordre des cellules n'est pas important.

Ce qui permet de différencier les filtres passe-bande, c'est leur facteur de qualité, qui correspond à la sélectivité du filtre.



De la même manière qu'avant, nous cherchons à obtenir une fonction de transfert normalisée H

de la forme passe-bande du second ordre telle que :
$$H(j\omega) = A \frac{2 j m \frac{\omega}{\omega_c}}{1 + 2 j m \frac{\omega}{\omega_c} + (j \frac{\omega}{\omega_c})^2}$$

En utilisant le théorème de Millman et en remplaçant les termes, on obtient après simplification :

$$H(j\omega) = \frac{1}{3} \frac{\frac{3 R_3}{R + R_3} R C j \omega}{1 + 3 \frac{R_3}{R + R_3} R C j \omega + \frac{R_3}{R + R_3} (R C)^2 (j \omega)^2}$$

L'identification des paramètres par rapport à la forme normalisée permet d'identifier :

$$A = \frac{1}{3} \quad ; \quad \frac{1}{\omega_c} = \frac{R_3}{R + R_3} (R C)^2 \Rightarrow \omega_c = \sqrt{\left(1 + \frac{R}{R_3}\right) \frac{1}{R C}}$$

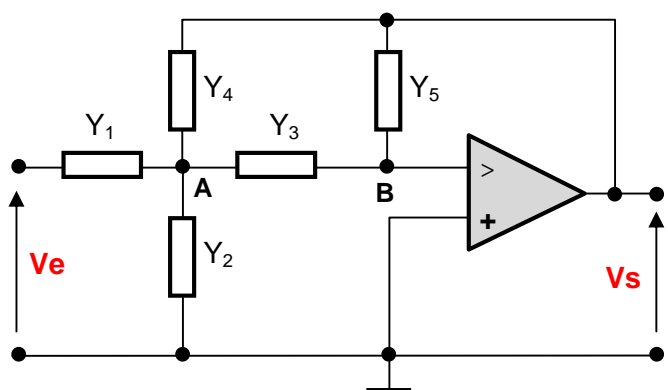
$$\frac{2 m}{\omega_c} = 3 \frac{R_3}{R + R_3} R C \Rightarrow m = \frac{3}{2} \sqrt{\frac{R_3}{R + R_3}}$$

Pour changer le gain de ce montage, il est possible d'ajouter un pont diviseur dans la boucle de contre-réaction négative (comme précédemment).

Structure de Rauch

La structure de Rauch est utilisée pour réaliser des filtres actifs de 2^{ème} ordre. Elle utilise une contre-réaction négative.

Dans le cas général, les éléments du montage sont représentés par leurs admittances complexes pour permettre une mise en forme plus facile.



Au nœud A : $I_{Y1} = I_{Y2} + I_{Y3} + I_{Y4}$

d'où : $Y_1 (V_e - V_A) = Y_2 V_A + Y_3 V_A + Y_4 (V_A - V_S)$

Au nœud B : $I_{Y3} = I_{Y5}$

d'où : $V_A = - \frac{Y_5}{Y_3} V_S$

On remplaçant V_A dans l'expression du nœud A, on obtient :

$$Y_1 (V_e + \frac{Y_5}{Y_3} V_S) = - Y_2 \frac{Y_5}{Y_3} V_S - Y_3 \frac{Y_5}{Y_3} V_S - Y_4 (\frac{Y_5}{Y_3} V_S + V_S)$$

$$Y_1 (V_e + \frac{Y_5}{Y_3} V_S) = - \frac{Y_5}{Y_3} V_S (Y_2 + Y_3) - \frac{Y_4}{Y_3} V_S (Y_3 + Y_5)$$

Alors : $\frac{V_S}{V_e} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$

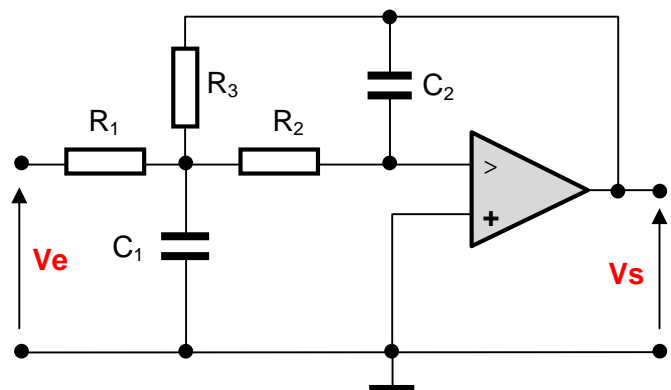
Filtre actif passe-bas du 2^{ème} ordre : structure de Rauch

$$\frac{V_S}{V_e} = - \frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)}$$

Pour le cas particulier $R_1 = R_2 = R_3 = R$:

$$H(j w) = - \frac{1}{1 + 3 j R C_2 w + (j \sqrt{C_1 C_2} w R)^2}$$

$$w_c = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$



Introduction aux principes de réalisation de circuits imprimés PCB

De nos jours, l'électronique est présente dans la moindre de nos activités quotidienne : les automobiles, les téléphones portables, les ordinateurs,...etc. Toutes ces applications nécessitent la réalisation de cartes électroniques pour la connexion des différents composants.

Une carte électronique est un ensemble de composants tel que des résistances, condensateurs et circuits intégrés assemblés sur une plaque, de manière à former un circuit destiné à un usage précis. Toutes les cartes électroniques sont réalisées à partir de circuits imprimés, en abrégé PCB (de l'anglais : Printed Circuit Board).

Un circuit imprimé ou PCB est un support, en général une plaque, permettant de maintenir et de relier électriquement un ensemble de composants électroniques entre eux. On le désigne aussi par le terme de carte électronique.

I- Généralités

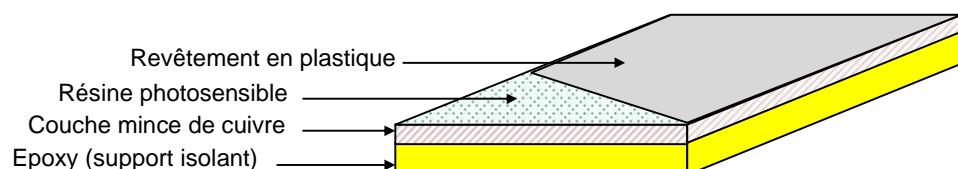
Un circuit imprimé est constitué d'un assemblage d'une ou deux fines couches de cuivre (simple face ou double faces) séparées par un matériau isolant. Le matériau isolant d'un PCB est généralement constituée de fibres de verre noyées dans de l'époxy. L'époxy est une résine thermodurcissable, rigide et isolante.

Les couches de cuivre sont gravées à la surface du PCB par un procédé chimique pour obtenir un ensemble de pistes, terminées par des pastilles. Ces pistes conductrices servent aux interconnexions entre les composants électroniques soudés sur les pastilles.

On parle de circuits "simple face" lorsque les pistes de cuivre ne se trouvent que sur une seule face de la carte, et de circuits "double faces" lorsque les pistes conductrices de cuivre se trouvent sur les deux surfaces de la carte. En effet, les circuits simple et double faces peuvent être fabriqués sans recourir à un appareillage sophistiqué. Par contre, la fabrication des cartes complexes multicouches (comme les cartes des ordinateurs) n'est possible qu'au niveau industriel.

II- Fabrication des PCB

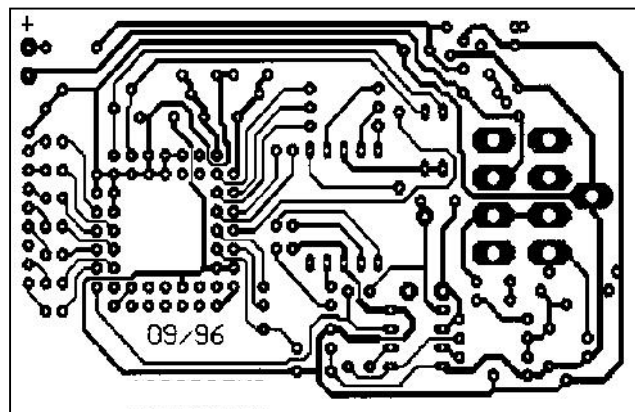
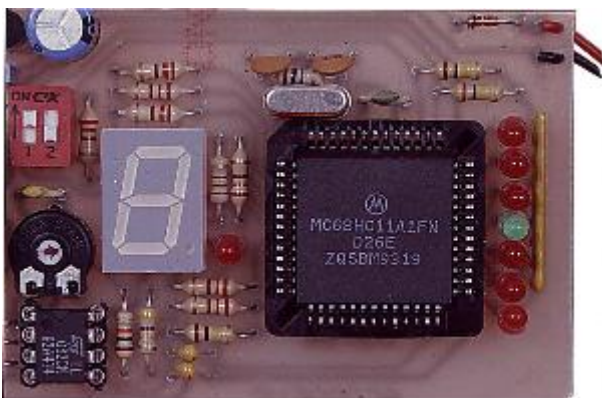
Les électroniciens amateurs et professionnels réalisent les prototypes de circuits simples à partir de plaques de circuits imprimés pré-sensibilisées. Toute la surface de la plaque isolante est recouverte de cuivre (25 à 75 μm d'épaisseur) puis d'une résine photosensible aux rayons ultraviolets (UV). Un film plastique noir (revêtement) protège la carte de la lumière.



Pour réaliser un circuit imprimé, on utilise un typon (masque, cliché ou négatif) qui est le dessin du circuit imprimé (pistes et pastilles) effectué sur un papier transparent. Les pistes et les pastilles sont dessinées ou imprimées avec une encre opaque noire. Le noir protégera la résine photosensible contre les rayons UV, lors de l'étape d'insolation. Le typon doit être appliqué sur la surface pré-sensibilisée avant de soumettre le circuit à un rayonnement UV intense.

La réalisation des PCB passe toujours par les étapes suivantes :

- Etape dessin : sert à établir le typon du circuit d'implantation des composants, que se soit manuellement ou bien en utilisant un logiciel de CAO (Conception Assistée par Ordinateur).
- Etape d'insolation : sert à transférer le dessin sur la plaque. Les tracés à l'encre opaque sur le typon empêchent les rayons UV d'atteindre la résine photosensible, là où le cuivre devra être conservé. Le temps d'insolation est en général compris entre 2 minutes et 3 minutes.
- Etape de révélation (développement) : un liquide révélateur va dissoudre la résine photosensible qui a été soumise aux UV sans altérer la résine qui est restée masquée sous le tracé à l'encre opaque du typon. La plaque est plongée dans le révélateur durant 30 secondes à 90 secondes.
- Etape de gravure : après avoir rincé la plaque avec de l'eau, on la plonge dans une solution chimique (perchlorure de fer) qui va attaquer et dissoudre le cuivre qui n'est pas protégé par la résine. Le temps de gravure est en général compris entre 20 minutes et 1 heure.
- Etape de nettoyage : après un nouveau rinçage à l'eau, la plaque est nettoyée pour retirer la résine photosensible qui est restée sur les pistes et les pastilles en cuivre.
- Etape de perçage : les trous, qui serviront au passage des broches des composants pour la soudure, sont percés avec des mèches assez fines (0,6 mm à 1,2 mm).



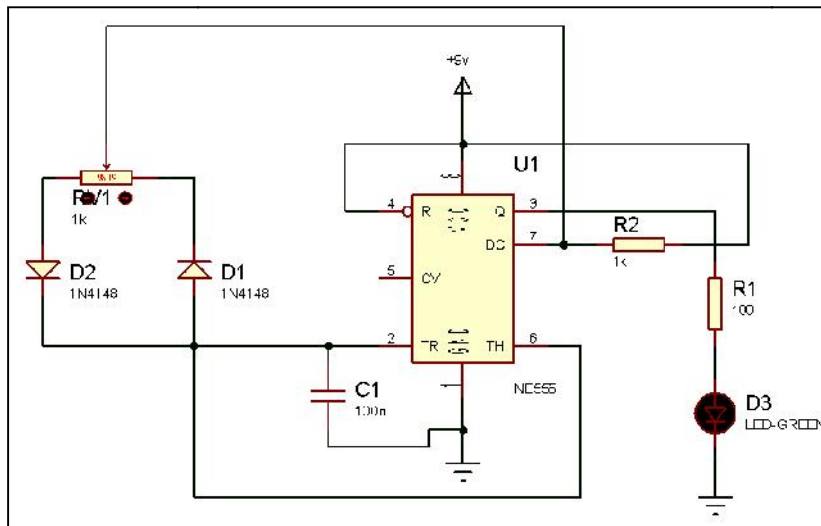
III- Tracer de circuits PCB par logiciels

Actuellement, il existe divers types de logiciels de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) dédiés au tracer de circuits imprimés PCB. A titre d'exemple, nous citons le "ExpressPCB", Eagle,...etc. qui sont des logiciels très simples. Ils sont dotés de nombreuses fonctions permettant de réaliser plus rapidement les implantations de circuits électroniques simples ou doubles faces.

Les différentes étapes de réalisation d'un circuit imprimé PCB doivent être abordées, jusqu'au tirage du typon. Les étapes suivantes sont valables quel que soit le logiciel utilisé (Proteus à titre d'exemple).

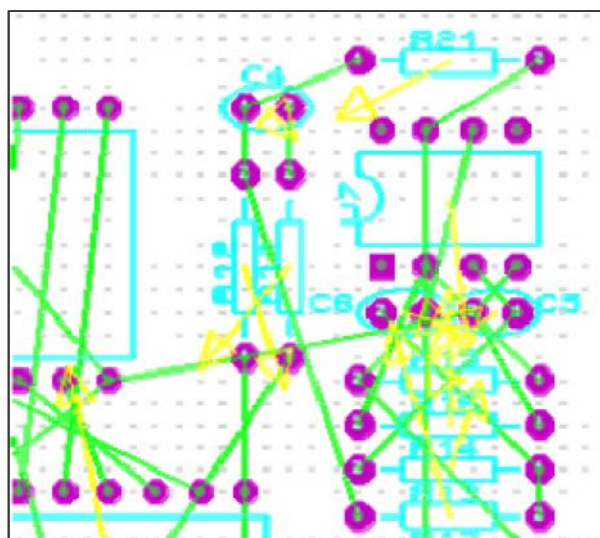
Schéma structurel

La première étape de la réalisation d'une carte électronique est la saisie du schéma structurel du circuit électronique. Les composants sont placés en utilisant les bibliothèques intégrées.



Netlist et préparation au routage

Une fois le schéma saisi, il faut générer la Netlist : liste des composants utilisés et leurs connexions. La Netlist générée est importée dans le logiciel de routage. Dès que les composants sont placés, on obtient ce qu'on appelle "chevelu", où les connexions sont matérialisées par des fils très fins reliant directement entre elles les "broches" des composants.



Exemple de chevelu

Pour router la carte électronique, il faut ordonner ce chevelu en traçant les pistes, mais quelques règles doivent être imposées.

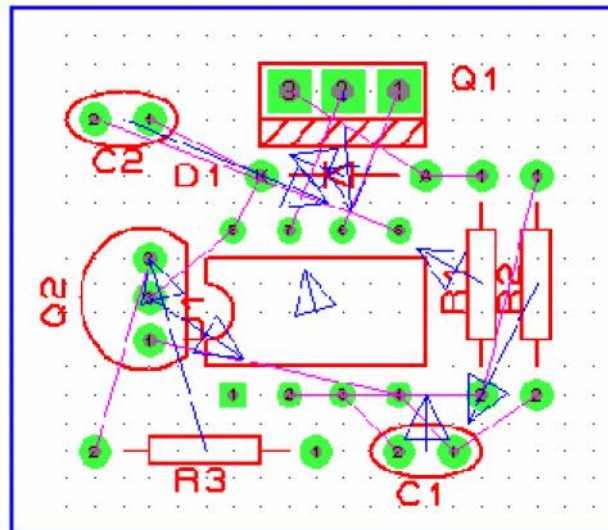
Remarque : L'écartement entre les "pattes" des composants électroniques est donné en "**pas**" (un dixième de pouce) ou en "**th**" (un millième de pouce).

$$1 \text{ pouce} = 2,54 \text{ cm} \quad ; \quad 1 \text{ pas} = 2,54 \text{ mm} \quad ; \quad 1 \text{ th} = 25,4 \mu\text{m}$$

Routage

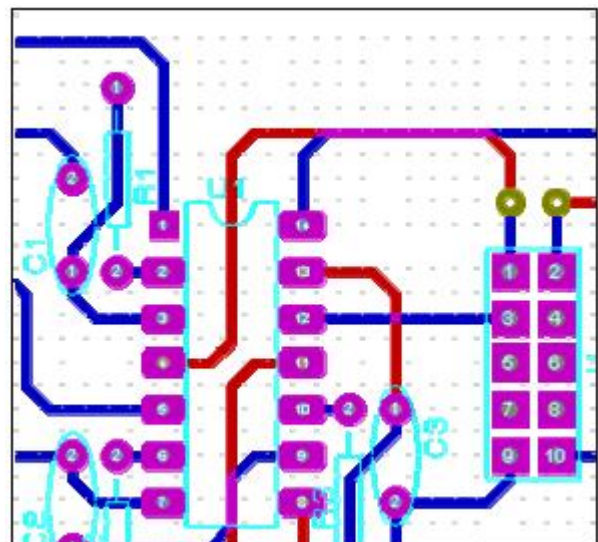
Les étapes pour router une carte électroniques sont les suivantes :

- Tracé du bord de la carte : tracez le bord de la carte à réaliser (une grille de travail de 1 mm est utilisée dans la plupart des cas).
- Placement des composants : le placement des composants est primordial, c'est lui qui va influencer directement sur la difficulté de routage de la carte. La grille de pose est de 50th pour les composants traditionnels et les composants CMS (Composants Montés en Surface) peuvent être posés avec une grille plus fine. En effet, il faut toujours placer en premier les composants qui ont des contraintes mécaniques (emplacement particulier, tel que alimentation,...etc.) puis le placement des autres composants, en les regroupant par étage.



- Tracé des pistes : Le tracé des pistes s'effectue à la main, ou en utilisant la fonction autoroutage disponible sur la plus part des outils de CAO. La grille de tracer est de 25th et parfois 12th pour certains composants.

Remarque : durant le tracé, la largeur des pistes et la distance entre les pistes dépendent des courants circulant dans les pistes et des tensions présentes sur celles-ci.



A suivre