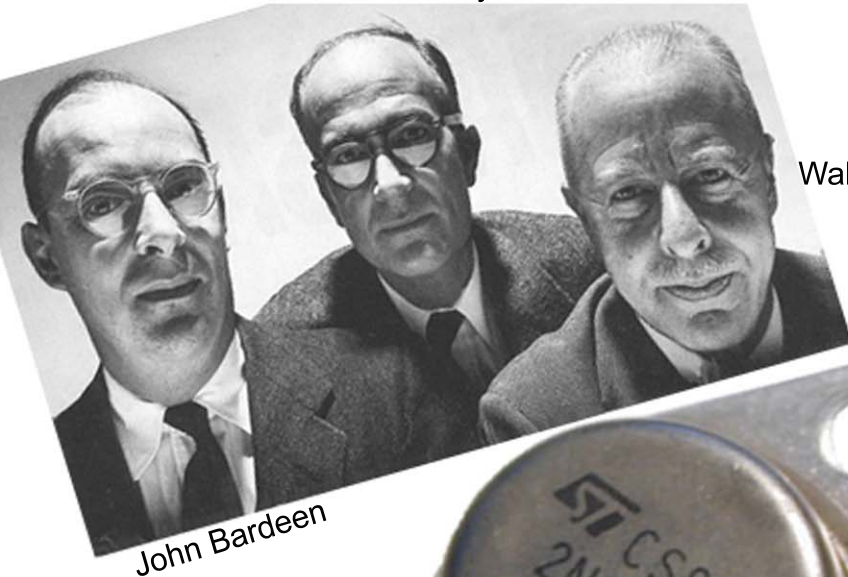


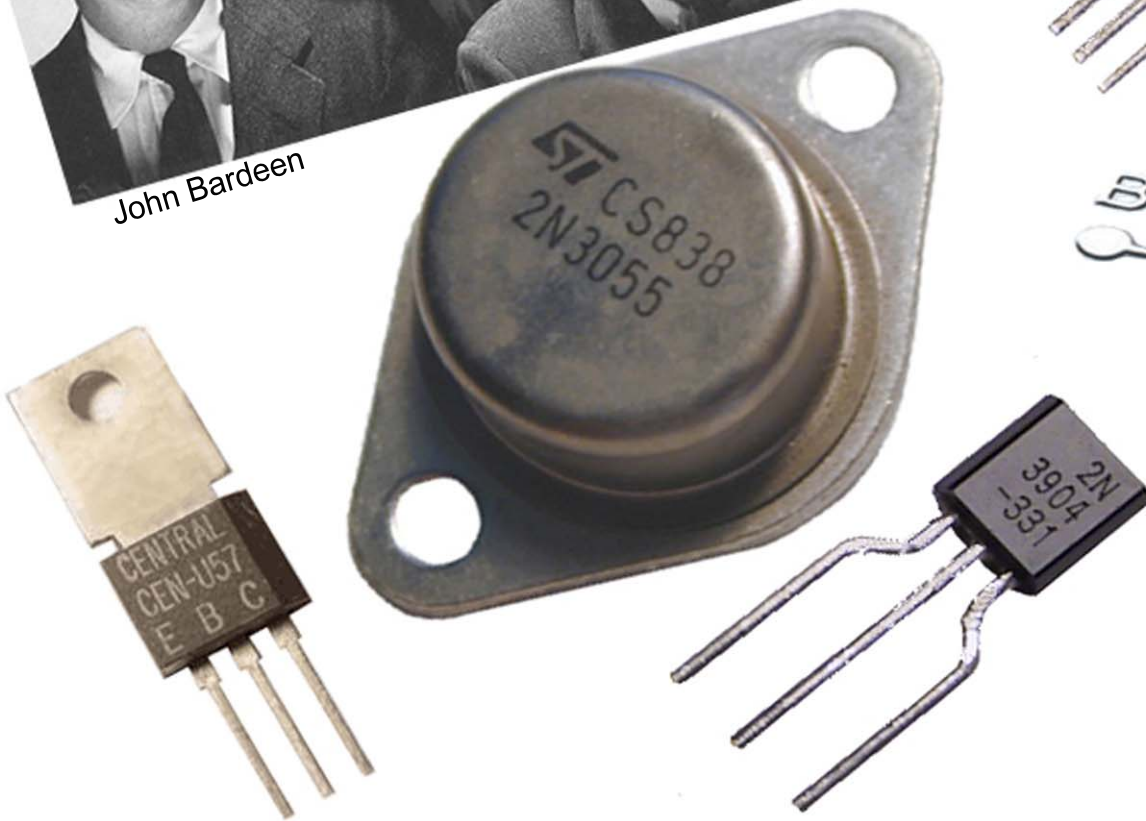
# transistors bipolaires

William Shockley



Walter Brattain

John Bardeen



## **Licence de Libre Diffusion des Documents -- LLDD version 1**

Ce document peut être librement lu, stocké, reproduit, diffusé, traduit et cité par tous moyens et sur tous supports aux conditions suivantes:

- tout lecteur ou utilisateur de ce document reconnaît avoir pris connaissance de ce qu'aucune garantie n'est donnée quant à son contenu, à tout point de vue, notamment véracité, précision et adéquation pour toute utilisation;
- il n'est procédé à aucune modification autre que cosmétique, changement de format de représentation, traduction, correction d'une erreur de syntaxe évidente, ou en accord avec les clauses ci-dessous;
- des commentaires ou additions peuvent être insérés à condition d'apparaître clairement comme tels; les traductions ou fragments doivent faire clairement référence à une copie originale complète, si possible à une copie facilement accessible.
- les traductions et les commentaires ou ajouts insérés doivent être datés et leur(s) auteur(s) doit(vent) être identifiable(s) (éventuellement au travers d'un alias);
- cette licence est préservée et s'applique à l'ensemble du document et des modifications et ajouts éventuels (sauf en cas de citation courte), quel qu'en soit le format de représentation;
- quel que soit le mode de stockage, reproduction ou diffusion, toute personne ayant accès à une version numérisée ce document doit pouvoir en faire une copie numérisée dans un format directement utilisable et si possible éditable, suivant les standards publics, et publiquement documentés, en usage.
- la transmission de ce document à un tiers se fait avec transmission de cette licence, sans modification, et en particulier sans addition de clause ou contrainte nouvelle, explicite ou implicite, liée ou non à cette transmission. En particulier, en cas d'inclusion dans une base de données ou une collection, le propriétaire ou l'exploitant de la base ou de la collection s'interdit tout droit de regard lié à ce stockage et concernant l'utilisation qui pourrait être faite du document après extraction de la base ou de la collection, seul ou en relation avec d'autres documents.

Toute incompatibilité des clauses ci-dessus avec des dispositions ou contraintes légales, contractuelles ou judiciaires implique une limitation correspondante du droit de lecture, utilisation ou redistribution verbatim ou modifiée du document.

<http://bat8.inria.fr/~lang/licence/>

## INTRODUCTION

Il existe une catégorie de composants (qu'ils soient électriques, mécaniques, etc ) très intéressante : c'est celle qui permet d'obtenir en sortie du dispositif une grandeur de même nature et proportionnelle au stimuli d'entrée. Les exemples foisonnent :

- le levier, qui permet d'avoir en sortie un effort plus important qu'en entrée, ou bien un déplacement plus important (ou plus faible) que celui appliqué à l'entrée ;
- l'engrenage, qui est la même chose que le levier pour les mouvements rotatifs : il permet de multiplier ou diviser la vitesse ou bien le couple d'entrée ;
- le transformateur, qui permet de multiplier ou diviser la tension d'entrée.

Dans chacun de ces cas, la variable de sortie est de même nature que la variable d'entrée, et il existe un coefficient de proportionnalité entre les deux, indépendant de l'entrée, donc intrinsèque au dispositif.

Il faut toutefois noter que dans tous les cas cités, il y a conservation de l'énergie : l'énergie à la sortie du composant est la même que celle à l'entrée.

Il existe d'autres dispositifs présentant les mêmes caractéristiques que ceux précédemment cités, et qui en plus, permettent de d'augmenter l'énergie : on trouve en sortie du dispositif une énergie supérieure à celle fournie à l'entrée. Bien entendu, il n'y a pas de génération spontanée d'énergie, il faudra donc au dispositif une entrée supplémentaire par laquelle une source sera susceptible de fournir de l'énergie.

Dans ce cas, il n'y a pas seulement transformation de la sortie proportionnellement à l'entrée, mais transfert d'énergie d'une source extérieure à la sortie du dispositif, ce transfert étant contrôlé par l'entrée.

Des exemples mécaniques bien connus sont respectivement les freins et la direction assistée.

Dans le premier cas, l'effort de freinage est proportionnel à l'effort exercé sur la pédale, mais une source d'énergie auxiliaire permet d'avoir à la pédale un effort beaucoup plus faible que ce qu'il faudrait sans l'assistance.

Dans le deuxième cas, on a la même chose : les roues tournent proportionnellement à l'angle de rotation du volant, mais la plus grosse partie de l'effort est prise en charge par un dispositif hydraulique.

Dans les deux cas, le dispositif permet d'amplifier l'effort exercé tout en le conservant proportionnel au stimuli d'entrée, ce qui facilite la commande.

Un tel dispositif est en fait un robinet de régulation d'énergie : il faut disposer d'un réservoir d'énergie, on pose le robinet dessus, et on peut disposer de l'énergie proportionnellement à une commande d'entrée.

En électronique, un tel composant est intéressant car il va permettre d'amplifier un signal, et de commander des actionneurs requérant de la puissance (haut parleurs, moteurs, etc ) avec des signaux de faible niveau issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression, etc.).

Le transistor à jonction va permettre de remplir (entre autres) cette fonction en électronique. Son domaine d'action est donc particulièrement vaste.

Avant l'invention du transistor en 1948 par les américains John **Bardeen**, Walter **Brattain** et William **Shockley** (prix nobel de physique 1956), cette fonction était remplie par des tubes à vide (triodes entre autres).

L'avènement du transistor n'a donc pas apporté la fonction miracle en elle même, mais une commodité d'utilisation, l'encombrement réduit (les tubes à vide ont besoin d'un système d'alimentation complexe avec des tension relativement élevée, et nécessitent une adaptation d'impédance en sortie (transformateur)), et plus tard, la fiabilité, le faible coût.

L'histoire du transistor a commencé au début du dix-neuvième siècle quand Jöns Berzelius (1779-1848), un chimiste suédois découvrit en 1817 le silicium (Si). C'est le second élément le plus répandu de la croûte terrestre après l'oxygène. La silice n'est rien d'autre que du sable ( $\text{SiO}_2$ ). Le germanium fut découvert en 1886 par le chimiste allemand Clemens Winkler (1838-1904). Ce sont les deux semi-conducteurs qui seront utilisés dans la fabrication des transistors.

En 1883, l'américain Thomas Edison (1847-1931) découvrit qu'à l'intérieur d'une ampoule en verre fermée hermétiquement dans laquelle on avait fait un vide poussé, on pouvait extraire des électrons d'un filament chauffé au rouge ( $2300^\circ\text{C}$  pour le tungstène). Il suffisait de communiquer aux électrons une énergie supérieure à celle qui a pour effet de les maintenir à proximité des noyaux atomiques et de les récupérer avec une plaque froide portée à un potentiel positif. Edison ne s'attarda pas sur cette découverte qui n'offrait pas à l'époque d'applications rentables.

En 1904, l'électricien anglais John Ambrose Fleming (1849-1945) eut l'idée de mettre à profit l'effet Edison pour la détection des oscillations radioélectriques. Dans une lampe semblable à celle d'Edison, des électrons étaient émis par un filament suffisamment chauffé, ils n'étaient récupérés par une plaque placée à distance du filament que si elle était à un potentiel positif. C'était donc une sorte de valve laissant passer le courant électrique dans un seul sens (effet redresseur). Cette valve a été finalement appelée diode et a remplacé le cohéreur de Branly (tube à limaille inventé en 1890) dans la détection des ondes hertziennes.

En 1907, l'inventeur américain Lee de Forest (1873-1961), mit au point la première triode en introduisant une grille entre le filament chauffé et la plaque d'une diode. La grille permettait de contrôler le déplacement d'électrons. Grâce à la grille, on pouvait doser les puissances d'émission radio et récupérer un message sonore de bonne qualité. Cette invention appelée aussi "audion" fut à la base de la radio, de la télévision, des radars et des premiers ordinateurs.

Entre 1900 et 1929, l'utilisation des semi-conducteurs est empirique. On les rencontrait dans les détecteurs d'ondes électromagnétiques (galène) et dans les redresseurs de courants alternatifs (oxyde de cuivre, sélénium). En 1910, les travaux de deux chercheurs américains, Dunwoody et Pickard, sur les cristaux aboutirent à l'invention du récepteur à galène, le premier récepteur radio. La galène, cristal de sulfure de plomb, associée à quelques composants simples, permit à des milliers d'amateurs de construire eux-mêmes leur récepteur radio.

En 1929, le physicien suisse, naturalisé américain, Félix Bloch (1905-1983) proposa la première théorie cohérente de la conduction dans les solides. De 1929 à 1939, les recherches sur l'état solide restèrent théoriques mais il apparaissait clairement que les semi-conducteurs allaient remplacer les gros commutateurs électromécaniques dans les systèmes automatiques, malgré des essais peu concluants. En 1939, l'anglais Nevill F. Mott (né en 1905) proposa une théorie sur les jonctions métal-semi-conducteur.

A la même époque, aux Etats-Unis, dans les Bell Laboratories de Murray Hill, Walter Brattain (1902-1987) et William Shockley (1910-1989) s'obstinaient à mettre au point un amplificateur à base de germanium, de cuivre et d'oxyde de cuivre pour répondre à des besoins spécifiques en téléphonie. En 1946, John Bardeen (1908-1991) rejoignit les Bell Laboratories. Il y est resté jusqu'en 1951, aux côtés de Shockley et de Brattain. A son arrivée, les travaux de ces derniers étaient dans l'impasse. Ils n'arrivaient pas à réaliser un amplificateur à état solide qui aurait remplacé les tubes à vide. Bardeen suggéra de s'orienter vers l'étude des phénomènes de surface. Les recherches se développèrent dans ce sens et, le 23 décembre 1947, après beaucoup de bricolage, les trois hommes obtinrent un effet d'amplification sur la voix humaine : Le transistor (de l'anglais "transfer resistor") naissait, mais il était à pointe et manquait de stabilité et de puissance. Les trois scientifiques reçurent le prix Nobel en 1956 pour leurs travaux.



Le 24 janvier 1948, les américains John Mauchly (1907-1980), John P. Eckert (né en 1919) et John V. Neumann (1903-1957) présentèrent le premier ordinateur de l'histoire : l'IBM SSEC capable de recevoir un programme enregistré. Cet ordinateur utilisait 13 500 tubes, 21 000 relais et réalisait l'addition de 3 500 nombres de 14 chiffres en une seconde.

William Shockley donna en 1949 la théorie des jonctions P-N et mit au point la diode à jonction. Il inventa deux ans plus tard le transistor à jonctions puis en 1952, le transistor à effet de champ, fondé sur un effet qui avait été découvert par Lilienfeld en 1928.

Le transistor pouvant amplifier des courants électriques, engendrer des oscillations électriques et assumer les fonctions de modulation et de détection allait progressivement remplacer les lampes de radio et, en 1955, les premiers récepteurs radio à transistors apparaissaient. Le transistor est une véritable triode à semi-conducteurs qui ne nécessite plus de tension électrique élevée (~ 250 V) nécessaire aux lampes, 9 V suffisent.

Le transistor occupe cent fois moins de place qu'une lampe, résiste bien aux chocs et aux vibrations, sa durée de vie dépasse 100 000 heures alors que l'efficacité des lampes décroît après 2 000 heures de fonctionnement.

En 1959, Jack S. Kilby mit au point le premier circuit intégré appelé "puce" comprenant près de 5 000 composants élémentaires sur une pastille de 5 mm de côté. L'intégration a été réalisée en utilisant deux techniques : l'oxydation et la diffusion. L'année suivante, les premiers ordinateurs entièrement transistorisés apparaissaient. Ils comportaient de 5 000 à 10 000 transistors. Les mémoires étaient à tores de ferrite.

A partir de 1960, l'utilisation du silicium beaucoup plus stable que le germanium se généralisa et la taille des transistors diminua. En 1964, le transistor à jonctions était un petit morceau de silicium de moins d'un millimètre carré et de quelques dixièmes de millimètres d'épaisseur.

A partir de 1970, une nouvelle technologie dite M.O.S. (metal oxide semiconductor) permit de fabriquer des transistors à effet de champ, à grille isolée par une couche d'oxyde de silicium, plus petits et plus rapides.

En 1971, Marcial Hoff, de la Société INTEL, mit au point le premier microprocesseur qui fonctionnait sur quatre bits : le 4004. Les fonctions élémentaires d'un ordinateur étaient rassemblées sur un seul composant électronique équivalent à 2 300 transistors.

La taille des transistors continue à diminuer. Le plus petit transistor du monde fait aujourd'hui moins de 20 nanomètres. Le microprocesseur ATHLON de AMD possède 22 millions de transistors et le Pentium III d'INTEL en a 9,3 millions. Les microprocesseurs ne cessent d'être de plus en plus puissants.

En quarante ans, le nombre de transistors pouvant être gravés sur une puce de silicium a été multiplié par 80 (jusqu'à 1 million de transistors par mm<sup>2</sup>). La miniaturisation sera limitée à cause de plusieurs facteurs (impossibilité de connecter les composants à cause de leur petite taille, champs magnétiques intenses créés par le mouvement des électrons dans les transistors trop proches, chaleur dégagée importante en raison d'une trop grande densité de composants, etc.). Les performances des circuits intégrés augmentent exponentiellement et pourront bientôt se comparer avec celle du cerveau humain pour certaines activités (diagnostiquer des pannes, jouer aux échecs, etc.) mais elles ne pourront que très difficilement l'égaliser. En effet, un neurone peut-être relié à plus de mille autres dans le cerveau alors que dans une puce, un transistor est connecté au plus à cinq autres, ce qui entraîne une pauvreté conceptuelle des logiques mises en oeuvre. Tout changera peut être avec les ordinateurs quantiques ...

## PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES

### INTRODUCTION À L'EFFET TRANSISTOR.

Nous avons déjà vu à propos de la diode que si celle-ci est polarisée en inverse, les porteurs minoritaires (électrons de la zone P et trous de la zone N, créés par l'agitation thermique) traversent sans problèmes la jonction et sont accélérés par le champ extérieur.

On a vu aussi que lorsque les porteurs majoritaires d'une zone franchissent la jonction, ils deviennent minoritaires dans l'autre zone, et qu'ils mettent un certain temps à se recombiner avec les porteurs opposés.

Partant des deux remarques précédentes, on peut déduire que si on injecte dans la zone N d'une jonction NP polarisée en inverse beaucoup de trous (qui seront dans cette zone des porteurs minoritaires) en faisant en sorte qu'ils ne se recombinent pas avec les électrons de la zone N, ils vont traverser la jonction et créer un courant dans le circuit extérieur.

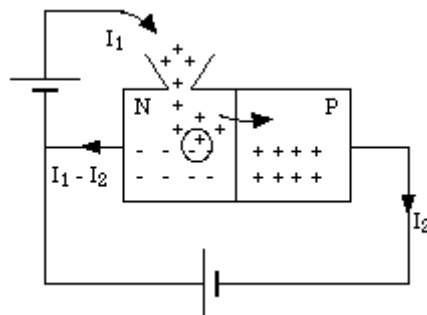


Figure 1

Injection de trous dans une zone N.

La Figure 1 illustre ce propos : il y aura des recombinaisons (charges + et - encadrées), mais limitées, et la plupart des trous iront dans la zone P et formeront le courant  $I_2$ . A noter que les recombinaisons correspondent au courant  $I_1 - I_2$ .

### LE TRANSISTOR RÉEL.

Ce que nous venons de décrire n'est ni plus ni moins que l'effet transistor : il ne manque que le moyen d'injecter des trous dans la zone N et de faire en sorte que les recombinaisons soient faibles, pour que la majorité des trous passent dans la zone P.

### Principe de fonctionnement.

Dans le transistor réel, on va apporter les trous en créant une jonction PN, que l'on va polariser en direct. On rajoute pour ce faire une zone P sur la zone N du montage de la Figure 1. Cette zone P qui injecte les trous est alors l'émetteur, et la zone N, faiblement dopée est la base. Comme dans le schéma de la Figure 1, la jonction NP est polarisée en inverse. La deuxième zone P est le collecteur (voir Figure 2).

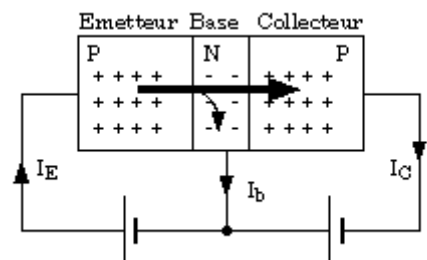


Figure 2

Schéma de principe d'un transistor.

Les trous injectés dans la base par l'émetteur ont une faible probabilité de se recombiner avec les électrons de la base pour deux raisons :

- la base est faiblement dopée, donc, les porteurs majoritaires (électrons) seront peu nombreux.
- la base est étroite, et donc les trous émis sont happés par le champ électrique collecteur-base avant d'avoir pu se recombiner (la largeur de la base est petite devant la longueur de diffusion des porteurs minoritaires injectés par l'émetteur, qui sont ici les trous).

On peut observer le phénomène d'un point de vue différent : quand on injecte un électron dans la base, l'émetteur devra envoyer plusieurs trous dans la base pour qu'il y en ait un qui se recombine avec l'électron émis. Les autres trous vont passer directement dans le collecteur.

En première approximation, le nombre de trous passant dans le collecteur est proportionnel au nombre d'électrons injectés dans la base.

Ce rapport de proportionnalité est un paramètre intrinsèque au transistor et s'appelle le gain en courant  $\beta$ .

Il ne dépend que des caractéristiques physiques du transistor : il ne dépend ni de la tension inverse collecteur base, ni du courant circulant dans le collecteur. (ceci n'est qu'une approximation, mais dans les hypothèses de petits signaux, c'est assez bien vérifié.).

On a les relations suivantes :

$$(0.1) I_C = \beta \cdot I_B$$

$$(0.2) I_E = (\beta + 1) \cdot I_B$$

$$(0.3) I_B = I_E - I_C$$

## Constitution et caractéristiques physiques d'un transistor.

Un transistor bipolaire est donc constitué de trois zones de silicium alternativement dopées N et P, formant deux jonctions PN.

Le transistor décrit au paragraphe précédent comporte deux zones P et une zone N. C'est une des deux façons d'agencer les jonctions pour fabriquer un transistor :

- soit une zone P, une N et une P : le transistor est dit PNP.
- soit une zone N, une P et une N : le transistor est dit NPN.

Dans les deux cas, la zone centrale (base) est très étroite vis à vis de la longueur de diffusion des porteurs minoritaires issus de la zone adjacente (l'émetteur).

La base possède en outre la caractéristique d'être très faiblement dopée en comparaison de l'émetteur.

## Courants de fuite.

La relation (0.1) n'est qu'imparfaitement vérifiée pour une autre raison : si on reprend le schéma de Figure 2. et qu'on coupe la connexion de la base ( $I_B = 0$ ), on s'aperçoit que le courant circulant dans le collecteur n'est pas nul, dû à des porteurs minoritaires qui passent de la base dans le collecteur. Ce courant est nommé  $I_{CEO}$ . La relation (0.1) devient donc :

$$(0.4) I_C = I_{CEO} + \beta \cdot I_B$$

**En pratique, aux températures ordinaires, ce courant de fuite sera négligé.** On verra par la suite qu'on s'arrangera pour polariser les montages de telle manière que le point de polarisation soit quasiment indépendant du courant de fuite.

## Symboles, tensions et courants.

Dans le symbole du transistor (Figure 3 et Figure 4), une flèche désigne l'émetteur ainsi que le sens de circulation du courant d'émetteur ; c'est le sens de cette flèche qui va repérer le type de transistor : NPN pour un courant d'émetteur sortant du transistor, et PNP dans le cas inverse.

La base est représentée par une barre parallèle à l'axe collecteur-émetteur. D'autres symboles existent, mais celui-ci est le plus usité.

Les transistors sont des composants polarisés : les courants indiqués sont les seuls possibles pour un fonctionnement correct. En conséquence, il faudra choisir le type de transistor adapté au besoin (NPN ou PNP) et faire attention au sens de branchement.

## Transistor NPN

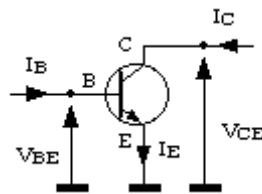


Figure 3

Courants et tensions sur un NPN.

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont rentrants, et le courant d'émetteur est sortant. Les tensions  $V_{BE}$  et  $V_{CE}$  sont ici positives.

## Transistor PNP

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont sortants, et le courant d'émetteur est rentrant. Les tensions  $V_{BE}$  et  $V_{CE}$  sont ici négatives.

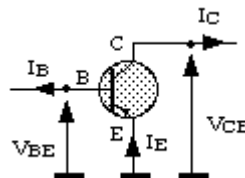


Figure 4

Courants et tensions sur un PNP.



## CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Pour ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques des transistors NPN. Celles des transistors PNP sont les mêmes aux réserves de signes décrites au paragraphe précédent.

Les transistors NPN sont plus répandus car ils ont de meilleures performances que les PNP (la conductibilité du silicium N est meilleure que celle du silicium P, ainsi que la tenue en tension).

### Montages de base.

Quand on branche un transistor, si on s'arrange pour qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, il y a 3 manières fondamentales de procéder :

- la patte commune est l'émetteur : on parle de montage émetteur commun. L'entrée est la base et la sortie le collecteur.
- La patte commune est la base : on parle de montage base commune. L'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur.
- La patte commune est le collecteur : on parle de montage collecteur commun. L'entrée est la base et la sortie l'émetteur.

Nous reverrons ces trois montages fondamentaux dans un chapitre spécifique.

Schéma de mesure des caractéristiques.

Les caractéristiques qui suivent sont données pour un montage émetteur commun. Le schéma le plus simple est le suivant :

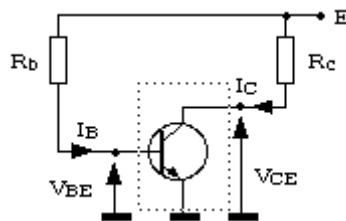


Figure 5

Montage de base émetteur commun.

Dans ce schéma, la base est polarisée en direct par la résistance de base  $R_b$  : le potentiel de la base est alors de 0,7V environ, car l'émetteur est à la masse et la jonction base émetteur est l'équivalent d'une diode passante.

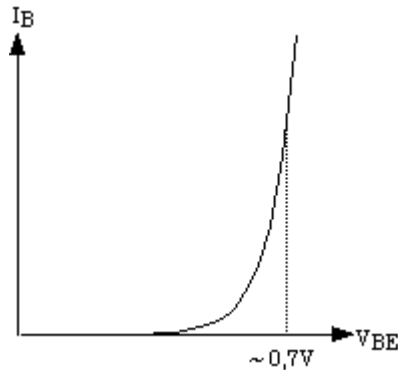
Le collecteur est lui polarisé par la résistance de collecteur  $R_c$  de telle manière que la tension du collecteur soit supérieure à la tension de la base : la jonction base collecteur est alors polarisée en inverse.

On polarise donc convenablement le transistor avec une simple alimentation et deux résistances. Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie est le collecteur.

L'entrée est caractérisée par les deux grandeurs  $I_B$  et  $V_{BE}$ , et la sortie par les grandeurs  $I_C$  et  $V_{CE}$ , soit 4 variables.

## Caractéristique d'entrée.

La caractéristique d'entrée du transistor est donnée par la relation  $I_B = f(V_{BE})$  à  $V_{CE} = \text{cte.}$   
En fait, le circuit d'entrée est la jonction base émetteur du transistor, soit une jonction diode.  
Cette caractéristique va dépendre très peu de la tension collecteur émetteur : on la donne en général pour une seule valeur de  $V_{CE}$ . La courbe est la suivante :



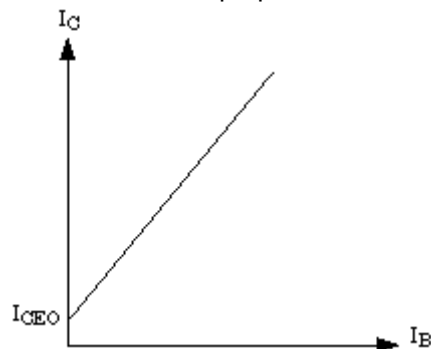
**Figure 6**

Caractéristique d'entrée du transistor.

La tension  $V_{BE}$  est d'environ 0,7V pour une polarisation normale du transistor (courant de base inférieur au mA). Cette valeur est donc légèrement supérieure à celle d'une jonction de diode.

## Caractéristique de transfert.

La caractéristique de transfert est définie par la relation  $I_C = f(I_B)$  à  $V_{CE} = \text{cte.}$   
Nous avons déjà dit que le courant d'émetteur est proportionnel au courant de base (formule [1]).



**Figure 7**

Caractéristique de transfert du transistor.

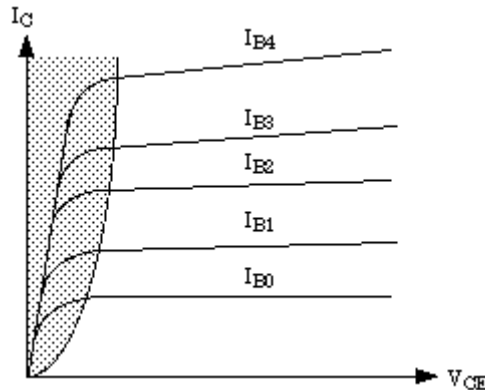
La caractéristique de transfert est donc une droite; **le transistor est un générateur de courant commandé par un courant.**

Si on considère le courant de fuite  $I_{CEO}$ , la caractéristique ne passe pas par l'origine, car  $I_C = I_{CEO}$  pour  $I_B = 0$ .

Le  $\beta$  du transistor va varier grandement en fonction du type de transistor : 20 à 50 pour des transistors de grosse puissance, 60 à 200 pour des transistors de moyenne puissance, et de 100 à 1000 pour des transistors de signal.

## Caractéristique de sortie.

La caractéristique de sortie du transistor est définie par la relation  $I_C = f(V_{CE}) @ I_B = \text{cte}$ . En pratique, on donne un réseau de caractéristiques pour plusieurs valeurs de  $I_B$ .



**Figure 8**

Caractéristiques de sortie du transistor.

Sur ces caractéristiques (Figure 8), on distingue deux zones :

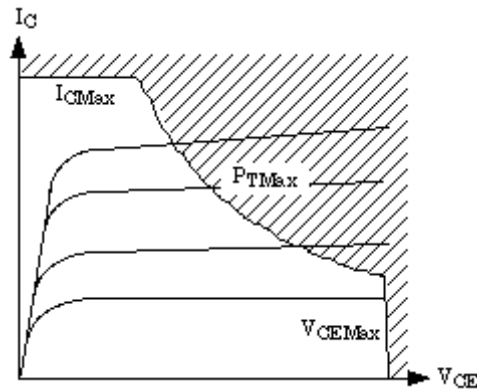
- une zone importante où le courant  $I_C$  dépend très peu de  $V_{CE}$  à  $I_B$  donné : cette caractéristique est celle d'un **générateur de courant à résistance interne utilisé en récepteur**. Dans le cas des transistors petits signaux, cette résistance est très grande : en première approche, on considérera que la sortie de ce montage à transistor est un générateur de courant parfait.
- La zone des faibles tensions  $V_{CE}$  (0 à quelques volts en fonction du transistor) est différente. C'est la zone de saturation. Quand la tension collecteur-émetteur diminue pour devenir très faible, la jonction collecteur-base cesse d'être polarisée en inverse, et l'effet transistor décroît alors très rapidement. A la limite, la jonction collecteur-base devient aussi polarisée en direct : on n'a plus un transistor, mais l'équivalent de deux diodes en parallèle. On a une caractéristique ohmique déterminée principalement par la résistivité du silicium du collecteur. Les tensions de saturation sont toujours définies à un courant collecteur donné : elles varient de 50mV pour des transistors de signal à des courants d'environ 10mA, à 500mV pour les mêmes transistors utilisés au maximum de leurs possibilités (100 à 300 mA), et atteignent 1 à 3V pour des transistors de puissance à des courants de l'ordre de 10A.

## Limites d'utilisation.

Le transistor pourra fonctionner sans casser à l'intérieur d'un domaine d'utilisation bien déterminé. Ce domaine sera limité par trois paramètres :

- le courant collecteur maxi  $I_{CMax}$ . Le dépassement n'est pas immédiatement destructif, mais le gain en courant  $\beta$  va chuter fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette zone.
- la tension de claquage  $V_{CEMax}$  : au delà de cette tension, le courant de collecteur croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.
- la puissance maxi que peut supporter le transistor, et qui va être représentée par une hyperbole sur le graphique, car on a la relation :

$$(0.5) P_{TMax} = V_{CE} \times I_C \Rightarrow I_C = \frac{P_{TMax}}{V_{CE}}$$



**Figure 9**  
Limites d'utilisation du transistor.

Toute la zone hachurée sur la caractéristique de sortie du transistor (Figure 9) est donc interdite.

#### En bref :

Ce qu'il faut retenir d'essentiel dans le transistor, c'est que c'est un amplificateur de courant : c'est un générateur de (fort) courant (en sortie) piloté par un (faible) courant (en entrée).

### Paramètres essentiels des transistors.

Le choix d'un transistor (au premier ordre) se fera en considérant les paramètres suivants :

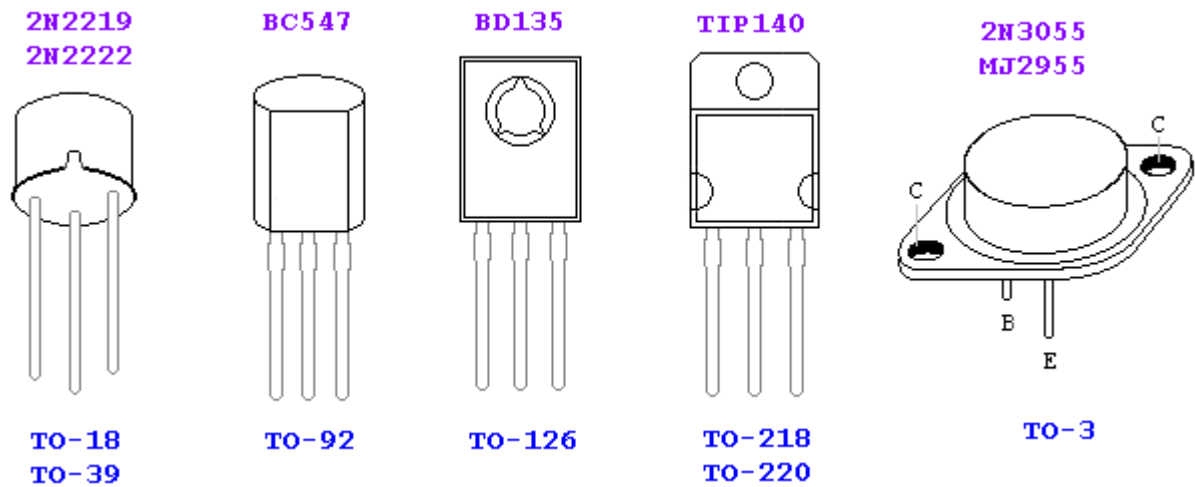
- Le  $V_{CEMax}$  que peut supporter le transistor.
- Le courant de collecteur maxi  $I_{CMax}$ .
- La puissance maxi que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le **radiateur** !).
- Le gain en courant  $\beta$  ou  $h_{FE}$ .
- Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation  $V_{CEsatmax}$  sera un critère de choix essentiel.

A titre d'exemple, voici ce qu'on peut trouver dans un catalogue de fabricant :

Type number	Package	VCE max (V)	IC max (mA)	PTOT (mW)	hFE min	hFE max	fT (MHz)
2N3904	TO-92	40	200	500	100	300	300
2N3906	TO-92	40	200	500	100	300	250
BC337	TO-92	45	500	625	100	600	100
BC547	TO-92	45	100	500	110	800	100
BD135	TO-18	45	1500	8000	40	> 40	60

Package" signifie "boîtier": il existe de nombreuses formes de boîtier, qui sont codifiées.

En voici quelques exemples :



S'agissant du brochage de tel modèle particulier, il est impératif de se reporter à sa « data sheet » ou à un catalogue.

On notera que parmi les modèles représentés ci-dessus, les BD135, TIP140 et 2N3055 sont des transistors dits "de puissance". Le 2N3055 peut dissiper 115 watts! En revanche, leur gain en courant est limité.

Le BC547 est sans doute l'un des transistors les plus répandus et il remplace bien souvent, sans autre forme de procès, des modèles moins courants. Si vous envisagez de constituer un stock, le BC547 et le 2N2222 sont des références à choisir en priorité.

## **MONTAGES DE BASE.**

### **PRELIMINAIRE.**

#### **Mise en œuvre du transistor.**

On a vu que le transistor était un amplificateur de courant : on va donc l'utiliser pour amplifier des signaux issus de sources diverses.

Il va falloir pour cela mettre en œuvre tout un montage autour du transistor pour plusieurs raisons :

#### **Alimentation.**

Le transistor, tout en étant classifié dans les composants actifs, ne fournit pas d'énergie : il faudra donc que cette énergie vienne de quelque part ! C'est le rôle de l'alimentation qui va servir à apporter les tensions de polarisation et l'énergie que le montage sera susceptible de fournir en sortie.

#### **Polarisation.**

Le transistor ne laisse passer le courant que dans un seul sens : il va donc falloir le polariser pour pouvoir y faire passer du courant alternatif, c'est à dire superposer au courant alternatif un courant continu suffisamment grand pour que le courant total (continu + alternatif) circule toujours dans le même sens.

Il faudra en plus que la composante alternative du courant soit suffisamment petite devant la composante continue pour que la linéarisation faite dans le cadre de l'hypothèse des petits signaux soit justifiée.

#### **Conversion courant/tension.**

Le transistor est un générateur de courant. Comme il est plus commode de manipuler des tensions, il va falloir convertir ces courants en tensions : on va le faire simplement en mettant des résistances dans des endroits judicieusement choisis du montage.

#### **Liaisons.**

Une fois le transistor polarisé, il va falloir prévoir le branchement de la source alternative d'entrée sur le montage. En règle générale, ceci se fera par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor (base pour montages émetteur et collecteur commun, émetteur pour montage base commune).

De la même manière, pour éviter que la charge du montage à transistor (le dispositif situé en aval et qui va utiliser le signal amplifié) ne perturbe sa polarisation, on va aussi l'isoler par un condensateur de liaison.

Ces condensateurs vont aussi éviter qu'un courant continu ne circule dans la source et dans la charge, ce qui peut leur être dommageable.

## Transistor bipolaire en commutation : Quelques circuits élémentaires

Dans le cours d'électronique de l'hydro, nous nous intéresserons surtout au transistor en commutation.

### ***Le circuit bistable***

Ce circuit possède deux états stables et il faut une intervention extérieure pour changer d'état. Le circuit bistable est également connu sous les noms suivants : bascule, montage Eccles-Jordan, flip-flop.

### **Schéma du circuit utilisé**

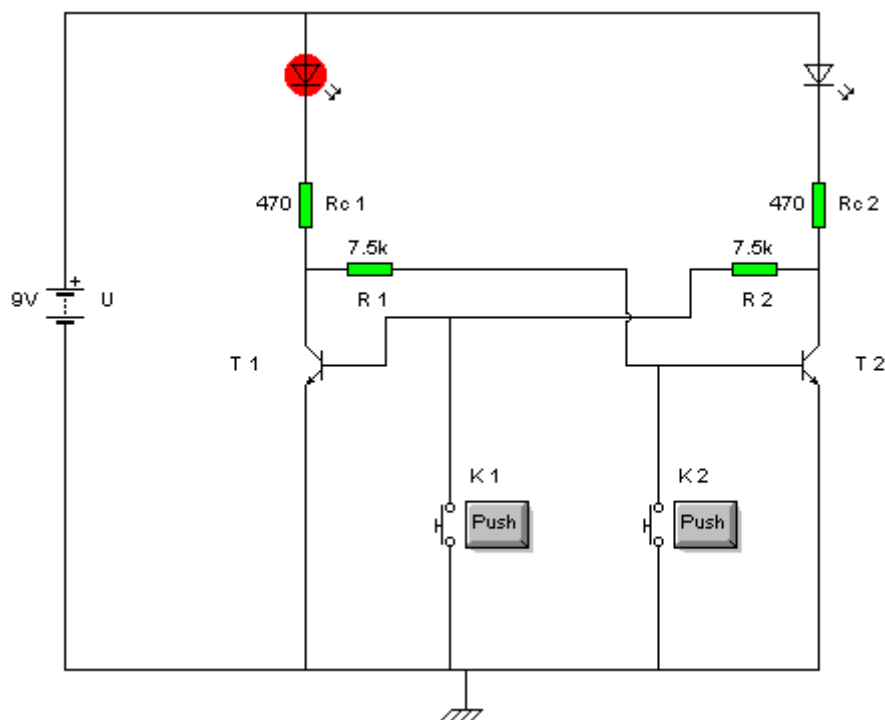


Figure 10

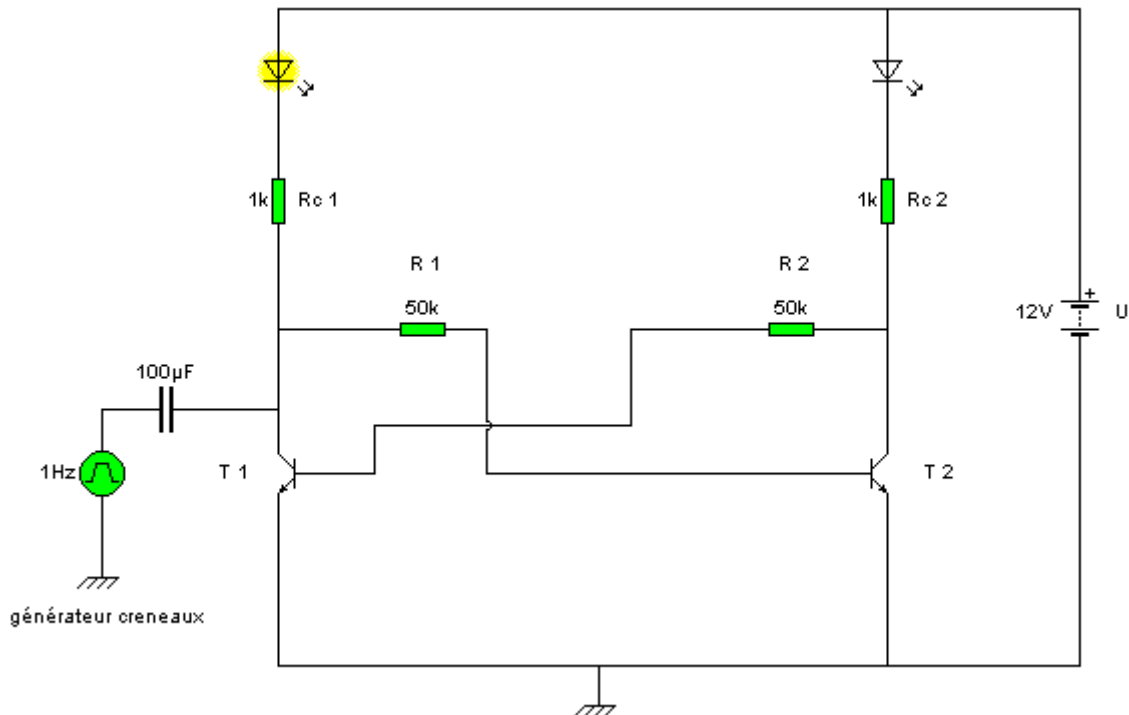


Figure 11

Les deux étages du montage de la Figure 10 et de la Figure 11 sont en principe identiques. Sur la Figure 10 la commande est réalisée par deux boutons poussoirs semblables aux entrées RS ou JK (des bascules du même nom). La commande du bistable peut être également être assurée par un générateur d'impulsions ou par un générateur rectangulaire, comme sur la Figure 11.

## Fonctionnement du circuit

Dans l'état initial, T1 est saturé et T2 est bloqué. Le potentiel de l'émetteur de T1 est 0V. Le potentiel du collecteur de T1 est égal à son potentiel d'émetteur + 0,1 V. Par contre, le potentiel du collecteur de T2 est égal à U.

Le potentiel de base du transistor T1 est proche de 0,7 V (il est saturé, donc du courant est injecté dans sa jonction base/émetteur qui est passante).

La base du transistor T2 ayant le potentiel du collecteur de T1, la d.d.p. base émetteur de T2 est de l'ordre de 0,1 V, tout à fait insuffisant pour injecter du courant dans la jonction base-émetteur. T2 est donc bloqué.

L'état ainsi obtenu est stable.

**BASCULEMENT** : Si une impulsion négative arrive sur la base de T1, elle bloque T1 (si elle arrive aussi sur la base de T2, ce qui est le cas dans certaines versions du montage « bistable », elle est sans effet sur T2 qui est déjà bloqué. Le potentiel VC1 du collecteur du transistor T1 croît.

Cette variation est transmise par la résistance R1 à la base de T2 qui se sature.

T2 étant conducteur, son potentiel de collecteur devient voisin de VE (=0) et le potentiel de la base de T1 devient inférieur à VE : T1 se bloque et reste dans ce nouvel état même après disparition de l'impulsion de commande.

Variantes du montage : un condensateur de découplage permet de maintenir constant le potentiel de l'émetteur pendant les transitions. Des condensateurs peuvent être placés en parallèle sur R2 et R3 pour améliorer la vitesse de basculement.

Un bistable conserve l'information qui a été appliquée sur son entrée et constitue donc une **cellule mémoire**.



## Bascules à seuil

### Objet du montage

Ce sont des bascules qui changent d'état quand la tension de commande dépasse une certaine valeur qui est la tension de seuil. Le modèle le plus utilisé est le trigger de Schmitt.

Seule l'entrée du second étage est couplée à la sortie du premier qui reçoit les signaux de commande.

### Fonctionnement du montage

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  constituent un pont de base pour le transistor  $T_2$ . Les valeurs des résistances  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  et  $R_E$  sont choisies pour que  $T_2$  soit fortement saturé quand  $T_1$  est bloqué (le potentiel de collecteur de  $T_1$  est alors voisin de  $U$ ).

Dans l'état initial, qui est l'état stable du système, le transistor  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  est saturé. La valeur de la résistance  $R_{C1}$  est nettement plus petite que celles de  $R_1$  et  $R_2$ . Soit  $V_E$  le potentiel commun des deux émetteurs.

Dans cet état, la tension de sortie (collecteur de  $T_2$  qui est saturé) est égale à  $U_0 = V_E$  avec :

$$V_E = V_{B2} - V_{BE} \approx U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}$$

Quand la tension d'entrée  $V_e$  dépasse la valeur  $U_0 + V_{BE}$ , le transistor  $T_1$  se met à conduire et le potentiel de son collecteur diminue tandis que le potentiel des émetteurs varie jusqu'à une valeur

$$U_1 \approx U \cdot \frac{R_E}{R_E + R_{C1}}$$

Le potentiel de base du transistor  $T_2$  diminue ainsi que ses courants collecteur et émetteur.

Le potentiel  $V_E$  diminue ce qui contribue à augmenter la conduction de  $T_1$ . Il y a un effet cumulatif qui entraîne le basculement définitif du système. La diminution de la tension d'entrée en dessous de la valeur  $U_1 + V_{BE}$  produira l'effet inverse.

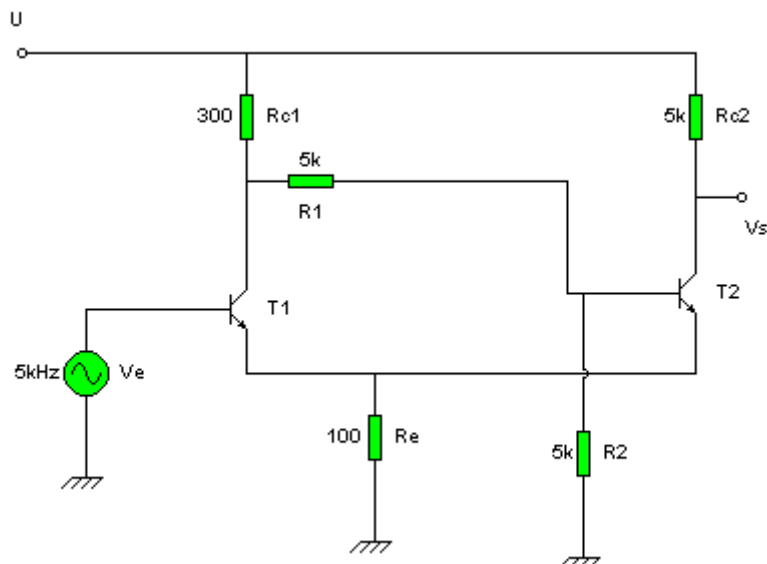


Figure 12

## Utilisation :

La bascule à seuil ou trigger est très utilisée pour redonner une forme correcte (fronts raides bien verticaux) aux signaux logiques des circuiteries numériques. Ces signaux sont vite déformés (fronts dont la pente s'atténue fortement) dès qu'ils ont parcouru quelques dizaines de centimètres. Or, pour la bonne synchronisation de tous les dispositifs présents dans la circuiterie (cas des signaux d'horloge surtout), il est nécessaire que la durée de montée ou de descente des fronts soit la plus brève possible, bref que les signaux possèdent des fronts raides. La bascule à seuil redonne une pente verticale aux fronts « fatigués » comme le montre la Figure 13.

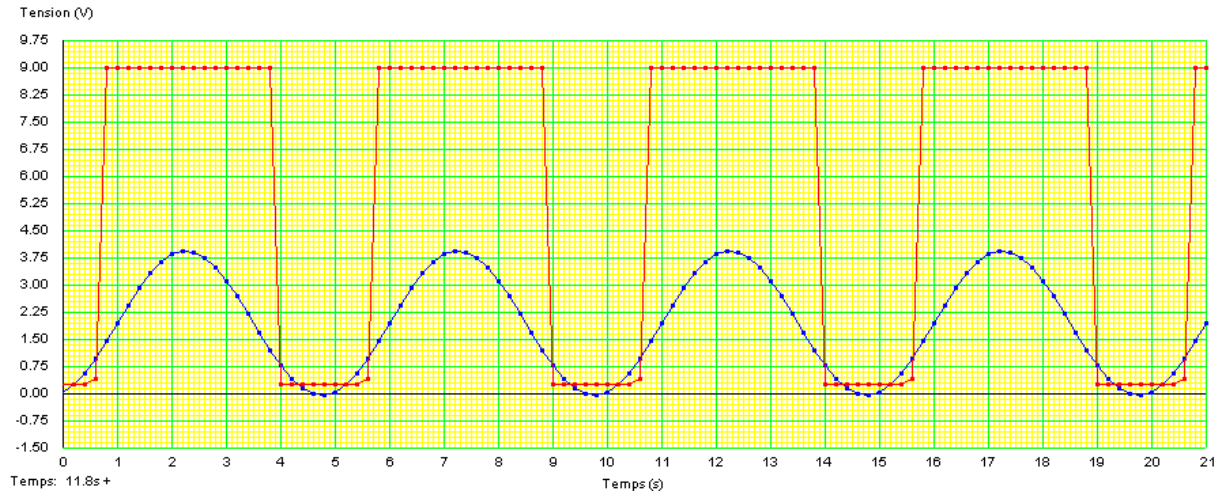


Figure 13

## Introduction au montage astable : influence de la modification du potentiel de l'armature d'un condensateur sur le potentiel de l'autre armature :

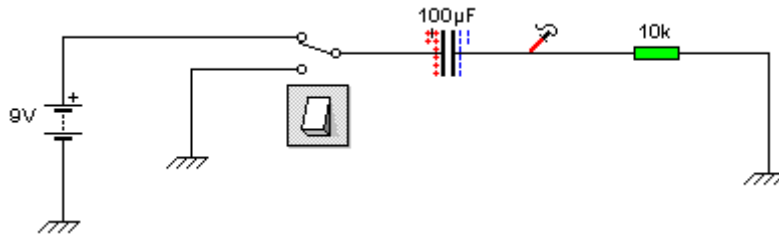


Figure 14

Lorsque l'on manœuvre l'interrupteur du montage de la Figure 14, le potentiel de l'armature de droite du condensateur varie comme indiqué sur la Figure 15. La manœuvre du commutateur fait varier instantanément le potentiel de l'armature gauche qui prend les valeurs + 9 V ou 0 V. Comme la charge du condensateur n'évolue pas instantanément, sur un temps très court vis-à-vis de la constante de temps de charge (RC), elle reste constante. On a donc pendant un très court intervalle de temps :

$$Q = cte = C \times (V_{gauche, t=0^-} - V_{droite, t=0^-}) = C \times (V_{gauche, t=0^+} - V_{droite, t=0^+}).$$

Par exemple, si le commutateur est en position basse, connecté à la masse, et que le condensateur est déchargé, cela permet de trouver le potentiel de l'armature droite immédiatement après la manœuvre du commutateur :

$$C \times (0 - 0) = C \times (9 - V_{droite, t=0^+}) \Rightarrow V_{droite, t=0^+} = +9 \text{ V (sur la Figure 15, à } t = 7\text{s, } 21 \text{ s).}$$

$$C \times (9 - 0) = C \times (0 - V_{droite, t=0^+}) \Rightarrow V_{droite, t=0^+} = -9 \text{ V (sur la Figure 15, à } t = 12,7\text{s, } 21 \text{ s).}$$

Evidemment, le potentiel de l'armature droite évolue ensuite vers 0 puisque cette armature est reliée à la masse par la résistance de 10 kΩ.

Sur la Figure 15, à partir de 34 s, on montre ce qui se produit lorsque le commutateur est manœuvré alors que la charge du condensateur est encore en cours d'évolution.



**Figure 15**

## Le multivibrateur astable

Dans le multivibrateur astable, la sortie de chaque étage est reliée à l'entrée de l'autre par une liaison capacitive. Ce montage étant un **oscillateur** ne nécessite pas de circuit de commande.

### Schéma du circuit utilisé

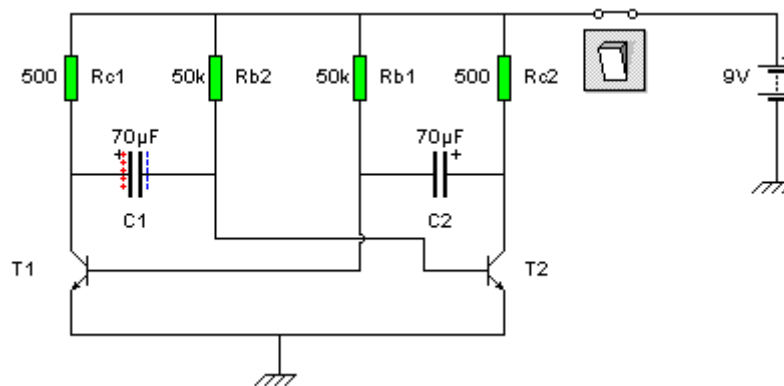


Figure 16

Les deux transistors sont couplés par deux condensateurs qui relient le collecteur de l'un à la base de l'autre. C'est donc un montage à réaction positive. Les valeurs des résistances sont choisies pour assurer la saturation complète des transistors. ( $R_{B1} < \beta \cdot R_{C1}$ ).

En pratique, on prendra  $R_B > 10 \cdot R_C$

## Fonctionnement

Au temps  $t_1 - \varepsilon$ , on admet que  $T_1$  est bloqué et que  $T_2$  est saturé. En  $t_1$ , on suppose que la base de  $T_1$  devient légèrement positive :  $T_1$  se sature et son potentiel de collecteur diminue brutalement. Une impulsion de tension négative est générée sur ce collecteur. Comme le potentiel  $V_{C1}$  passe de  $U$  à 0, le potentiel  $V_{B2}$  passe de  $V_{BE}$  (voisin de 0,6 V) à  $-U + V_{BE}$  car la charge  $Q = C_1 \cdot U$  du condensateur n'a pas le temps de varier pendant la durée de la transition.

Le potentiel de la base de  $T_2$  devenant négatif, celui-ci se bloque.

Le potentiel de son collecteur augmente vers  $U$ .

Le condensateur  $C_2$  se charge à travers  $R_{C2}$  et l'espace base émetteur du transistor  $T_1$  (qui est alors saturé) avec une constante de temps égale à  $\tau_2 = R_{C2} \cdot C_2$ .

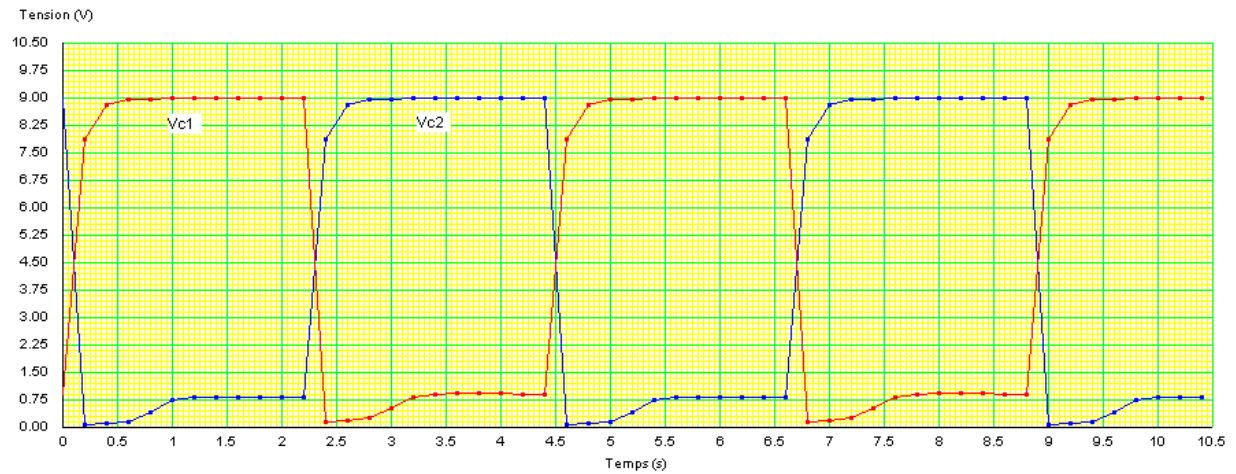
Le potentiel de la base de  $T_1$  reste légèrement positif ce qui assure le maintien de sa saturation.

Après le blocage de  $T_2$ , le potentiel de sa base  $V_{B2}$  croît de  $-U + V_{BE}$  à  $V_{BE}$  avec une constante de temps  $\tau_1 = R_{B2} \cdot C_1$  car le condensateur  $C_1$  se charge à travers  $R_{B2}$  et l'espace collecteur émetteur de  $T_1$  qui est saturé.

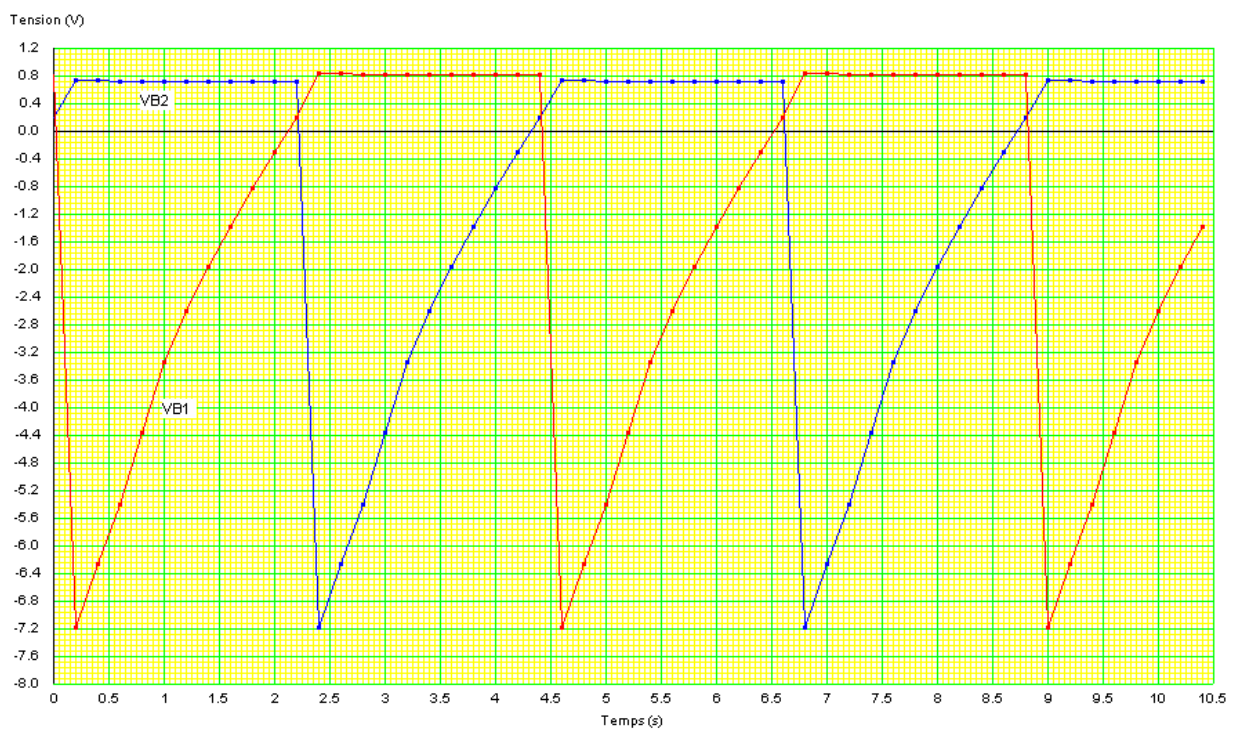
Quand  $V_{B2}$  dépasse la tension de seuil  $V_{BE}$  le système bascule vers son autre état.

Le système oscille en permanence entre ces deux états instables.

La Figure 17 représente l'évolution des potentiels des collecteurs et la Figure 18 l'évolution des potentiels des bases des deux transistors en fonction du temps.



**Figure 17**



**Figure 18**

La saturation est très rapide mais le blocage est progressif à cause de la durée de charge des condensateurs à travers les résistances de collecteurs.

Sur chaque collecteur, on obtient un signal de sortie qui est pratiquement rectangulaire. La période et le rapport cyclique (rapport entre les durées des états hauts et des états bas) sont des fonctions des valeurs des résistances des bases et des condensateurs de couplage.

## Calcul approché de la période du multivibrateur

Dans ce calcul, on suppose que la tension de seuil  $V_{BE}$  des jonctions base émetteur et la tension de saturation des transistors sont nulles. On prend comme origine des temps l'instant auquel  $T_1$  se sature.

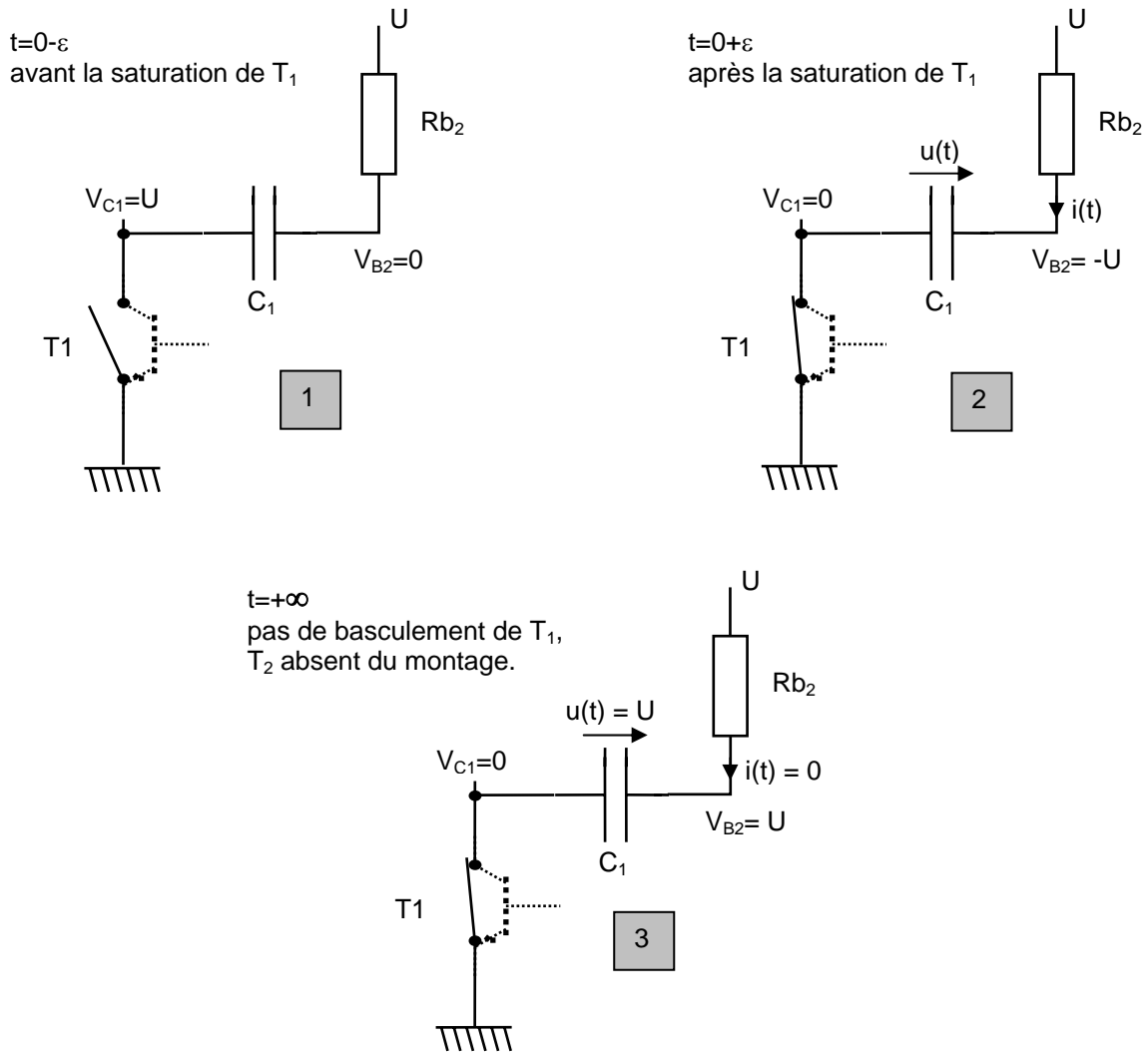


Figure 19

L'équation de la charge de  $C_1$  (voir Figure 19) est :  $u(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C_1}} + B$

Déterminons les constantes  $A$  et  $B$  à l'aide des valeurs prises par  $u(t)$  lorsque  $t = 0$  et  $t \rightarrow \infty$ .

Lorsque  $t = 0$ ,  $T_1$  vient de se saturer (voir 1 et 2 de la Figure 19), le potentiel de son collecteur est devenu proche de 0 (à 0,1 V près), chutant ainsi de  $U$ . Le potentiel de l'armature droite de  $C_1$  chute donc instantanément de  $U$  et se retrouve à  $0 - U = -U$  (0,7 -  $U$  en fait).

A cet instant  $t = 0$ , on a donc :  $u(t) = A \cdot e^{-\frac{0}{R_{B2} \cdot C_1}} + B = -U \Rightarrow A + B = -U$

Lorsque  $t \rightarrow \infty$  (voir 3 de la Figure 19), en admettant que la charge de  $C_1$  puisse se poursuivre sans entrave (ce qui serait le cas si  $T_2$  était retiré du montage après  $t = 0$ ),  $C_1$  se chargerait complètement et le potentiel de l'armature droite atteindrait  $+U$ .

$$\text{On aurait donc : } u(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C_1}} + B = U \Rightarrow B = U$$

$$\text{Ce qui conduit au système : } \begin{cases} A + B = -U \\ B = U \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A = -2U \\ B = U \end{cases}$$

$$\text{L'équation de la charge de } C_1 \text{ est donc : } u(t) = -2U \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C_1}} + U = U \left( 1 - 2 \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C_1}} \right)$$

Le système bascule dans l'autre état au temps  $t_1$  tel que :  $u(t_1) = V_{B2} = 0$ .

On en déduit le temps mis par l'armature droite de  $C_1$  pour passer de  $-U$  à  $0$ . En fait il faudrait calculer le temps mis par l'armature droite pour atteindre  $0,7$  V. Cela conduirait à un résultat plus exact, mais à une expression moins simple.

$$u(t) = U \left( 1 - 2 \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C_1}} \right) = 0 \Rightarrow 1 - 2 \cdot e^{-\frac{t_1}{R_{B2} \cdot C_1}} = 0 \Rightarrow e^{-\frac{t_1}{R_{B2} \cdot C_1}} = \frac{1}{2} \Rightarrow -\frac{t_1}{R_{B2} \cdot C_1} = \ln\left(\frac{1}{2}\right)$$

$$-\frac{t_1}{R_{B2} \cdot C_1} = \ln\left(\frac{1}{2}\right) \Rightarrow t_1 = R_{B2} \cdot C_1 \cdot \ln(2)$$

$$\text{On rappelle que : } \ln\left(\frac{1}{a}\right) = \ln(a^{-1}) = -\ln(a)$$

$$\text{Donc, } t_1 \approx 0,7 \times R_{B2} \times C_1$$

On calcule de même la durée de la mise en saturation de  $T_2$ .

Ainsi, la période d'oscillation du multivibrateur astable est donc voisine de :

$$\boxed{T = t_1 + t_2 \approx 0,7 \times (R_{B2} \times C_1 + R_{B1} \times C_2)}$$

Cette valeur est approchée car le basculement se produit en réalité quand le potentiel de base dépasse la tension de seuil de la jonction base émetteur, soit  $0,7$  V et non  $0$  V.



## Le circuit monostable

Le monostable possède sensiblement la même structure que le multivibrateur astable. Il y a simplement remplacement d'une liaison capacitive par une liaison résistive.

### Schéma du circuit utilisé

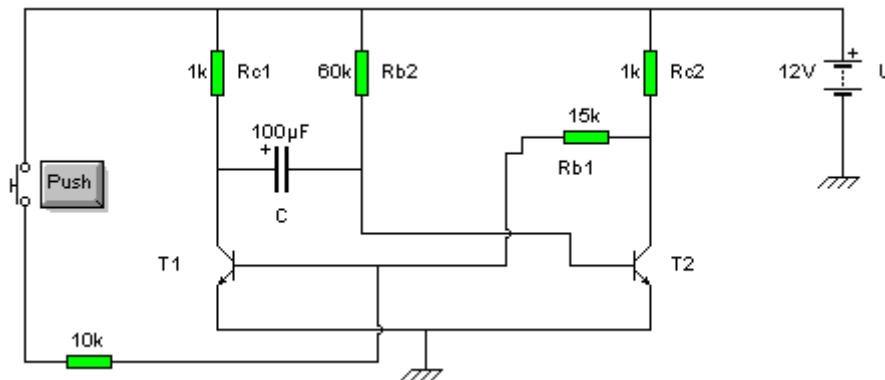


Figure 20

Dans l'état initial, le transistor  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  est saturé.

Le potentiel de collecteur de  $T_1$  est donc :  $V_{C1} = U$  et les potentiels des armatures du condensateur  $C$  valent respectivement  $U$  pour l'armature gauche et  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$  pour l'armature droite.

Si on applique une tension positive sur la base du transistor  $T_1$ , il se sature et  $V_{C1} = V_{SAT} \approx 0$ .

Etant donné que la charge du condensateur  $C$  ne varie pas sur un intervalle de temps très court par rapport à la constante de temps, le changement de potentiel de l'armature gauche, passage de  $U$  à  $0$ , entraîne la modification simultanée du potentiel de l'armature droite, et donc de  $V_{B2}$ , qui passent de  $V_{BE}$  à la valeur  $V_{BE} - U$  ; cela bloque le transistor  $T_2$ .

Cet état n'est pas un état stable. En effet, le condensateur se charge à travers  $R_{B2}$  et la jonction collecteur-émetteur de  $T_1$  qui est alors saturé. Le potentiel de la base de  $T_2$  augmente avec une constante de temps égale à  $C \cdot R_{B2}$ .

Lorsque  $V_{B2}$  dépasse la tension de seuil de la diode d'entrée de  $T_2$  ( $0,6$  à  $0,7 \text{ V}$ ), celui-ci se sature ; ce qui entraîne le blocage immédiat de  $T_1$ .

La tension de sortie est prise sur le collecteur de  $T_2$ . La durée de l'état haut pour la tension de sortie est uniquement fonction des valeurs de  $C$  et de  $R_{B2}$ .

Un calcul semblable à celui qui a été effectué pour le circuit astable montre que la durée de l'état haut de la tension de sortie ( $T_2$  bloqué) est sensiblement égale à :

$$D = 0,7 \cdot R_{B2} \cdot C$$

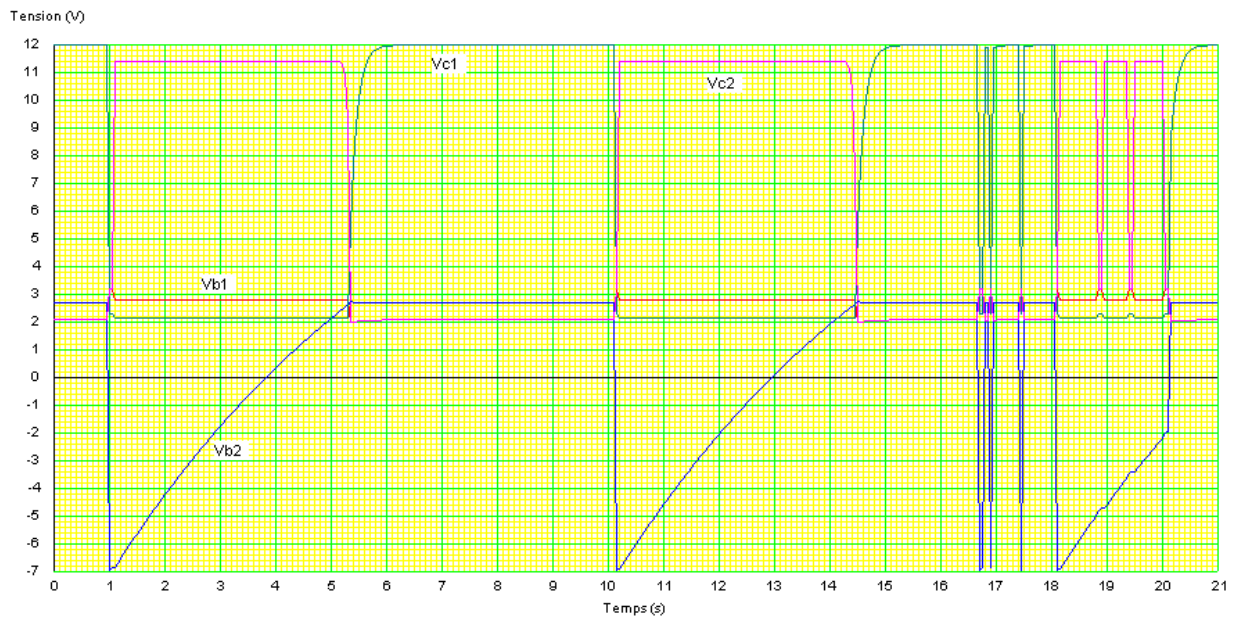


Figure 21

Sur la Figure 21, on a appuyé sur le bouton poussoir commandant  $T_1$  (Figure 20) aux instants  $t = 1$  s et  $t = 10$  s, puis on a appuyé un grand nombre de fois sans respecter laisser au système le temps d'évoluer correctement à partir de 16,7 s.

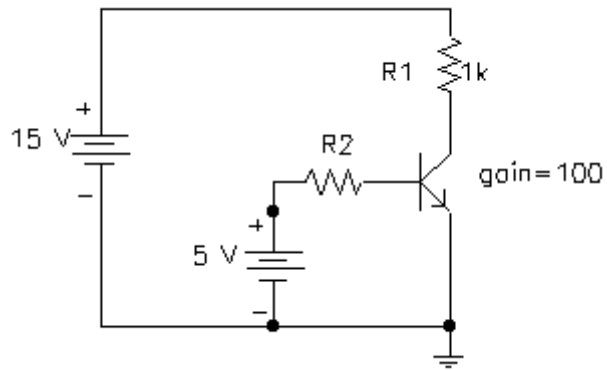
Pour que le système fonctionne ainsi, il est nécessaire que  $D$  soit inférieur à la durée de la demi-période du signal de commande. Quand cette condition n'est pas réalisée, la tension de sortie reproduit les variations de la tension de commande (voir ce qui se passe à partir de  $t = 16,5$  s sur la Figure 21).

REMARQUE : Avec le montage utilisé, le générateur d'entrée est chargé uniquement par la diode d'entrée du transistor  $T_1$  et son fonctionnement risque d'être perturbé par cette charge qui est très faible quand la jonction est passante.

Des circuits intégrés spécifiques sont maintenant utilisés pour réaliser les fonctions décrites dans ce chapitre. Le circuit **NE 555** permet en particulier de réaliser très simplement des multivibrateurs et des monostables avec seulement quelques composants périphériques.

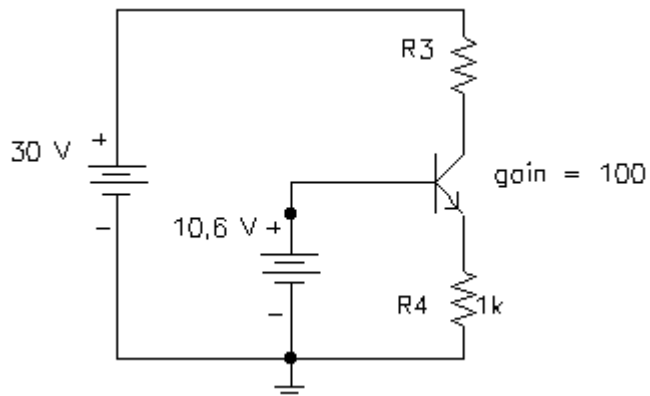
## Exercices

1° Soit le schéma suivant : (On admettra que  $V_{be} = 0,6 \text{ V}$  dans tout l'exercice).



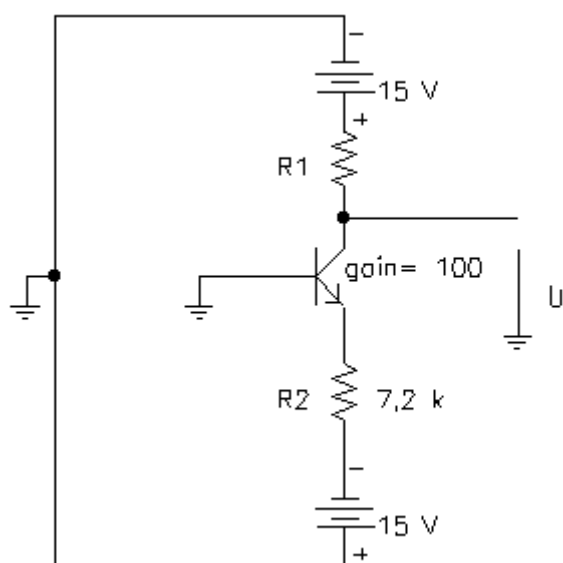
On désire que  $V_{ce} = 5 \text{ V}$ . Déterminer la valeur de  $R_2$ .  
Que devient  $V_{ce}$  si  $R_2 = 4,4 \text{ k}\Omega$  ?

2° Soit le schéma suivant : (On admettra que  $V_{be} = 0,6 \text{ V}$  dans tout l'exercice).



Déterminer la valeur de  $R_3$  afin d'obtenir  $V_{ce} = 10 \text{ V}$ . Que peut-on dire de  $I_b$  ?  
Que devient le courant de base si  $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$  ?  
Proposer un schéma avec un transistor PNP afin d'obtenir une tension  $|V_{ce}|$  identique en valeur et en position par rapport à la masse à celle de la question a).

3° Soit le schéma suivant : (On admettra que  $V_{be} = 0,6 \text{ V}$  dans tout l'exercice).



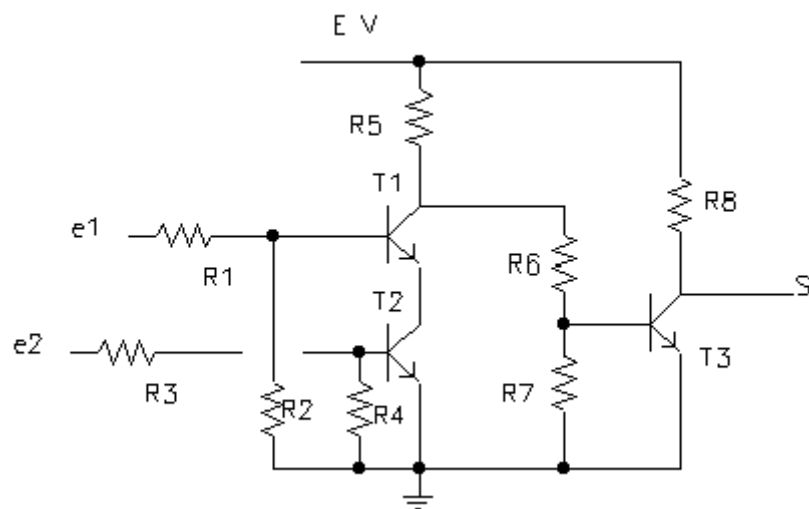
Déterminer la valeur de  $U$  si  $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$ .

Que vaut  $U$  si  $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$  ?

Que vaut  $U$  si  $R_2 = 720 \Omega$  et  $R_1 = 500 \Omega$  ?

Que se passe-t-il si  $R_2 = 720 \Omega$  et  $R_1 = 0 \Omega$  ?

4° Soit le schéma suivant :



Déterminer le potentiel de S, en justifiant votre réponse à l'aide de schémas où les transistors seront remplacés par des interrupteurs dans des états équivalents, dans les cas suivants :

- $e1 = e2 = 0 \text{ V}$  ;
- $e1 = +E \text{ V}$ ,  $e2 = 0 \text{ V}$  ;
- $e2 = +E \text{ V}$ ,  $e1 = 0 \text{ V}$  ;
- $e1 = e2 = +E \text{ V}$ .

## SOLUTIONS

1. On désire que  $V_{CE} = 5 \text{ V}$ , donc le transistor fonctionne en régime linéaire. S'il était en régime bloqué, on aurait  $V_{CE} = 15 \text{ V}$ . S'il était en régime saturé, on aurait  $V_{CE} = 0 \text{ V}$ .

On a donc  $I_C = \beta \cdot I_B \simeq I_E$

Ainsi, aux bornes de la résistance  $R_1$ , il y aura une d.d.p. de  $15 - 5 = 10 \text{ V}$ .  $R_1$  sera traversée par une intensité de  $10/103 = 10 \text{ mA} = I_C = I_E$ .

Le courant  $I_B$  nécessaire pour appeler  $I_C$  est égal à  $I_C/\beta = 10/100 = 0,1 \text{ mA}$ .

Le transistor étant en régime linéaire, le courant  $I_B$  est non nul, la diode BE conduit. Par conséquent, la d.d.p. BE = 0,6 V. Une équation de maille incluant  $R_2$ , la jonction BE et le générateur 5 V permet de déterminer que la d.d.p. aux bornes de la résistance  $R_2$  est de 4,4 V.

On a donc  $R_2 = VR_2/I_{R_2} = 4,4/(0,1 \cdot 10^{-3}) = 44 \text{ k}\Omega$ .

Si  $R_2$  devient égale à 4,4 k $\Omega$  (44 k $\Omega$ /10),  $I_B$  sera multiplié par 10. Supposons que le transistor soit encore en fonctionnement linéaire, alors  $I_C = 100 \times (10 \times 0,1 \cdot 10^{-3}) = 0,1 \text{ A}$ . Cela produirait aux bornes de  $R_1$  une d.d.p. de  $1000 \times 0,1 = 100 \text{ V}$  ! C'est impossible (au vu de la tension d'alimentation 15 V).

Le transistor est donc en régime saturé (le régime bloqué est à écarter car un courant  $I_{BE}$  est injecté).

Donc  $V_{CE} = 0 \text{ V}$ . Aux bornes de  $R_1$  on a maintenant 15 V, soit un courant  $I_C = 15/1000 = 15 \text{ mA}$ .

$I_B$  est supérieur à ce qui serait nécessaire pour faire circuler  $I_C$  en régime linéaire :

$I_{Blin} = 15/100 = 0,15 \text{ mA} < I_B = 1 \text{ mA}$ .

2. Si  $V_{CE} = 10 \text{ V}$ , le transistor travaille en régime linéaire. Donc  $I_B = I_C/\beta$ . En régime linéaire,

$$I_C = \beta I_B \simeq I_E = \frac{10,6 - 0,6}{1000} = 10 \text{ mA}$$

Aux bornes de  $R_3$ , on a une d.d.p. de  $30 - V_{R3} - V_{CE} = 10 \text{ V}$ .

On connaît la valeur du courant qui traverse  $R_3$  :  $I_C = I_E = 10 \text{ mA}$  et on connaît la d.d.p. aux bornes de

$$R_3, \text{ on a donc : } R_3 = \frac{10}{10 \cdot 10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ , supposons que le transistor fonctionne en régime linéaire. Rien n'a changé dans la maille générateur de 10,6 V,  $V_{BE}$ ,  $R_4$ , donc, le courant la d.d.p. aux bornes de  $R_4$  est toujours semblable et  $I_E = 10 \text{ mA}$ .

D'après notre hypothèse (transistor en régime linéaire),  $I_C$  vaut également 10 mA.

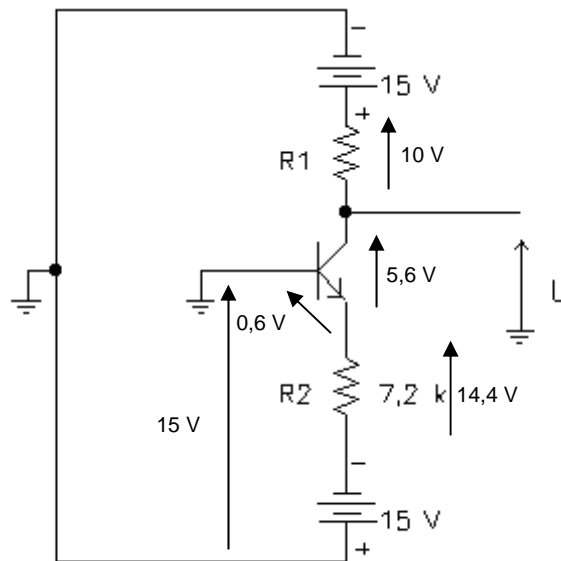
La d.d.p. aux bornes de  $R_3$  devient :  $10 \cdot 10^{-3} \times 106 = 10000 \text{ V}$  !

Avec la tension d'alimentation de 30 V, c'est évidemment impossible. La conclusion infirme l'hypothèse de départ, le transistor est en régime saturé ( $I_B \neq 0$ , il ne peut pas être bloqué).

On a donc  $V_{CE} = 0 \text{ V}$ , la d.d.p. qui apparaît aux bornes de  $R_3$  est donc  $30 - 10 = 20 \text{ V}$ .

L'intensité qui traverse  $R_3$  est donc  $20/106 = 20 \text{ }\mu\text{A}$ .  $I_B = I_E - I_C = 10 \cdot 10^{-3} - 20 \cdot 10^{-6} \approx 10 \text{ mA}$ .

3. L'alimentation de ce montage est symétrique par rapport à la masse (zéro électrique).



On en déduit  $U = V - U_{RC} = 15 - 10 = +5 \text{ V}$ .

3.2. Si  $R_C = 50 \text{ k}\Omega$ , en admettant que le transistor est toujours en régime linéaire, on obtient :

$$U_{RC} = R_C \cdot I_C = 5.104 \times 2.10^{-3} = 100 \text{ V}.$$

Ce résultat est impossible car la valeur dépasse celle de l'alimentation. Le transistor est donc en régime saturé avec  $V_{CE} = 0$ . On en déduit  $U = -0,6 \text{ V}$  (on a toujours  $U_{RE} = 14,4 \text{ V}$ ).

3.3 Si  $R_E = 720 \Omega$  et  $R_C = 500 \Omega$ , les potentiels restent inchangés.

$$U_{RE} = 14,4 \text{ V}, I_E = \frac{14,4}{720} = 20 \text{ mA}$$

$$I_C \approx I_E = 20 \text{ mA} \text{ (VCE} > 0 \text{ ?)}$$

$$U_{RC} = 10 \text{ V}$$

$$V_{CE} = 30 - (10 + 14,4) = 5,6 \text{ V}.$$

Par contre, la puissance dissipée dans le transistor est multipliée par 10.

$$P_T = V_{CE} \cdot I_C = 5,6 \times 2.10^{-2} = 0,112 \text{ W}$$

3.4 Si  $R_E = 720 \Omega$  et  $R_C = 0$ , nous avons toujours  $U_{RE} = 14,4 \text{ V}$ ,  $I_E = 20 \text{ mA} \approx I_C$ .

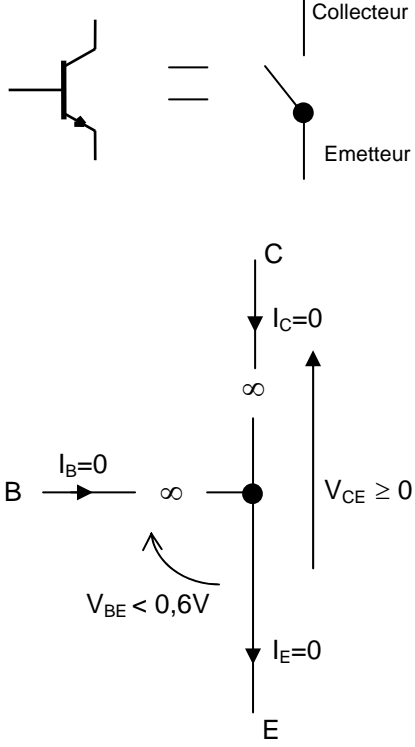
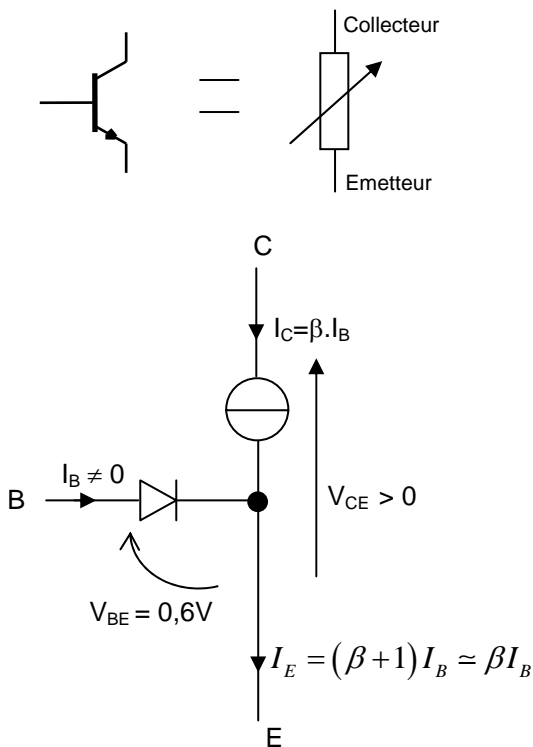
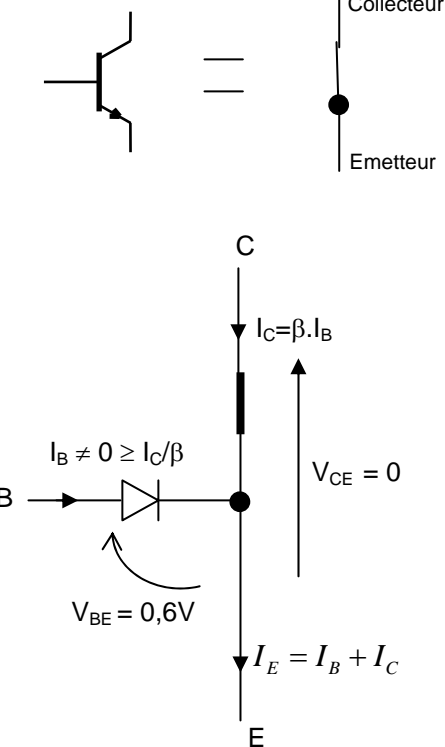
Par contre  $U = +15 \text{ V}$  et  $P = 15,6 \times 2.10^{-2} = 0,312 \text{ W}$ .

4.

e1	e2	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Seule la dernière ligne ( $e1 = +E$  et  $e2 = +E$ ) permet de saturer les deux transistors  $T_1$  et  $T_2$  qui sont en série et donc de mettre ainsi la base de  $T_3$  au potentiel de la masse.  $T_3$  est donc bloqué et donc  $S$  est au potentiel  $+E$  soit 1 logique.

## Modélisation du transistor NPN en régime statique :

Transistor bloqué	Transistor en régime linéaire	Transistor saturé
 <p> <math>I_B = 0</math>, <math>V_{BE} &lt; 0,6V</math>, <math>I_C = 0</math> quelle que soit <math>V_{CE} \geq 0</math>.         </p>	 <p> <math>I_B \neq 0</math>, <math>V_{BE} \approx 0,6V</math>, <math>V_{CE} &gt; 0</math> (ou tout juste égal à 0),  <math>I_C = \beta I_B</math> et <math>I_E = (\beta + 1)I_B \approx \beta I_B</math>.         </p>	 <p> <math>I_B \neq 0</math>, <math>V_{BE} \geq 0,6V</math>, <math>V_{CE} = 0</math>, <math>I_C &lt; \beta I_B</math> et <math>I_E = I_B + I_C</math>,          on peut trouver dans ce cas <math>I_B &gt; I_C</math>.          Pour saturer le transistor, il faut injecter au moins <math>I_{Bmini} \geq I_C / \beta</math> </p>



Analyser le schéma suivant :

