

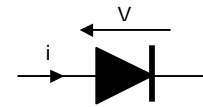
La physique des semi-conducteurs est très complexe. Les processus en jeu sont de nature atomique, est sont souvent altérés par des phénomènes parasites. De très nombreuses variables interviennent (type et concentration des dopants, température...), et de nombreux cas technologiques (jonctions abrupte, PIN, Schottky...) sont possibles.

Dès lors il est illusoire de prétendre décrire cette science en 2 pages, on se reportera par exemple à l'excellent cours de Mr Auvray.

Les présentations ci-dessous sont des résumés, qui permettent de comprendre le fonctionnement.

LA DIODE

$$i = qn_i^2 S \left(\frac{D_n}{N_a L_n} + \frac{D_p}{N_d L_p} \right) \left(e^{\frac{V}{u_t}} - 1 \right) \quad \text{avec} \quad u_t = \frac{KT}{q}$$



Cette tension U_t est fondamentale et on va la retrouver partout, dans toutes les équations.

$$n_i \approx \sqrt{T^3 e^{\frac{-V_i}{u_t}}} \quad V_i(T) = \text{largeur de bande interdite} = V_i(0) - \frac{0.1}{300} T$$

$$V_i(0) = 1.43 \text{ V pour AsGa}$$

$$V_i(0) = 1.12 \text{ V pour Si}$$

$$V_i(0) = 0.66 \text{ V pour Ge}$$

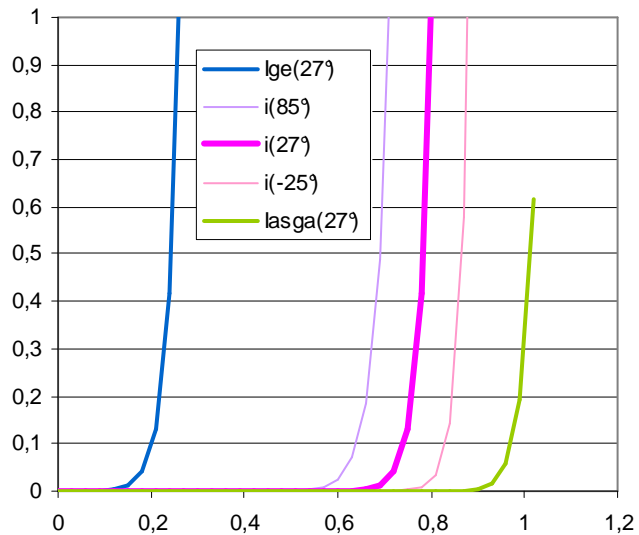
$$D_{(n,p)} = u_t \mu_{(n;p)} \quad \text{avec} \quad \mu(T) = \text{mobilité des porteurs} = \mu(0) T^{-2.5}$$

$$L_{(n,p)} = \sqrt{D_{(n,p)} \tau_{(n,p)}} \quad \text{avec} \quad \tau(T) = \text{durée de vie des porteurs} \approx T^{-0.5}$$

$$i = AT^{2.5} e^{\frac{-V_i(0)}{u_t}} \left(\frac{V}{e u_t} - 1 \right)$$

A est une constante indépendante de la température.
La caractéristique est très raide, tellement raide qu'on parle souvent de tension de seuil, la pente vaut I/U_t , c'est la conductance dynamique de la diode.

La réalité du fonctionnement est un peu éloignée de ce modèle théorique, c'est comme si aux très faibles tensions et aux très fortes tensions, on prenait la racine de l'exponentielle principale



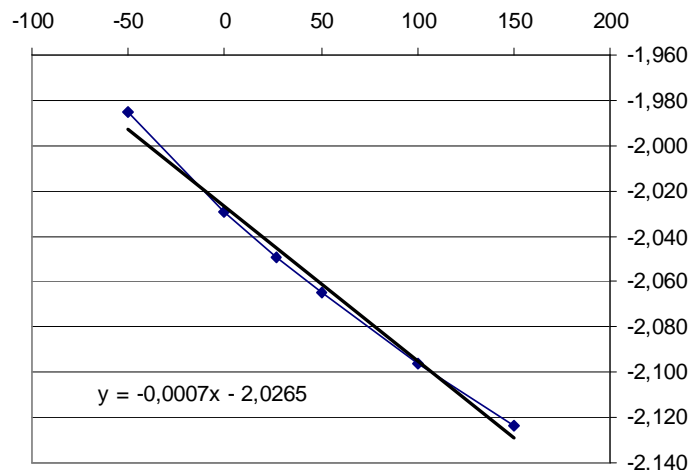
Dépendance avec la température

Dès que $V_{direct} > \frac{3KT}{q} \approx 90mV$ $V_{(i,T)} = V_i(0) + u_t \text{Log}\left(\frac{i}{AT^{2.5}}\right)$

et si le courant est constant $\frac{dV}{dT} = \frac{K}{q} \left(\text{Log}\left(\frac{i}{A}\right) - 2.5 \right) - 2.5 \frac{K}{q} \text{Log}(T)$

Cette pente est à peu près constante, et vaut -2mV/K pour le silicium (disons pour être plus précis -2.05 mV/K à 25° avec 0.04%/K en sensibilité)

C'est pour cela qu'une simple diode alimentée par un courant constant est un très bon capteur de température.

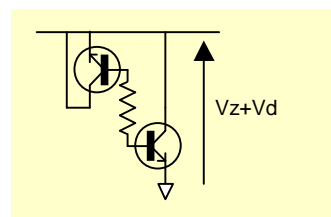


Fonctionnement en inverse

Lorsqu'une diode est polarisée en inverse, on observe une tension particulière (tension de claquage) pour laquelle le courant s'emballe. Selon les cas c'est

- un effet Zener : tensions faibles <5 V pour le silicium, caractéristiques molle, résistance équivalente forte
- ou un effet d'avalanche : tensions forte >8V, caractéristique raide, résistance équivalente faible

Entre ces deux tensions, on a une combinaison des deux effets, avec une particularité notable pour les tensions de l'ordre de 6V, pour laquelle la dépendance à la tension est voisine de +2 mV/° (ou 0.03%/K), soit exactement l' inverse de la dépendance d'une diode ordinaire. Ainsi en mettant en série une diode Zener de 6.2V (choisir la tension à partir du datasheet) et une diode, on réalise un régulateur quasi insensible à la température.

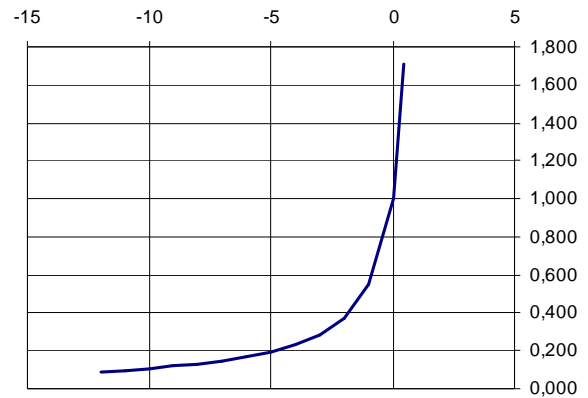


Une telle particularité peut être exploitée facilement en utilisant 2 transistors ordinaires (BC547B) car la jonction EB d'un transistor a en général une tension Zener de 5 à 7 Volts. On arrive à un équivalent diode zener de 6 à 7 Volts avec une dérive de 0.3mV/K soit 0.005%/K, 10 fois mieux qu'une zener.

Fonctionnement en dynamique

Des charges sont forcément accumulées dans une jonction PN, mais elles ne peuvent pas s'évacuer facilement vu la nature du matériau et le principe même de la diode. La théorie fournit une formule qui donne la capacité équivalente en fonction de la tension directe.

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{V_d}{\phi}}}$$



Bruit de jonction

(Cf [ARC ingenierie](#)) Une diode est modélisée par une source de courant de bruit (bruit grenaille : un bruit blanc à distribution de Poisson) de résistance interne $R_d = \frac{V_t}{I_d}$ soit

25.7Ω/mA @25°C. Cette résistance interne représente la r ésistance différentielle de l'élément et est donc considérée sans bruit. Le bruit est modélisé par la source de courant $I_n = \sqrt{2qI_d B}$ avec q la charge d'un électron (1.6×10^{-19}) et B la bande de fréquence considérée en Hertz.

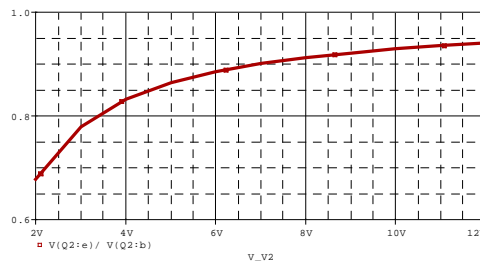
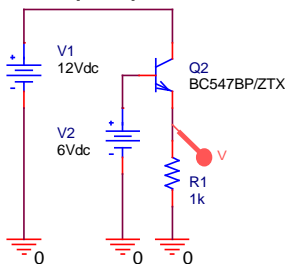
Rappel : une résistance fournit une tension de bruit thermique (un bruit blanc à distribution normale) dont la tension efficace peut s'exprimer : $U_n = \sqrt{4kTRB}$ avec K constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} , R la résistance en Ohms et B la bande de fréquence considérée en Hertz.

LE TRANSISTOR A JONCTION

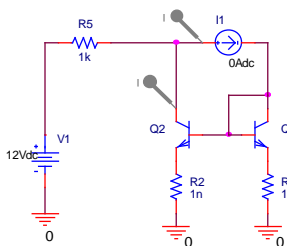
Pas besoin de réécrire ce qui est déjà très bien écrit. Voir donc le site de Mr Auvray http://perso.wanadoo.fr/avrj.cours/Cours/SE_002_Transistors_Bipolaires.pdf sur le sujet.

Le leurre de l'émetteur suiveur

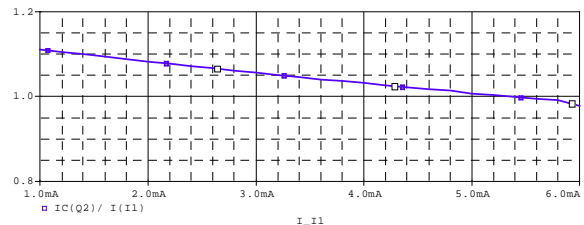
Certains schémas audio dits de qualité, utilise un transistor émetteur suiveur. Voilà ce que donne le transfert d'un tel étage, pour des tensions entre 2V et 12V. Même si on reste aux alentours de $V_{cc}/2$ soit 6V avec des petits signaux (100mV crête) la distorsion amené par un tel étage est catastrophique de l'ordre du % (-40dB).



Le miroir de courant

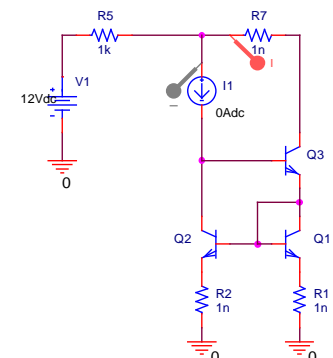
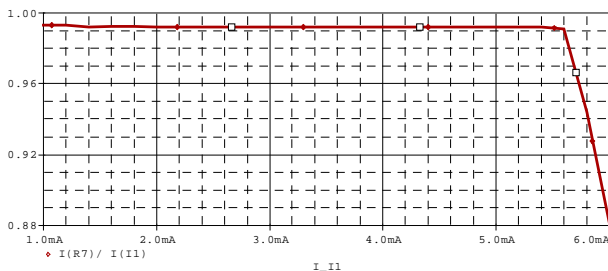


Le miroir de courant utilise 2 transistors identiques, appariés, à la même température, et si possible dans le même boîtier. Si R1 et R2 sont nuls, les courants sont égaux, aux courants de base près. Le transfert est entre 0.95 et 1.10 selon le courant et le gain des transistors (ici 300 BC549B).



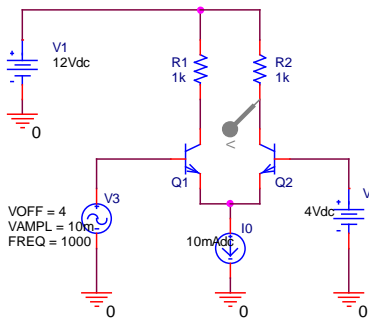
Sinon, l'équation donne : $R_1 I_1 + u_t \text{Log}(I_1) = R_2 I_2 + u_t \text{Log}(I_2)$

On peut améliorer grandement le fonctionnement avec un 3^{ème} transistor pour compenser les courants de base.



On fera toujours très attention à la tension collecteur, et donc à la dissipation de chacun des transistors.

L'amplificateur différentiel



Le grand classique des schémas à transistors. La relation de base est $I_2 = I_1 e^{\frac{V_{b2}-V_{b1}}{u_t}}$ (en supposant négligeable à la tension collecteur-base).

Le formules/simulations ci dessous supposent qu'on alimente les émetteurs avec un générateur de courant de valeur $I_0=I_1+I_2$.

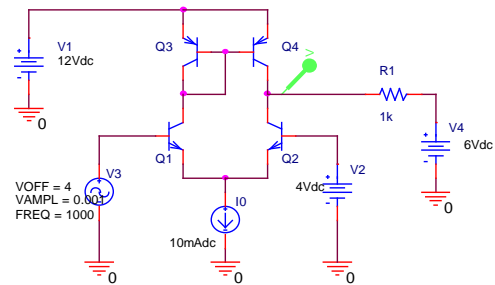
Si on alimente le doublet par une résistance au lieu d'un générateur de courant, on ne s'écarte pas du fonctionnement en différentiel tant que le courant peut être considéré comme constant, c'est à dire qu'il est grand devant les variations induites par les tensions d'entrées.

Autour de l'équilibre ($dV=V_{b2}-V_{b1}=0$), le courant d'un des transistors varie en fonction de dV

avec un gain $\frac{dI_1}{dV} = \frac{I_0}{u_t \left(1 + e^{dV/u_t}\right)^2}$ soit $\frac{I_0}{4u_t}$ autour de 0. En

réalité le gain est un peu plus faible, dans la simulation ci-contre, on mesure un gain de 78 au lieu de 96, ou 150 en différentiel au lieu de 192.

Le courant de l'autre transistor varie exactement en sens inverse. Ainsi en chargeant le doublet avec un miroir de courant, on fait une vraie différence des courants, et on gagne un facteur 2 sur le gain.



Globalement, il faut bien se rappeler que le gain est à peu près proportionnel à la température (en Kelivin), et cela doit être pris en compte pour les stabilités des boucles...

La référence de tension "bandgap"

Le double différentiel

L'amplificateur exponentiel