

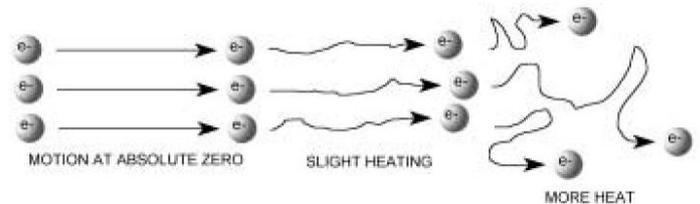
Bruit dans les composants électroniques

I. Les différents types de bruit

I.1. Bruit thermique, facteur de bruit, température équivalente de bruit

I.1.a. Valeur quadratique moyenne et densité spectrale

A la température ambiante, les électrons d'un matériau disposent d'une énergie $E = k.T$ leur permettant de se déplacer dans le réseau cristallin. Le déplacement de ces électrons est aléatoire (mouvement Brownien), on parle d'agitation thermique.



Durant ces déplacements, les électrons entrent en collision avec les atomes du réseau cristallin. Dans les résistances ou les barreaux semi-conducteurs (longueur \gg distance moyenne entre 2 chocs), le temps de transit des électrons d'une extrémité à l'autre du matériau devient très supérieur au temps de relaxation (temps séparant deux collisions, inférieur à 10^{-12} s pour un métal à température ordinaire). Il en résulte une fluctuation aléatoire du courant dans le dispositif si celui-ci se trouve dans une boucle fermée ou de la tension à ses bornes s'il est en boucle ouverte, constituant un bruit thermique.

En 1906, Einstein avait prédit que le mouvement Brownien des électrons libres dans les métaux pourrait conduire à l'apparition d'une f.e.m fluctuante aux bornes de n'importe quelle résistance se trouvant en équilibre thermique.

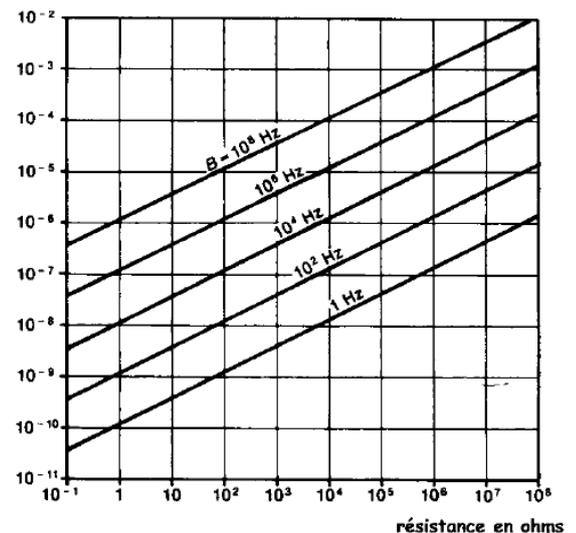
Le phénomène a été mis en évidence en 1927 par Thomson, et quantifié par Nyquist l'année suivante qui a montré que la valeur quadratique moyenne de la tension de bruit thermique générée aux bornes d'une résistance est donnée par :

$$\overline{v_t^2} = 4kTR\Delta f \quad (1)$$

où k est la constante de Boltzmann ($1,3806 \times 10^{-23}$ J.K⁻¹), T la température absolue (Kelvin), R la résistance et Δf la bande passante en Hz dans laquelle le bruit est mesuré. Cette équation est connue sous le nom de formule de Nyquist.

Ce bruit est par ailleurs centré (valeur moyenne nulle), stationnaire et à fonction de répartition gaussienne.

valeur efficace de la tension de bruit



Valeur efficace du bruit thermique aux bornes d'une résistance en fonction de R et Δf

Remarque

La formule de Nyquist nous montre qu'une résistance est d'autant plus bruyante que sa valeur est élevée. Lorsqu'on veut réaliser un amplificateur à faible bruit, il faudra donc éviter

d'utiliser des résistances de valeur trop élevée (le fait d'utiliser une résistance de valeur 10 fois plus grande multiplie la tension de bruit par 3).

Exemple numérique

Une résistance de valeur $R = 100 \text{ k}\Omega$, à la température ambiante de 20 degrés (293 K) produit du bruit blanc. Un voltmètre de bande passante 1MHz indiquera une tension de bruit $B_{\text{eff}} = 40 \mu\text{V}_{\text{eff}}$.

La densité spectrale de bruit est donnée par :

$$\gamma_E = 2.S_E(v) = 4.K.T.R \quad (\text{V}^2/\text{Hz})$$

La valeur quadratique moyenne du courant de bruit correspondant est donnée par :

$$\overline{i_t^2} = \frac{\overline{v_t^2}}{R^2} = \frac{4kT\Delta f}{R} \quad (2)$$

La densité spectrale de bruit étant indépendante de la fréquence, le bruit thermique peut être considéré comme un bruit blanc dans la gamme des fréquences électriques (facteur correctif multiplicatif égal à 0.9999209 à 1 GHz et 300K).

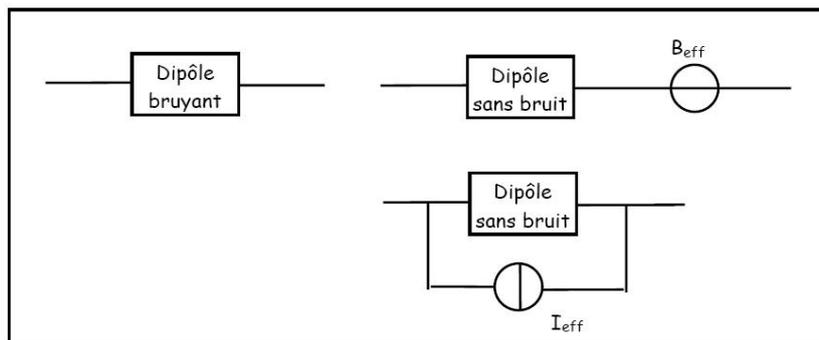
Sa densité spectrale étant la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $C_{vv}(\tau)$, cette fonction d'autocorrélation est en première approximation une impulsion de Dirac :

$$C_{vv}(\tau) = 2kTR\delta(\tau)$$

Pratiquement, un tel bruit n'existe pas : on parlera de bruit blanc chaque fois son spectre de puissance sera constant dans la bande passante du système utilisé.

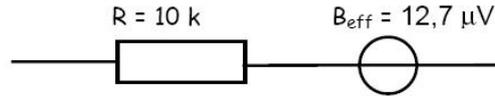
I.1.b. Modélisation

Un dipôle bruyant sera représenté par un dipôle sans bruit associé à une source de bruit selon un modèle qui peut être de type série (source de tension) ou de type parallèle (source de courant).



Modélisation d'un dipôle bruyant

Par exemple, une résistance de $R = 10 \text{ k}\Omega$ à la température de 20 degrés produit dans une bande de fréquence $\Delta f = 1 \text{ MHz}$ une tension de bruit $U_{\text{eff}} = (4kTR\Delta f)^{1/2} = 12,7 \mu\text{V}$. Elle sera modélisée par le schéma ci-dessous.



Facteur de crête du bruit thermique

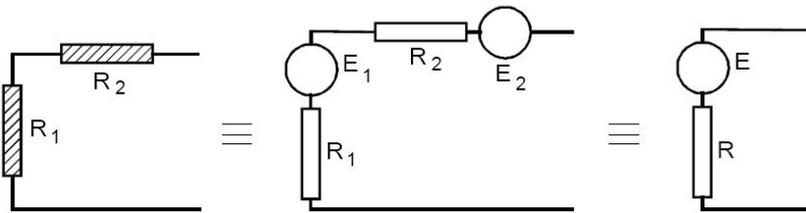
Si on assimile le bruit thermique à une variable aléatoire gaussienne, la probabilité que la valeur instantanée dépasse 3 fois la valeur efficace est de 0.27 %, la probabilité que la valeur instantanée dépasse 4 fois la valeur efficace est de 0.0063 %.

On considèrera donc généralement que la valeur crête équivalente d'un bruit thermique est égale à 3 ou 4 fois sa valeur efficace.

I.1.c. Association de résistances

Association série

Considérons deux résistances à la même température T , connectées en série.



Les processus aléatoires responsables du bruit thermique généré par chacune des résistances sont indépendants ; on a donc :

$$\begin{cases} E_{1eff}^2 = 4kTR_1\Delta f \\ E_{2eff}^2 = 4kTR_2\Delta f \end{cases}$$

$$\begin{cases} E_{eff}^2 = E_{1eff}^2 + E_{2eff}^2 \\ E_{eff}^2 = 4kT(R_1 + R_2)\Delta f \\ R = R_1 + R_2 \end{cases}$$

L'association en série de 2 résistances R_1 et R_2 est donc équivalente (du point de vue du bruit thermique comme de celui du signal) à une seule résistance de valeur $R_1 + R_2$.

Si la résistance R_1 est à la température T_1 et la résistance R_2 à la température T_2 , on a :

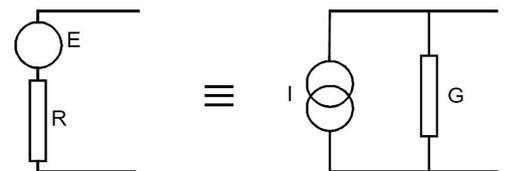
$$E_{eff}^2 = 4k(R_1T_1 + R_2T_2)\Delta f$$

Association parallèle

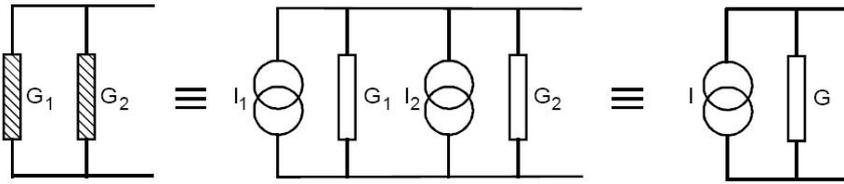
Lorsque les éléments bruyants sont associés en parallèle, l'utilisation de la représentation parallèle (utilisant les admittances) est recommandée.

Le courant de court-circuit est donné par :

$$I_{eff}^2 = \frac{U_{eff}^2}{R^2} = G^2 U_{eff}^2 = 4kTG\Delta f$$



Considérons deux conductances à la même température T , placées en parallèle. Les bruits apportés par chacune de ces conductances étant incohérents et de moyenne nulle, on a :



L'association en parallèle de 2 résistances R_1 et R_2 en série est donc équivalente (du point de vue du bruit thermique comme de celui du signal) à une seule résistance de valeur $1/R_1 + 1/R_2$.

Si la conductance G_1 est portée à la température T_1 et si la conductance G_2 est portée à la température T_2 , on a :

$$I_{eff}^2 = 4k(G_1T_1 + G_2T_2)\Delta f$$

$$I_{1_{eff}}^2 = 4.K.T.G_1.\Delta f$$

$$I_{2_{eff}}^2 = 4.K.T.G_2.\Delta f$$

$$I_{eff}^2 = 4.K.T.(G_1 + G_2).\Delta f$$

$$G = G_1 + G_2$$

I.1.d. Puissance de bruit thermique utilisable d'une résistance

Si l'on suppose qu'une résistance bruyante R est connectée aux bornes d'une résistance non-bruyante R_0 , la puissance de bruit délivrée par R dans R_0 s'exprime par :

$$P = E_{eff}^2 \frac{R_0}{(R + R_0)^2}$$

La puissance est maximale lorsque la dérivée de la relation précédente par rapport à R_0 s'annule. Cela se produit pour $R_0 = R$.

Cette puissance maximale est appelée puissance de bruit utilisable et est donnée par :

$$P_{max} = kT\Delta f$$

La densité spectrale de puissance de bruit thermique maximale est donc :

$$w_{max}(f) = w = kT$$

On peut noter que ces valeurs maximales sont indépendantes de la valeur de la résistance.

I.1.e. Bruit thermique d'un dipôle passif

Un dipôle passif peut se caractériser par une impédance ou une admittance dont on connaît les parties réelles et imaginaires. Ces éléments peuvent varier avec la fréquence :

$$Z = R(f) + jX(f)$$

$$E_{eff}^2 = \gamma(f)\Delta f$$

On peut montrer que la densité spectrale de tension de bruit du dipôle passif d'impédance Z :

$$\gamma(f) = 4kTR(f) = 4kT\Re(Z)$$

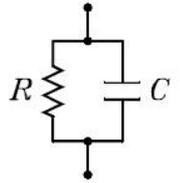
La valeur quadratique moyenne de la tension de bruit est :

$$E_{eff}^2 = 4kT\Re(Z)\Delta f$$

Elle ne dépend donc que de la partie réelle de l'admittance : **les éléments réactifs ne génèrent pas de bruit.**

Calcul du bruit thermique créé par une résistance shuntée par une capacité

$$Z = R // \left(\frac{1}{j\omega C} \right) = \frac{R}{1 + jRC\omega} = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega RC)^2} \quad (20)$$

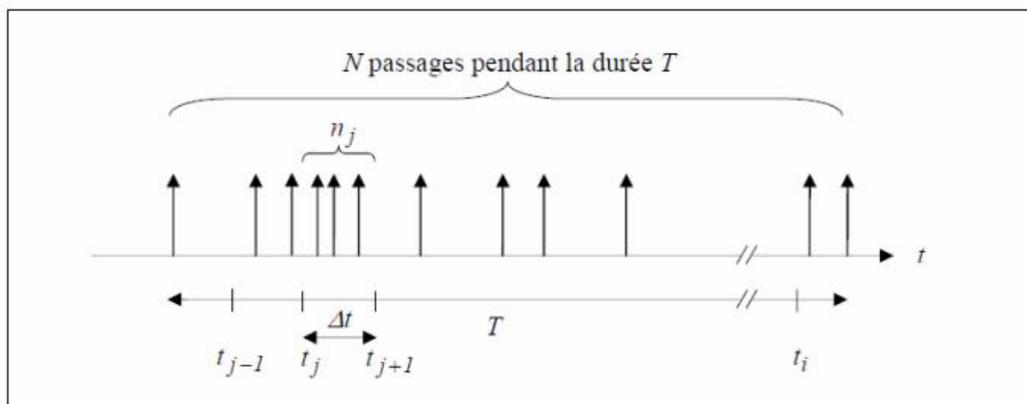


$$\begin{aligned} \overline{v_t^2} &= \int_0^\infty 4kT \operatorname{Re}(Z) df = \int_0^\infty \frac{4kTR}{1 + (2\pi fRC)^2} df \\ &= \frac{2kT}{\pi C} \int_0^\infty \frac{dx}{1 + x^2} = \frac{2kT}{\pi C} [\tan^{-1} x]_0^\infty = \frac{kT}{C} \end{aligned}$$

Notons que ce résultat est indépendant de R. Si $C \rightarrow 0$, cela prédit que $\overline{v_t^2} \rightarrow \infty$. Il ne faut cependant pas oublier que la formule de Nyquist ne s'applique pas aux fréquences arbitrairement élevées. Par ailleurs, toutes les résistances réelles présentent une capacité entre leurs bornes. Par exemple, si $C = 1 \text{ pF}$, on aura $\sqrt{\overline{v_t^2}} = 63 \mu\text{V}$.

I.2. Bruit de grenaille (Shot noise)

Le bruit de grenaille est lié à la structure granulaire du courant électrique. Schottky a observé ce bruit, qui était lié à l'émission d'électrons de la cathode d'un tube à vide à des instants aléatoires Poissonniens.



La durée entre 2 passages d'électron fluctue dans le temps ; pendant l'intervalle de temps Δt situé en t_j , il passe par exemple n_j électrons

Le bruit de grenaille est également généré par le **passage aléatoire d'électrons et de trous à travers une barrière de potentiel**. On l'observe dans les dispositifs parcourus par un courant de valeur moyenne non nulle (**jonction PN**).

Il est **modélisé par une source de courant de bruit placée en parallèle avec le dispositif physique**.

La **valeur quadratique moyenne (ou valeur efficace au carré)** de ce courant dans une bande de fréquence Δf est donnée par :

$$\overline{i_{sh}^2} = 2q I \Delta f$$

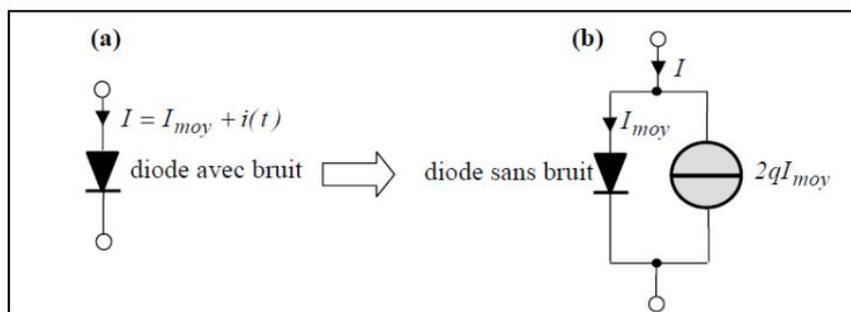
où q la charge de l'électron et I le courant continu circulant dans le dispositif. Cette équation a été introduite par *Schottky* en **1928** et est connue sous le nom de **formule de Schottky**.

Par exemple, pour une **diode** traversée par un courant de $I = 1\text{mA}$ et une bande de $\Delta f = 1\text{MHz}$, la valeur efficace du bruit en courant vaut : $I_{\text{eff}} = 18\text{ nA}$.

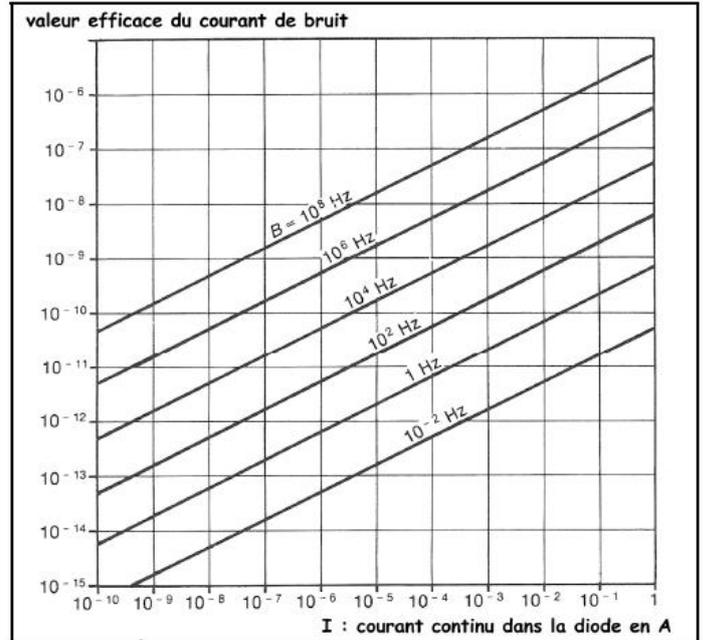
La **densité spectrale de bruit** est donnée par :

$$S_i(f) = \frac{\overline{i_{sh}^2}}{\Delta f} = 2q I \tag{24}$$

Elle **augmente linéairement avec la valeur moyenne du courant** dans le dispositif (contrairement au bruit thermique, il n'existe pas en l'absence de courant de conduction moyen). Elle est **indépendante de la fréquence**, le bruit de grenaille est donc un **bruit blanc** (jusqu'à une fréquence supérieure à 1 GHz), dont on admet généralement que **la loi de distribution de l'amplitude peut être modélisée par une loi gaussienne**. Ainsi, **la relation entre les valeurs crêtes et rms est elle la même que celle du bruit thermique**.



Une diode avec bruit (a) est équivalente à une diode sans bruit en parallèle avec une source de courant de bruit (b)



Valeur efficace du bruit de grenaille dans une diode en fonction du courant et de la bande passante de mesure

I.3. Bruit des composants réels : bruit en 1/f (Flicker Noise)

En pratique, la densité spectrale de bruit dans les résistances est plus élevée que $4kTR$. En effet, le passage du courant dans une résistance génère un **bruit en excès**, ce bruit **variant** généralement en $1/f$ avec f la fréquence.

On le trouve aussi sous les noms de bruit de **scintillement**, bruit de **papillotement** ou **bruit rose**.

Il a une **origine technologique** et s'ajoute aux bruits envisagés dans les paragraphes précédents ; son influence est prépondérante aux **basses fréquences**.

Les résistances à couches métalliques présentent le **bruit en excès** le plus faible c'est la raison pour laquelle elles sont principalement utilisées dans les amplificateurs faibles bruit.

Ce type de bruit se rencontre aussi dans tous les **dispositifs actifs (transistors)**, **structures semi-conductrices** distribuées, ainsi que dans les tubes à vide. Il est **toujours lié au passage d'un courant**.

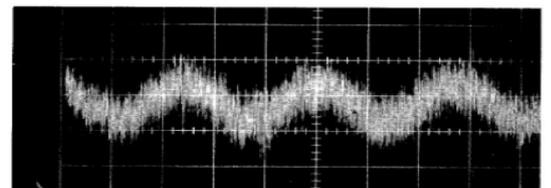
Aucune explication générale concernant les origines de ce bruit n'a été donnée jusqu'à présent. Il est dû à des défauts :

- **impuretés**
- **défauts** dans un réseau cristallin
- **interface isolant / semi-conducteur**

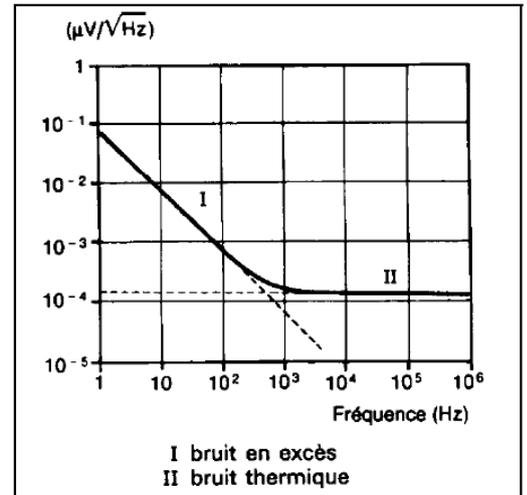
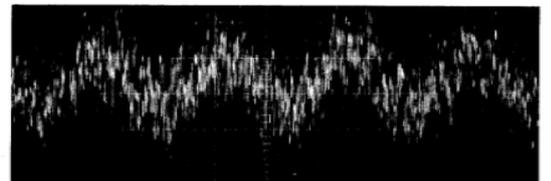
Ces défauts constituent des centres recombinants situés soit dans le volume du matériau, soit à la surface du matériau ou à l'interface matériau-contact électrique.

Le bruit en $1/f$ **diminue lorsqu'on améliore la qualité de fabrication des composants**. Le domaine de fréquences où l'effet de scintillation est prédominant par rapport à la composante de bruit thermique ou de bruit de grenaille **tend donc à se rétrécir, au fur et à mesure des progrès technologiques**. Actuellement, **pour les meilleures technologies**, ce domaine ne dépasse pas une **dizaine de hertz**, mais il **peut s'étendre jusqu'à une dizaine de kilohertz** dans le cas de conceptions plus anciennes.

Broadband noise



1/f noise



Densité spectrale du bruit d'une résistance de $10\text{ k}\Omega$

Bruit en $1/f$ dans les résistances

Le bruit total d'une résistance R comprend donc le bruit thermique et le bruit en excès (bruit basse fréquence en $1/f$) dépendant du courant qui la traverse.

L'étude expérimentale montre que la densité spectrale $\gamma(f)$ du bruit en $1/f$ est :

- inversement proportionnelle à la fréquence ;

- proportionnelle au carré de la tension continue appliquée.

$$\gamma(f) = A \frac{U^2}{f}$$

Index de bruit d'une résistance

Soit N_f la valeur efficace du bruit créé en excès (par rapport au bruit thermique) par une résistance sur l'intervalle de fréquence (f_1, f_2) :

$$N_f^2 = \int_{f_1}^{f_2} \gamma(f) df = AU^2 Ln \frac{f_2}{f_1}$$

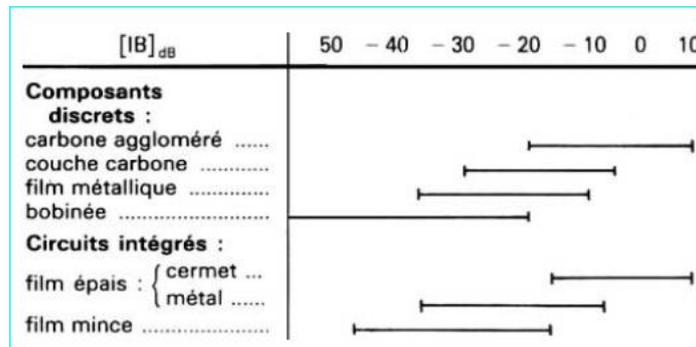
Pour $f_2 = 10.f_1$ (une décade) :

$$N_f^2 = 2,3 AU^2 \quad N_f = \sqrt{2.3} AU$$

On voit que la valeur efficace du bruit en $1/f$ est indépendante de la décade sur laquelle on la calcule ou la mesure. On définit l'index de bruit de la résistance par :

$$NI_{dB/décade} = 20 \log \frac{N_f}{U}$$

N_f en μV , U en V



Indice de bruit des résistances fabriquées par diverses technologies

Calcul pratique

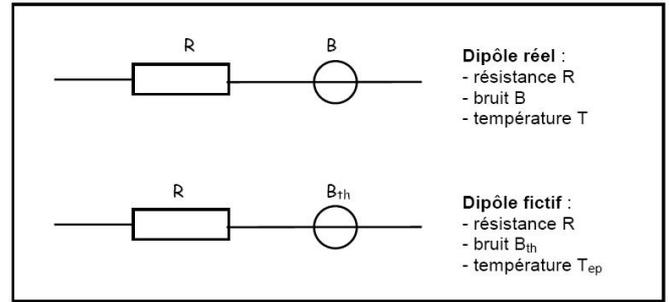
Soit une résistance $R = 10 \text{ k}\Omega$, d'index de bruit $NI = 0 \text{ dB}$, soumise à une tension continue $U = 10 \text{ V}$.

Calculez la valeur efficace de la tension de bruit en excès sur la bande de fréquences $[10 \text{ Hz}, 10 \text{ kHz}]$; comparez la à la valeur efficace du bruit thermique dans la même bande de fréquence.

Réponses : $N_f = 17 \mu V$; $N_T = 1,25 \mu V$

I.5. Température équivalente de bruit

La notion de température équivalente de bruit utilise le bruit thermique comme référence ; elle s'applique également aux quadripôles. Elle caractérise le bruit engendré par une source de bruit quelconque en permettant de le prendre en compte comme celui d'une source de bruit thermique.



Elle est définie comme la température fictive T_{eq} à laquelle il faudrait porter le dipôle fictif à bruit uniquement thermique pour qu'il présente un bruit identique à celui du dipôle réel à la température réelle T .

L'équivalence entre les deux bruits se traduit par la relation :

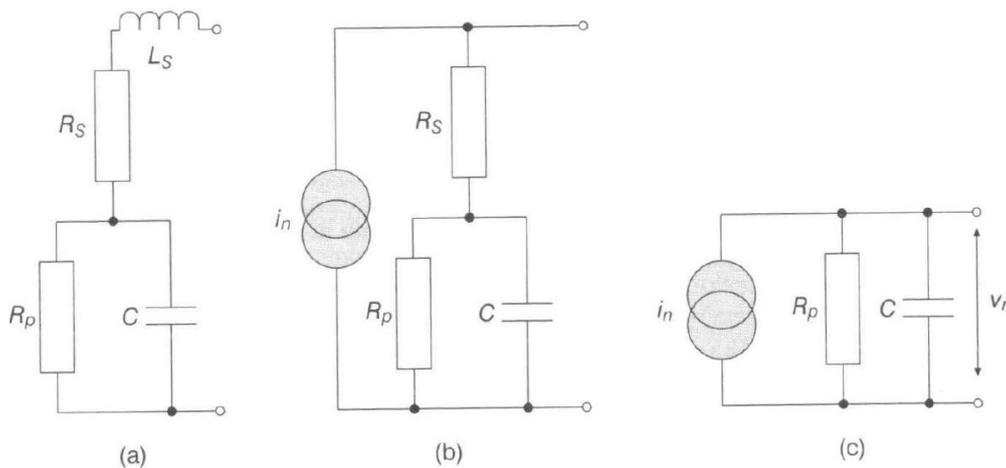
$$B = B_{th} = \sqrt{4kT_{eq}R_0\Delta f}$$

Dans l'exemple précédent ($R_0 = 10 \text{ k}\Omega$, $T = 293 \text{ K}$, $B = 20 \text{ }\mu\text{V}$, $\Delta f = 1 \text{ MHz}$), la température équivalente de bruit serait de $T_{eq} = B^2/4kR_0\Delta f = 714 \text{ K}$.

II. Bruit dans les composants passifs

II.1. Bruit dans les condensateurs

Du point de vue électrique, le circuit équivalent d'un condensateur réel contient une résistance série R_s (associée aux résistances des fils, des contacts ohmiques et de l'électrolyte) et une résistance de fuite parallèle R_p . Les composantes de bruit thermique de celles-ci sont usuellement négligeables.



Schémas équivalents de bruit d'un condensateur
a) électrique b) de bruit c) de bruit, simplifié

Dans le domaine des basses fréquences, où la capacité ne shunte pas effectivement la source interne de courant de bruit, le bruit en excès se manifeste, dans les capacités de couplage du type électroly-

rique, à chaque renversement de tension aux bornes du condensateur et pendant une durée de quelques minutes à quelques heures.

Pour empêcher cet effet nuisible, on peut soit concevoir le circuit de telle sorte qu'à aucun moment la tension ne se renverse aux bornes de la capacité, soit mettre deux capacités en série montées en opposition de polarité, soit placer une diode au silicium à faible fuite, en parallèle sur la capacité, qui limitera la tension inverse appliquée.

II.2. Bruit dans les diodes

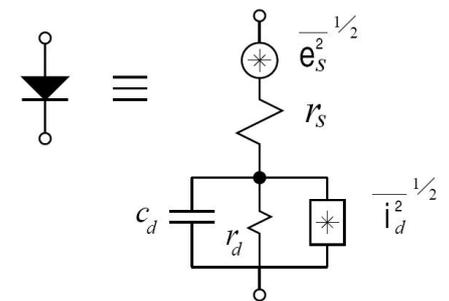
Du fait que la diode à jonction p-n présente une barrière de potentiel, elle génère du bruit de grenaille (shot noise). Elle possède également toujours une résistance série r_s (résistance ohmique des contacts plus la résistance d'accès à la jonction dans le semiconducteur), donc elle génère du bruit thermique.

II.3.a. Diodes en polarisation directe

Dans une diode soumise à une polarisation directe, on distingue trois types de bruit :

- **Bruit de grenaille**, qui est proportionnel au courant continu traversant la diode, d'après l'équation. Il constitue le **bruit prépondérant dans une jonction polarisée en direct**.
- **Bruit en excès** (ou en $1/f$). L'origine physique de ce bruit est liée aux phénomènes de piégeage des porteurs dans les centres de contamination situés vers la surface du dispositif ou dans les dislocations du réseau cristallin. Les porteurs sont captés, puis relâchés, de manière aléatoire, ce qui entraîne des fluctuations dans le courant global. Comme ces centres représentent des **défauts technologiques**, ce type de bruit est **plus ou moins présent dans les diodes de même type, issues de la même série de fabrication**. Le bruit en excès peut être **réduit en protégeant la surface du dispositif pendant la fabrication** (par oxydation) ou après (mise en boîtier scellé hermétiquement).
- **Bruit thermique**, qui est **généré par la résistance série** (résistances de contact et d'accès à la jonction)

Le **modèle équivalent petits signaux pour le bruit de la diode** est donné ci-contre. On notera qu'on n'associe pas de source de bruit thermique à la résistance r_d ; en effet, r_d et C_d sont des paramètres dynamiques, donc fictifs. Par contre, la résistance r_s est une résistance physique qui génère du bruit thermique.



Modèle équivalent pour le bruit de la diode

Les équations associées au modèle sont :

$$\overline{e_s^2} = 4k_B T r_s \Delta f ,$$

$$\overline{i_d^2} = 2q I_D \Delta f + K_f \frac{I_D}{f} \Delta f$$

Le bruit en $1/f$ est habituellement ignoré dans les calculs "à la main" et dans la plupart des simulations SPICE. La résistance série r_s est habituellement suffisamment petite pour être ignorée dans les calculs à la main. **Le terme dominant du bruit dans une diode est donc le bruit de grenaille.**

II.2.b. Diodes en polarisation inverse

Dans une diode polarisée en inverse, à part le bruit de grenaille produit par le courant résiduel (qui est très faible), il existe le bruit généré par le fonctionnement dans la région située près de la zone de claquage, où le

courant atteint rapidement des valeurs importantes. Selon le type de diode, deux phénomènes peuvent apparaître : l'effet Zener ou la multiplication des porteurs par avalanche.

Effet Zener

Il est prédominant dans les diodes ayant une zone dépeuplée très mince. Lorsque la tension inverse appliquée atteint plusieurs volts, le champ électrique dans la jonction augmente et favorise l'effet tunnel (c'est-à-dire le passage des porteurs accélérés à travers la barrière de potentiel de la zone dépeuplée). D'une manière générale, ce phénomène conduit plutôt à un bruit de grenaille qu'à un bruit en $1/f$.

C'est le cas des diodes Zener ayant de faibles valeurs de tension stabilisée (moins de 5 V), recommandées pour les circuits de type « référence de tension » à faible bruit.

Multiplication des porteurs en avalanche

Ce phénomène conduit à un bruit d'avalanche à plusieurs niveaux. Il est plus important que le bruit produit par effet Zener et il est de type bruit en $1/f$. Son apparition est conditionnée par l'existence de défauts technologiques et d'inhomogénéités dans la zone dépeuplée. Pour une population de diodes issues de la même ligne technologique, le bruit d'avalanche est variable d'un échantillon à l'autre.

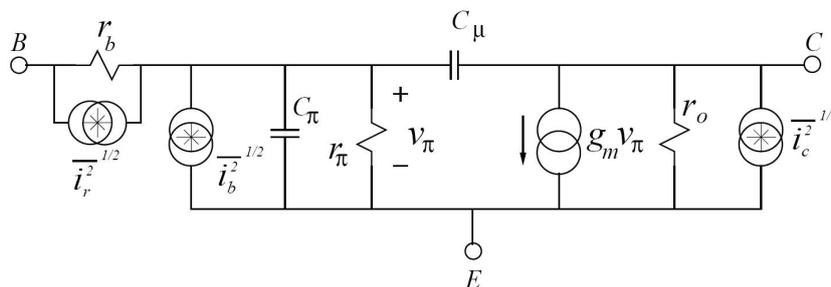
Recommandations

Lorsque dans les circuits régulateurs de tension il y a besoin d'une tension de référence inférieure ou égale à 5 V, le choix se portera sur les diodes Zener. Si la tension de référence demandée est comprise entre 5 V et 50 V l'utilisation d'une diode à avalanche est inévitable.

III. Bruit dans les transistors bipolaires et MOS

III.1. Transistors bipolaires

Le schéma équivalent petits signaux du transistor bipolaire modélisant également le bruit et qui est utilisé dans les simulateurs SPI CE est donné ci-après.



Modèle équivalent pour le bruit du transistor bipolaire

Les paramètres de ce modèle sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \overline{i_r^2} &= 4k_B T \frac{1}{r_b} \Delta f, \\ \overline{i_c^2} &= 2q I_C \Delta f, \\ \overline{i_b^2} &= 2q I_B \Delta f + K_f \frac{I_B}{f} \Delta f \end{aligned}$$

On voit que les courants de collecteur et de base sont tous les deux affectés par le bruit de grenaille ; ces courants de bruit sont non corrélés jusqu'à des fréquences d'un dixième de f_T (fréquence de transition).

Les résistances de base r_b , de collecteur r_c (non représentée), d'émetteur (non représentée) sont des résistances ohmiques (depuis le contact sur le boîtier du composant jusqu'à la jonction) et présentent donc du bruit thermique. Cependant, **seul le bruit dû à la résistance de base est significatif pour la plupart des applications** ; en effet, les résistances de collecteur et d'émetteur sont habituellement petites devant la partie réelle des impédances qui chargent ces deux nœuds dans les circuits réels.

Notons également que r_π et r_o sont des résistances fictives (dynamiques) ; aucun bruit thermique ne leur est associé.

Un modèle de bruit de grenaille empirique est inclus dans le courant de bruit de base, dont le coefficient K_f est déterminé à partir de mesures expérimentales.

On peut transformer le modèle précédent en le circuit ci-après, qui est celui utilisé pour la plupart des calculs "à la main". Il est habituel de déplacer la source modélisant le bruit de grenaille du courant de collecteur de la sortie vers l'entrée (connexion de base), de sorte que toutes les sources de bruit sont alors vues au niveau de cette connexion d'entrée. Cela peut être réalisé en calculant la tension de bruit en sortie due au bruit de grenaille du collecteur dans une résistance externe R_L , le bruit de cette résistance externe étant ignoré.

$$\sqrt{v_o^2} = \sqrt{2q I_C \Delta f} R_L$$

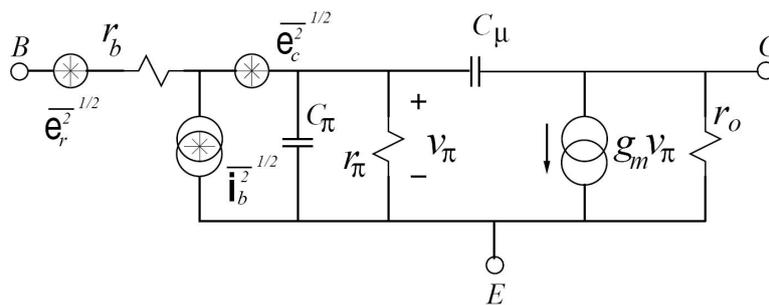


Schéma équivalent simplifié pour le bruit du transistor bipolaire

Le gain en tension du transistor bipolaire (en émetteur commun) chargé par une résistance externe R_L est $A_v = g_m R_L$ (cette expression suppose que r_b est négligeable). Si l'on divise le bruit de sortie par ce gain en tension, on obtient une tension de bruit équivalente ramenée en entrée et modélisée par une source de tension apparaissant au niveau de la connexion de base. La valeur de cette source de tension de bruit est donnée par :

$$\sqrt{\overline{e_c^2}} = \frac{\sqrt{2q I_C \Delta f} R_L}{g_m R_L}$$

$$\sqrt{\overline{e_c^2}} = \sqrt{2k_B T \frac{1}{g_m} \Delta f}$$

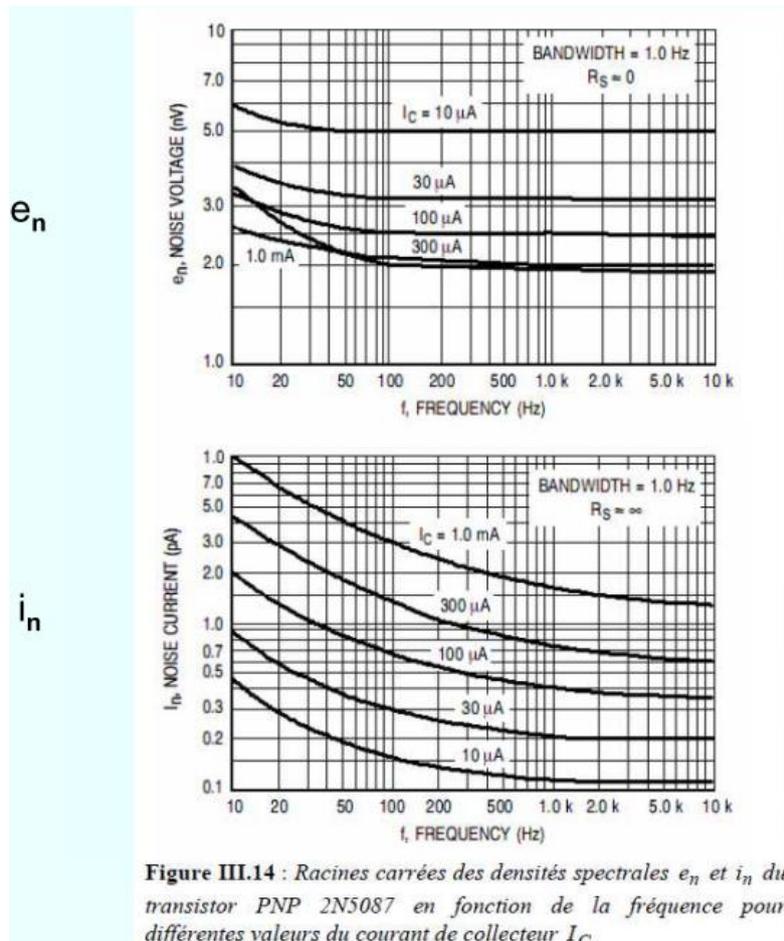
L'équation finale est obtenue en remplaçant la transconductance dynamique du transistor bipolaire g_m par son expression : $g_m = q I_{C0} / kT$ (q charge de l'électron, k constante de Boltzmann, T température absolue, I_{C0} courant de repos de collecteur). Les valeurs quadratiques moyennes des sources apparaissant dans ce modèle sont alors :

$$\overline{e_r^2} = 4k_B T r_b \Delta f ,$$

$$\overline{e_c^2} = 2k_B T \frac{1}{g_m} \Delta f ,$$

$$\overline{i_b^2} = 2q I_B \Delta f + K_f \frac{I_B}{f} \Delta f$$

Les constructeurs donnent les densités spectrales e_n et i_n ramenées en entrée :



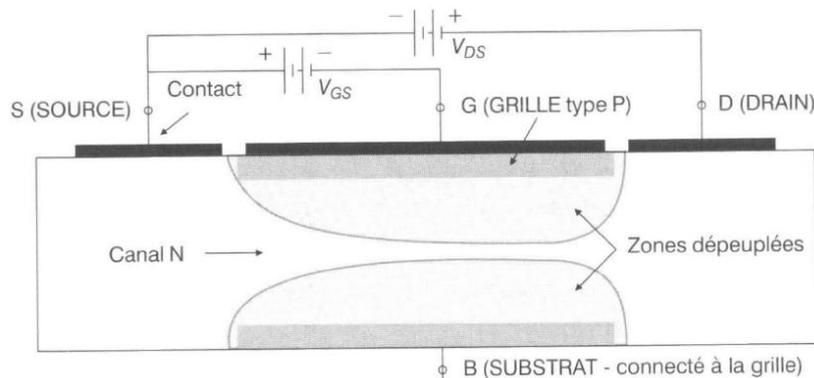
III.2. Transistors à effet de champ à jonction (JFET)

Le transistor à effet de champ (TEC) est un **dispositif unipolaire**, car le courant qui le traverse provient du déplacement d'un seul type de porteurs (électrons ou trous). Il s'appelle « à effet de champ » car le courant est contrôlé par le champ électrique qui résulte de la tension appliquée à l'électrode de commande (grille).

On distingue trois familles de TEC :

- TEC à jonction (JFET, en anglais : Junction Field Effect Transistor), où la grille exerce le contrôle à travers une jonction polarisée en inverse. Ils sont généralement réalisés en silicium.
- TEC à oxyde (MOS ou MOSFET, en anglais : Metal Oxyde Semiconductor) où la grille est isolée par une très mince couche d'oxyde. Ils sont aussi habituellement réalisés en silicium.
- TEC à barrière Schottky (MESFET, en anglais : MEtal Semiconductor Field Effect Transistor), où la grille est isolée de la structure par une diode métal-semiconducteur. Ces transistors sont réalisés généralement en arséniure de gallium (GaAs).

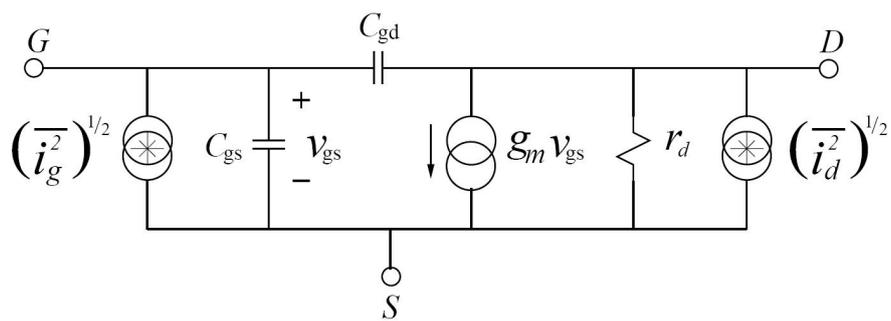
Une section dans la structure d'un TEC à jonction est présentée ci-dessous. La grille est réalisée en semiconducteur de type opposé à celui du canal.



TEC à jonction

Schéma équivalent petits signaux

Le schéma équivalent petits signaux pour le bruit d'un JFET est donné ci-après.



Du fait que le canal joignant la source et le drain est résistif, il présente du bruit thermique. Les résistances dues aux contacts et à l'accès dans le semi-conducteur au composant intrinsèque introduisent aussi du bruit thermique, mais d'un niveau trop faible pour être pris en considération dans les calculs à la main. Le modèle SPICE en tient compte, mais leur contribution au bruit total est insignifiante dans la plupart des circuits.

La résistance r_d est fictive, donc aucun bruit thermique ne lui est associé.

Le courant de grille (très faible) est le courant inverse d'une jonction p-n, aussi présente-t-il du bruit de grenaille.

SPICE inclut une source empirique de bruit en 1/f (flicker) dans l'équation du courant de bruit de drain, mais il doit être noté que **tout le bruit basse fréquence dans les montages à JFET se trouve en dessous de 20 Hz.**

Les JFET sont les composants actifs qui présentent le plus faible bruit.

Les équations associées au modèle sont données ci-dessous.

$$\overline{i_g^2} = 2q I_G \Delta f ,$$

$$\overline{i_d^2} = 4k_B T \gamma g_{d0} \Delta f$$

Le bruit de la grille est partiellement corrélé avec celui du canal, car ils trouvent leur origine dans les mêmes phénomènes physiques.

Bruit en 1/f

Son origine réside dans les fluctuations du nombre d'électrons à l'interface semiconducteur-oxyde. Aux faibles tensions drain, on peut le modéliser par un générateur de courant :

$$\overline{i_D^2} = \frac{e^2 \mu^2 w V_D^2}{L^3} \frac{A}{f} \Delta f$$

avec e charge de l'électron,

μ mobilité,

w largeur du canal,

L longueur du canal,

A constante caractéristique du matériau,

V_D tension drain,

f fréquence.

Près de la saturation, il faut écrire :

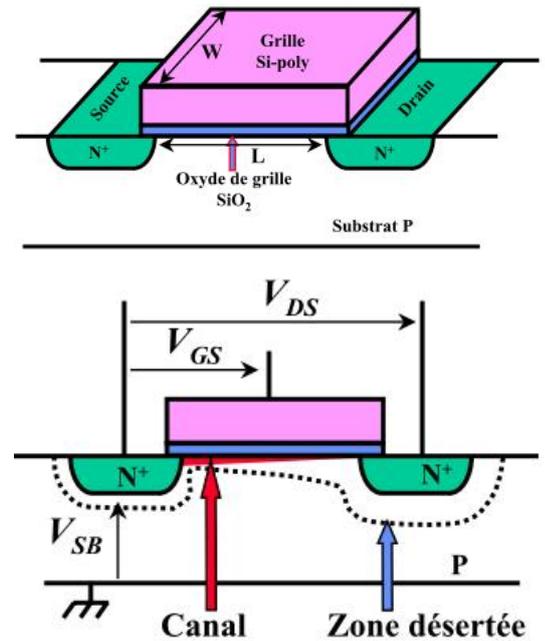
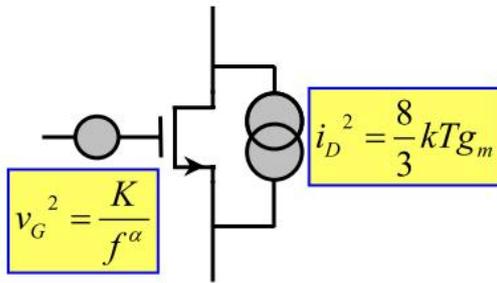
$$\overline{i_D^2} = \frac{1}{2} \frac{e^2 \mu^2 w V_{Ds}^2}{L^3} \frac{A_s}{f} \Delta f$$

Ces formules montrent que les FET bas bruit devront nécessairement posséder une faible tension de saturation, une faible largeur et une grande longueur de canal.

III.3. MOSFET

2 sources principales de bruit dans un transistor MOS :

- Le canal d'un transistor MOS se comporte comme une résistance. Il génère donc du bruit thermique. On représente ce bruit par un courant entre drain et source
- Le bruit en 1/f : on le représente par une source de tension en série avec la grille



III.4. Comparaison du bruit dans les différents types de transistors

Technologie	Bipolaire	JFET	NMOS	PMOS
e_n (nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	0.5	0.3	5**	8**
i_n (pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	0.5 - 5	0.005	0	0
f_c (Hz)	10-10k	1k	40k**	6k**

IV. Bruit de fond dans les simulateurs

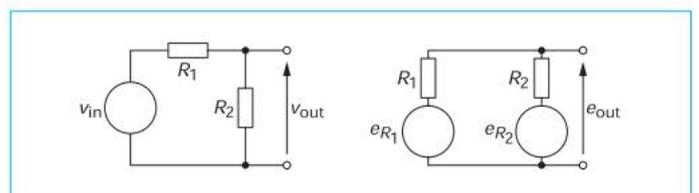
Les simulateurs calculent le bruit ramené en entrée et en sortie d'un circuit. Le résultat dépend, non seulement de la localisation de la source de bruit dans le circuit, mais également des paramètres introduits dans le modèle quantifiant les sources de bruit locales. Certains de ces paramètres quantifiant les niveaux de bruit ont des valeurs par défaut, l'utilisateur devra les ajuster à son composant. **Actuellement, seules les sources de bruit blanc et de bruit en 1/f sont intégrées dans les modèles associés aux composants.**

IV.1. Prise en compte du bruit à travers un circuit

Le bruit en sortie d'un circuit est la somme des différentes sources de bruit calculées à travers leur fonction de transfert. Le bruit ramené en entrée est calculé à partir de la fonction de transfert du circuit et du bruit total en sortie.

Par exemple, un simple pont diviseur permet de bien comprendre le principe.

Dans le schéma équivalent de bruit, le générateur de signal en entrée du circuit v_{in} est remplacé par son impédance dynamique interne. Dans cet exemple, on prendra



0 Ω . Les sources de bruit étant décorréelées, la densité spectrale en sortie du circuit est :

$$S_{ve\ out}(f) = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)^2 S_{ve\ R_1}(f) + \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)^2 S_{ve\ R_2}(f) \quad (\text{en } V^2/\text{Hz})$$

Cette même équation, en utilisant les paramètres utilisés par les logiciels de simulation se réécrit :

$$S_{ve\ out}(f) = \text{NTOT}(\text{ONNOISE}) = \text{NTOT}(R1) + \text{NTOT}(R2) \quad (\text{en } V^2/\text{Hz})$$

Le bruit calculé ramené en entrée sera alors :

$$S_{ve\ in}(f) = \left(\frac{1}{H(f)}\right)^2 S_{ve\ out} \quad (\text{en } V^2/\text{Hz})$$

H (f) est la fonction de transfert du circuit ici :

$$H(f) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$S_{vein}(f)$ et $S_{veout}(f)$ sont identifiables, au carré près, aux tensions de bruit calculées en entrée et en sortie généralement notées dans les simulateurs VINOISE et VONOISE.

IV.2. Modèles de bruit dans les résistances

La source de bruit associée à une résistance est par défaut le bruit thermique $S_I(f) = i_{nR}^2 = 4 k T / R$ (en A^2/Hz). Elle est toujours intégrée dans les simulateurs. Le bruit en 1/f, en revanche, n'a pas toujours de modèle implémenté dans le logiciel. Lorsqu'il est présent, il est de la forme :

$$K_F I^{AF} / f \quad (\text{en } A^2 / \text{Hz})$$

Avec :

I : courant dans la résistance

K_F et A^{AF} paramètres ajustables, par défaut $KF = 0$ et $AF = 1$. KF est le paramètre d'ajustement du niveau pris à 1 Hz.

Certains simulateurs permettent également de supprimer le bruit d'une résistance dans un circuit en la supposant non bruyante par l'intermédiaire de l'instruction NONOISE.

Le modèle de bruit associé à une source de bruit liée à une résistance réalisée à partir d'un semi-conducteur intégré :

- une source de bruit blanc :

$$i_{nRs}^2 = 4kT/R \quad (\text{en } A^2/\text{Hz})$$

- une source de bruit de grenaille associée au courant I_d circulant dans le dispositif :

$$i_{ns}^2 = 2qI_d \quad (\text{en } A^2/\text{Hz})$$

- une source de bruit en 1/f :

$$i_{nF}^2 = \frac{KF I_d^{AF}}{f} \quad (\text{en A}^2/\text{Hz})$$

(valeurs par défaut : $KF = 0$ et $AF = 1$)

IV.3. Modèle de bruit des diodes

Quel que soit le modèle de diode utilisé, le même jeu d'équation est généralement utilisé pour modéliser les sources de bruit.

- Une source ne délivrant que du bruit thermique est associée à la résistance série RS (0Ω par défaut) :

$$i_{nRS}^2 = 4kT/RS_{eff} \quad (\text{en A}^2/\text{Hz})$$

$$RS_{eff} = RS/(AREA \cdot M)$$

AREA et M représentent respectivement un coefficient associé à la surface de la jonction (1 par défaut) et M un coefficient de correction (0,5 par défaut).

- Une source de bruit incluant du bruit de grenaille et du bruit en $1/f$ est associée à la jonction elle-même :

$$i_{nD}^2 = 2qI_D + \frac{KF I_d^{AF}}{f} \quad (\text{en A}^2/\text{Hz})$$

IS	-	saturation current (in Amps). (Default = 1.0e-14).
RS	-	ohmic resistance (in Ohms). (Default = 0).
N	-	emission coefficient (Default = 1).
TT	-	transit-time (in seconds). (Default = 0).
CJO	-	zero-bias junction capacitance (in Farads). (Default = 0).
VJ	-	junction potential (in Volts). (Default = 1).
M	-	grading coefficient (Default = 0.5).
EG	-	activation energy (in eV). (Default = 1.11).
XTI	-	saturation-current temp exp. (Default = 3.0).
KF	-	flicker noise coefficient (Default = 0)
AF	-	flicker noise exponent (Default = 1).
FC	-	coefficient for forward-bias depletion capacitance formula (Default = 0.5).
BV	-	reverse breakdown voltage (in Volts). (Default = infinite).
IBV	-	current at breakdown voltage (in Amps). (Default = 1.0e-3).
TNOM	-	parameter measurement temperature (in °C) - If no value is specified, the default value assigned to TNOM on the SPICE Options page of the <i>Analyses Setup</i> dialog will be used (Default = 27).

Paramètres SPICE d'une diode

IV.4. Modèles de bruit dans les transistors MOS

Les sources de bruit associées aux transistors MOSFET diffèrent selon les modèles utilisés (SPICE, HSPICE, BSIM...) et selon les simulateurs employés (SPECTRE, CADENCE...).

Les transistors en électronique analogique sont généralement utilisés dans la zone de saturation du courant ($V_{DS} > V_G - V_T$), également appelés régime actif. Les modèles de bruit sont donc, au départ, prévus pour ce régime de fonctionnement.

Bruit thermique

- Le modèle SPICE 2 : pour ce cas, le bruit thermique est de la forme :

$$i_{nth}^2 = \frac{8k_B T}{3} (g_m + g_{ds}) \Delta f \quad (\text{en A}^2/\text{Hz})$$

avec g_m transconductance,
 g_{ds} conductance du canal réel entre drain et source,
 Δf bande passante considérée. $\Delta f = 1$ permet directement la détermination de la densité spectrale.

Ce modèle est valide uniquement lorsque le transistor est en régime actif.

- Le modèle EKV est basé sur le fonctionnement du transistor en quasi statique :

$$i_{nth}^2 = 4k_B T \beta |q_i| \Delta f \quad (\text{en A}^2/\text{Hz})$$

Cette équation est applicable, que le transistor soit en régime actif ou ohmique.

Bruit en 1/f

Le modèle SPICE est dépendant du courant, de la capacité d'oxyde normée à la surface de la grille au carré ainsi que de la longueur effective au carré :

$$S_{i(1/f)}(f) = \frac{KF I_d^{AF}}{f^{EF} C_{ox}^2 L_{eff}^2} \Delta f$$

avec KF paramètre d'ajustement du niveau pris à 1 Hz,
 EF paramètre d'ajustement du bruit en excès en fonction de la fréquence,
 AF dépendance au courant.

Par défaut dans ces 3 premiers modèles : $EF = 1$, $AF = 1$ et $KF = 0$.

V. Bruit de fond et conception électronique

V.1. Principe

L'utilisation des connaissances sur le bruit de fond dans les composants et les circuits est nécessaire lors du développement d'un système électronique de mesure nécessitant un faible bruit.

Le principal problème est le suivant : **à partir du signal connu donné par un capteur, du bruit, de l'impédance et de la réponse caractéristique de celui-ci, comment doit-on optimiser la conception de l'amplificateur pour ne pas trop dégrader le rapport signal sur bruit ?**

L'« adaptation » de l'amplificateur au capteur est la base de la conception faible bruit. Ce terme d'« adaptation » doit être pris ici dans un sens différent de celui normalement admis. Cette « adaptation » sera optimale lorsque les générateurs de bruit en et in de l'amplificateur et la résistance R_c du capteur seront tels que :

$$E_n = R_c I_n$$

V.2. Limite de la conception à faible bruit

Pour une application à faible signal, doit-on concevoir un amplificateur de plus faible bruit possible ? Il est évident que non, car usuellement peu de composants présentent un facteur de bruit F inférieur à 3 dB. Or, si $F = 3$ dB (ou $F = 2$ en valeur algébrique), cela veut dire que le capteur et l'amplificateur ont une contribution égale à la puissance de bruit et que la tension de bruit totale à l'entrée de l'amplificateur est $\sqrt{2}$ fois plus grande que celle de l'amplificateur en présence d'un capteur sans bruit :

$$E_{n, \text{éq}} = \sqrt{2} E_r$$

Mais si la conception permet de choisir un amplificateur ayant un niveau de bruit égal au dixième de celui du capteur, le bruit total à l'entrée de l'amplificateur est égal au bruit du capteur, c.a.d que l'on a gagné un facteur $\sqrt{2}$ sur le niveau de bruit ($F = 0,04$ dB). Bien entendu, on ne pourra rien gagner de plus.

On voit donc que, entre les valeurs $F = 0,04$ dB et $F = 3$ dB, le niveau de la tension de bruit à l'entrée de l'amplificateur n'a crû que d'un facteur $\sqrt{2}$.

Il est donc beaucoup plus utile, pour diminuer le bruit, de se pencher sur la conception du capteur pour accroître sa sensibilité et diminuer son propre bruit de fond que de concevoir un amplificateur de plus faible bruit possible.

VI. Bruit dans les circuits VLSI

Dans les circuits VLSI numériques, on associe la plupart du temps des éléments à l'état passant avec des éléments à l'état bloqué. La figure ci-contre donne l'exemple d'un tel circuit élémentaire composé de deux transistors MOS complémentaires. La capacité C_0 représente la charge équivalente due aux étages suivants. Elle est une combinaison des capacités d'entrée à l'état passant et à l'état bloqué. On peut montrer que, quelle que soit la nature des éléments du montage (CMOS, NMOS, bipolaire...), la tension de bruit en sortie est donnée par :

$$\overline{e^2} \approx \frac{kT}{C_0}$$

On voit donc l'intérêt qu'il y a à réduire les capacités d'entrée des circuits.

À cause de la haute densité d'intégration, les blocs indépendants des circuits VLSI peuvent se coupler et donner lieu à des phénomènes de transmodulation parasite (crosstalk). Ces couplages sont de nature capacitive ou inductive entre connexions ou éléments. Ils peuvent également provenir des modes communs de masse ou d'alimentations. Les tensions induites par de tels couplages sont difficiles à calculer, car elles dépendent de l'état des circuits à chaque instant (passant ou bloqué). Il ne s'agit pas à proprement parler de tensions aléatoires. Ces problèmes seront évoqués dans le chapitre consacré à la CEM des circuits intégrés.

