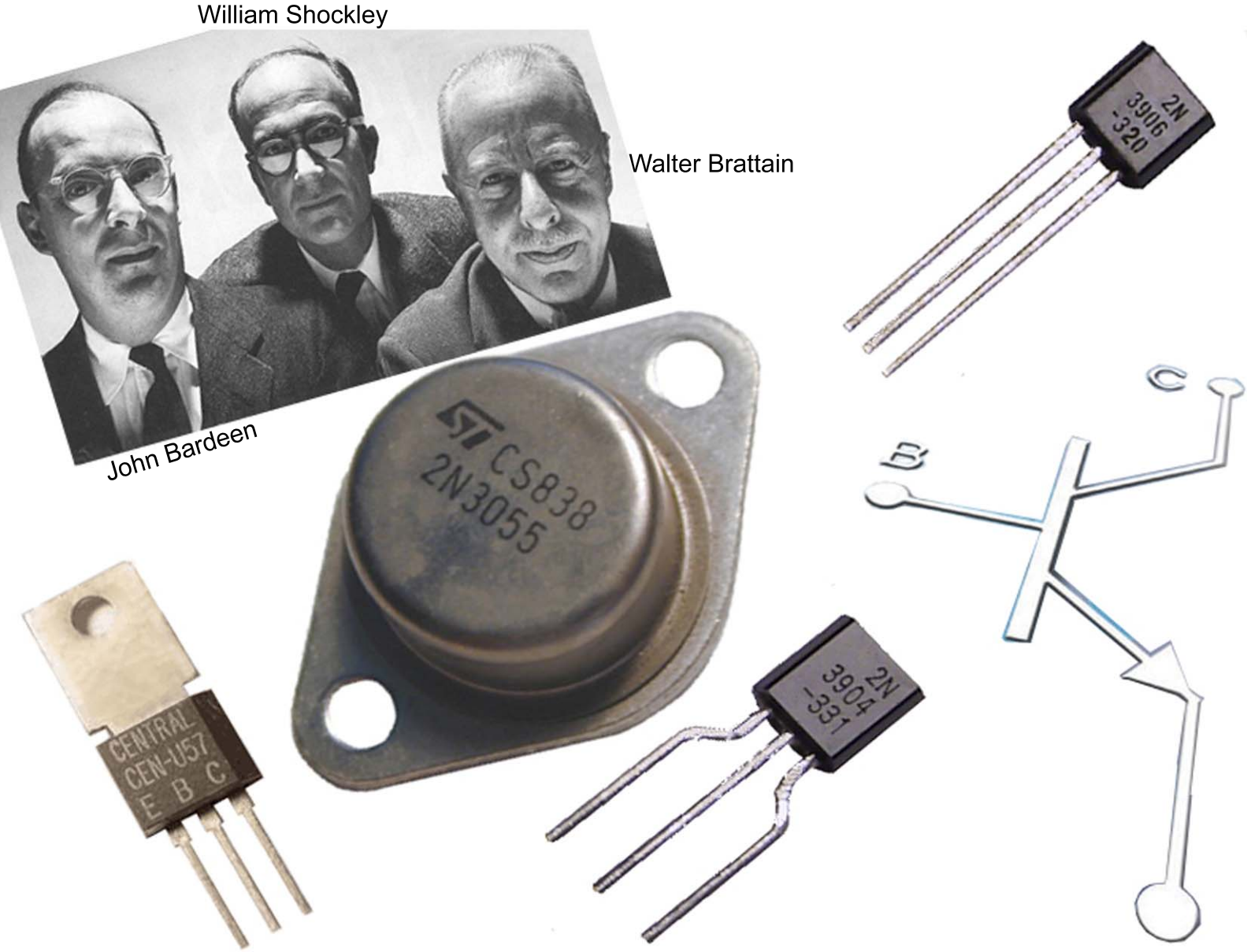
transistors bipolaires



Claude Chevassu

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 êtres 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) doi(ven)t 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), quelqu'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 (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°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 Lilienfield 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.

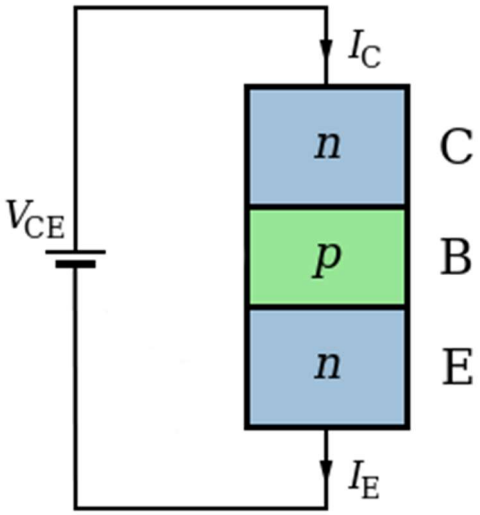
A partir de 1970, une nouvelle technologie dite M.O.S. (metal oxide semiconductor) permit de fabriquer des transistors à effet de champ, à grille isolée par une couche d'oxyde de silicium, plus petits et plus rapides.

En 1971, Marcian 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 mm2). 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'égaler. 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 …

Explication du fonctionnement du transistor

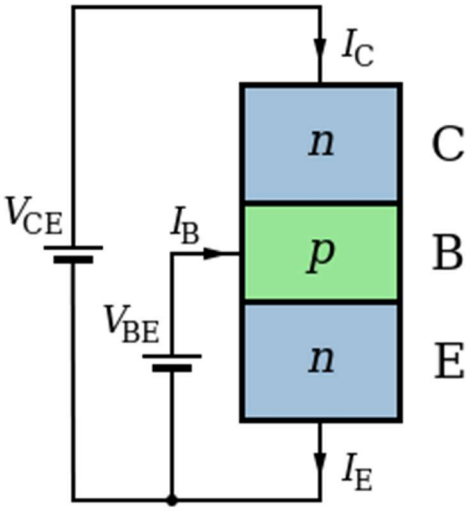
Le transistor NPN se compose de trois couches de silicium respectivement dopées N, P et N, d'où le nom de ce transistor. Les deux couches N constituent le collecteur et l'émetteur tandis que la couche P du milieu constitue la base.



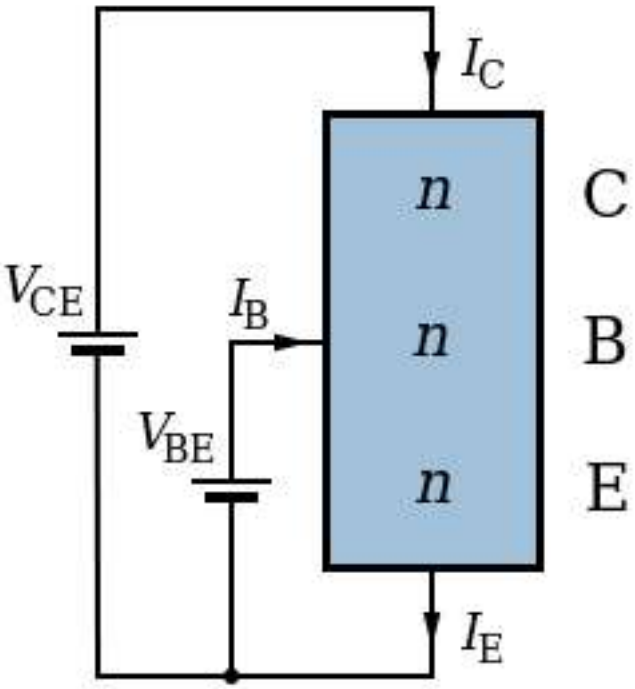
La diode collecteur base (CB) étant polarisé en sens inverse, le courant ne peut pas circuler. Dans ce mode de fonctionnement, on dit que le transistor est *bloqué*.

Pour faire circuler un courant, il faudrait pouvoir éliminer la diode CB, collecteur - base. Cela est possible en inversant le dopage de la base. Contrairement à ce que la figure ci-dessus peut laisser croire, la base est une couche extrêmement mince, c'est même dans cette minceur que réside « le truc » du fonctionnement du transistor, grâce à cette minceur, contrôler le dopage de la base va s'avérer possible et facile.

Pour inverser le dopage de la base, il faudrait que les électrons (n) deviennent les porteurs mobiles majoritaires au détriment des trous (p). Cela est possible en faisant passer un courant entre la base et l'émetteur comme le montre la figure ci-après :

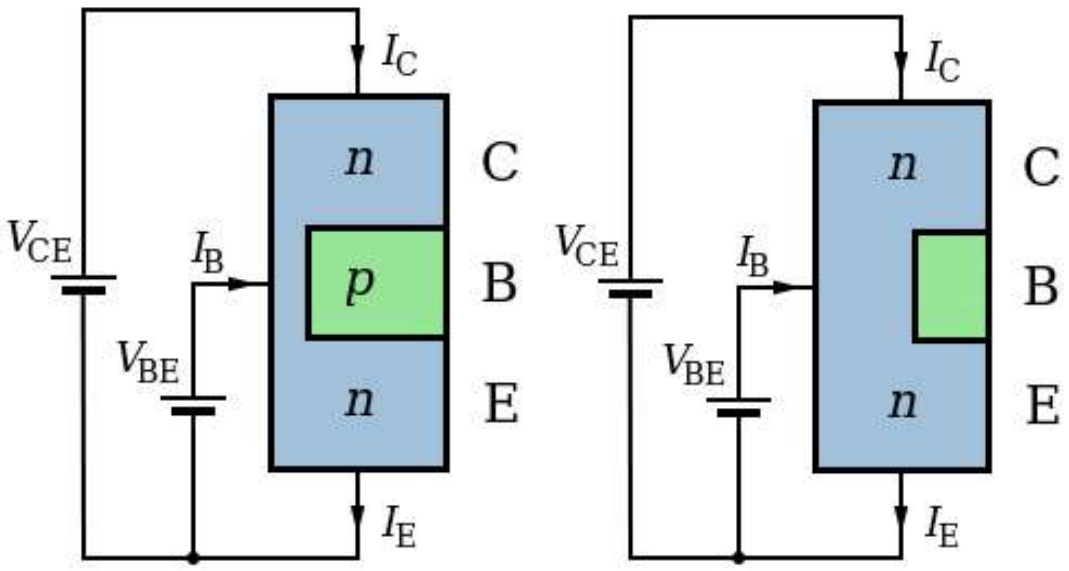


Si ce courant est suffisant, on peut avoir une inversion totale du dopage. Les électrons correspondant à la circulation du courant base - émetteur envahissent la base en nombre suffisant pour constituer la population majoritaire de porteurs de charge mobiles. Dès lors que le dopage de la base s'est changé de « p » à « n », le dopage est « n » dans tout le transistor, la diode collecteur - base qui empêchait la circulation d'un courant collecteur – émetteur n'existe plus et on peut considérer, en première approximation, que le transistor est un morceau de fil conducteur de résistance nulle, comme le montre la figure ci-dessous :



Dans ce mode de fonctionnement on dit que le transistor est *saturé*.

Si l'intensité du courant base – émetteur est comprise entre 0 (transistor bloqué) et la valeur minimale permettant d'inverser complétement le dopage de la base (transistor saturé), le transistor est en mode de fonctionnement *linéaire*. Si on considère que les électrons se concentrent tous dans une zone précise, c'est dans cette zone que le dopage s'inverse. Suivant l'intensité du courant base – émetteur, cette zone sera de section plus ou moins importante, d'autant plus grande que l'intensité sera forte. Le contrôle de l'intensité base – émetteur permet de contrôler la section équivalente du « fil conducteur » collecteur – émetteur et permet donc de contrôler la résistance équivalente collecteur – émetteur, comme le montre la figure ci-après :

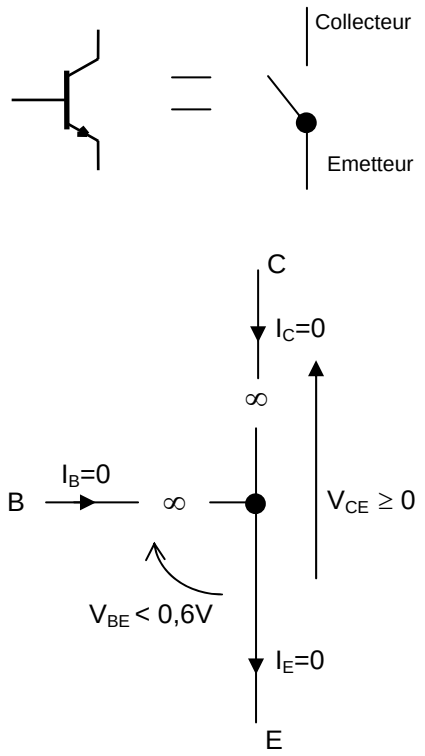


Dans la figure ci-dessus, l'intensité I_B du schéma de gauche est plus faible que celle du schéma de droite.

En régime linéaire, le transistor, entre son collecteur et son émetteur, est semblable à un fil conducteur dont on peut contrôler la résistance en faisant varier sa section s comme dans la formule donnant la résistance d'un fil de conductivité ρ et de section s : $R = \rho \frac{l}{s}$

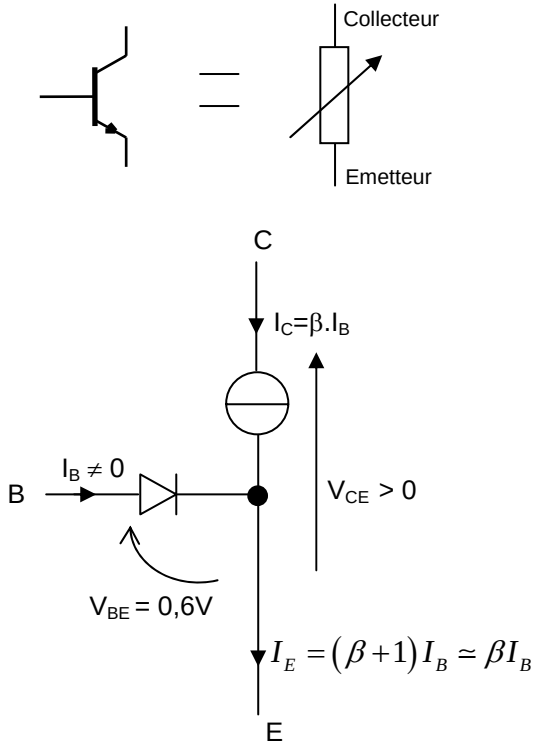
Modélisation du transistor NPN en régime statique :

Transistor bloqué



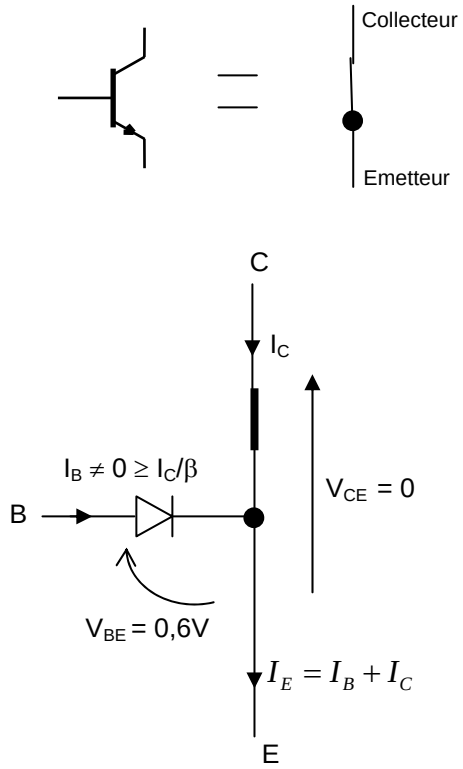
$I_B = 0$, $V_{BE} < 0{,}6$ V, $I_C = 0$ quelle que soit $V_{CE} \geq 0$.

Transistor en régime linéaire



$I_B \neq 0$, $V_{BE} \simeq 0{,}6$ V, $V_{CE} > 0$ (ou tout juste égal à 0), $I_C = \beta I_B$ et $I_E = (\beta+1)I_B \simeq I_C$.

Transistor saturé



$I_B \neq 0$, $V_{BE} \geq 0{,}6$ V, $V_{CE} = 0$, $I_C < \beta I_B$ et $I_E = I_B + I_C$, on peut trouver dans ce cas $I_B > I_C$.
Pour saturer le transistor, il faut injecter au moins $I_{Bmini} \geq I_C/\beta$

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 paramètre suivants :

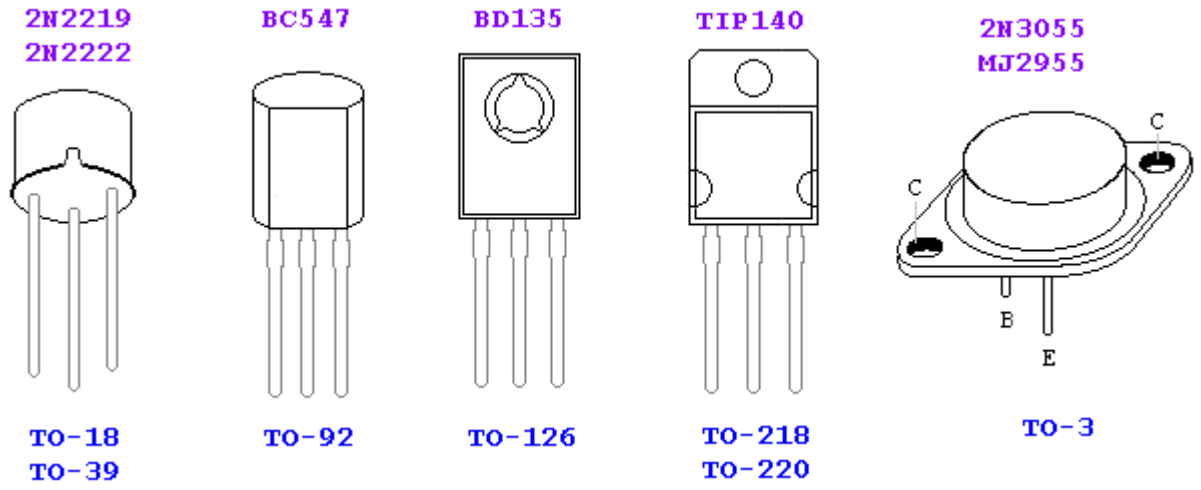
- Le V_{CEMax} que peut supporter le transistor.
- Le courant de collecteur maxi I_{CMax}.
- La puissance maxi que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le **radiateur** !).
- Le gain en courant β ou h_{FE}.
- Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation $V_{CEsatmax}$ 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-126	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.

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

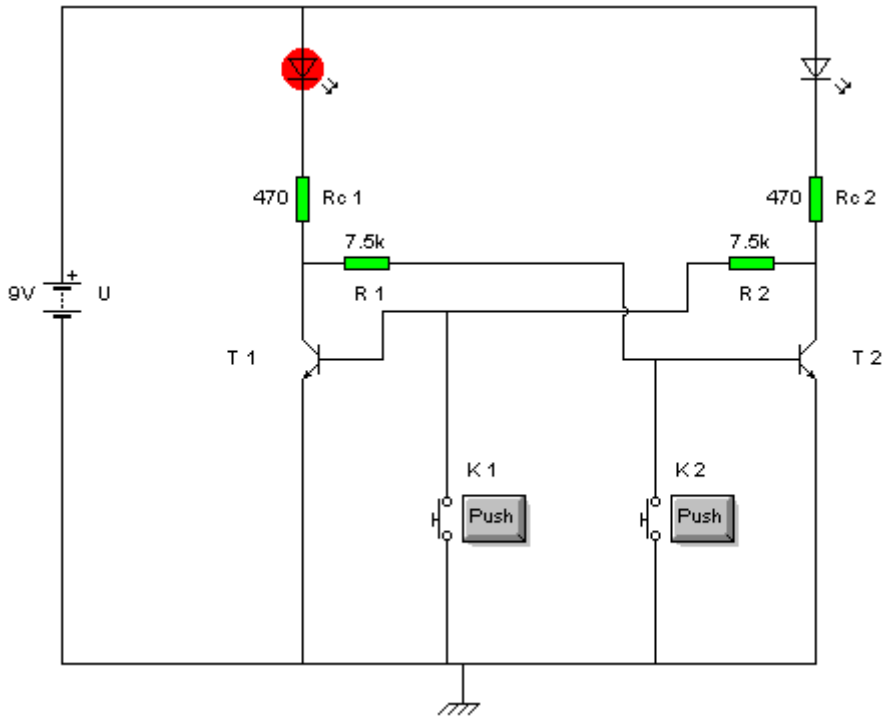


Figure 10

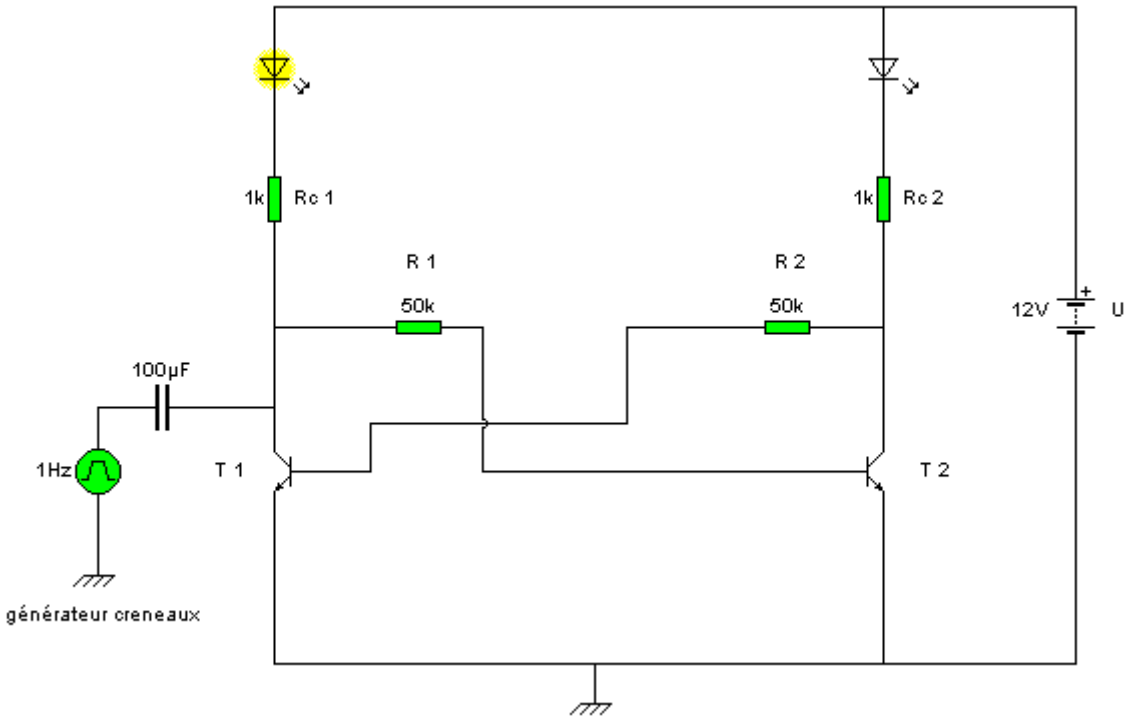


Figure 11

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 :

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

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

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

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.

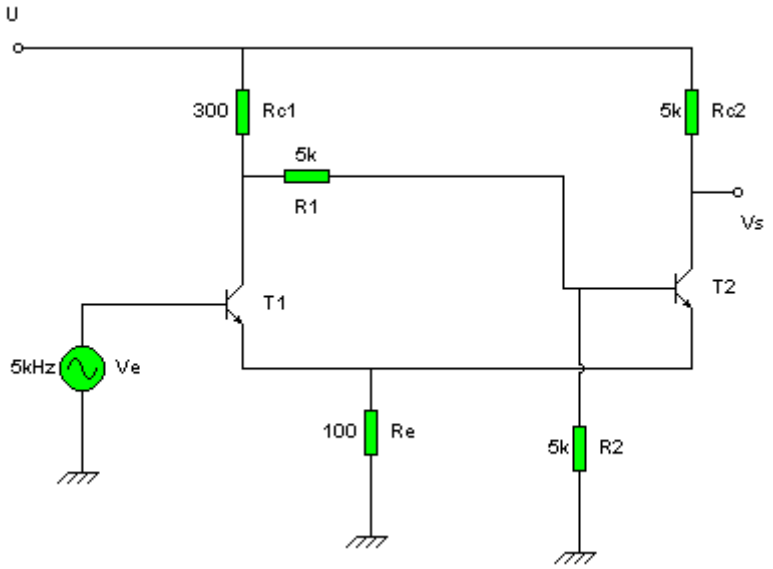


Figure 12

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) dés 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.

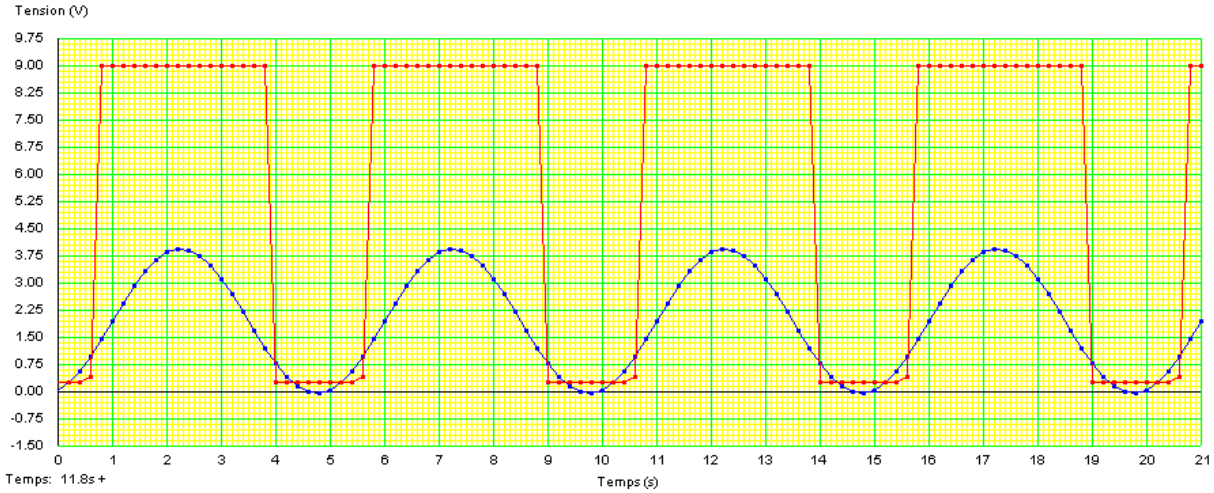


Figure 13

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

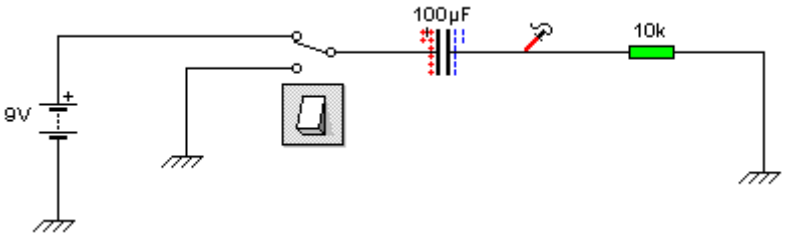


Figure 14

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 :

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

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 :

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

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

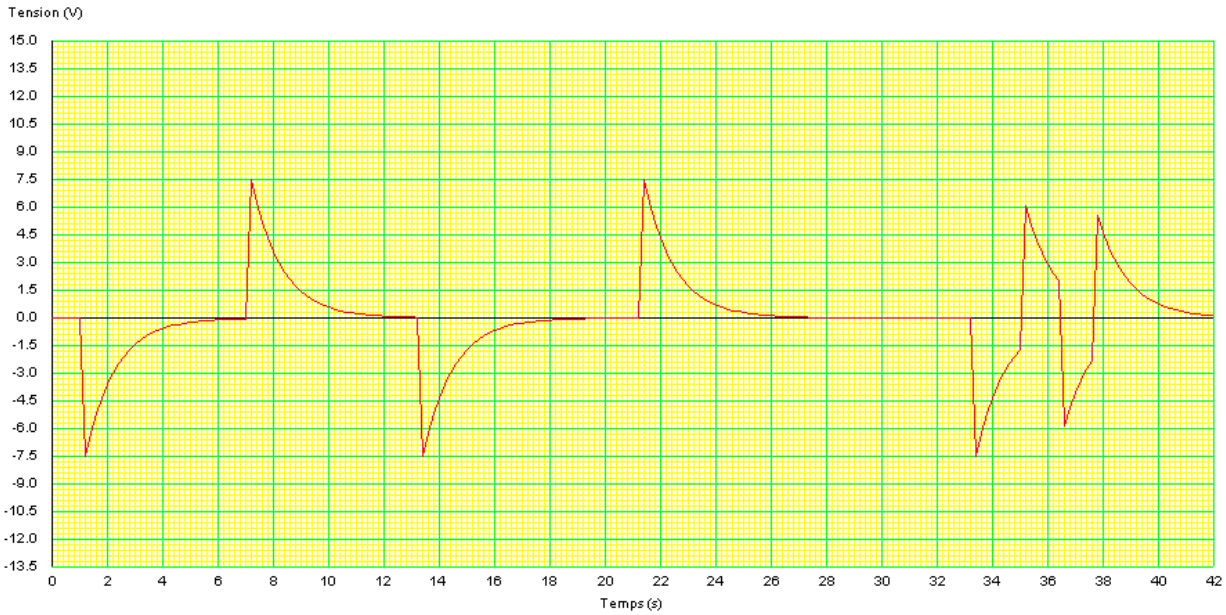

Tension (V)
15.0
13.5
12.0
10.5
9.0
7.5
6.0
4.5
3.0
1.5
0.0
-1.5
-3.0
-4.5
-6.0
-7.5
-9.0
-10.5
-12.0
-13.5
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
22
24
26
28
30
32
34
36
38
40
42
Temps (s)

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

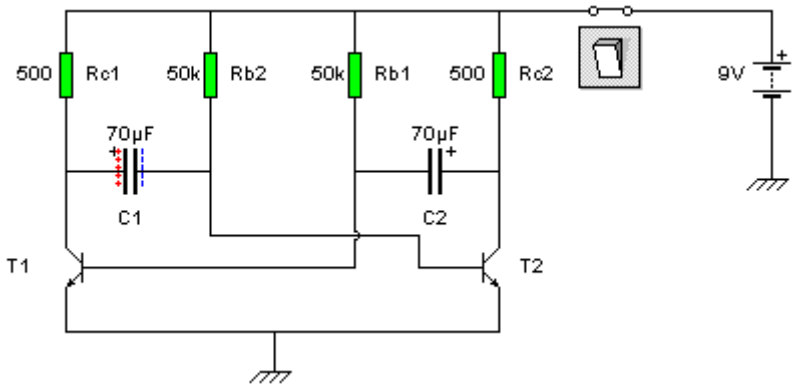


Figure 16

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. ($R_{B1} < \beta.R_{C1}$).
En pratique, on prendra $R_B > 10.R_C$

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 $Q = C_1.U$ 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 $\tau_2 = R_{C2}.C_2$.
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 $\tau_1 = R_{B2}.C_1$ 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.

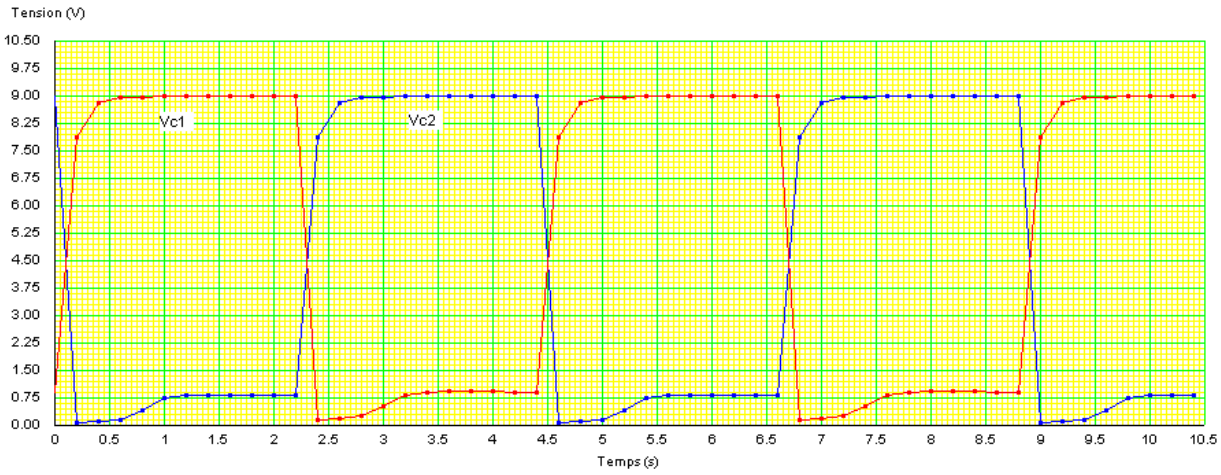


Figure 17

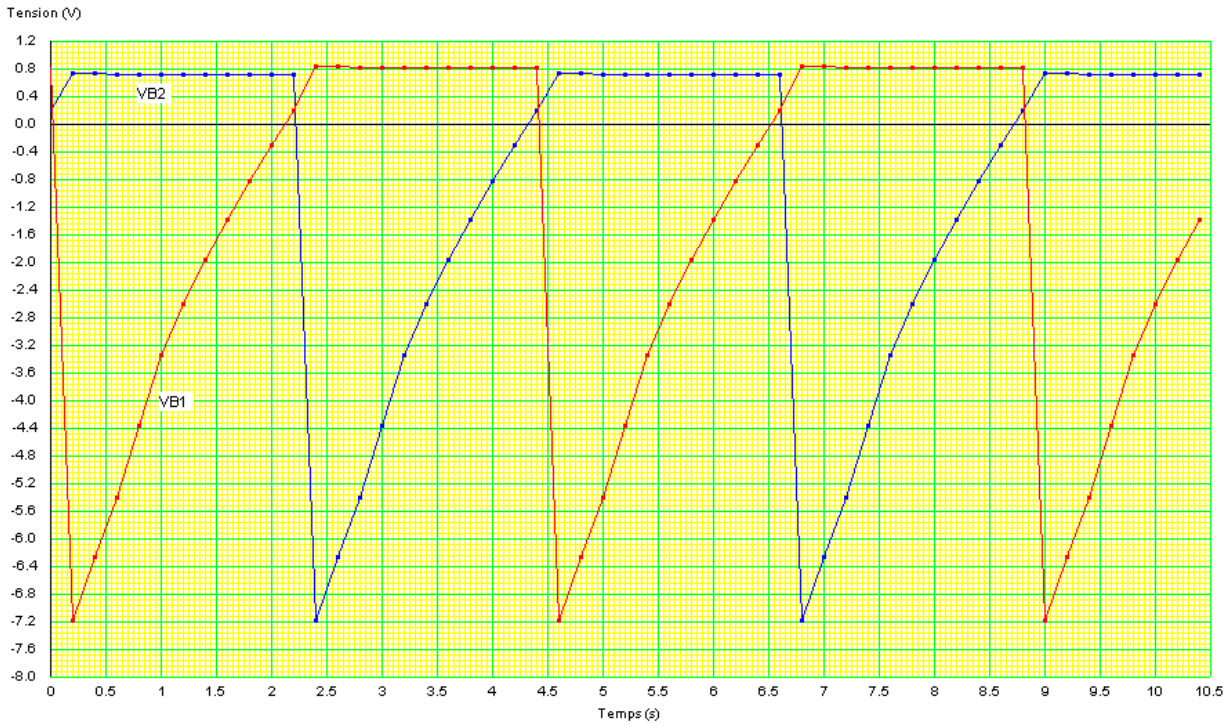


Figure 18

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.

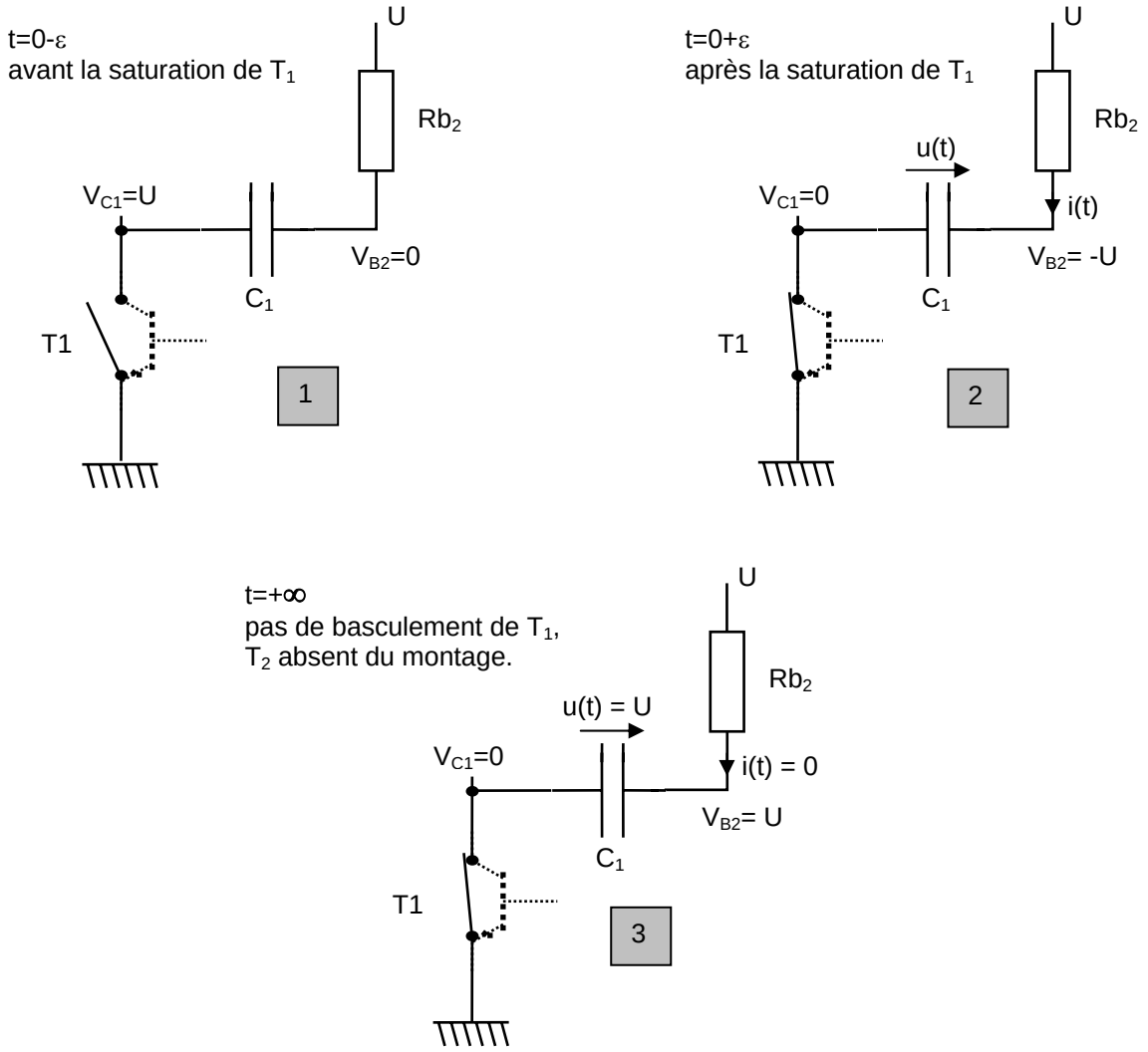


Figure 19

L'équation de la charge de C_1 (voir Figure 19) est : $u(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C1}} + B$

Déterminons les constantes A et B à l'aide des valeurs prises par u(t) lorsque t = 0 et t→∞.

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 : $u(t) = A \cdot e^{-\frac{0}{R_{B2} \cdot C1}} + B = -U \Rightarrow A + B = -U$

Lorsque t→∞ (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.

On aurait donc : $u(t) = A \cdot e^{-\frac{+\infty}{R_{B2} \cdot C1}} + B = U \Rightarrow B = U$

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

L'équation de la charge de C1 est donc : $u(t) = -2U \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C1}} + U = U\left(1 - 2 \cdot e^{-\frac{t}{R_{B2} \cdot C1}}\right)$

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.

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

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

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

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

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 :

$$\boxed{T = t_1 + t_2 \simeq 0,7 \times \left(R_{B2} \times C1 + R_{B1} \times C2\right)}$$

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

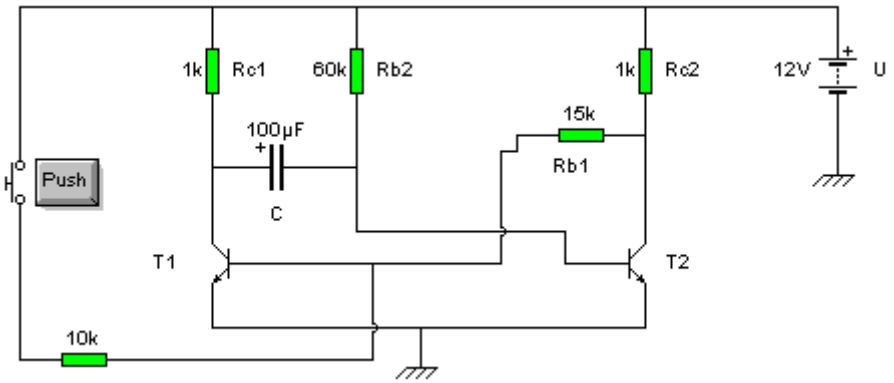


Figure 20

Dans l'état initial, le transistor T_1 est bloqué est 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 V pour l'armature droite.

Si on applique une tension positive sur la base du transistor T_1, il se sature et $V_{C1} = V_{SAT} \simeq 0$.
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 $C.R_{B2}$.

Lorsque V_{B2} dépasse la tension de seuil de la diode d'entrée de T_2 (0,6 à 0,7 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 :
$D = 0{,}7.R_{B2}.C$

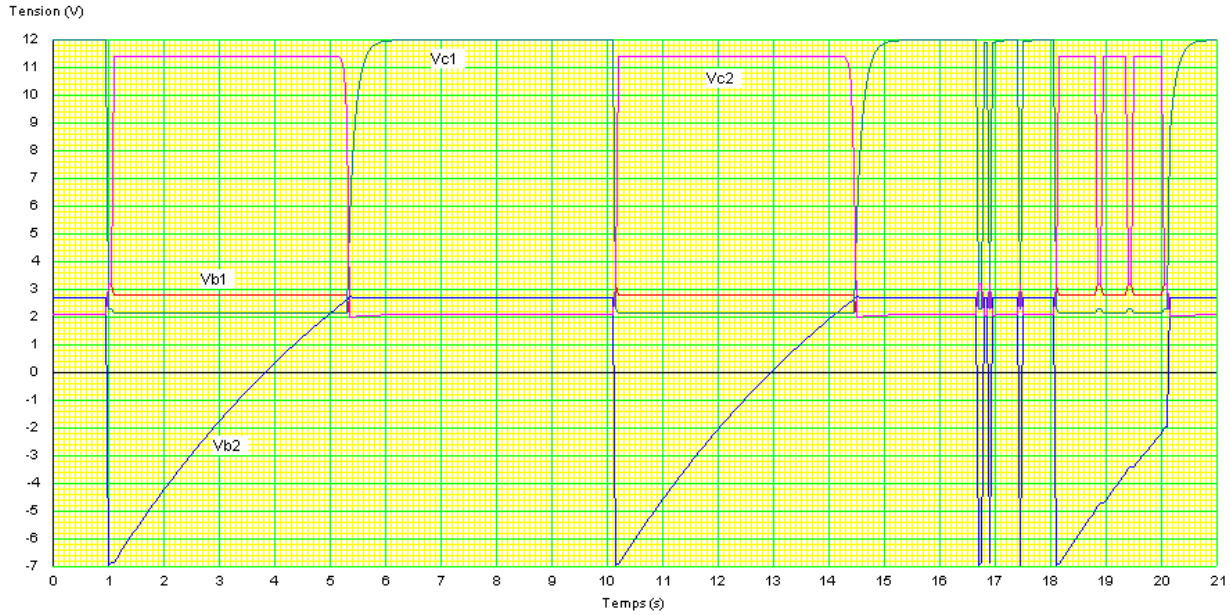


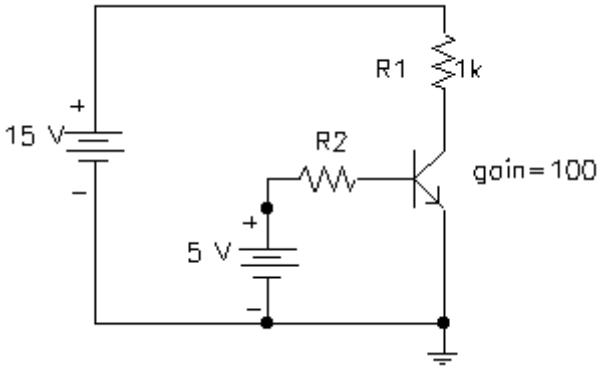
Figure 21

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.

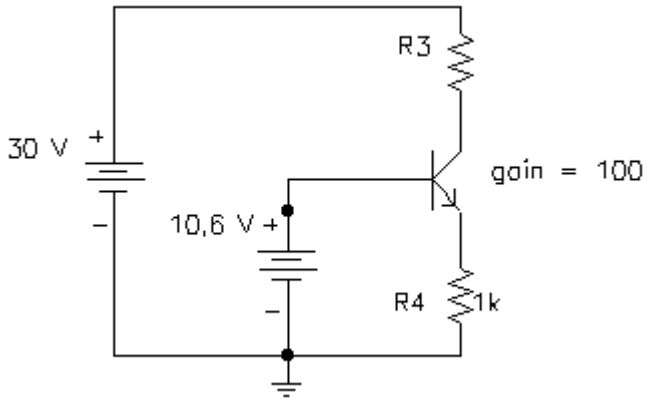
Exercices

1° Soit le schéma suivant : (On admettra que Vbe = 0,6 V dans tout l'exercice).



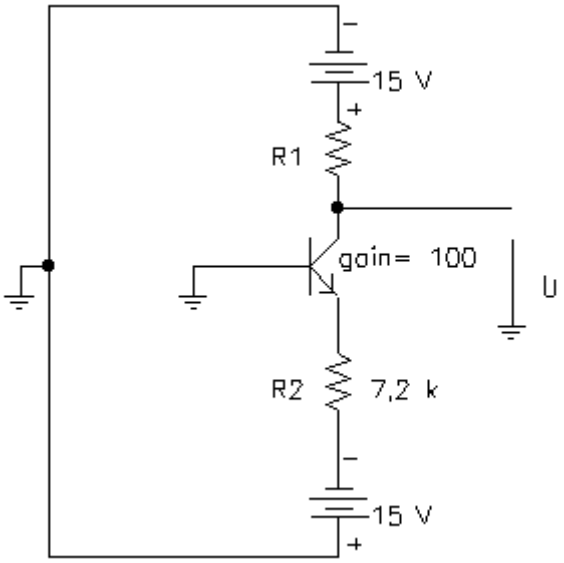
On désire que Vce = 5 V. Déterminer la valeur de R2.
Que devient Vce si R2 = 4,4 kΩ ?

2° Soit le schéma suivant : (On admettra que Vbe = 0,6 V dans tout l'exercice).



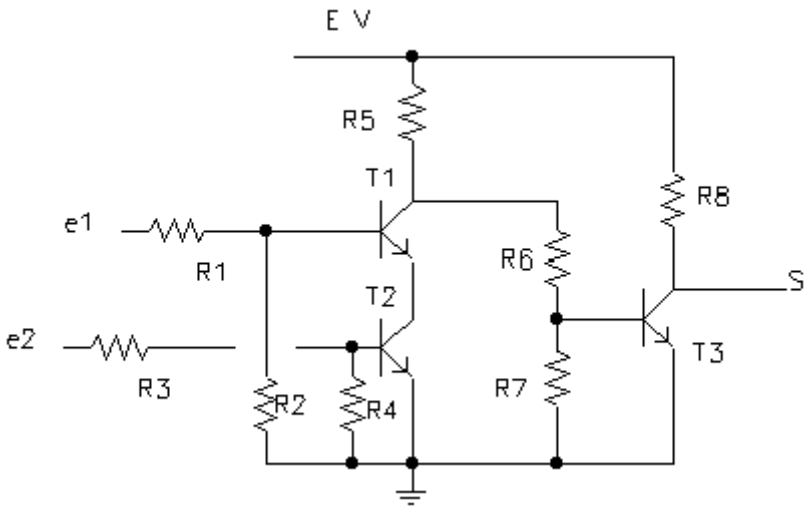
Déterminer la valeur de R3 afin d'obtenir Vce = 10 V. Que peut-on dire de Ib ?
Que devient le courant de base si R3 = 1 MΩ ?
Proposer un schéma avec un transistor PNP afin d'obtenir une tension |Vce| identique en valeur et en position par rapport à la masse à celle de la question a).

3° Soit le schéma suivant : (On admettra que Vbe = 0,6 V dans tout l'exercice).



Déterminer la valeur de U si R1 = 5 kΩ.
Que vaut U si R1 = 50 kΩ ?
Que vaut U si R2 = 720 Ω et R1 = 500 Ω ?
Que se passe-t-il si R2 = 720 Ω et R1 = 0 Ω ?

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 V ;
- e1 = +E V, e2 = 0 V ;
- e2 = +E V, e1 = 0 V ;
- e1 = e2 = + E V.

SOLUTIONS

1. On désire que V_{CE} = 5 V, donc le transistor fonctionne en régime linéaire. S'il était en régime bloqué, on aurait V_{CE} = 15 V. S'il était en régime saturé, on aurait V_{CE} = 0 V.
On a donc $I_C = \beta.I_B \simeq I_E$
Ainsi, aux bornes de la résistance R_1, il y aura une d.d.p. de 15 – 5 = 10 V. R_1 sera traversée par une intensité de 10/103 = 10 mA = $I_C = I_E$.
Le courant I_B nécessaire pour appeler I_C est égal à I_C/β = 10/100 = 0,1 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 et de 4,4 V.

On a donc $R_2 = VR_2/IR_2$ = 4,4/(0,1.10-3) = 44 kΩ.

Si R_2 devient égale à 4,4 kΩ (44 kΩ/10), I_B sera multiplié par 10. Supposons que le transistor soit encore en fonctionnement linéaire, alors I_C = 100 x (10 x 0,1.10-3) = 0,1 A. Cela produirait aux bornes de R_1 une d.d.p. de 1000 x 0,1 = 100 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 V. Aux bornes de R_1 on a maintenant 15 V, soit un courant I_C = 15/1000 = 15 mA.
I_B est supérieur à ce qui serait nécessaire pour faire circuler I_C en régime linéaire :
I_{Blin} = 15/100 = 0,15 mA < I_B = 1 mA.

2. Si V_{CE} = 10 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 V.
On connaît la valeur du courant qui traverse R_3 : $I_C = I_E$ = 10 mA et on connaît la d.d.p. aux bornes de R_3, on a donc : $R_3 = \frac{10}{10.10^{-3}} = 1 \text{ k}\Omega$

R_3 = 1 MΩ, 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 Ia d.d.p. aux bornes de R_4 est toujours semblable et I_E = 10 mA.

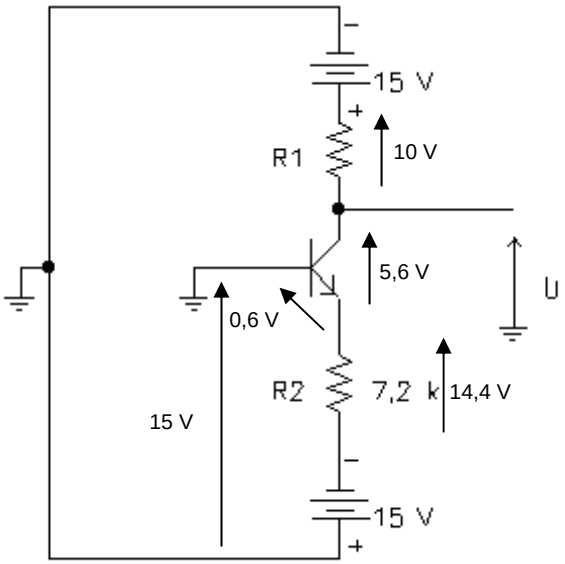
D'après notre hypothèse (transistor en régime linéaire), I_C vaut également 10 mA.
La d.d.p. aux bornes de R_3 devient : 10.10-3 x 106 = 10000 V !

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 V, la d.d.p. qui apparaît aux bornes de R_3 est donc 30 – 10 = 20 V.

L'intensité qui traverse R_3 est donc 20/106 = 20 μA. $I_B = I_E - I_C$ = 10.10-3 – 20.10-6 ≈ 10 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 V.

3.2. Si R_C = 50 kΩ, en admettant que le transistor est toujours en régime linéaire, on obtient :
U_{RC} = $R_C.I_C$ = 5.104 x 2.10-3 = 100 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 V (on a toujours U_{RE} = 14,4 V).

3.3 Si R_E = 720 Ω et R_C = 500 Ω, les potentiels restent inchangés.
U_{RE} = 14,4 V, $I_E = \frac{14,4}{720} = 20 \text{ mA}$
$I_C \simeq I_E = 20 \text{ mA}$ (VCE > 0 ?)
U_{RC} = 10 V
V_{CE} = 30 – (10 + 14,4) = 5,6 V.

Par contre, la puissance dissipée dans le transistor est multipliée par 10.
$P_T = V_{CE}.I_C$ = 5,6 x 2.10-2 = 0,112 W

3.4 Si R_E = 720 Ω et R_C = 0, nous avons toujours U_{RE} = 14,4 V, I_E = 20 mA $\simeq I_C$.
Par contre U = + 15 V et P = 15,6 x 2.10-2 = 0,312 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.

Exercices sur les transistors bipolaires

1.1 Transistor NPN

Le circuit de la figure 1 utilise un transistor idéal au silicium. On donne :

- $V_{BE} = 0{,}6\,\text{V}$;
- $\beta = 100$;
- $E = 20\,\text{V}$

Calculer les valeurs des résistances si on impose $U = 10\,\text{V}$ et $I_C = 10\,\text{mA}$.

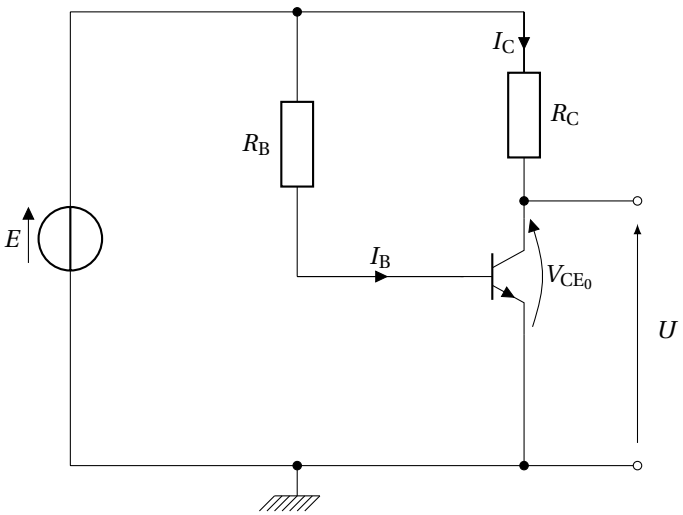


FIGURE 1 – Circuit de l'exercice 1.1

Voir la correction page 6

1.2 Transistor PNP

Le circuit de la figure 2 utilise un transistor idéal au silicium. On donne :

- $V_{EB} = 0{,}6\,\text{V}$;
- $\beta = 100$;
- $E = 20\,\text{V}$

Calculer les valeurs des résistances si on impose $U = 10\,\text{V}$ et $I_C = 10\,\text{mA}$.

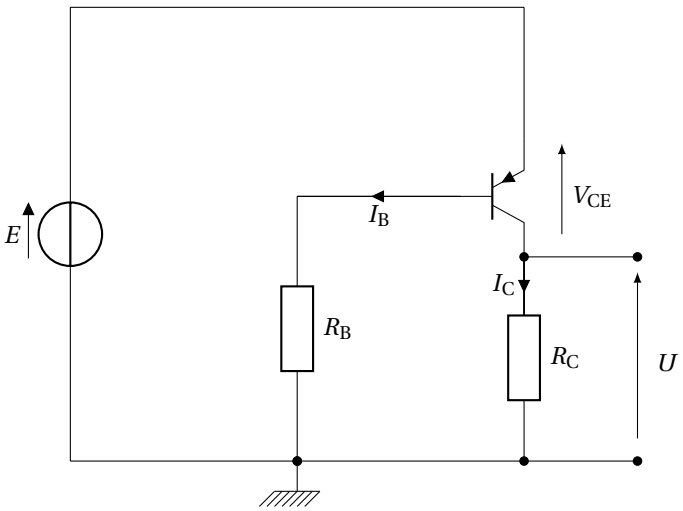


FIGURE 2 – Circuit de l'exercice 1.2

Voir la correction page 7

1.3 Transistor avec une alimentation à point milieu

Le circuit de la figure 3 utilise un transistor idéal au silicium. On donne :

- $V_{BE} = 0{,}6\,\text{V}$;
- $\beta = 100$;
- $E_1 = E_2 = 20\,\text{V}$

Calculer les valeurs des résistances si on impose $U = 10\,\text{V}$ et $I_C = 10\,\text{mA}$.

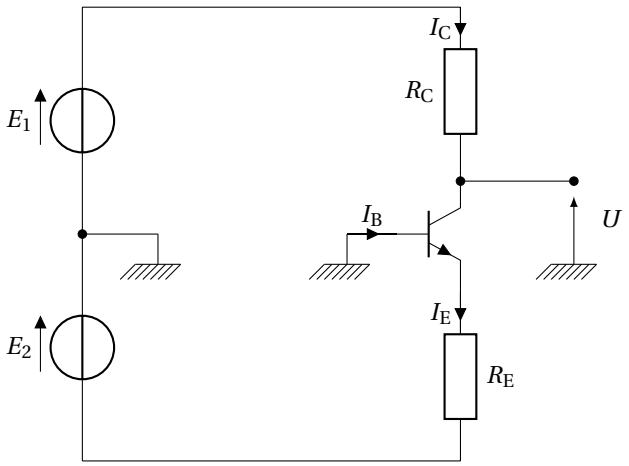


FIGURE 3 – circuit de l'exercice 1.3

Voir la correction page 8

1.4 Transistor avec diode Zener

Le montage de la figure 4 utilise un transistor idéal au silicium, D_Z est une diode Zener idéale. On donne :

- $V_{BE} = 0{,}6\,\text{V}$;
- $\beta = 100$;
- $V_Z = 4{,}6\,\text{V}$;
- $I_Z = 30\,\text{mA}$;
- $R_E = 1\,\text{k}\Omega$.

1. Déterminer le régime de fonctionnement du transistor.
2. Calculer l'intensité du courant I_B ;
3. Calculer la valeur de la résistance R_Z.
4. Calculer la tension V_S aux bornes de la résistance R_E.

La tension V_{CC} vaut désormais 12 V.

5. Calculer la nouvelle tension V_S aux bornes de la résistance R_E.

La résistance R_E vaut désormais $R_E = 3\,\text{k}\Omega$.

6. Calculer la nouvelle tension V_S aux bornes de la résistance R_E.
7. Que peut-on en conclure quant aà la fonction remplie par le montage ?

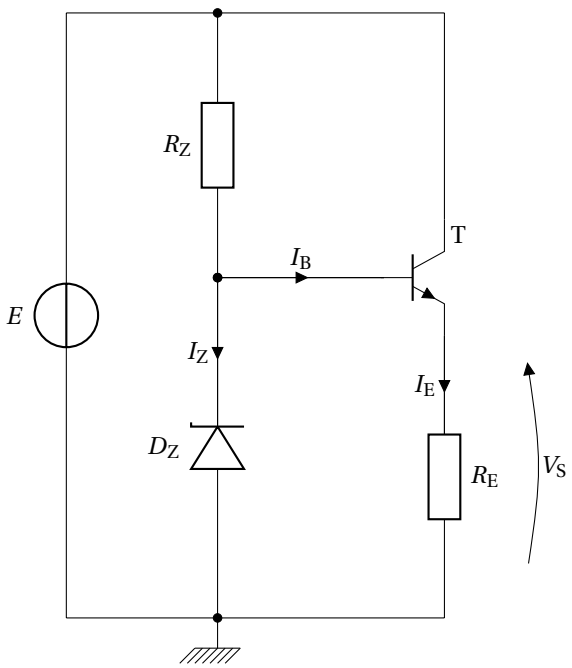


FIGURE 4 – circuit de l'exercice 1.4

Voir la correction page 9

1.5 Générateur de courant

Soit le montage de la figure 5 où D_Z est une diode Zener idéale. On donne :

- $V_{BE} = 0{,}6\,V$;
- $\beta = 100$;
- $E = 15\,V$;
- $V_Z = 5{,}6\,V$;
- $R_E = 1\,k\Omega$;
- $V_{CE_{SAT}} = 0\,V$.

1. Calculer l'intensité I_E du courant qui circule dans la résistance R_E.

On règle R_C à la valeur de $500\,\Omega$.

2. Calculer l'intensité I_C du courant qui circule dans la résistance R_C.
3. Calculer le courant de base I_B.
4. Calculer R_B, sachant que le courant nominal de la diode Zener est $I_Z = 20\,mA$.

On règle R_C à la valeur de $1{,}8\,k\Omega$.

5. Calculer l'intensité I_C du courant qui circule dans la résistance R_C.

On règle R_C à la valeur de $0\,\Omega$.

6. Calculer l'intensité I_C du courant qui circule dans la résistance R_C.
7. Conclure quant à la fonction du montage.
8. Calculer la puissance dissipée par le transistor.

On règle R_C entre 0 et sa valeur maximum.

9. Calculer la valeur maximale de R_C pour laquelle le montage fonctionne comme prévu.

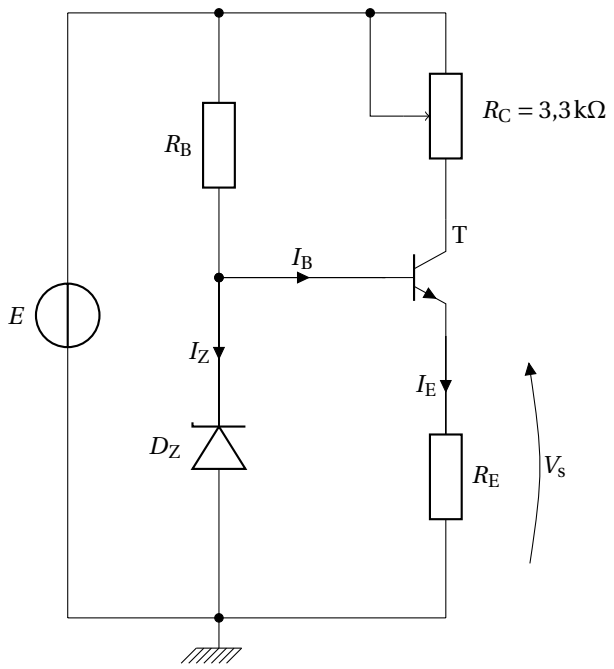


FIGURE 5 – circuit de l'exercice 1.5

Voir la correction page 10

1.6 Porte logique

Le schéma de la figure 6 représente une porte logique réalisée en technologie « TTL » (Transistor Transistor Logic).

On admettra que le potentiel $+E$ correspond au « 1 logique » et que le potentiel de la masse correspond au « 0 logique ».

1. Déterminer la table de vérité de ce montage.
2. En déduire la fonction logique réalisée.

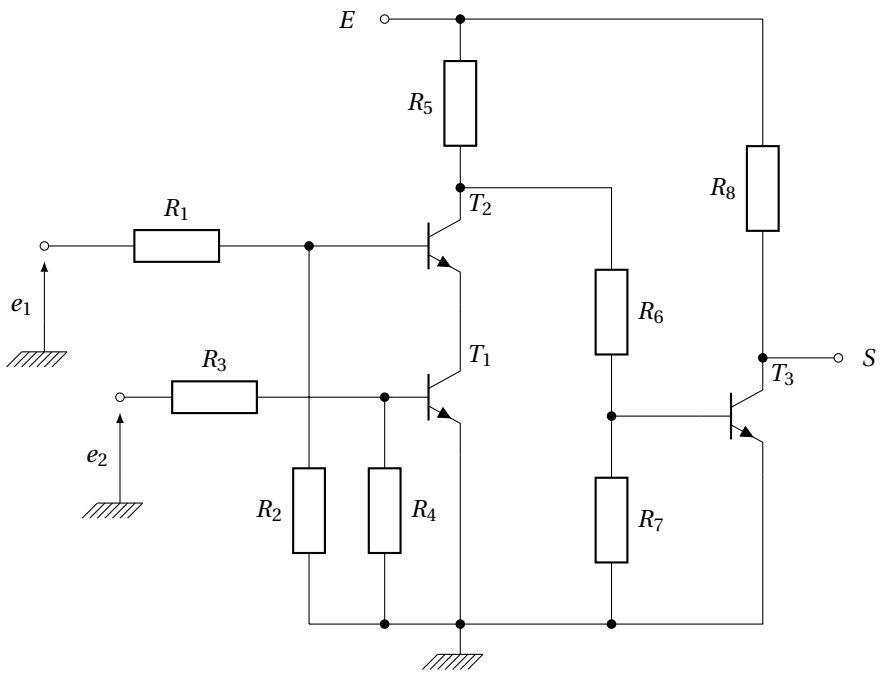


FIGURE 6 – circuit de l'exercice 1.6

Voir la correction page 11

Correction

1.7 Corrigé de l'exercice 1.1 page 29

Puisque l'on impose $U = V_{CE} = 10\,V$, il est évident que le transistor fonctionne en régime linéaire ($0 < V_{CE} < E$).

On rappelle que pour calculer la valeur d'une résistance, il faut déterminer la d.d.p. aux bornes de la résistance inconnue, l'intensité du courant qui traverse cette résistance et en faire le quotient. En effet, conformément à la loi d'Ohm, $R = \frac{U_R}{I_R}$.

Nous utilisons deux méthodes : la *méthode théorique* qui consiste à écrire les équations des montages et la *méthode pratique* ou *méthode des flèches* correspondant à positionner les flèches intensités (descendantes) et les flèches tensions (montantes) avec les valeurs connues ou facilement déductibles. *Cela impose de représenter les schémas avec les potentiels décroissants du haut vers le bas.*

Méthode théorique. On écrit les équations :

$$E = R_C I_C + V_{CE} = R_C I_C + U$$

$$E = R_B I_B + V_{BE} \quad \text{et} \quad I_C = \beta I_B$$

et on aboutit à :

$$R_C = \frac{E - U}{I_C} = 1\,k\Omega \quad \text{et} \quad R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_C/\beta} = 194\,k\Omega$$

Méthode des flèches (voir la figure 7. Le positionnement des flèches se fait dans l'ordre suivant : $U = 10\,V$, $V_{R_C} = 10\,V$, $I_C = 10\,mA$, $I_B = 0{,}1\,mA$, $V_{BE} = 0{,}6\,V$, $V_{R_B} = 19{,}4\,V$.

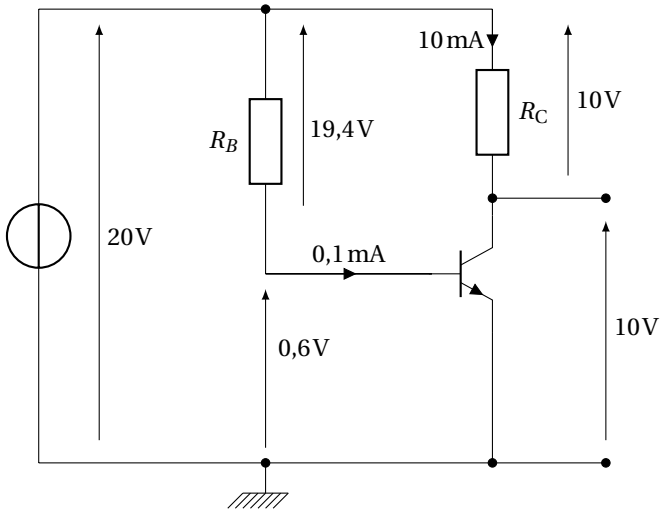


FIGURE 7 – corrigé de l'exercice 1.1, méthode des flèches

Diviser des volts par des milliampères nous donne directement des kΩ. Ainsi :

$$R_C = \frac{10}{10\,mA} = 1\,k\Omega$$

$$R_B = \frac{19{,}4}{0{,}1\,mA} = 194\,k\Omega$$

1.8 Corrigé de l'exercice 1.2 page 29

Ici aussi, comme dans l'exercice précédent, il est évident que le transistor fonctionne en régime linéaire.
Méthodes théorique. Les équations : $E = V_{CE} + U$, $U = R_C I_C$ et $E = V_{EB} + R_B I_B$ permettent d'obtenir :

$$R_C = \frac{U}{I_C} = \frac{10}{10^{-2}} = 1\,\text{k}\Omega$$

$$R_B = \frac{E - V_{EB}}{I_C/\beta} = \frac{19,4}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 194\,\text{k}\Omega$$

Méthode des flèches. À partir de la figure 8 nous positionnons les fléches suivant l'ordre : $V_{R_C} = 10\text{V}$, $I_C = 10\,\text{mA}$, $I_B = 0,1\,\text{mA}$, $V_{EB} = 0,6\,\text{V}$ et $V_{R_B} = 19,4\,\text{V}$.

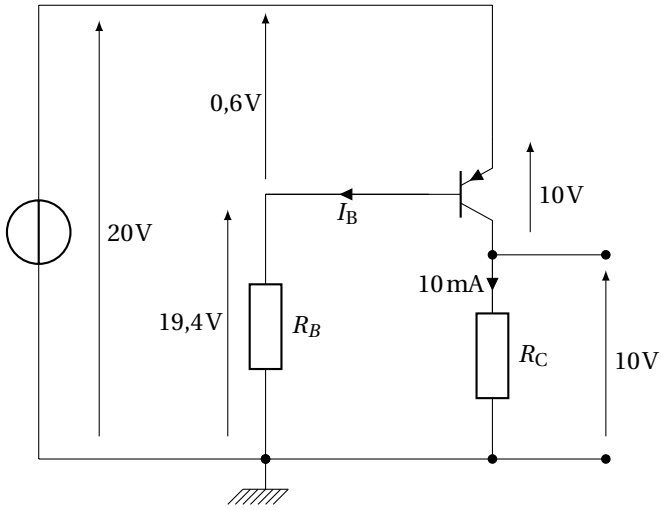


FIGURE 8 – Corrigé de l'exercice 1.2, méthodes des flèches

On en déduit les valeurs des résistances :

$$R_C = \frac{10}{10\,\text{mA}} = 1\,\text{k}\Omega$$

$$R_B = \frac{19,4}{0,1\,\text{mA}} = 194\,\text{k}\Omega$$

1.9 Corrigé de l'exercice 1.3 page 30

Méthode théorique. On est en régime linéaire car $0 < V_{CE} < 40\,V$ et donc : $I_C \simeq I_E$.
Les équations :

$$\begin{aligned} E_1 + E_2 &= R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E \simeq (R_C + R_E) \cdot I_C + V_{CE} \\ E_2 &= V_{BE} + R_E I_E \simeq V_{BE} + R_E I_C \\ E_1 &= R_C I_C + U \end{aligned}$$

permettent d'obtenir :

$$\begin{aligned} R_C &= \frac{E_1 - U}{I_C} = \frac{20-10}{10^{-2}} = 1\,k\Omega \\ R_E &= \frac{E_2 - V_{BE}}{I_E} = \frac{20-0,6}{10^{-2}} = 1,94\,k\Omega \end{aligned}$$

Méthodes des flèches (voir la figure 9). L'ordre de positionnement des flèches est : $U = 10\,V$, $V_{BA} = 20\,V$, $V_{BE} = 0,6\,V$, $V_{R_E} = 19,4\,V$, $V_{R_C} = 10\,V$, $I_C = 10\,mA$, $I_B = 0,1\,mA$.

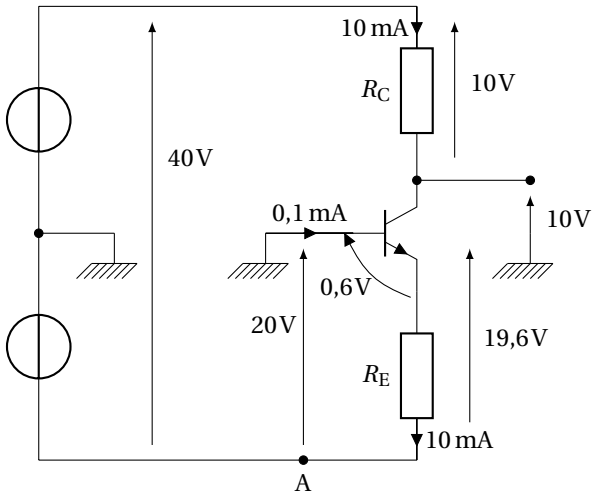


FIGURE 9 – Corrigé de l'exercice 1.3

Nous trouvons alors :

$$R_C = \frac{10}{10\,mA} = 1\,k\Omega$$

$$R_E = \frac{19,4}{10\,mA} = 1,94\,k\Omega$$

1.10 Corrigé de l'exercice 1.4 page 31

1. Le transistor conduit car, si on enlève le transistor, la Zener maintient $V_{BE} = 4{,}6\,V > 0{,}6\,V$. Il nous faut déterminer s'il s'agit d'un régime linéaire ou saturé. Si l'on fait l'hypothèse du régime saturé, on en déduit $V_{CE} = 0\,V$ et donc $V_{R_E} = E = 10\,V$. On en déduit la tension entre la base et la masse : $V_{BE} + V_{R_E} = 0,6+10 > V_Z = 4{,}6\,V$. La conclusion est absurde et infirme l'hypothèse de départ. Le transistor est donc en régime linéaire.
2. Une équation de maille donne la valeur $V_{R_E} = V_Z - V_{BE} = 4,6 - 0,6 = 4\,V$. On en déduit : $I_E = \frac{V_{R_E}}{R_E} = \frac{4}{1000} = 4\,mA$. Étant en régime linéaire, on a $I_C \simeq I_E$ et donc :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \simeq \frac{I_E}{\beta} = \frac{4}{100} = 0{,}04\,mA$$

3. $R_Z = \frac{V_{CC}-V_Z}{I_Z} = \frac{10-4{,}6}{30\cdot 10^{-3}} = 180\,\Omega$.
4. Une équation de maille englobant D_Z, la jonction base-émetteur et Z_C donne : $V_S = V_Z - V_{BE_0} = 4,6 - 0,6 = 4\,V$.

La tension V_{CC} vaut désormais 12 V.

5. L'équation de maille établie à la question précédente ne dépend pas de la valeur de V_{CC}. V_{CC} peut changer, tant qu'elle possède une valeur supérieure à V_Z rien n'est modifié et on a toujours : $V_S = 4\,V$.
6. Par un raisonnement identique au précédent, on voit que la tension aux bornes de $R_E = 3\,k\Omega$ reste constante et égale à $V_S = 4\,V$.
7. Le montage se comporte comme un générateur idéal de tension qui maintient – dans certaines limites tout de même – la tension V_S à une valeur constante, 4 V pour ce montage quelle que soient les fluctuations de E et quelle que soient celles de R_E.

1.11 Corrigé de l'exercice 1.5 page 32

1. $$V_Z = V_{BE} + I_E R_E \Rightarrow I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E} = \frac{5,6-0,6}{1\cdot 10^3} = 5\,\text{mA}$$

2. Faisons l'hypothèse du fonctionnement linéaire. Nous avons alors : $I_E \simeq I_C$. La d.d.p. aux bornes de R_C est donc :
$$R_C \times I_E \simeq R_C \times I_C = 500 \times 5\cdot 10^{-3} = 2,5\,\text{V}$$
On a donc : $V_{CE} = E - V_{R_E} - V_{R_C} = 15 - 5 - 2,5 = 7,5\,\text{V}$.
On a donc $0 < V_{CE} < E$ ce qui confirme l'hypothèse du fonctionnement en régime linéaire, et donc :
$$I_C \simeq 5\,\text{mA}$$

3. En régime linéaire :
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{5\cdot 10^{-3}}{100} = 50\,\mu\text{A}$$

4. $$R_B \simeq \frac{V_{R_B}}{I_Z + I_B} = \frac{15-5,6}{20\cdot 10^{-3}} = 470\,\Omega$$

5. Faisons l'hypothèse du fonctionnement en régime linéaire. Nous avons $I_E \simeq I_C$. La d.d.p. aux bornes de R_C est donc :
$$R_C \times I_E \simeq R_C \times I_C = 1800 \times 5\cdot 10^{-3} = 9\,\text{V}$$
Donc : $V_{CE} = E - V_{R_E} - V_{R_C} = 15 - 5 - 9 = 1\,\text{V}$.
On a donc $0 < V_{CE} < E$ ce qui confirme l'hypothèse du fonctionnement en régime linéaire, et donc :
$$I_C \simeq 5\,\text{mA}$$

6. Si $R_C = 0$, la d.d.p. aux bornes de R_C sera nulle est on aura donc $V_{CE} = E - V_{R_E} - V_{R_C} = 15 - 5 - 0 = 10\,\text{V}$. Nous sommes bien en régime linéaire et on a toujours :
$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{5\cdot 10^{-3}}{100} = 50\,\mu\text{A}$$

7. L'intensité qui parcoure la résistance R_C semble constante en dépit de ses variations. Il semble donc que le montage soit un générateur de courant qui maintient une intensité de 5 mA dans R_C.

8. Lorsque $R_C = 0$, la puissance dégagée par effet Joule dans le transistor vaut :
$$P = V_{CE} \times I_C = 10 \times 5\cdot 10^{-3} = 50\,\text{mW}$$

9. Le montage ne fonctionnera plus comme un générateur de courant lorsqu'il ne fonctionnera linéairement, ce qui arrivera lorsque : $V_{CE} = 0\,\text{V}$, on aura alors $15 - 5 = 10\,\text{V}$ aux bornes de R_C. En admettant que l'on augmente progressivement la valeur de R_C, à ce moment là nous serons à la limite de la zone de fonctionnement linéaire et de la zone de fonctionnement en saturation et nous aurons encore : $I_C = 5\,\text{mA}$. Par conséquent, la valeur maximale de R_C est :
$$R_C = \frac{10}{5\cdot 10^{-3}} = 2\,\text{k}\Omega$$
Pour $R_C > 2\,\text{k}\Omega$, la régulation ne fonctionne plus. Par exemple si $R_C = 3\,\text{k}\Omega$, on a :
$$I_C = \frac{E}{R_C + R_E} = \frac{15}{3000+1000} = 3,75\,\text{mA} < 5\,\text{mA}$$
le générateur de courant ne fonctionne plus, l'intensité n'est plus constante.

1.12 Corrigé de l'exercice 1.6 page 33

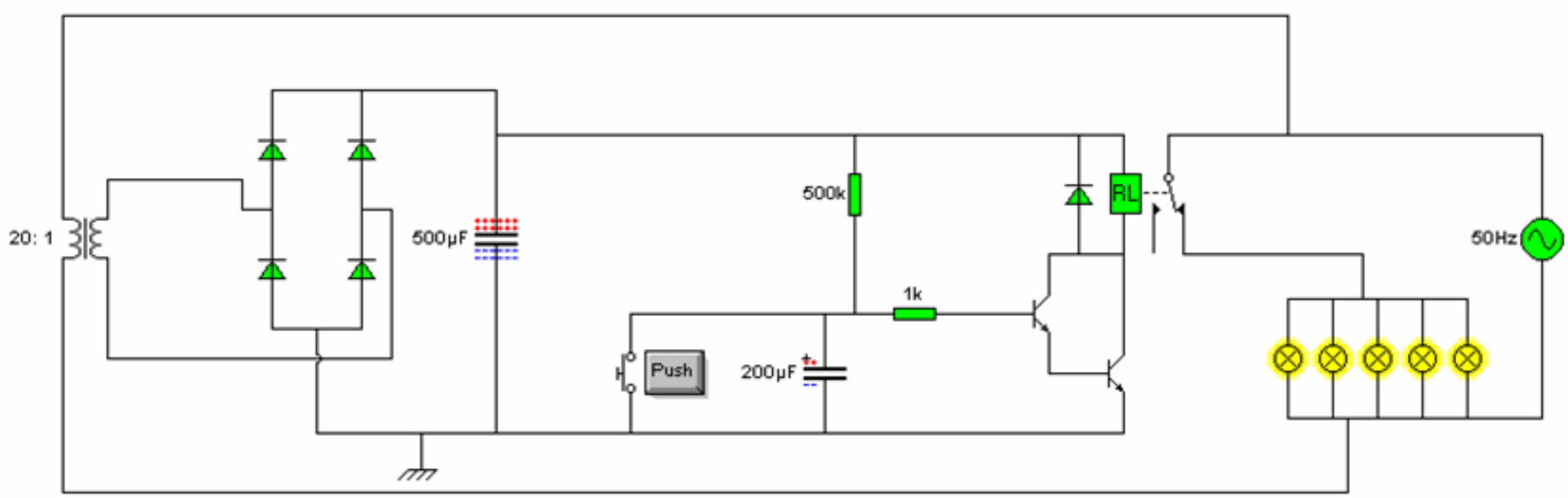
e_1	e_2	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

TABLE 1 – Corrigé de l'exercice 1.6

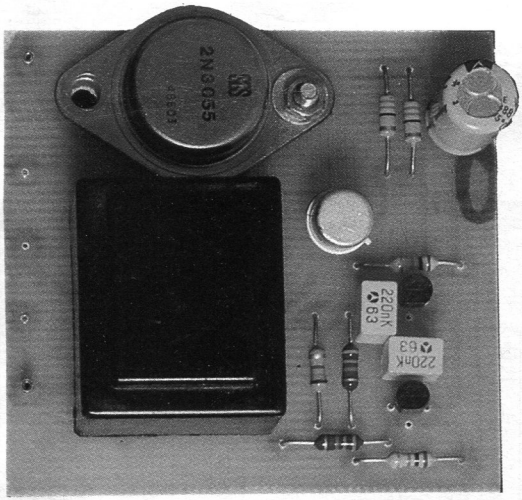
Seule la dernière ligne ($e_1 = e_2 = +E$) permet de saturer les deux transistors T_1 et T_2 qui sont en série et donc de mettre la base de T_3 au potentiel de la masse. T_3 est donc bloqué et donc S est au potentiel $+E$, soit 1 logique.

Le montage correspond à une fonction ET.

Analyser le schéma suivant :



CONVERTISSEUR POUR TUBE FLUORESCENT



On utilise de plus en plus les lampes fluorescentes qui présentent l'avantage non négligeable d'éclairer plus pour une consommation moindre. Mais cette source de lumière nécessite une tension plus élevée, et c'est précisément l'objet de ce montage que de permettre à une telle lampe de pouvoir fonctionner sur quelques piles ou, mieux, sur la batterie d'une voiture.

Un petit tube de 8 W, disponible au rayon camping de chaque supermarché, sera retenu. Il nous faut produire une tension de quelque 300 V à partir d'une source de faible niveau.

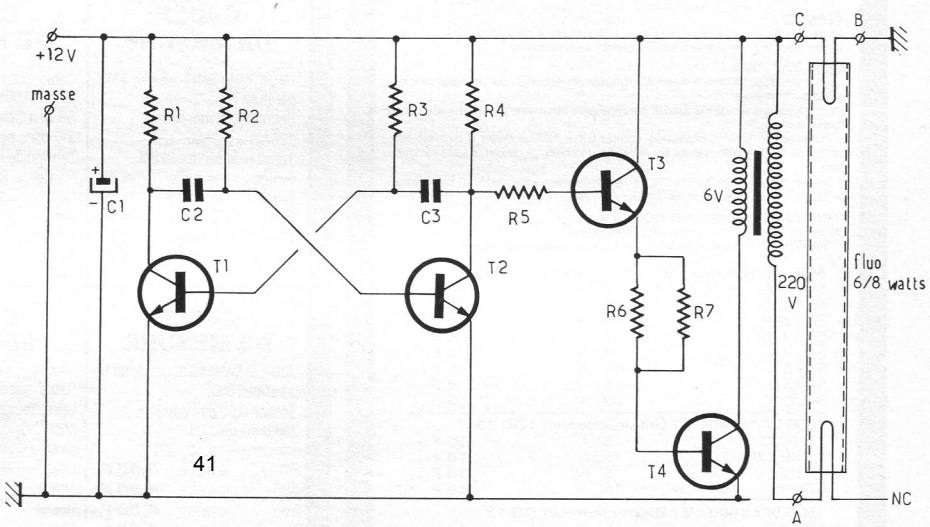
ANALYSE DU SCHEMA ELECTRONIQUE

Le convertisseur est simplement constitué d'un petit oscillateur astable construit autour des transistors T_1 et T_2. La fréquence d'oscillation dépend en partie des condensateurs C_2 et C_3. On trouve ensuite un étage tampon constitué par le transistor T_3 qui alimente à travers R_6 et R_7 la base du gros transistor de puissance T_4, un classique 2N3055. Ce dernier met sous tension l'enroulement basse tension d'un transformateur 220/6 V, habituellement utilisé à l'envers, il est vrai. Le filament du tube reste alimenté, avec une faible consommation. Sous une tension de 12 V, on relève une intensité absorbée d'environ 500 mA pour un tube de 8 W et 350 mA pour un modèle de 5 W. La tension aux bornes du tube allumé chutera à presque 80 V. Les composants resteront tièdes même après plusieurs heures de fonctionnement... si la source 12 V tient le coup !

LISTE DES COMPOSANTS

T_1, T_2 : BC 337 NPN
T_3 : NPN 2N1711
T_4 : NPN 2N3055
R_1, R_4 : 560 Ω (vert, bleu, marron)
R_2, R_3 : 10 kΩ (marron, noir, rouge)
R_5 : 1,5 kΩ (marron, vert, rouge)
R_6, R_7 : 56 Ω (vert, bleu, noir)
C_1 : chimique 100 µF/25 V
C_2, C_3 : plastique 220 nF
Transfo à picots 2 VA, 220/6 V

1 *Le montage fonctionne grâce à un oscillateur astable.*

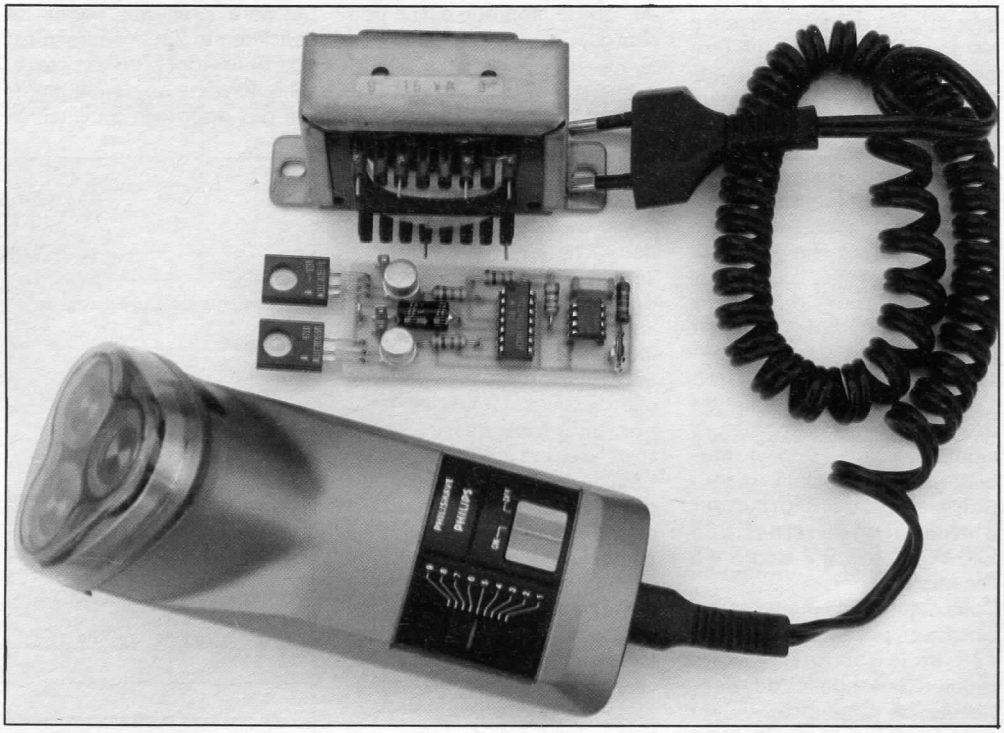


CONVERTISSEUR 12 V-220 V

A QUOI ÇA SERT ?

Le montage que nous vous proposons aujourd'hui est un classique puisque c'est un convertisseur statique capable de fournir du 220 V alternatif à 50 Hz à partir d'une batterie 12 V. Compte tenu de sa puissance qui est au maximum de 30 VA, il peut trouver de nombreuses applications, que ce soit pour faire fonctionner votre rasoir électrique en voiture, pour alimenter une petite lampe fluorescente en camping, ou tout autre appareil ayant besoin du secteur et ne dépassant pas la puissance indiquée.

Par rapport à certains schémas déjà publiés, le nôtre présente l'avantage de délivrer réellement du 50 Hz ce qui peut être utile pour certains appareils qui s'accommodent mal de la fréquence



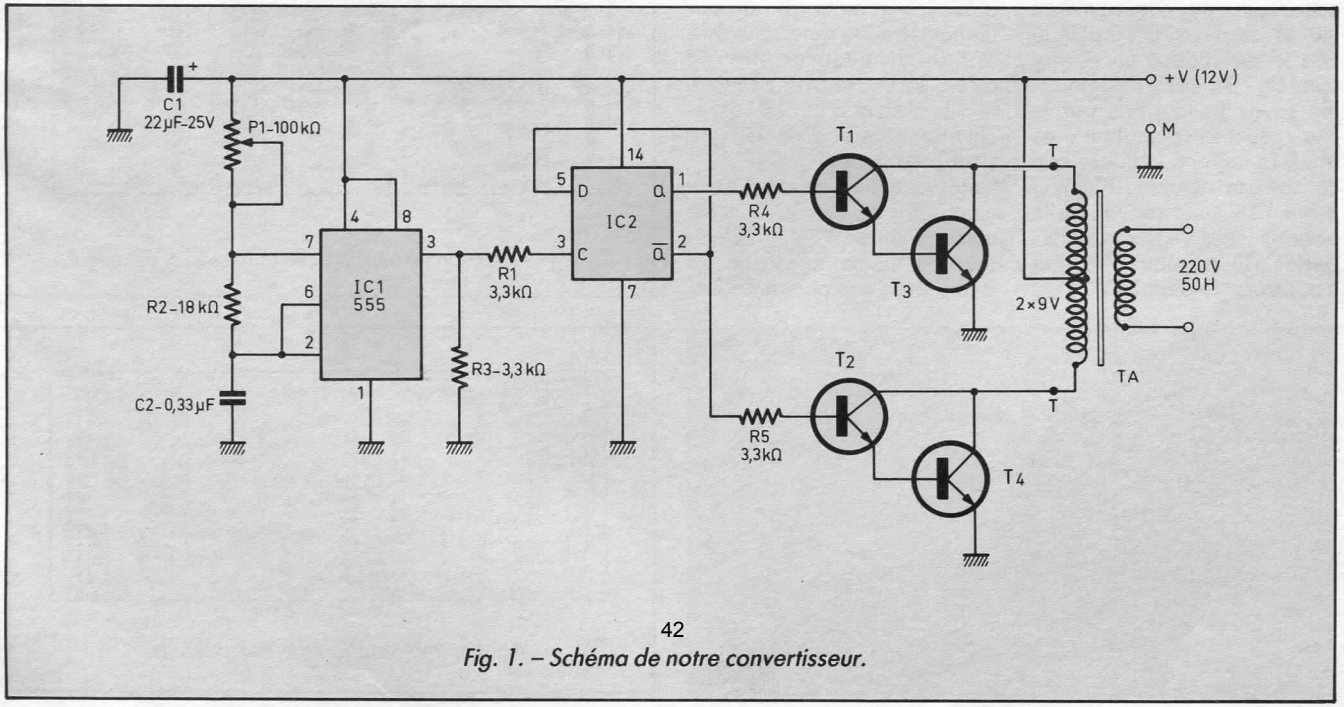


Fig. 1. – Schéma de notre convertisseur.

fluctuante de nombre de convertisseurs de bas de gamme.

LE SCHEMA

Un 555 est monté en oscillateur astable dont la fréquence de fonctionnement peut être ajustée à 100 Hz par le potentiomètre P_1. Les signaux rectangulaires qu'il délivre sont appliqués à une bascule D réalisée en technologie C.MOS et montée en diviseur par deux par connexion de sa sortie $\overline{Q}$barre à son entrée D. On dispose donc, sur les sorties Q et $\overline{Q}$barre, de signaux carrés à 50 Hz aptes à piloter l'étage de puissance du montage.

Ce dernier est composé de deux paires de transistors montés en darlington et attaquant chacun le demi secondaire d'un transformateur d'alimentation classique 220 V – 2 fois 9 V monté « à l'envers ».

L'alimentation du montage est constituée par une batterie de 12 V de la capacité de votre choix. L'autonomie de l'ensemble ne dépendra que de cette dernière et de la puissance que vous consommerez sur la sortie 220 V sachant que le montage a un rendement de 75 à 80 % environ.

Ne soyez pas surpris par le choix du transformateur ; en effet, la logique voudrait que ce soit un modèle 220 V – 2 fois 12 V vu la tension de la batterie mais, en raison des pertes de tension dans les transistors de puissance, il est préférable de choisir, comme nous l'avons fait, un 2 fois 9 V. La tension à vide en sortie du convertisseur est ainsi un peu supérieure à 220 V mais revient très vite vers cette valeur dès que le montage est un peu chargé.

LE MONTAGE

L'ensemble des composants, à l'exclusion du transformateur, tient sur un petit circuit imprimé au tracé fort simple. Les deux transistors de puissance sont montés en bordure de ce dernier afin de pouvoir facilement les visser sur un radiateur si nécessaire. En pratique, et pour une puissance pouvant aller jusqu'à 10 VA, ce n'est pas utile ; au-dessus, c'est tout de même conseillé. Comme les collecteurs de ces derniers sont reliés à la semelle métallique qui vient en contact avec le radiateur, il faut utiliser les accessoires d'isolement traditionnels que sont le mica et les canons isolants pour les vis.

Le fonctionnement est immédiat et le seul réglage à effectuer est celui de la fréquence d'oscillation au moyen du potentiomètre P_1. Cela peut être fait au fréquencémètre ou avec une simple platine tourne-disque à moteur asynchrone munie d'un disque stroboscopique.

Faites attention en utilisant ce montage car, même s'il n'est alimenté qu'en 12 V, il délivre tout de même en sortie du 220 V avec une puissance largement suffisante pour vous électrocuter. Prenez donc les mêmes précautions pour le manipuler que si vous aviez affaire à un montage directement connecté au secteur.

Dernière précision avant de conclure : le 220 V fourni n'est pas sinusoïdal mais est carré. Cela ne gêne en rien la majorité des appareils à alimentations traditionnelles ainsi que les moteurs, dont certains deviennent juste un peu plus bruyants. En revanche, il est prudent de faire un essai pour les appareils à alimentation à découpage, certains d'entre eux refusant de démarrer avec des signaux carrés en entrée. ■

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

IC_1 : 555
IC_2 : 4013 C.MOS
T_1, T_2 : 2N2218A, 2N2219A, 2N2222A
T_3, T_4 : MJE 3055, TIP 3055

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_3, R_4, R_5 : 3,3 kΩ
R_2 : 18 kΩ

Condensateurs

C_1 : 22 µF 25 V
C_2 : 0,33 µF mylar

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable pour CI de 100 kΩ
TA : transformateur 220 V – 2 fois 9 V 30 VA
Radiateur pour T_3, T_4 (éventuellement)

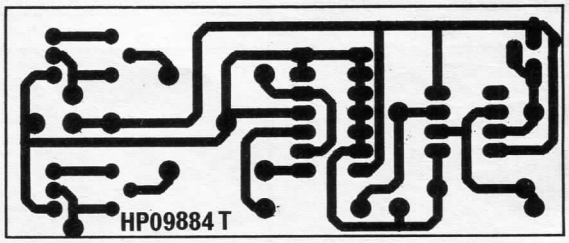
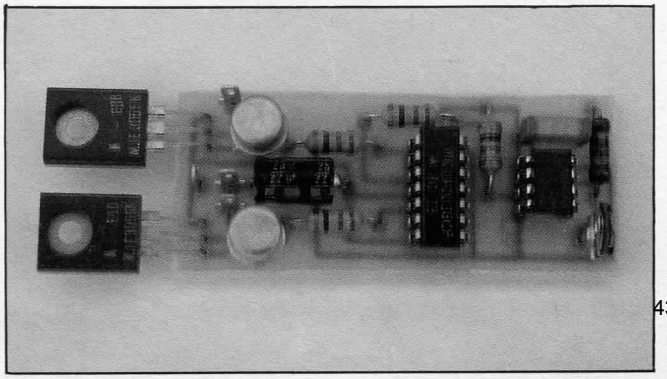


Fig. 2. – Le circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.



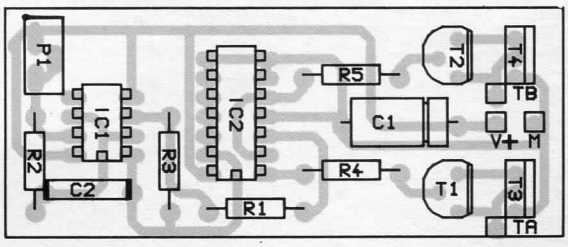


Fig.3. – Implantation des composants.

Microsemi
Watertown, MA
Progress Powered by Technology

580 Pleasant St.
Watertown, MA 02472
PH: (617) 926-0404
FAX: (617) 924-1235

2N2218A

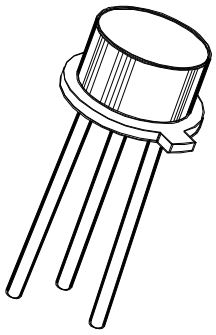
SWITCHING TRANSISTOR JAN, JANTX, JANTXV

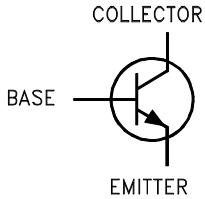
SMALL SIGNAL BIPOLAR *NPN* SILICON

Features

- Meets MIL 19500 /251
- Collector - Base Voltage 75V
- Collector - Current 800 mA
- Medium Current, Bipolar Transistor
- Available in TO-5

TO-39





Maximum Ratings

RATING	SYMBOL	VALUE	UNIT
Collector - Emitter Voltage	V_{CEO}	50	Vdc
Collector - Base Voltage	V_{CBO}	75	Vdc
Emitter - Base Voltage	V_{EBO}	6	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	800	mAdc
Total Device Dissipation @ T_A = 25 °C	P_D	0.8	WATTS
Derate above 25 °C		4.6	mW/°C
Total Device Dissipation @ T_C = 25 °C	P_D	3.0	WATTS
Derate above 25 °C		17.0	mW/°C
Operating Junction&Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 55 to +200	°C

Thermal Characteristics

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MAX	UNIT
Thermal Resistance, Junction to Ambient	Rθ JA	217	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	Rθ JC	59	°C/W

Electrical Characteristics (T_A = 25°C unless otherwise noted)

OFF CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN	MAX	UNIT
Collector - Emitter Breakdown Voltage (1)	$V(BR)_{CEO}$			
(I_C = 10 mA dc, I_B = 0)		50		Vdc
Collector - Base Breakdown Voltage	$V(BR)_{CBO}$			
(I_C = 10 µAdc, I_E = 0)		75		Vdc
Emitter - Base Breakdown Voltage	$V(BR)_{EBO}$			
(I_E = 10 µAdc, I_C = 0)		6		Vdc
Collector - Emitter Cutoff Current	I_{CES}			
(V_{CE} = 50 Vdc)			10	nAdc
Collector - Base Cutoff Current	I_{CBO}			
(V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0)			10	nAdc
(V_{CB} = 60 Vdc, I_E = 0, T_A = 150 °C)			10	µAdc
Emitter - Base Cutoff Current	I_{EBO}			
(V_{EB} = 4 Vdc)			10	nAdc
(V_{EB} = 6 Vdc)			10	µAdc

ON CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN	MAX	UNIT
DC Current Gain	h_{FE}			
(I_C = 0.1 mA dc, V_{CE} = 10 Vdc) (1)		30		
(I_C = 1 mA dc, V_{CE} = 10 Vdc) (1)		35	150	
(I_C = 10 mA dc, V_{CE} = 10 Vdc) (1)		40		
(I_C = 150 mA dc, V_{CE} = 10 Vdc) (1)		40	120	
(I_C = 500 mA dc, V_{CE} = 10 Vdc) (1)		20		
(I_C = 10 mA dc, V_{CE} = 10 Vdc, T_J = - 55°C) (1)		35		
Collector - Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$			
(I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc) (1)			0.3	Vdc
(I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc) (1)			1.0	Vdc
Base - Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$			
(I_C = 150 mAdc, I_B = 15 mAdc) (1)		0.6	1.2	Vdc
(I_C = 500 mAdc, I_B = 50 mAdc) (1)			2.0	Vdc

1. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 µs, Duty Cycle ≤.2%

Electrical Characteristics (T_A = 25°C unless otherwise noted)

SMALL - SIGNAL CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN	MAX	UNIT
Output Capacitance	C_{obo}			
(V_{CB} = 10 Vdc, I_E = 0, 100kHz ≤ f ≤ 1 MHz)			8.0	pF
Input Capacitance	C_{ibo}			
(V_{EB} = 0.5 Vdc, I_C = 0, 100kHz ≤ f ≤ 1 MHz)			25	pF

SWITCHING CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN	MAX	UNIT
Turn - On Time	t_{on}			
(V_{CC} = 30 Vdc, I_C = 150 mAdc,				
I_{B1} =15 mAdc) (See FIGURE 1)			35	ns
Turn - Off Time	t_{off}			
(V_{CC} = 30 Vdc, I_C = 150 mAdc,				
I_{B1} = - I_{B2} = 15 mAdc) (See FIGURE 2)			300	ns

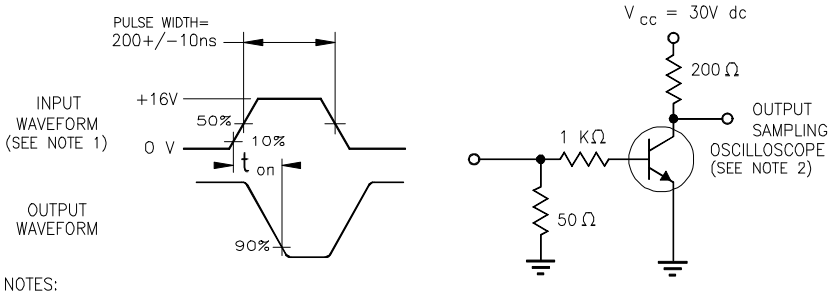
Small - Signal AC Characteristics (T_A = 25°C)

LOW FREQUENCY	SYMBOL	MIN	MAX	UNIT
Common - Emitter Forward Current Transfer Ratio	h_{fe}			
(I_C = 1 mA, V_{CE} = 10 V, f = 1kHz)		35		
HIGH FREQUENCY				
Common - Emitter Forward Current Transfer Ratio	$\|h_{fe}\|$			
(I_C = 20 mA, V_{CE} = 20 V, f = 100 MHz)		2.5	12	

Spice Model (based upon typical device characteristics) *1

```
Q2N2218A  NPN ( IS  = 21.2f   XTI =  3.0    EG  = 1.11    VAF = 103.8   BF  =  90.7    ISE  = 3.34p
              + NE  =  2.05   IKF =  1.255  NK  = 0.9394  XTB =   1.5   BR  =   1.031  ISC  = 3.299p
              + NC  =  1.605  IKR =  0.8992 RC  = 0.0     CJC =  19.4p  MJC =   0.3333 VJC  = 0.75
              + FC  =  0.5    CJE = 29.6p   MJE = 0.3333  VJE =  0.75   TR  = 275.0 n  TF= 564.5p
              + ITF =  1.0    XTF =  0.0    VTF = 10.0 )
```

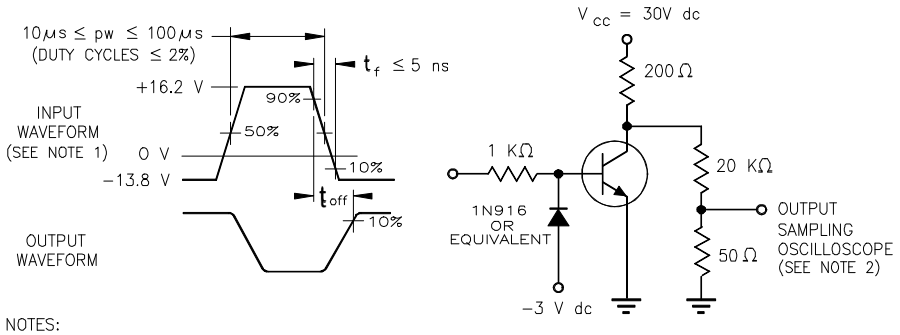
*1. Microsemi Corp. claims no responsibility for misapplication of Spice Model information. Spice modeling should be used as a precursor guide to in-circuit performance. Actual performance is the responsibility of the user/designer.



NOTES:

1. The rise time (t_r) of the applied pulse shall be ≤ 2.0 ns, duty cycle ≤ 2 percent, and the generator source impedance shall be 50 ohms.
2. Sampling oscilloscope: Z_{in} ≤ 100 K ohms, C_{in} ≤ 12 pF, rise time ≤ 5 ns.

FIGURE 1 Saturated Turn-on Time Test Circuit



NOTES:

1. The rise time (t_r) of the applied pulse shall be ≤ 2.0 ns, duty cycle ≤ 2 percent, and the generator source impedance shall be 50 ohms.
2. Sampling oscilloscope: Z_{in} ≤ 100 K ohms, C_{in} ≤ 12 pF, rise time ≤ 5 ns.

FIGURE 2 Saturated Turn-off Time Test Circuit

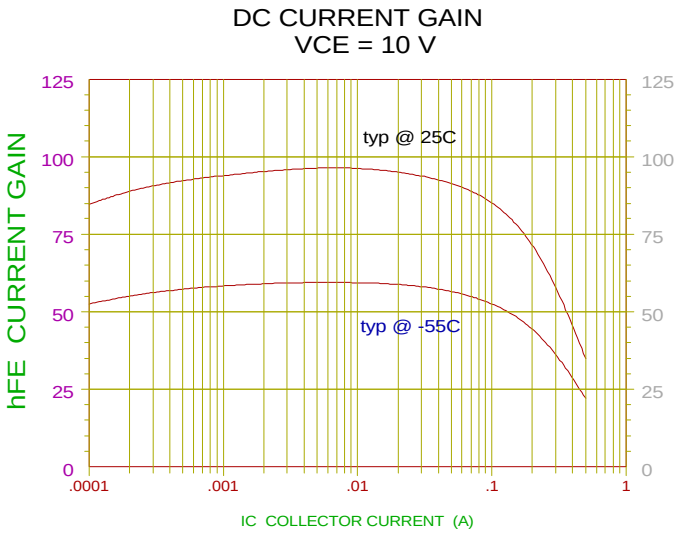


FIGURE 3

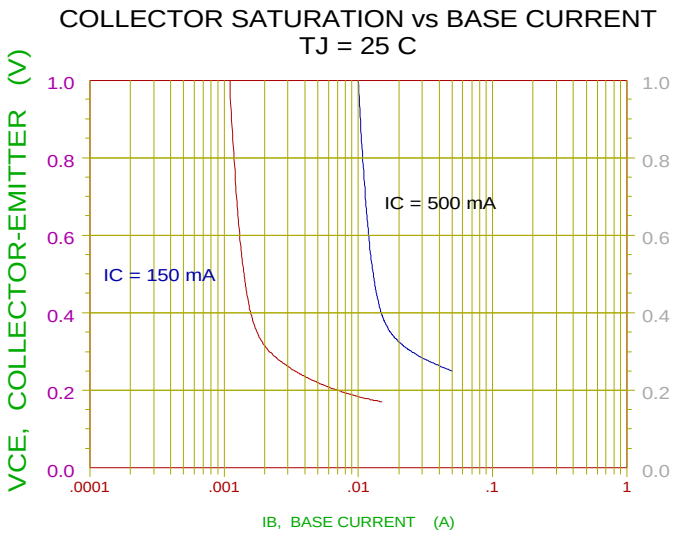


FIGURE 4

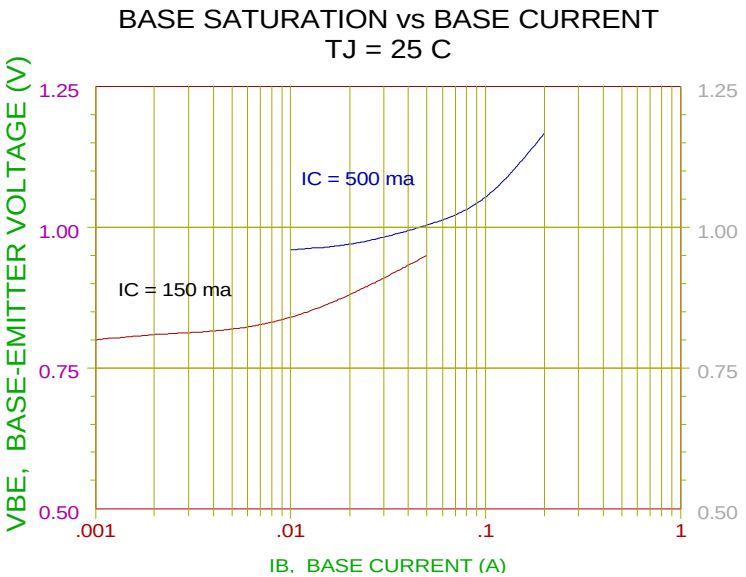


FIGURE 5

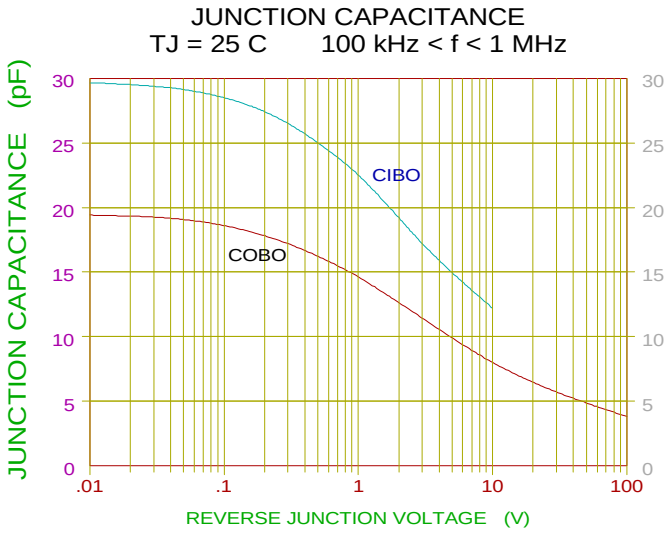


FIGURE 6

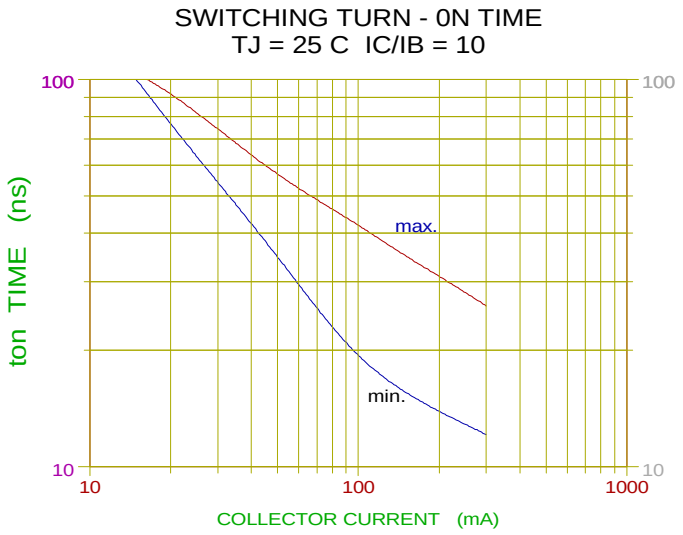


FIGURE 7

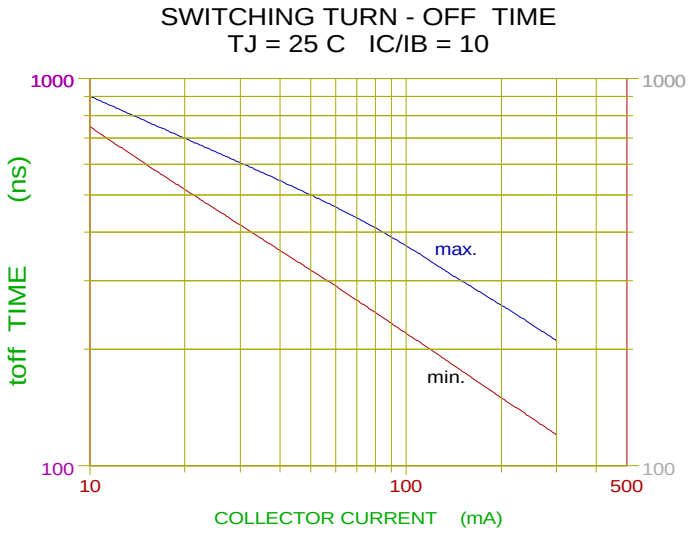


FIGURE 8

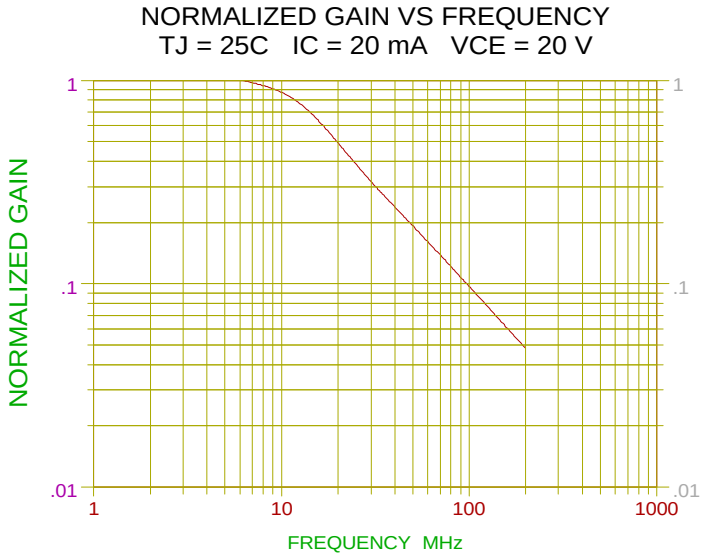

NORMALIZED GAIN VS FREQUENCY
TJ = 25C IC = 20 mA VCE = 20 V
NORMALIZED GAIN
1
.1
.01
1
10
100
1000
FREQUENCY MHz

FIGURE 9

SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

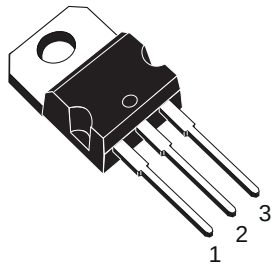
MJE2955T
MJE3055T

COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

- SGS-THOMSON PREFERRED SALESTYPES
- COMPLEMENTARY PNP - NPN DEVICES

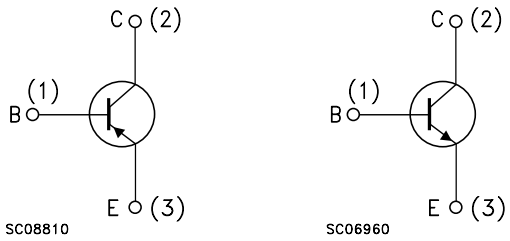
DESCRIPTION

The MJE3055T is a silicon epitaxial-base NPN transistor in Jedec TO-220 package. It is intended for power switching circuits and general-purpose amplifiers. The complementary PNP type is MJE2955T.



TO-220

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage (I_B = 0)	60	V
V_{CBO}	Collector-Base Voltage (I_E = 0)	70	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage (I_C = 0)	5	V
I_C	Collector Current	10	A
I_B	Base Current	6	A
P_{tot}	Total Power Dissipation at $T_{case} \leq 25\ ^oC$	75	W
T_{stg}	Storage Temperature	-55 to 150	^oC
T_j	Max. Operating Junction Temperature	150	^oC

For PNP types voltage and current values are negative.

THERMAL DATA

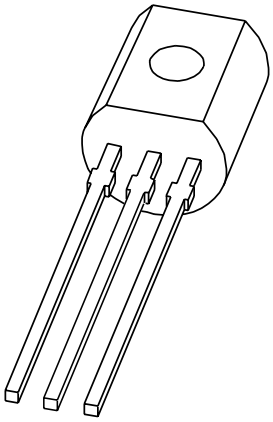
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.66	$^oC/W$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 ^oC unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CEO}	Collector Cut-off Current (I_B = 0)	V_{CE} = 30 V			700	µA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current (V_{BE} = 1.5V)	V_{CE} = 70 V T_{CASE} = 150^oC			1 5	mA mA
I_{CBO}	Collector Cut-off Current (I_E = 0)	V_{CBO} = 70 V T_{CASE} = 150^oC			1 10	mA mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current (I_C = 0)	V_{EBO} = 5 V			5	mA
$V_{CEO(sus)}$*	Collector-Emitter Sustaining Voltage	I_C = 200 mA	60			V
$V_{CE(sat)}$*	Collector-Emitter Sustaining Voltage	I_C = 4 A I_B = 0.4 A I_C = 10 A I_B = 3.3 A			1.1 8	V V
$V_{BE(on)}$*	Base-Emitter on Voltage	I_C = 4 A V_{CE} = 4 V			1.8	V
h_{FE}	DC Current Gain	I_C = 4 A V_{CE} = 4 V I_C = 10 A V_{CE} = 4 V	20 5		70	
f_T	Transistor Frequency	I_C = 500 mA V_{CE} = 10 V f = 500 KHz	2			MHz

* Pulsed: Pulse duration = 300µs, duty cycle ≤ 2 %
For PNP type voltage and current values are negative.

DATA SHEET



BC337
NPN general purpose transistor

Product specification
Supersedes data of 1997 Mar 10

1999 Apr 15

Philips
Semiconductors

PHILIPS

NPN general purpose transistor BC337

FEATURES

- High current (max. 500 mA)
- Low voltage (max. 45 V).

APPLICATIONS

- General purpose switching and amplification, e.g. driver and output stages of audio amplifiers.

DESCRIPTION

NPN transistor in a TO-92; SOT54 plastic package.
PNP complement: BC327.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
1	emitter
2	base
3	collector

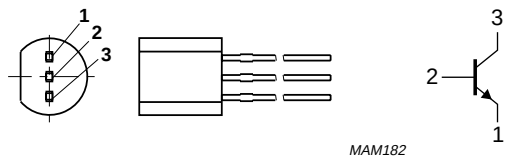


Fig.1 Simplified outline (TO-92; SOT54) and symbol.

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	50	V
V_{CEO}	collector-emitter voltage	open base	–	45	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	5	V
I_C	collector current (DC)		–	500	mA
I_{CM}	peak collector current		–	1	A
I_{BM}	peak base current		–	200	mA
P_{tot}	total power dissipation	$T_{amb} \leq 25$ °C; note 1	–	625	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T_j	junction temperature		–	150	°C
T_{amb}	operating ambient temperature		–65	+150	°C

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$R_{th\ j\text{-}a}$	thermal resistance from junction to ambient	note 1	0.2	K/mW

Note

1. Transistor mounted on an FR4 printed-circuit board.

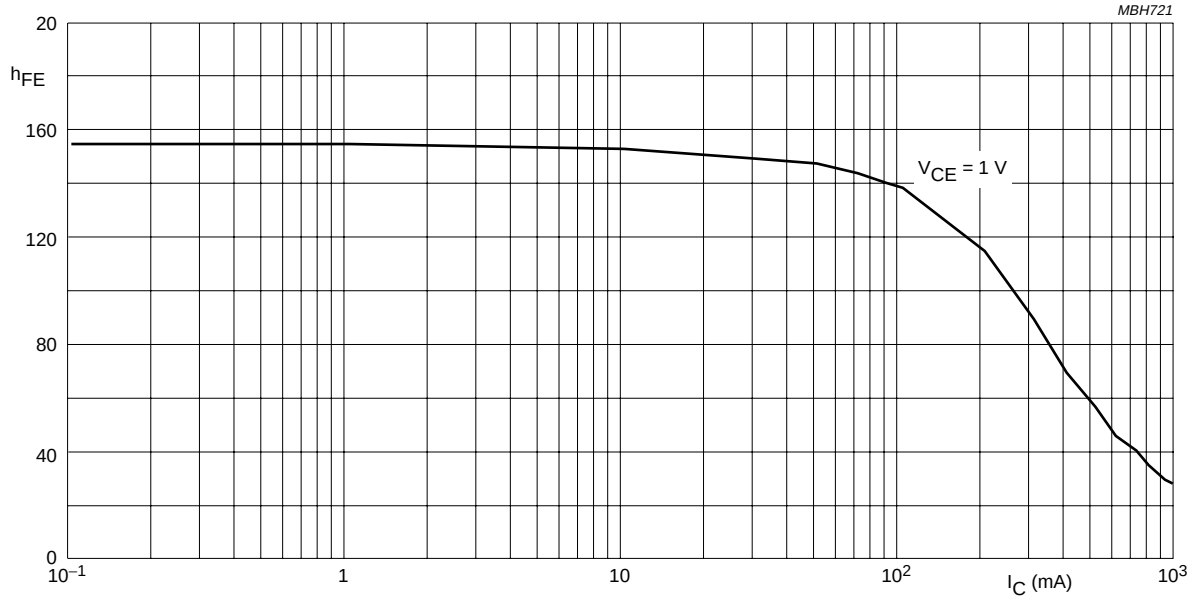
CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	I_E = 0; V_{CB} = 20 V	–	–	100	nA
		I_E = 0; V_{CB} = 20 V; T_j = 150 °C	–	–	5	µA
I_{EBO}	emitter cut-off current	I_C = 0; V_{EB} = 5 V	–	–	100	nA
h_{FE}	DC current gain	I_C = 100 mA; V_{CE} = 1 V; see Figs 2, 3 and 4				
	BC337		100	–	600	
	BC337-16		100	–	250	
	BC337-25		160	–	400	
	BC337-40		250	–	600	
	DC current gain	I_C = 500 mA; V_{CE} = 1 V; see Figs 2, 3 and 4	40	–	–	
V_{CEsat}	collector-emitter saturation voltage	I_C = 500 mA; I_B = 50 mA	–	–	700	mV
V_{BE}	base-emitter voltage	I_C = 500 mA; V_{CE} = 1 V; note 1	–	–	1.2	V
C_c	collector capacitance	I_E = i_e = 0; V_{CB} = 10 V; f = 1 MHz	–	5	–	pF
f_T	transition frequency	I_C = 10 mA; V_{CE} = 5 V; f = 100 MHz	100	–	–	MHz

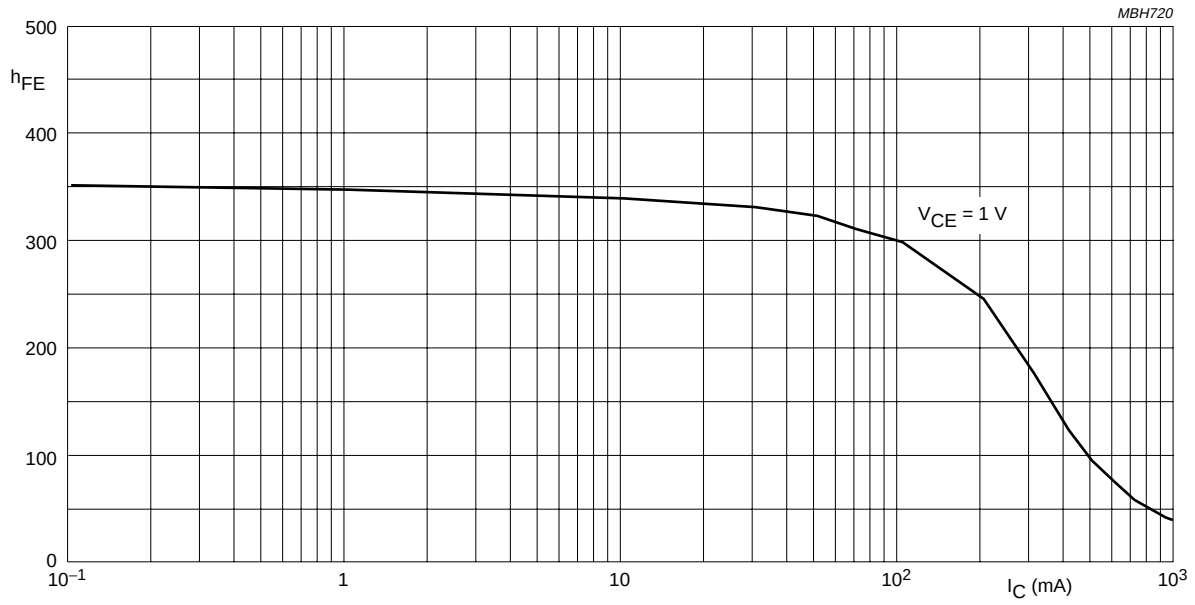
Note

1. V_{BE} decreases by about 2 mV/K with increasing temperature.



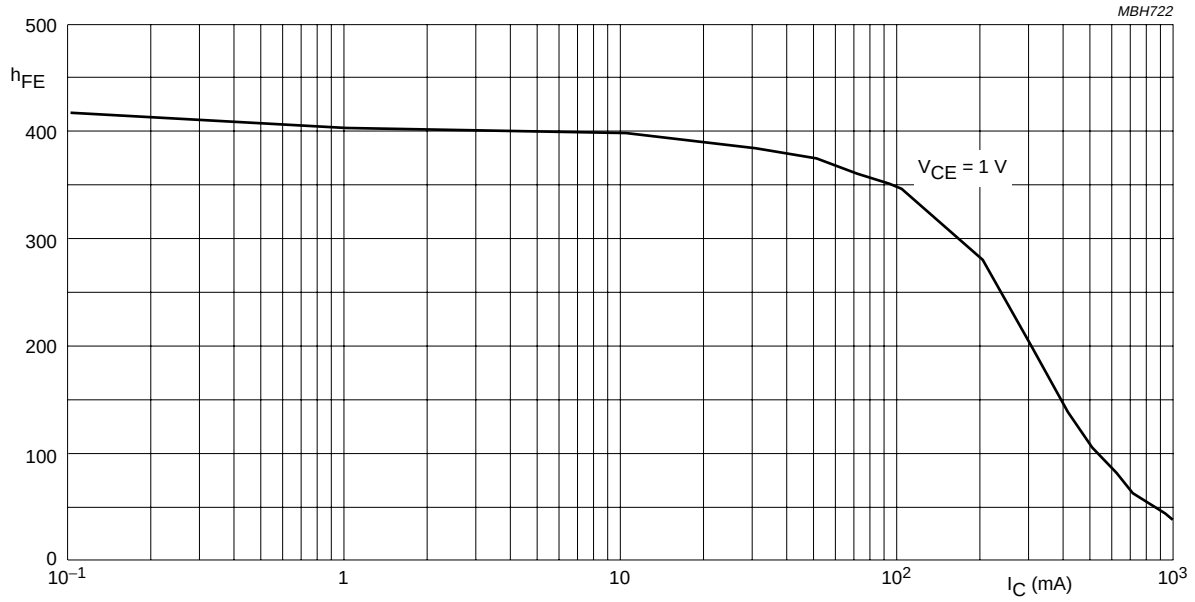
BC337-16.

Fig.2 DC current gain; typical values.



BC337-25.

Fig.3 DC current gain; typical values.



BC337-40.

Fig.4 DC current gain; typical values.

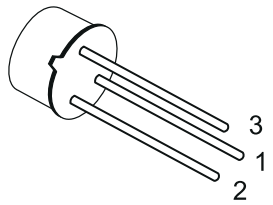
2N1711

EPITAXIAL PLANAR NPN

DESCRIPTION

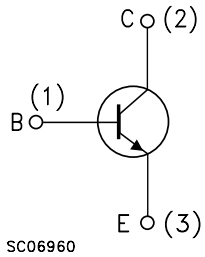
The 2N1711 is a silicon Planar Epitaxial NPN transistor in Jedec TO-39 metal case. It is intented for use in high performance amplifier, oscillator and switching circuits.

The 2N1711 is also used to advantage in amplifiers where low noise is an important factor.



TO-39

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CBO}	Collector-Base Voltage (I_E = 0)	75	V
V_{CER}	Collector-Emitter Voltage ($R_{BE} \leq 10\Omega$)	50	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage (I_C = 0)	7	V
I_C	Collector Current	500	mA
P_{tot}	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25\ ^oC$ at $T_C \leq 25\ ^oC$ at $T_C \leq 100\ ^oC$	0.8 3 1.7	W W W
T_{stg}	Storage Temperature	-65 to 175	^oC
T_j	Max. Operating Junction Temperature	175	^oC

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-Case	Max	50	$^oC/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max	187.5	$^oC/W$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 ^oC unless otherwise specified)

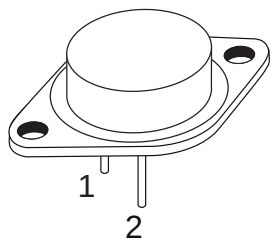
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current (I_E = 0)	V_{CB} = 60 V V_{CB} = 60 V T_C = 150 ^oC			10 10	nA µA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current (I_C = 0)	V_{EB} = 5 V			5	nA
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage (I_E = 0)	I_C = 100 µA	75			V
$V_{(BR)CER}$*	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($R_{BE} \leq 10\Omega$)	I_C = 10 mA	50			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage (I_C = 0)	I_E = 100 µA	7			V
$V_{CE(sat)}$*	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 150 mA I_B = 15 mA		0.5	1.5	V
$V_{BE(sat)}$*	Base-Emitter Saturation Voltage	I_C = 150 mA I_B = 15 mA		0.95	1.3	V
h_{FE}*	DC Current Gain	I_C = 10 µA V_{CE} = 10 V I_C = 0.1 mA V_{CE} = 10 V I_C = 10 mA V_{CE} = 10 V I_C = 150 mA V_{CE} = 10 V I_C = 500 mA V_{CE} = 10 V I_C = 10 mA V_{CE} = 10 V T_C = -55 ^oC	20 35 75 100 40 35	60 80 130 130 75 65	 300	
h_{fe}	Small Signal Current Gain	I_C = 1 mA V_{CE} = 10 V f = 1 KHz	70	135	300	
f_T	Transition Frequency	I_C = 50 mA V_{CE} = 10 V f = 20 MHz	70	100		MHz
C_{EBO}	Emitter-Base Capacitance	I_C = 0 V_{EB} = 0.5 V f = 1 MHz		50	80	pF
C_{CBO}	Collector-Base Capacitance	I_E = 0 V_{CB} = 10 V f = 1 MHz		18	25	pF
NF	Noise Figure	I_C = 0.3 mA V_{CE} = 10 V R_g = 510 Ω f = 1 KHz		3.5	8	dB
h_{ie}	Input Impedance	I_C = 1 mA V_{CE} = 5 V f = 1 KHz		4.4		KΩ
h_{re}	Reverse Voltage Ratio	I_C = 1 mA V_{CE} = 5 V f = 1 KHz		7.3 x 10^{-4}		
h_{oe}	Output Admittance	I_C = 1 mA V_{CE} = 5 V f = 1 KHz		23.8		µS

* Pulsed: Pulse duration = 300 µs, duty cycle ≤ 1 %

2N3055
MJ2955

COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES
- COMPLEMENTARY NPN-PNP DEVICES



TO-3

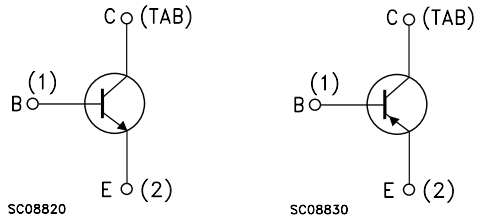
DESCRIPTION

The 2N3055 is a silicon Epitaxial-Base Planar NPN transistor mounted in Jedec TO-3 metal case.

It is intended for power switching circuits, series and shunt regulators, output stages and high fidelity amplifiers.

The complementary PNP type is MJ2955.

INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
		NPN	2N3055	
		PNP	MJ2955	
V_{CBO}	Collector-Base Voltage (I_E = 0)		100	V
V_{CER}	Collector-Emitter Voltage ($R_{BE} \leq 100\Omega$)		70	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage (I_B = 0)		60	V
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage (I_C = 0)		7	V
I_C	Collector Current		15	A
I_B	Base Current		7	A
P_{tot}	Total Dissipation at $T_c \leq 25\ ^oC$		115	W
T_{stg}	Storage Temperature		-65 to 200	^oC
T_j	Max. Operating Junction Temperature		200	^oC

For PNP types voltage and current values are negative.

THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.5	$^oC/W$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 ^oC unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CEX}	Collector Cut-off Current (V_{BE} = -1.5V)	V_{CE} = 100 V V_{CE} = 100 V T_j = 150 ^oC			1 5	mA mA
I_{CEO}	Collector Cut-off Current (I_B = 0)	V_{CE} = 30 V			0.7	mA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current (I_C = 0)	V_{EB} = 7 V			5	mA
$V_{CEO(sus)}$*	Collector-Emitter Sustaining Voltage (I_B = 0)	I_C = 200 mA	60			V
$V_{CER(sus)}$*	Collector-Emitter Sustaining Voltage (R_{BE} = 100 Ω)	I_C = 200 mA	70			V
$V_{CE(sat)}$*	Collector-Emitter Saturation Voltage	I_C = 4 A I_B = 400 mA I_C = 10 A I_B = 3.3 A			1 3	V V
V_{BE}*	Base-Emitter Voltage	I_C = 4 A V_{CE} = 4 A			1.8	V
h_{FE}*	DC Current Gain	I_C = 4 A V_{CE} = 4 A I_C = 10 A V_{CE} = 4 A	20 5		70	
f_T	Transition frequency	I_C = 0.5 A V_{CE} = 10 V	3			MHz
$I_{s/b}$*	Second Breakdown Collector Current	V_{CE} = 40 V	2.87			A

∗ Pulsed: Pulse duration = 300 µs, duty cycle 1.5 %
For PNP types voltage and current values are negative.

1 Les hacheurs

Un hacheur est un dispositif électronique qui transforme une tension d'entrée continue constante V_e en une tension continue variable V_s dont la valeur moyenne peut varier entre 0 et la tension d'entrée. Pour faire varier la tension, on la découpe à fréquence constante [1] et, à l'intérieur d'une période, on fait varier la durée d'un créneau haut comme le montre la figure 1.

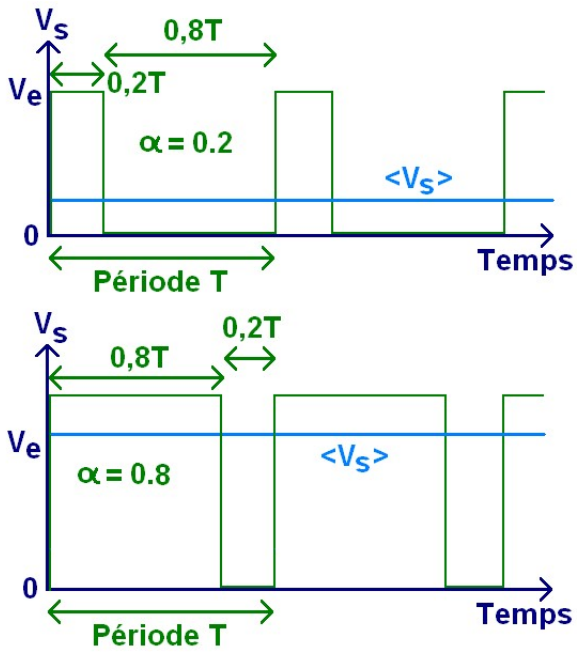


FIGURE 1 : Variation de la tension continu à la sortie d'un hacheur.

La tension est découpée en créneaux dont la durée est égale à la période de découpage T. À l'intérieur d'un créneau de durée T, on laisse passer la tension d'entrée V_e pendant une durée $\alpha \times T$ où $0 \leq \alpha \leq 1$. α est appelé « rapport cyclique ». Il est facile de calculer la valeur moyenne de la tension de sortie :

$$< V_s >= \alpha \times V_e$$

La « partie puissance » est facile à réaliser, il suffit d'un transistor bipolaire commandé en commutation et capable de conduire un courant $I_{C_{max}}$ supérieur au courant souhaité.

La fréquence de découpage [2] est généralement choisie égale à 1 kHz.

La « partie commande » peut être réalisée de différentes manières, analogique, numérique ou microcontroleur. Nous étudierons deux exemples de commande analogique.

1.1 Commande par un multivibrateur astable à transistors bipolaires

Le multivibrateur astable à transistor que nous avons étudié semblerait convenir pour obtenir un signal de commande carré de fréquence constante. Il va néanmoins falloir le modifier afin de faire varier le rapport cyclique, en effet, le multivibrateur de la figure 2 fournit un signal de rapport cyclique constant et égal à $\frac{1}{2}$.

Pour obtenir un rapport cyclique variable, il faut faire varier les résistances R_{B1} et R_{B2} tout en maintenant leur somme constante afin de maintenir la période du signal constante. Le montage de la figure 3 montre comment effectuer la modification à l'aide d'un potentiomètre.

1. il existe des hacheurs fonctionnant à fréquence variable, ils sont beaucoup plus rares.
2. Ce choix résulte d'un compromis, on aurait éventuellement intérêt à choisir des fréquences plus élevées, mais les pertes par commutation limitent la fréquence de découpage.

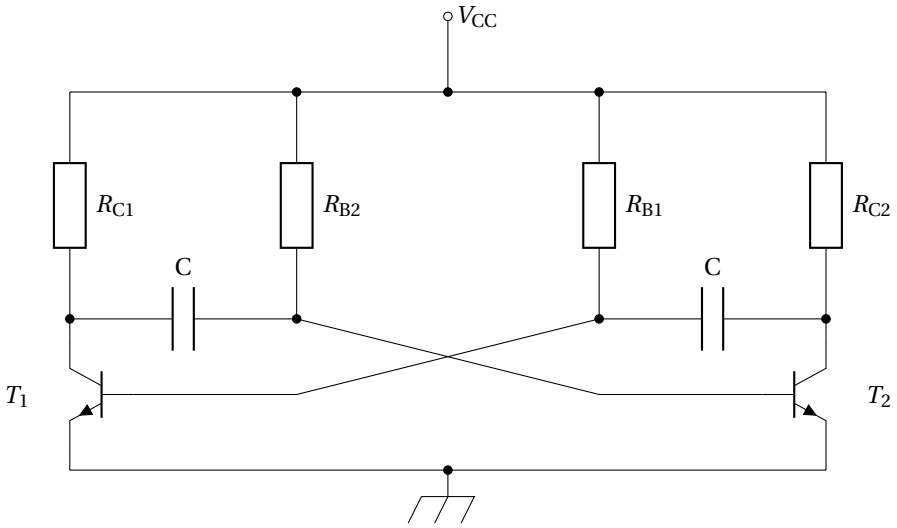


FIGURE 2 : Astable délivrant un signal de rapport cyclique $\frac{1}{2}$.

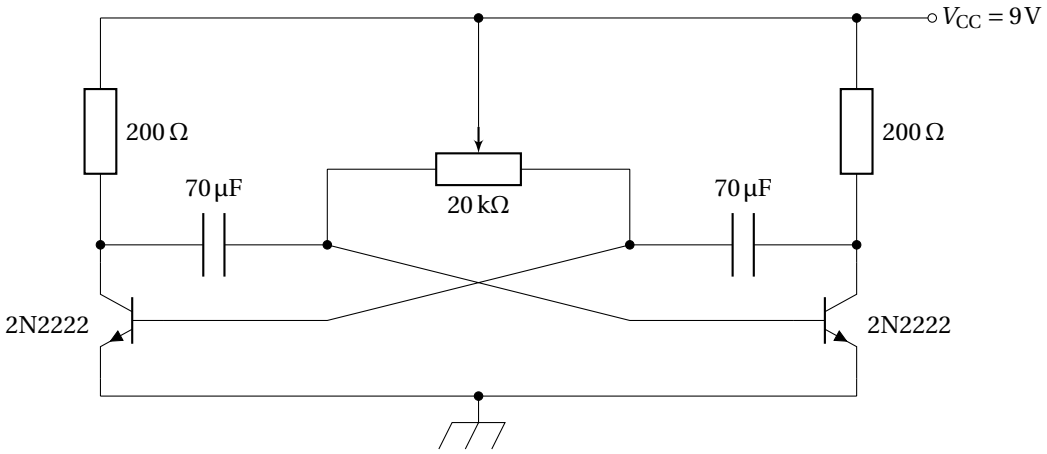


FIGURE 3 : Astable asymétrique de rapport cyclique réglable.

1.2 Commande par un astable à portes inverseuses

Une autre manière de réaliser une commande délivrant un signal de commande au transistor dont le rapport cyclique soit variable est de partir d'un oscillateur astable réalisé cette fois avec deux portes logiques inverseuses [3] comme le montre la figure 4.

La figure 5 montre les ondes de tension produites par cet oscillateur à deux portes inverseuses. La fréquence de ces signaux est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2,2 \times R \times C}$$

La tension à la sortie S possède un rapport cyclique constant de $\frac{1}{2}$. Afin de le faire varier, il faut que le temps de charge du condensateur C soit différent du temps de décharge. Pour ce faire, il suffit de remplacer la résistance R par un potentiomètre et deux diodes comme indiqué sur la figure 6.

1.3 Précautions

Si la charge commandée est inductive (moteur à courant continu), il est absolument impératif de placer aux bornes du moteur une diode de roue libre, sans cela, la surtension $L\frac{di}{dt}$ détruira le transistor de commande.

3. Des portes logiques réalisées en technologie CMOS sont recommandées.

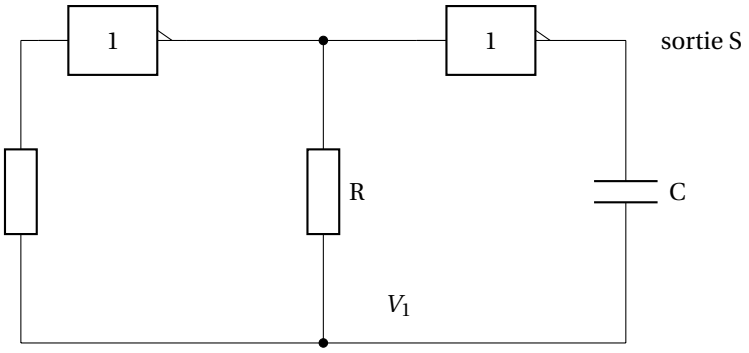


FIGURE 4 : Astable à portes logiques inverseuses.

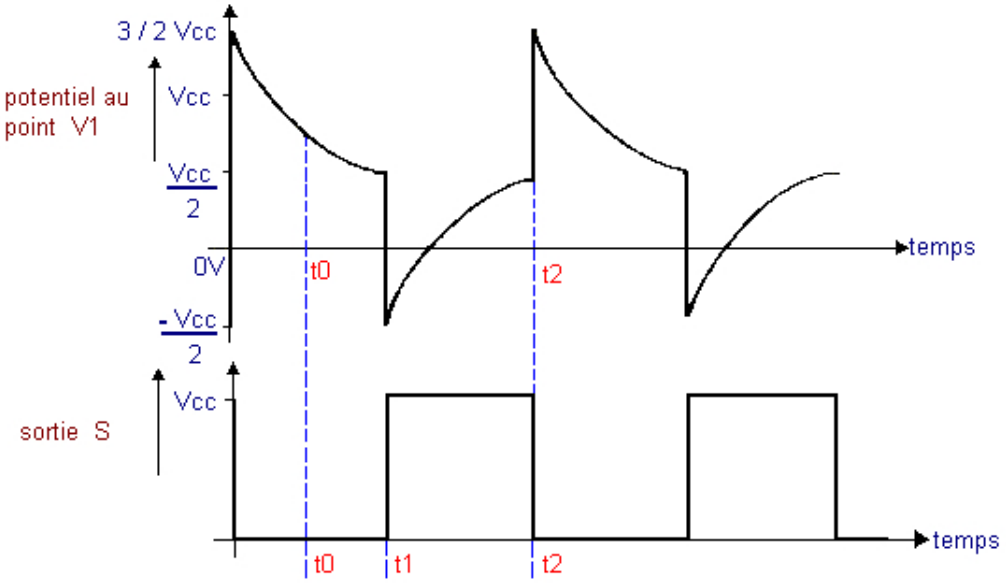


FIGURE 5 : Ondes de tension produites par l'astable à deux inverseurs.

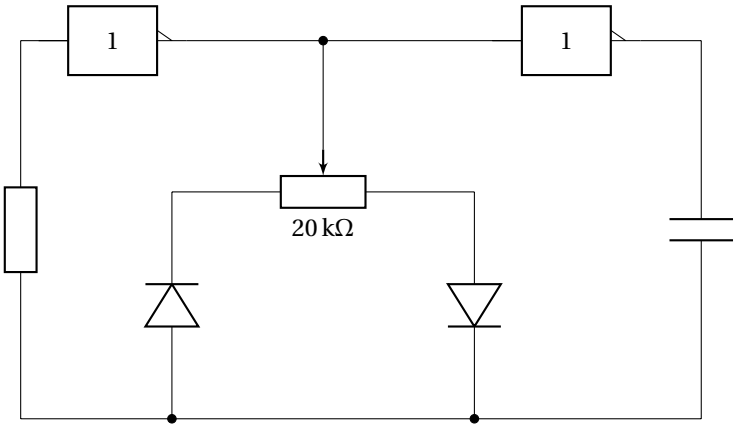


FIGURE 6 : Astable à deux inverseurs fournissant une tension de sortie de rapport cyclique réglable.

Les analogies entre le monde de l'électricité et le monde de l'hydraulique permettent souvent de mieux comprendre les phénomènes abstraits qui ont lieu dans les inductances ou les condensateurs.

Les pages qui suivent décrivent un montage électrique illustrant de manière remarquable l'utilisation de l'inductance et du condensateur : le « hacheur survolteur » et son équivalent hydraulique « le bélier hydraulique ». Il existe une analogie parfaite entre les deux dispositifs.

Voyons tout d'abord le dispositif hydraulique plus « concret », plus facile à comprendre que son homologue électrique :

Le bélier hydraulique

Le bélier hydraulique est une pompe qui tire son énergie de l'énergie cinétique de l'eau qui coule. Il fut inventé en 1796 par Joseph Montgolfier, l'aîné des frères inventeurs du célèbre ballon et par son fils Pierre.

Principe de fonctionnement

Un bélier hydraulique est constitué d'une conduite en matériau non élastique dite "conduite motrice", dont l'une des extrémités débouche dans un réservoir d'eau via un clapet anti-retour et dont l'autre extrémité est munie d'un "clapet à impulsion".

L'eau s'écoule dans la "conduite motrice". L'eau, présente dans la conduite, possède une masse égale au volume de la conduite par la masse volumique de l'eau. Le volume de la conduite est égal à la longueur de la conduite par la section du tuyau. La veine liquide possède une énergie cinétique égale au demi produit de la masse de l'eau par la vitesse de cette eau au carré.

L'eau sort par le clapet d'impulsion jusqu'à ce qu'elle atteigne une vitesse critique pour laquelle le clapet se ferme brutalement. En effet, au-delà d'une certaine vitesse, la force exercée par l'eau sur le dessous du clapet devient supérieure au poids du clapet ou à la pression exercée par un ressort de rappel taré. Cette force est proportionnelle au produit de la surface sur clapet par la vitesse de l'eau.

La brutale fermeture du clapet produit une brusque augmentation de pression dans la "conduite motrice".

Cela est du au fait que la veine liquide est stoppée brusquement, son énergie cinétique est alors convertie en énergie potentielle, la pression augmente instantanément et énormément.

Cela permet à une partie de l'eau de la conduite de repousser un clapet anti-retour et d'admettre dans un réservoir d'air fermé (une cloche en fonte) un peu d'eau. Dès que la pression dans la conduite d'entraînement diminue, le clapet anti-retour se referme et le clapet d'impulsion s'ouvre de nouveau. La veine liquide, qui peut s'écouler à nouveau, reprend de la vitesse et le cycle se répète.

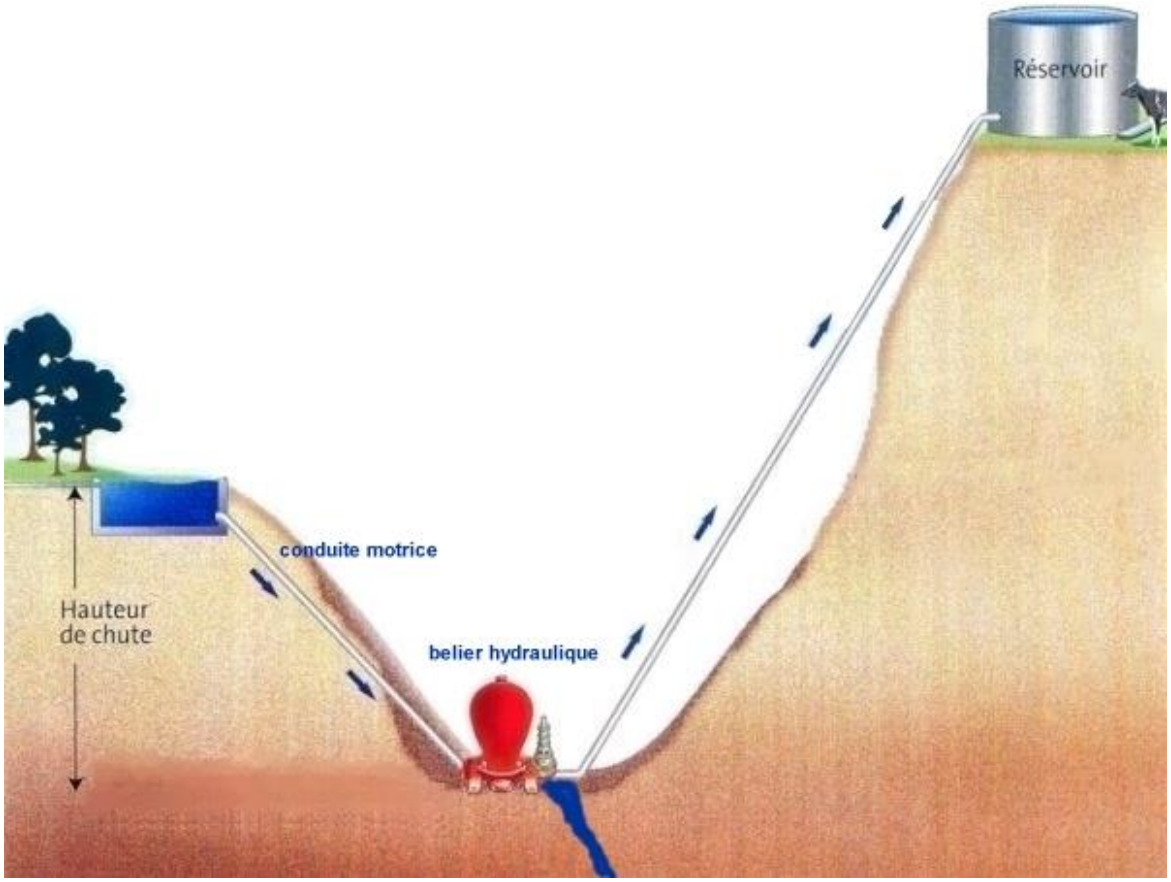
La longueur de la conduite motrice et la course des clapets sont en général réglées de façon à ce qu'il y ait de 20 à 60 cycles par minute. L'eau entrant dans le réservoir d'air, la pression d'air augmente et chasse l'eau dans une conduite de refoulement, alimentant un réservoir qui est situé à un niveau plus élevé que celui du réservoir d'alimentation.

Afin d'augmenter l'énergie cinétique de l'eau, la conduite motrice est la plus droite possible et ses parois sont le plus rigide possible pour ne pas absorber la surpression lors de la fermeture du clapet à impulsion.

Les béliers hydrauliques peuvent fonctionner avec une très faible hauteur de chute, ne dépassant pas parfois 30 cm, et peuvent élever de l'eau à des hauteurs allant jusqu'à 100 m.

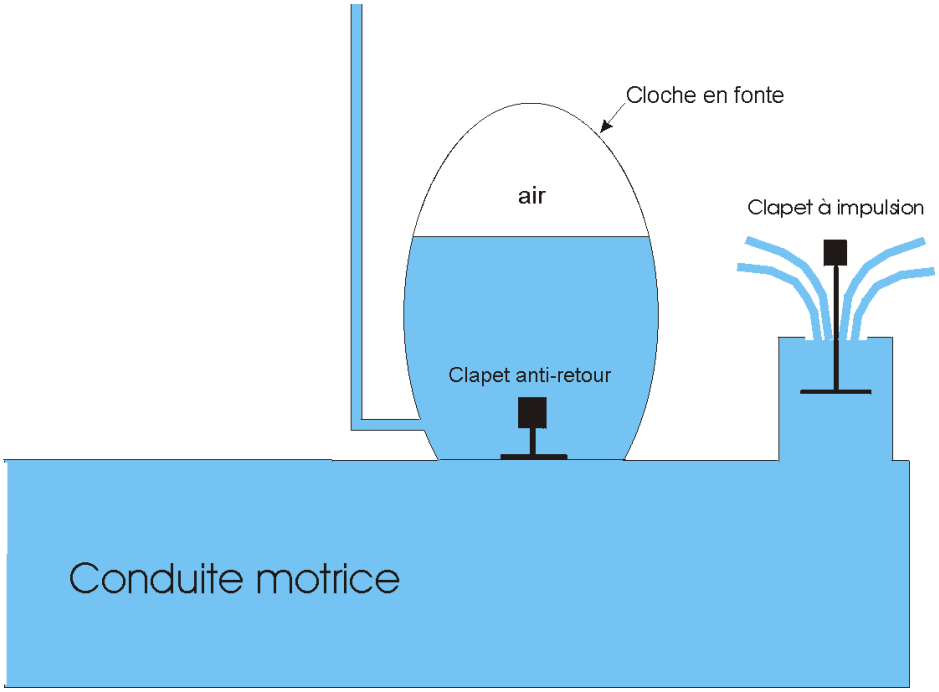
Ils fonctionnent sans source extérieure d'énergie et ne nécessitent qu'un très faible entretien. La durée de vie des clapets est couramment de 10 à 30 ans, et certains béliers hydrauliques ont fonctionné pendant plus de 100 ans.

Pour donner un ordre d'idée du rendement, rapport entre l'eau "gaspillée", qui coule par le "clapet d'impulsion" et l'eau pompée qui rentre dans le réservoir, disons qu'il faut environ 100 litres d'eau qui coule pour élever 20 litres d'eau.

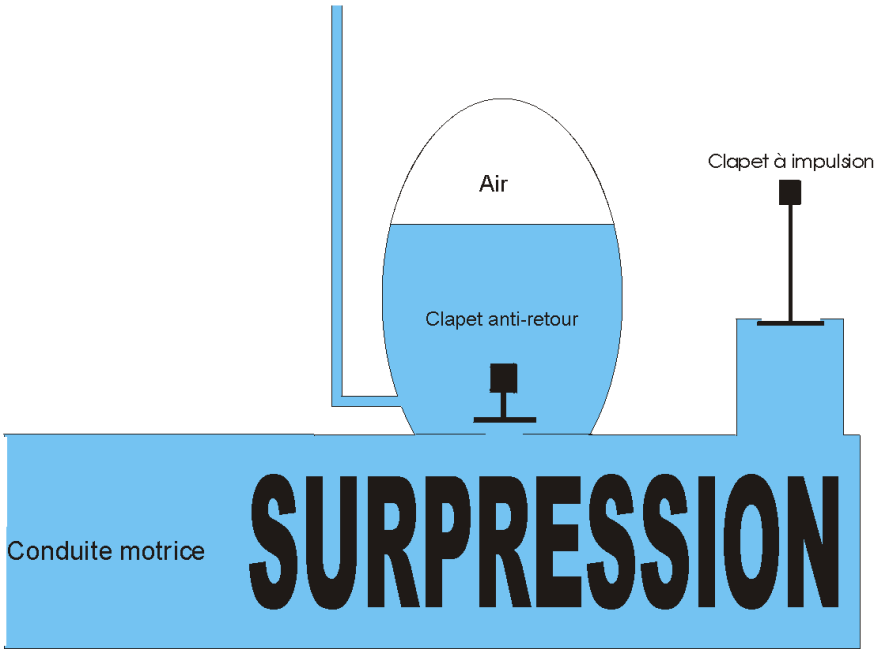


Installation typique

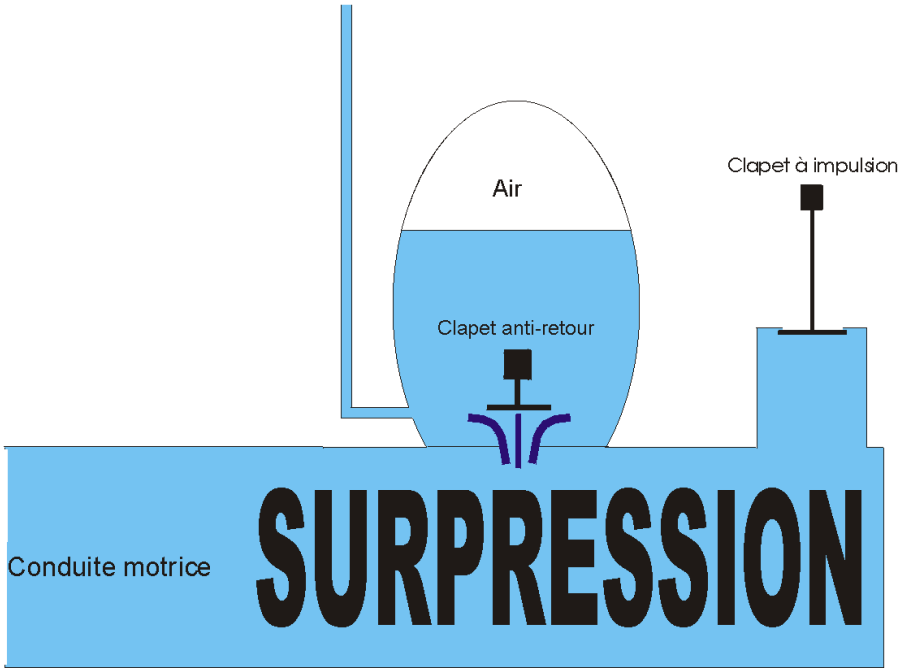
Le fonctionnement en 5 schémas :



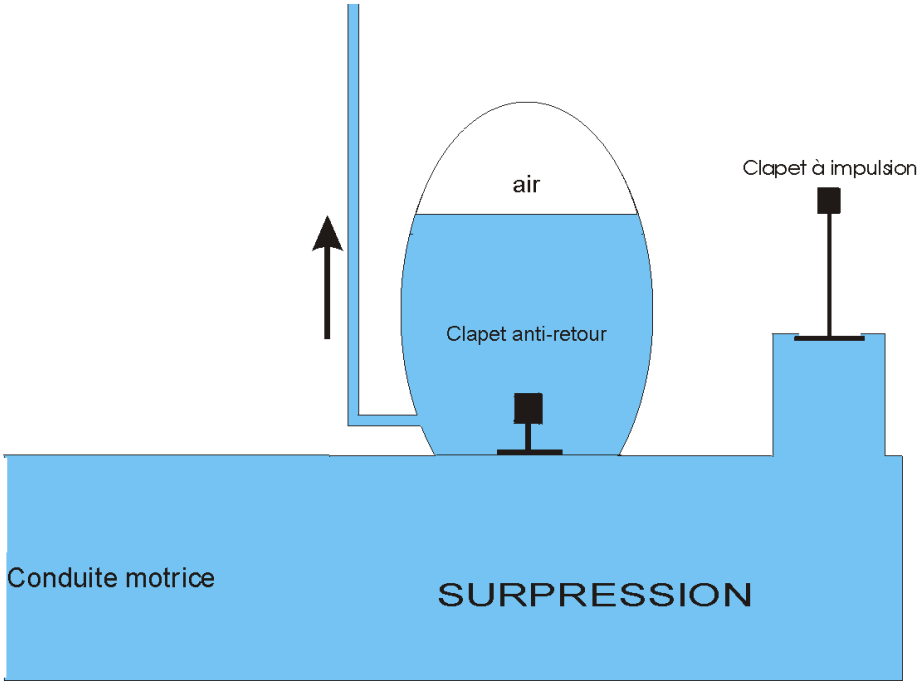
Principe de fonctionnement du bélier hydraulique, **étape 1** :
L'eau s'écoule de la conduite motrice au-dehors du bélier hydraulique et prend de la vitesse.
Le clapet anti-retour est fermé, le clapet à impulsion ouvert.



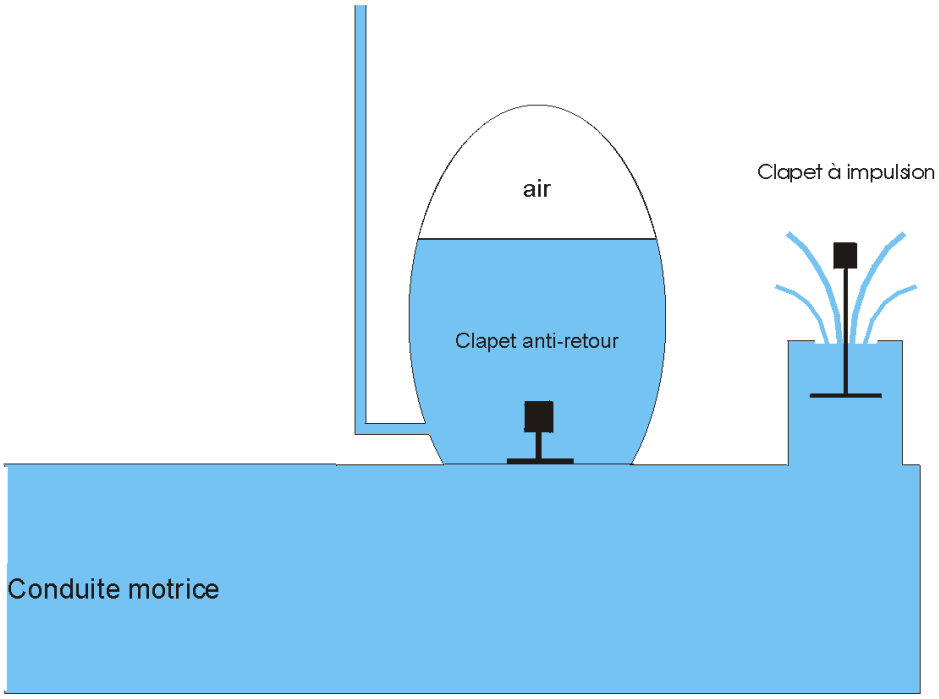
Principe de fonctionnement du bélier hydraulique, **étape 2** :
L'eau a une vitesse suffisante pour soulever le clapet à impulsion ce qui entraîne la fermeture de ce dernier. La veine liquide qui possédait une certaine vitesse est stoppée net, ce qui qui entraîne une énorme surpression à l'intérieur du bélier hydraulique. Le clapet anti-retour s'ouvre car la surpression multipliée par la surface du siège du clapet anti-retour crée une force bien supérieure à la force qui le maintenait appliqué sur son siège.



Principe de fonctionnement du bélier hydraulique, **étape 3** :
Le clapet anti-retour étant ouvert, la pression à l'intérieur de la conduite motrice étant supérieure à celle régnant dans la cloche en fonte, de l'eau pénètre dans la cloche, l'air de la cloche se comprime.



Principe de fonctionnement du bélier hydraulique, **étape 4** :
Au fur et à mesure que de l'eau rentre dans la cloche, la surpression dans la conduite motrice diminue. Le clapet anti-retour se referme. L'eau qui a pénétré dans la cloche en fonte est refoulée dans la conduite menant au réservoir.



Principe de fonctionnement du bélier hydraulique, **étape 5** :
La pression dans la conduite motrice est redevenue égale à la pression atmosphérique, le clapet à impulsion s'ouvre et le cycle recommence.

Le Hacheur survolteur

Le hacheur survolteur est un dispositif qui permet d'obtenir des différences de potentiel plus élevées que celle fournie par le générateur qui fournit l'énergie, cela sans transformateur. La tension est continue, même si elle est "hachée" par l'interrupteur électronique.

Ce montage peut fournir des tensions très élevée, on peut ainsi passer des 9 volts fournis par une pile à 100000 volts et plus, ce qui est le cas pour les armes électriques "non léthales" qui équipent certaines forces de police.

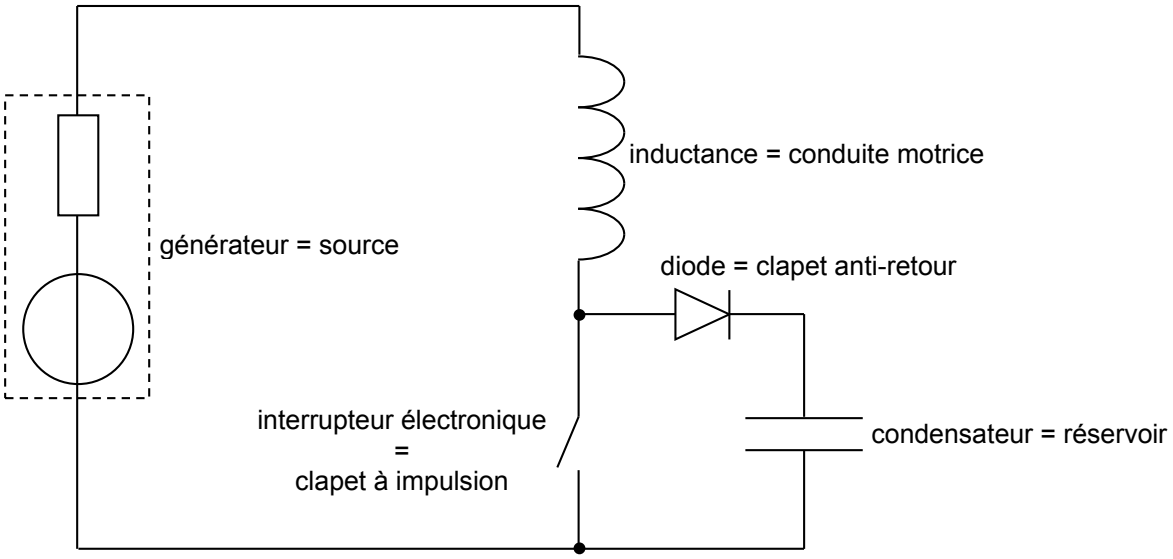
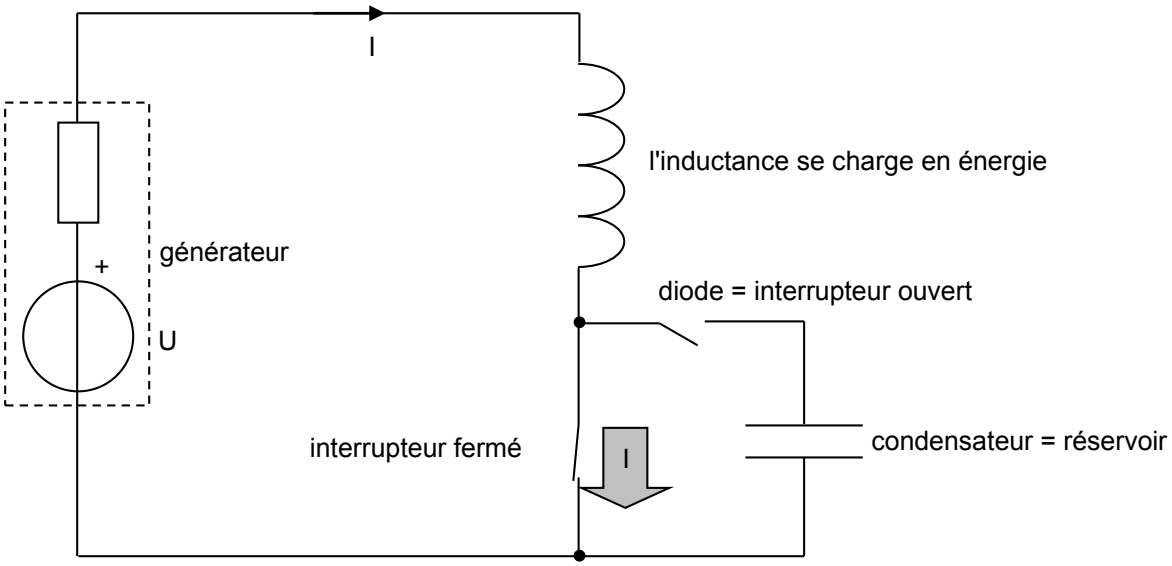
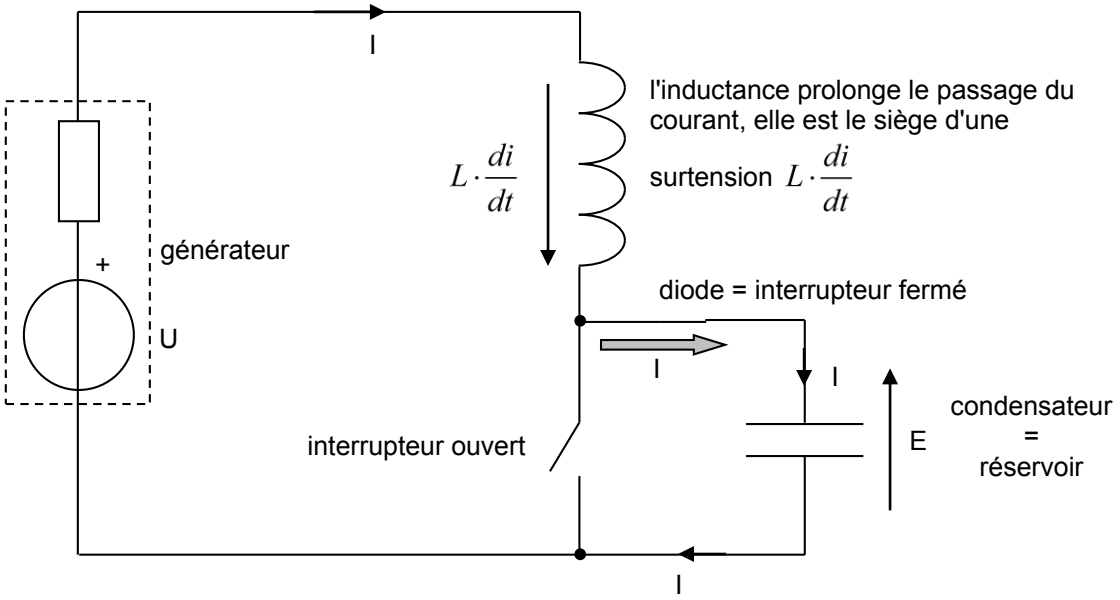


Schéma de principe du hacheur survolteur



Principe de fonctionnement du "bélier électrique" ou hacheur survolteur, **étape 1** :

L'interrupteur correspondant au clapet à impulsion est fermé. Le courant circule et l'inductance se charge en énergie magnétique $\frac{1}{2}Li^2$ analogue à l'énergie cinétique de la veine liquide $\frac{1}{2}Mv^2$.



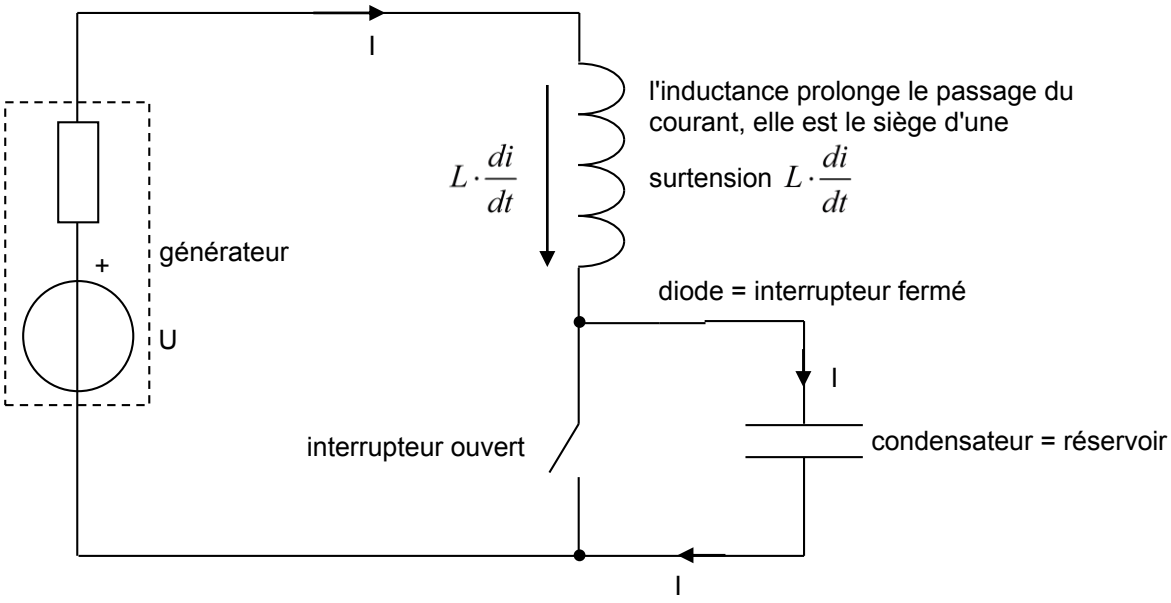
Principe de fonctionnement du "bélier électrique" ou hacheur survolteur, **étape 2** :

L'interrupteur correspondant au clapet à impulsion est ouvert par l'électronique de commande. Le passage du courant est brutalement interrompu comme la veine liquide qui vient s'écraser sur le clapet à impulsion fermé. L'inductance qui essaie de prolonger le passage du courant (inertie) est le siège d'une d.d.p. $L\frac{di}{dt}$ à ses bornes, dans un sens tel que cette d.d.p. "pousse", maintienne le courant à sa valeur initiale (loi de Lenz). Cette surpression électrique, cette surtension permet d'ouvrir le clapet anti-retour, c'est-à-dire que la diode devient conductrice.

On a $U + L\frac{di}{dt} \quad E$

Dans un montage réel, E est toujours plus petit que $U + L\frac{di}{dt}$ car le montage débite de l'énergie vers un ou des récepteurs, la d.d.p. aux bornes du condensateur a tendance à diminuer.

Le débit du bélier hydraulique n'est pas conséquent ni constant, il est saccadé au rythme des coups de bélier. Il est donc nécessaire d'accumuler l'eau dans un réservoir. Cela permet de fournir un débit important à condition toutefois de ne pas tirer de l'eau jusqu'à vider le réservoir !



Principe de fonctionnement du "bélier électrique" ou hacheur survolteur, **étape 3** :
La f.é.m. du générateur et celle de l'inductance sont en série et permette le passage d'une impulsion de courant vers le condensateur. Il y a ainsi transfert d'un peu d'énergie du générateur vers le condensateur. Avant que l'inductance ne soit totalement vidée de son énergie, l'interrupteur jouant le rôle du clapet à impulsion est refermé par l'électronique de commande et le cycle recommence.

Le condensateur joue le rôle d'un réservoir d'énergie électrique à haute tension. Ce réservoir alimente un ou des récepteurs. Comme le réservoir d'eau rempli sans arrêt par le bélier hydraulique, il est rechargé sans arrêt par le hacheur survolteur.

Pompes de charge

Lorsqu'on utilise un amplificateur opérationnel dans un montage de taille réduite et fonctionnant sur pile, on est souvent confronté au problème de l'alimentation négative, surtout si l'on souhaite bénéficier d'une dynamique maximale, ce qui exclue la polarisation à la demi tension d'alimentation.

S'il n'est pas possible d'ajouter une pile supplémentaire et que la consommation ne dépasse pas quelques milliampères côté négatif, on peut alors faire appel à la "pompe de charge" ci-dessous.

La Figure 1 montre que le but recherché peut être obtenu en associant un oscillateur et un doubleur de tension, qui met en œuvre deux diodes et deux condensateurs.

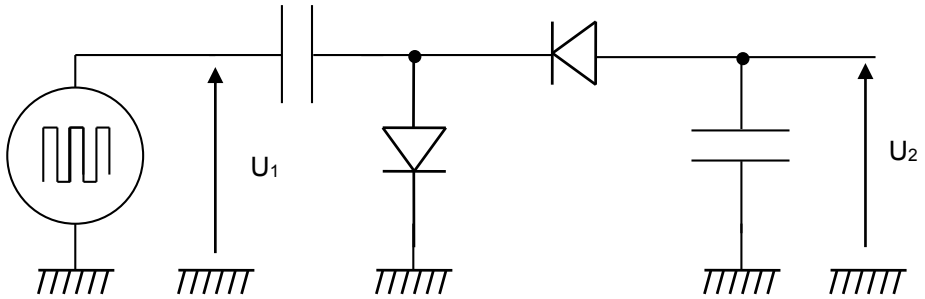


Figure 1

Expliquer, au moyen de schémas simples, l'obtention d'une tension négative U_2.

Solution :

Pour comprendre comment s'effectue l'inversion de polarité, nous supposerons que le montage est mis sous tension à l'instant origine t = 0, que l'oscillateur délivre le signal de la Figure et que les deux condensateurs sont initialement déchargés, ce qui conduit à une tension de sortie U_2 nulle.

Entre t = 0 et t = t_1, le condensateur C_1 se charge à travers D_1 sous la tension E (au seuil de D_1 prés que nous négligeons ici). Notons que cette charge est très rapide si la résistance interne du générateur est petite. La diode D_2 est alors bloquée (polarisation inverse) et U_2 reste nulle. La Figure 2 où les diodes sont représentées par leur schéma équivalent, interrupteur ouvert ou fermé suivant que l'une ou l'autre est bloquée ou passante, permet de suivre le processus.

Entre t_1 et t_2, la tension U_1 s'annule. Le condensateur C_1 dont l'armature de gauche est plus positive que celle de droite, se retrouve en parallèle avec D_1 qui se bloque. D_2 est alors polarisée dans le sens direct et devient passante (schéma équivalent de la Figure 3). La charge accumulée sur les armatures de C_1 (entre 0 et t_1) se répartie sur les armatures de C_1 et de C_2 comme le feraient des vases communicants. Si $C_1 = C_2$, la tension à l'instant t_2 est alors égale à - E/2.

A l'instant $t = t_2^+$, le générateur fournit U_1 = E, ce qui recharge C_1 sous la tension E au travers de D_1 de la même façon que pendant l'intervalle (0, t_1). Etant donné que D_2 est bloquée, C_2 reste chargé sous la d.d.p. - E/2, à condition, bien entendu, qu'aucune charge ne soit connectée à ses bornes et ne vienne prélever une partie de l'énergie emmagasinée lors de la phase précédente.

Pendant la période (t_3, t_4) il y de nouveau répartition de la charge acquise par C_1, ce qui élève le potentiel de C_2 à $-\frac{3}{4}E$.

Le processus précédent se répète indéfiniment, ce qui a pour conséquence d'amener progressivement la tension U_2 au voisinage de - E car, comme nous l'avons fait remarquer, il faut tenir compte du seuil des diodes D_1 et D_2 qui n'est pas nul en réalité.

Un deuxième facteur contribue à réduire la valeur de U_2, c'est la charge disposée aux bornes de C_2. Bien entendu, celle-ci prélève en permanence une partie de l'énergie emmagasinée par C_2. Avec une valeur E = 9 V on peut espérer obtenir à vide une tension de sortie U_2 d'environ - 7,2 V, valeur qui chute à - 5,7 V pour un courant d'une quinzaine de milliampères, ce qui n'est déjà pas si mal car cela permet d'alimenter plusieurs AOP (Amplificateur Opérationnel) courants comme le TLO81. Notons que ces valeurs expérimentales ont été relevées pour des condensateurs C_1 et C_2 de 47 μF, car là aussi la valeur de ces capacités influence les résultats obtenus. Il faut également un générateur de créneaux de fréquence importante, mais telle que cinq fois le produit résistance interne du générateur par C_1 reste inférieur à la demi période afin que C_1 puisse se charger complètement à chaque fois.

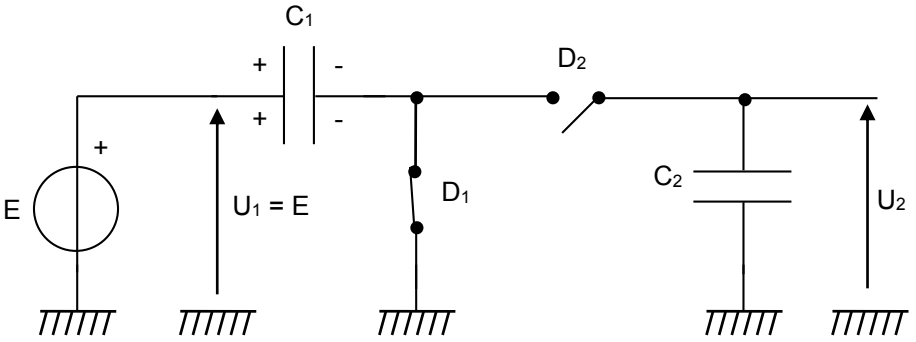


Figure 2

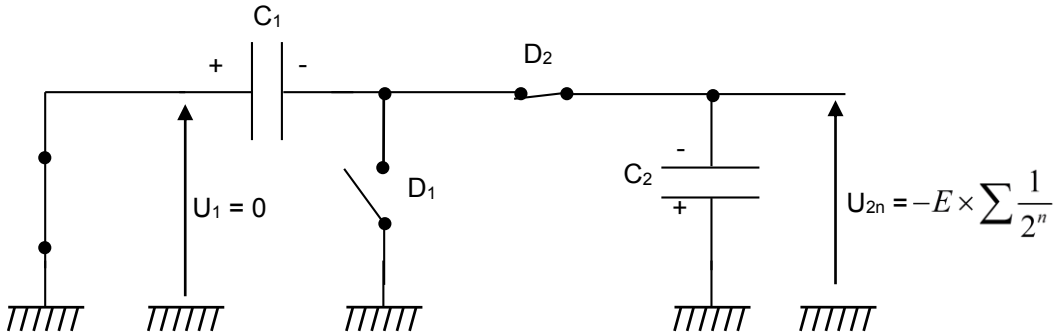


Figure 3

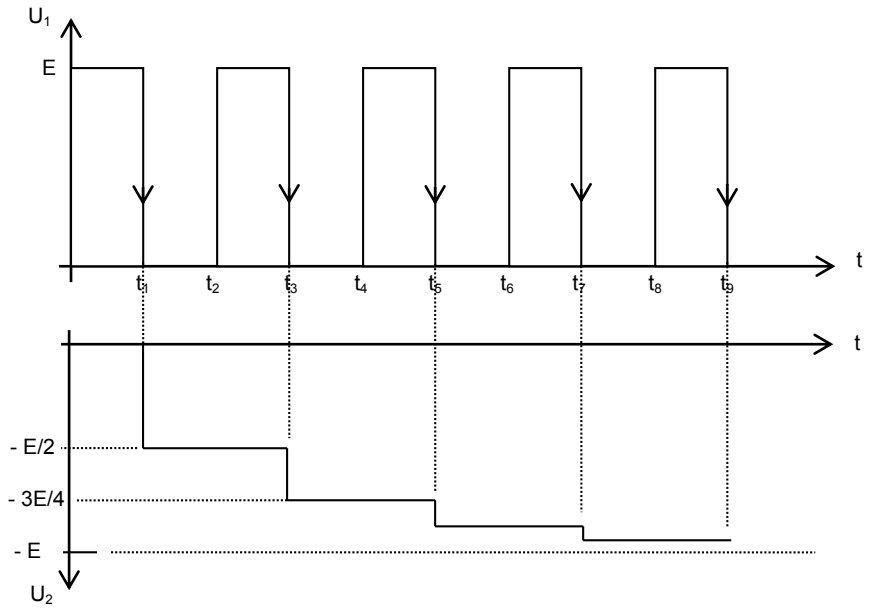


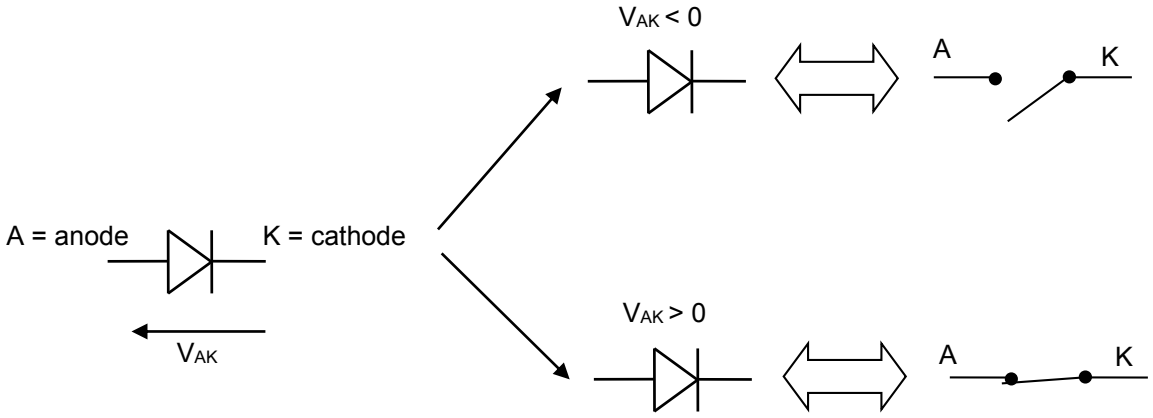
Figure 4

Multiplieurs de tension

L'étude de la pompe de charge permet de comprendre le fonctionnement des multiplieurs de tension. Ce sont des montages utilisés pour obtenir des hautes tensions sans imposer trop de contraintes d'isolement aux transformateurs. Ces montages sont utilisés dans les alimentations cathode-anode des tubes cathodiques (téléviseurs, oscilloscopes) ainsi que dans certains générateurs électrostatiques (Cockroft Walton). Avant d'étudier les multiplicateurs de tension eux-mêmes, nous allons étudier les détecteurs de crête et les translateurs de potentiel.

Ces montages sont généralement alimentés par des tensions alternatives sinusoïdales, mais la compréhension de leur fonctionnement peut être simplifiée en envisageant ces montages alimentés par des générateurs de créneaux du genre de celui considéré pour la pompe de charge.

La diode que l'on envisagera sera un composant idéal dont le fonctionnement s'apparente à celui d'un interrupteur automatique qui se ferme si la tension anode cathode est positive et qui s'ouvre dans le cas contraire, comme le montre la Figure 1.



Modèle de la diode idéale

Figure 1

Première étape : le détecteur de crête :

Le générateur de tension fournit des créneaux symétriques par rapport à la masse. La tension fournie est celle de la Figure 2 .

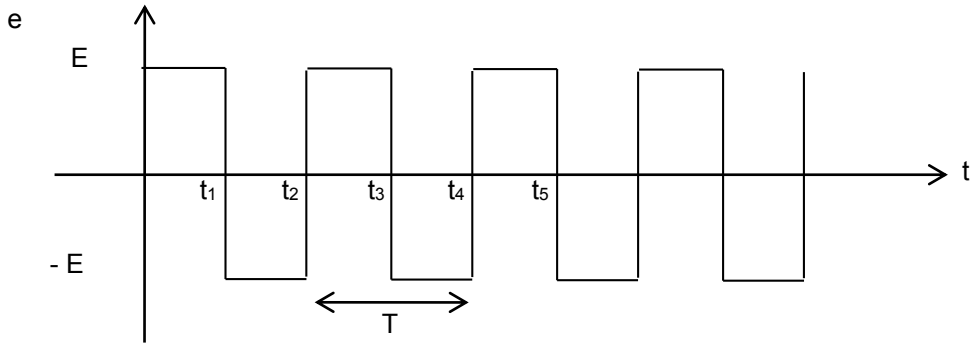


Figure 2

La résistance de charge est supposée négligeable. Le temps de décharge du condensateur est théoriquement infini. En considérant la diode comme parfaite (pas de tension de seuil), la tension obtenue est continue et égale à la valeur de crête de E, voir Figure 6.

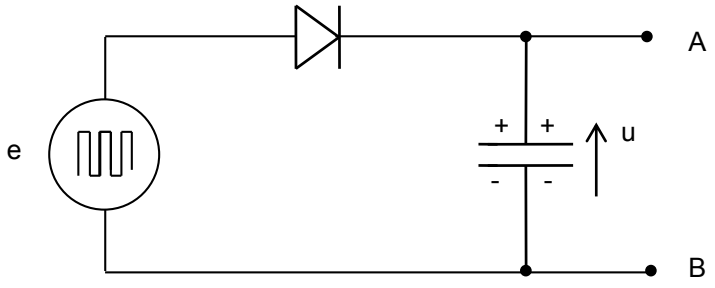


Figure 3

Figure 4 : circuit équivalent au circuit de la Figure 3 entre les instants 0 et t_1 (+ n T) :

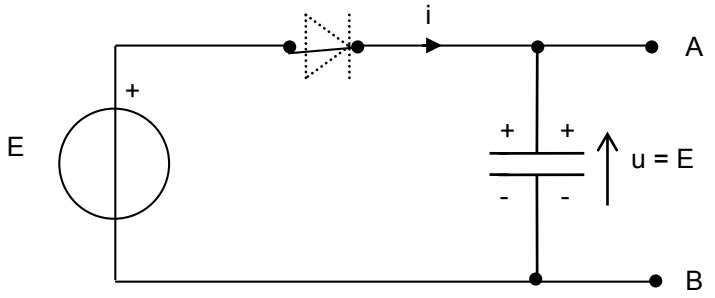


Figure 4

Figure 5 : circuit équivalent au circuit de la Figure 3 entre les instants t_1 et t_2 (+ nT) :

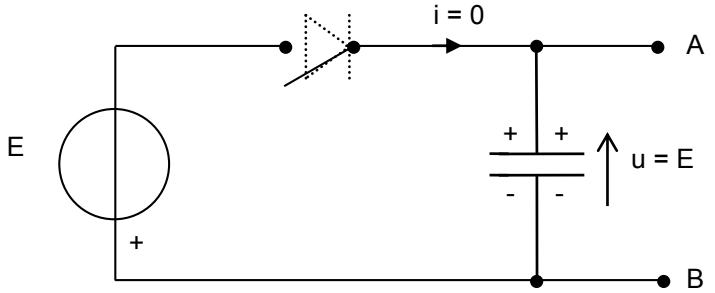


Figure 5

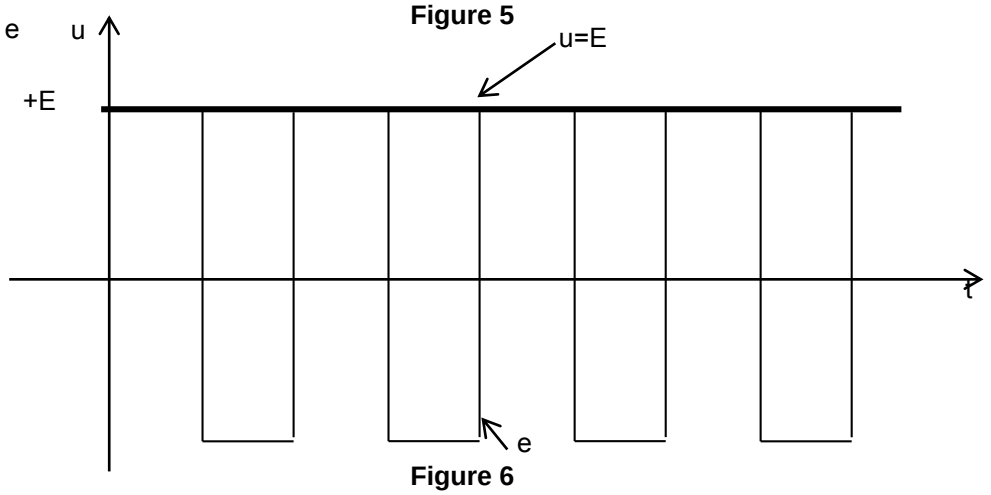


Figure 6

Deuxième étape : la translation de potentiel

Le montage de la Figure 7 présente les mêmes éléments que le montage précédent. Cette fois, la tension exploitée n'est plus celle aux bornes du condensateur, mais celle aux bornes de la diode. Le condensateur se charge à la valeur crête de e pendant l'alternance négative.

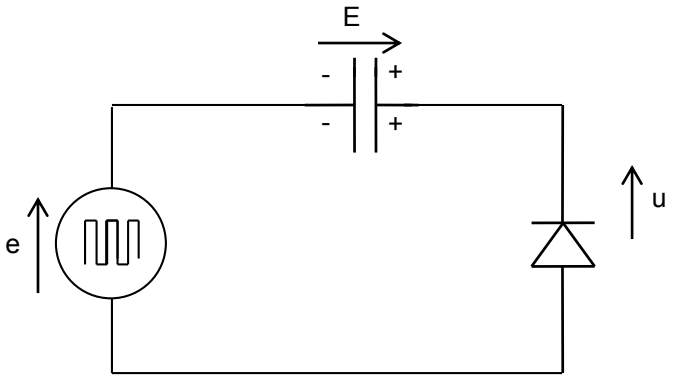


Figure 7

Figure 8 : circuit équivalent du montage de la Figure 7 entre les instants t_1 et t_2 (+ nT) (cf Figure 2)

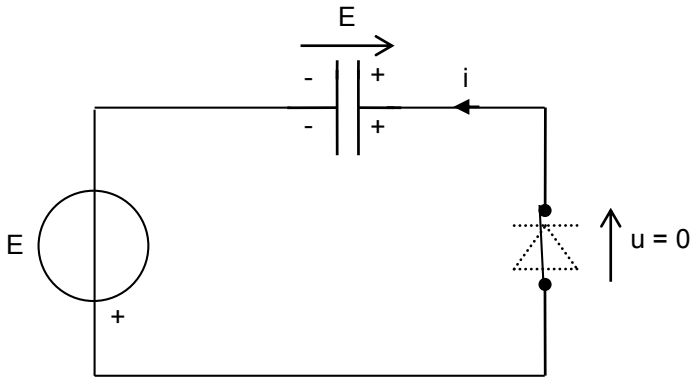


Figure 8

Figure 9 : circuit équivalent du montage de la Figure 7 entre les instants t_2 et t_3 (+ nT) (cf Figure 2)

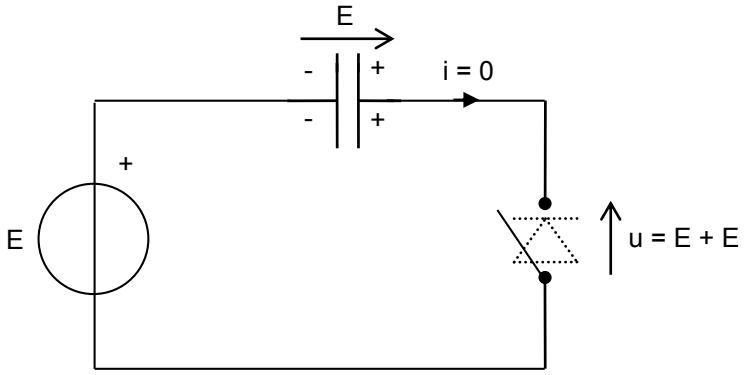


Figure 9

La tension obtenue aux bornes de la diode est donnée par la Figure 10 :

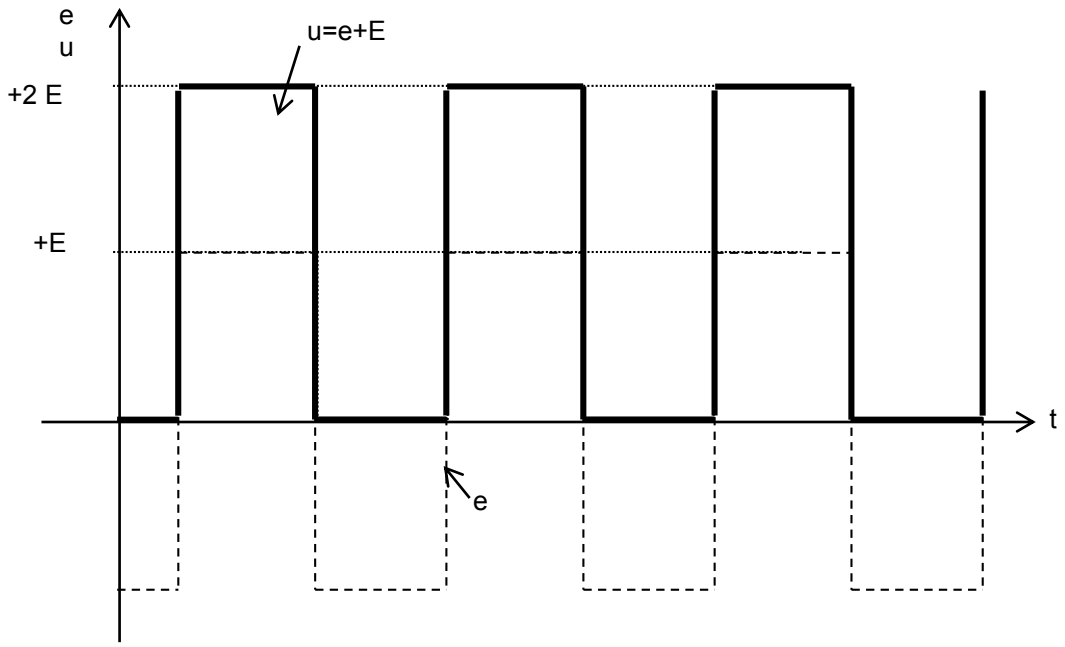


Figure 10

Doubleur de tension Schenkel Figure 11 :

Ce montage utilise le principe du translateur de tension de la Figure 7 permettant de passer de e à v, puis le principe du détecteur de crête de la Figure 3 permettant d'obtenir :

u = 2.E avec v = |e|+ E et e = + E ou - E

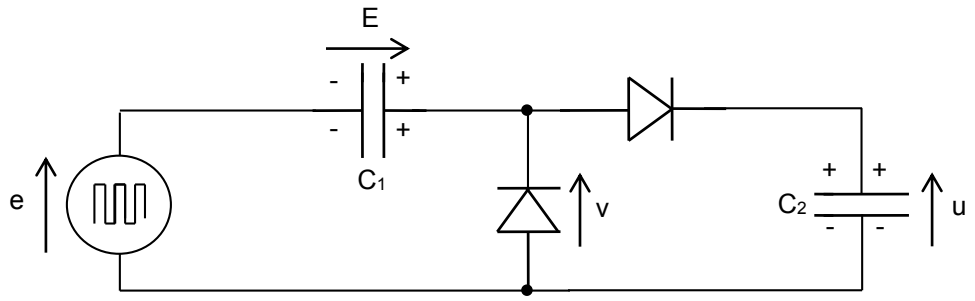


Figure 11

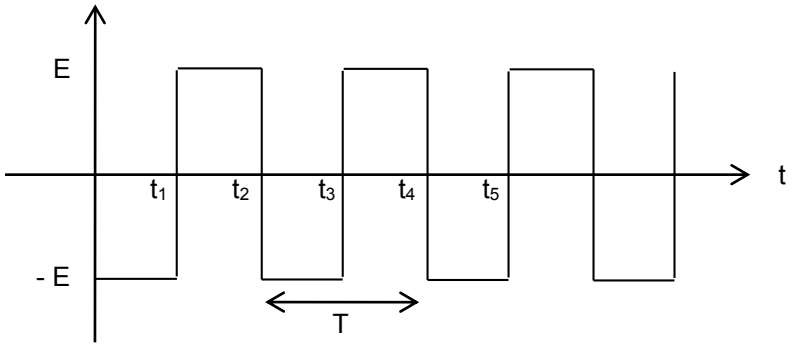


Figure 12

Figure 13 : circuit équivalent du circuit Figure 11 entre les instants 0 et t_1 (+ nT) :

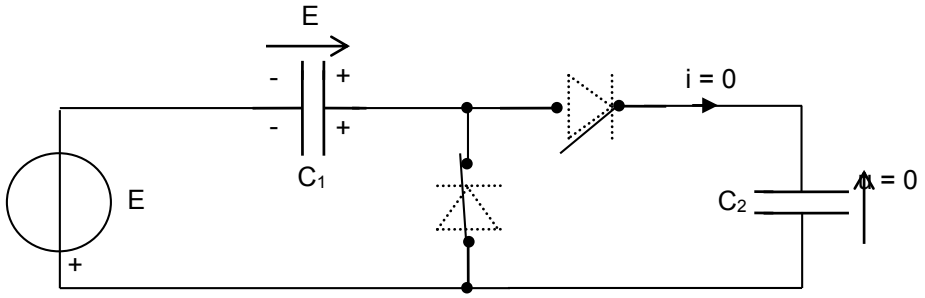


Figure 13

Figure 14 : circuit équivalent au circuit de la Figure 11 entre les instants t_1 et t_2 (+ nT) :

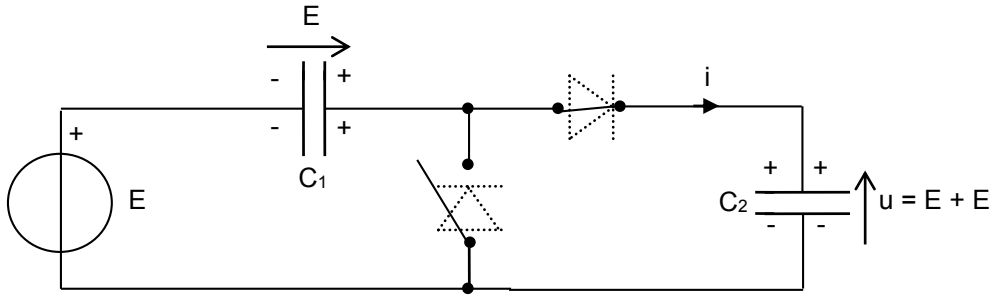
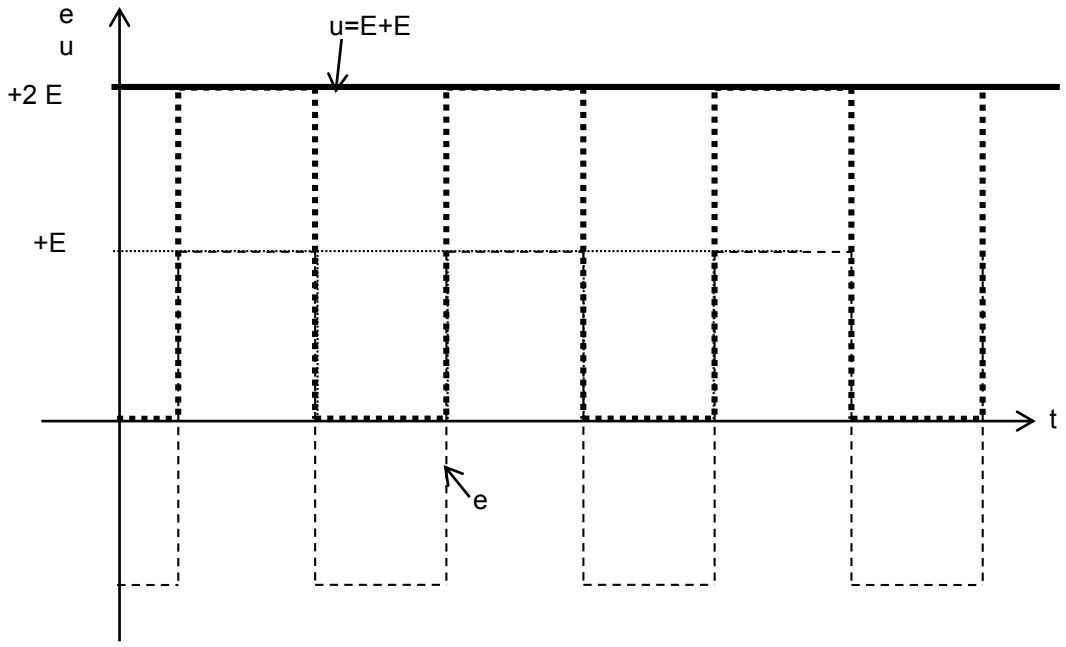


Figure 14



Obtenir des tripleurs de tension, des quadrupleurs de tension, etc. revient à mettre en série des doubleurs de Schenkel. La Figure 15 représente un tripleur de tension dont l'analyse est faite en considérant les condensateurs chargés à E ou 2.E.

Ainsi pour le tripleur, lorsque e = - E, la loi des mailles nous donne

$$+ E (V_{C1}) + V_{C3} – 2E (V_{C2}) – E (e) = 0$$

soit $V_{C3} = 2.E$

L'utilisation des n-upleurs est vite limitée car l'ondulation de sortie croît comme le cube du nombre de cellules.

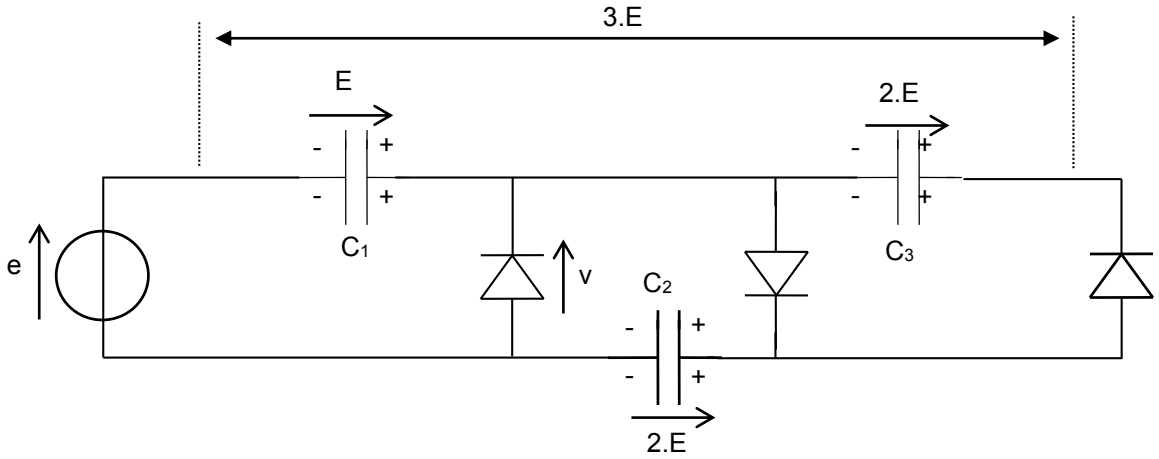
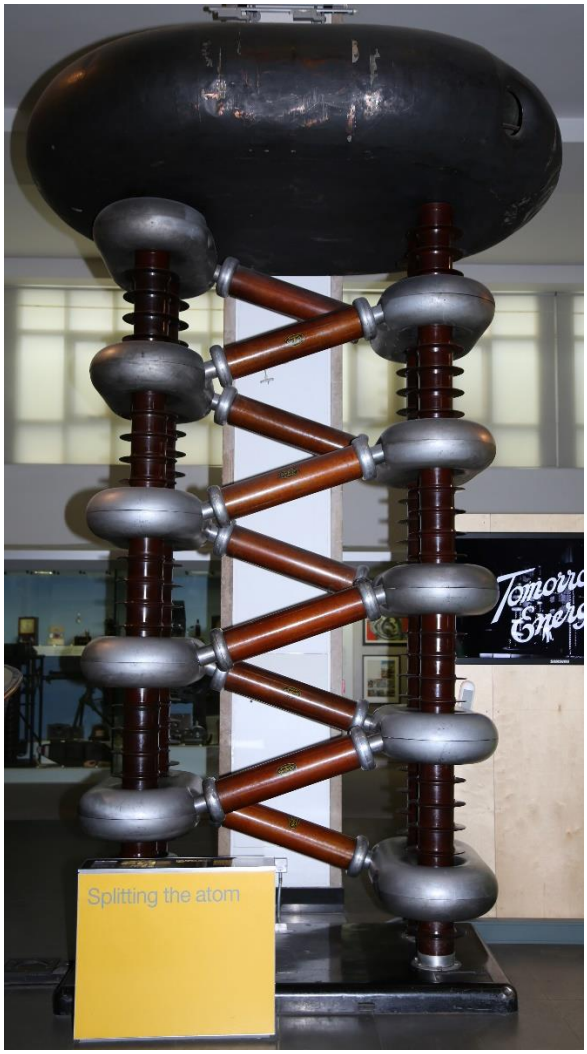


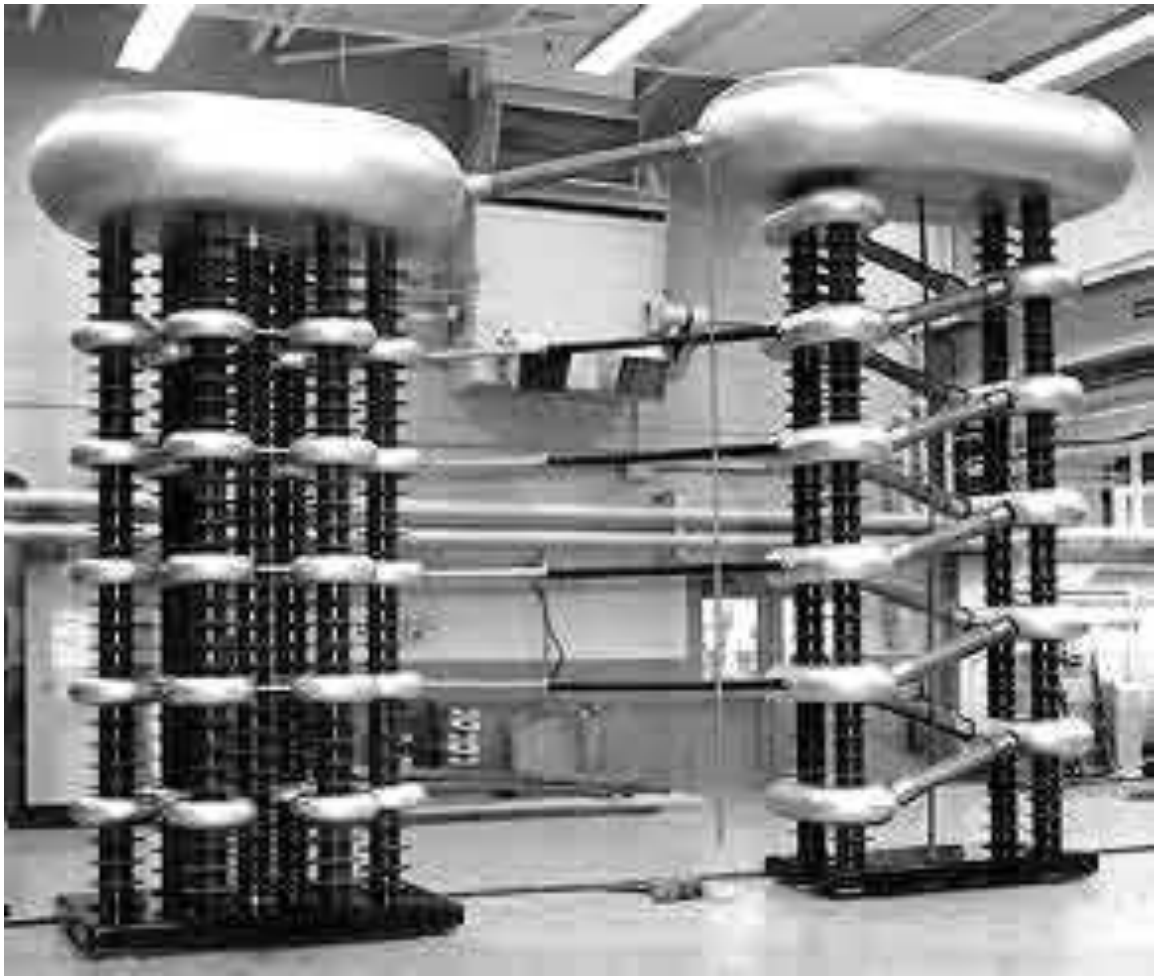
Figure 15

Le multiplicateur de tension continue, nommé "cascade de greinacher" (1919) ou "cascade de Cockroft-Walton", est constitué par un ensemble de **n** redresseurs doubleurs de tension de Schenkel.

Son principe est dû à Greinacher et il a été appliqué, presque simultanément et indépendamment, par J.D. Cockroft à Cambridge (Angleterre) et par Bouwers à Eindowen (Pays-Bas).

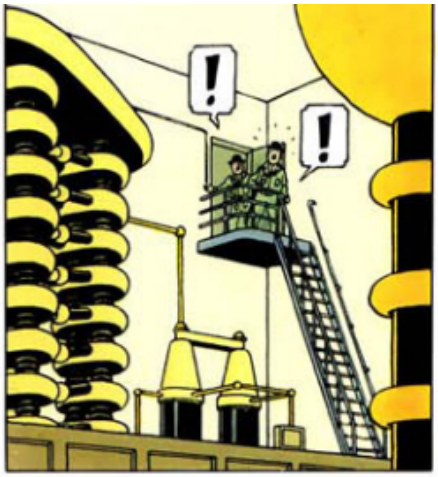
Ce type de générateur est le premier a avoir été utilisé pour produire une réaction nucléaire par Sir John Cockroft et M. Ernest T.S. Walton, au Cavendish Laboratory,Cambridge en1932.

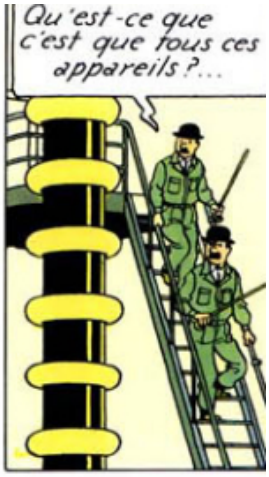


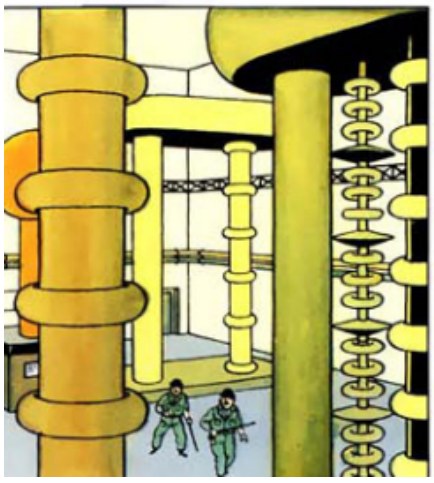


Cette porte : elle est entrouverte... Si c'était par là que...
Tu as raison : allons voir !...

Attends, je fais de la lumière...


!
!


Qu'est-ce que c'est que tous ces appareils ?...



?

Reste ici, toi... Je vais voir ce qu'il y a derrière cette porte...
Bon.

Exercices sur les transistors à effet de champ

1.1 Porte logique à quatre entrées

Le circuit de la figure 1 utilise des transistors à effet de champ à grille isolée et à enrichissement, ils sont considérés comme idéaux.

1. Établir la table de vérité de ce montage.
2. En déduire la fonction logique réalisée.

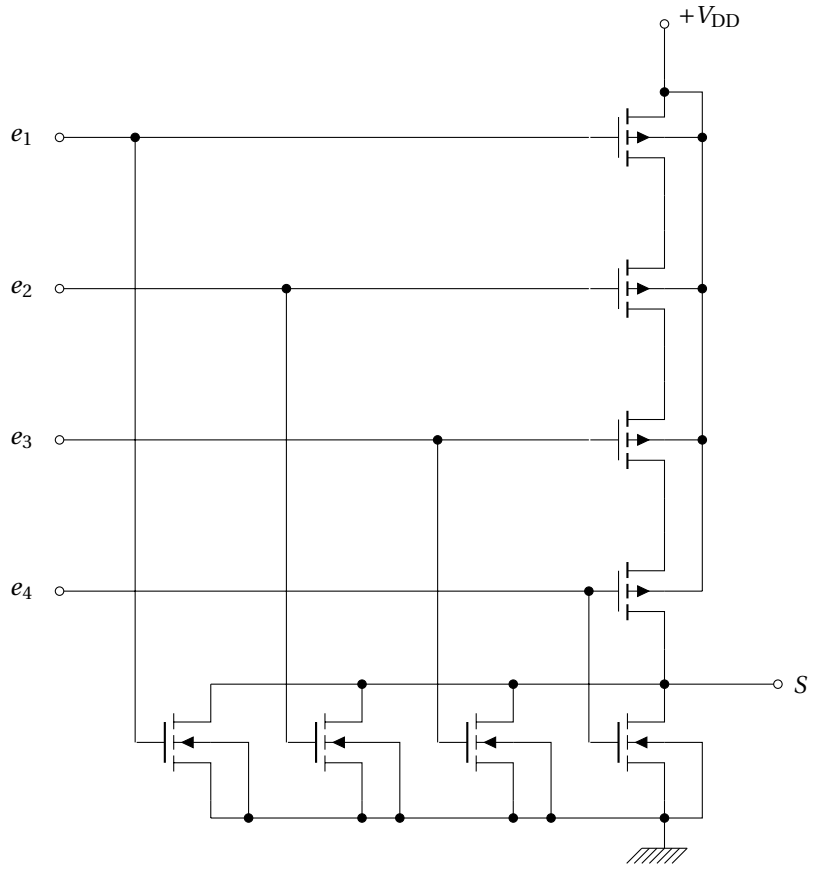


FIGURE 1 – Circuit de l'exercice 1.1

Voir la correction page 3

1.2 Porte logique à quatre entrées

Le circuit de la figure 2 utilise des transistors à effet de champ à grille isolée et à enrichissement, ils sont considérés comme idéaux.

1. Établir la table de vérité de ce montage.
2. En déduire la fonction logique réalisée.

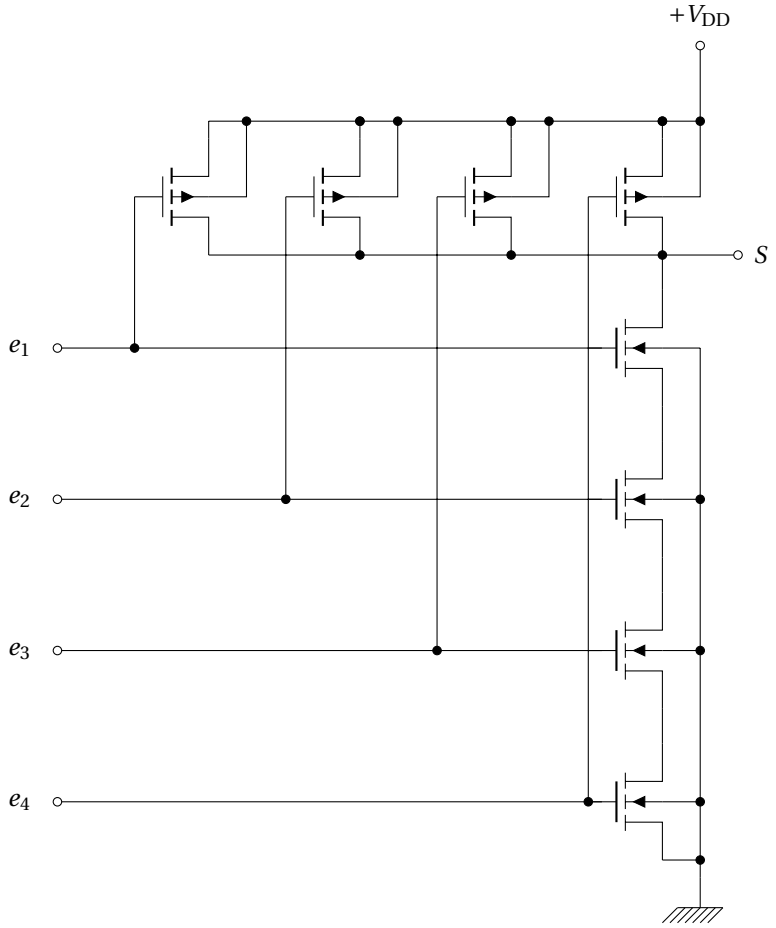


FIGURE 2 – Circuit de l'exercice 1.2

Voir la correction page 4

1.3 Correction de l'exercice 1.1

Le circuit est en fait très simple ! Il suffit de remarquer que les quatre P-MOS verticaux sont en série et que les quatre N-MOS horizontaux sont en parallèle.

Ainsi, pour que la sortie soit au potentiel $+V_{DD}$, soit l'état logique 1 en logique positive, il faut que les quatre P-MOS verticaux en série soient conducteurs et donc que les quatre entrées soient au potentiel de la masse (0 logique). En effet, étant donné que les P-MOS sont en série, si l'un d'entre eux ne conduit pas, la sortie est isolée du potentiel $+V_{DD}$ pendant que le N-MOS associé conduit, mettant la sortie au potentiel de la masse.

On obtient donc la table de vérité suivante :

e_1	e_2	e_3	e_4	S	$\overline{S}$
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	0	1
0	0	1	1	0	1
0	1	0	0	0	1
0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	0	1
0	1	1	1	0	1
1	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	1
1	0	1	0	0	1
1	0	1	1	0	1
1	1	0	0	0	1
1	1	0	1	0	1
1	1	1	0	0	1
1	1	1	1	0	1

TABLE 1 – Corrigé de l'exercice 1.1

La table de vérité 1 comporte une dernière colonne où figure le complément logique de la sortie : $\overline{S}$. Dès lors, il est simple de constater que $\overline{S}$ correspond à une fonction logique OU. En effet, dès qu'une entrée est au niveau logique 1, $\overline{S}$ est à 1.

Par conséquent, S correspond à un « NON OU » ou fonction « NOR » en anglo-saxon.

Chaque entrée aboutit à deux transistors MOS de dopage complémentaire, cela donne le nom de cette technologie : C-MOS (C = complementary).

1.4 Correction de l'exercice 1.2

Le circuit est, là aussi, très simple ! Il suffit de remarquer que les quatre N-MOS verticaux sont en série et que les quatre P-MOS horizontaux sont en parallèle.

Ainsi, pour que la sortie soit au potentiel de la masse, soit l'état logique 0 en logique positive, il faut que les quatre N-MOS verticaux en série soient conducteurs et donc que les quatre entrées soient au potentiel $+V_{DD}$ (1 logique). En effet, étant donné que les N-MOS sont en série, si l'un d'entre eux ne conduit pas, la sortie est isolée de la masse pendant que le P-MOS associé conduit, mettant la sortie au potentiel $+V_{DD}$.

On obtient donc la table de vérité suivante :

e_1	e_2	e_3	e_4	S	$\overline{S}$
0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	1	0
0	1	0	0	1	0
0	1	0	1	1	0
0	1	1	0	1	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	0	1	0
1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	1	0
1	0	1	1	1	0
1	1	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0
1	1	1	0	1	0
1	1	1	1	0	1

TABLE 2 – Corrigé de l'exercice 1.2

La table de vérité 2 comporte une dernière colonne où figure le complément logique de la sortie : $\overline{S}$. Dès lors, il est simple de constater que $\overline{S}$ correspond à une fonction logique ET. En effet, dès qu'une entrée est au niveau logique 1, $\overline{S}$ est à 1.

Par conséquent, S correspond à un « NON ET » ou fonction « NAND » en anglo-saxon.