



HAL
open science

Bruits en Électronique - Bruits dans les composants

Damien Prêle

► **To cite this version:**

Damien Prêle. Bruits en Électronique - Bruits dans les composants. École d'ingénieur. France. 2021.
hal-03767379

HAL Id: hal-03767379

<https://cel.hal.science/hal-03767379>

Submitted on 14 Sep 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Bruits en Électronique

Bruits dans les composants

Damien PRÊLE

École d'Ingénieur Denis Diderot - 2^e A - S2 - GP

2 février 2021



Plan

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor
 - Bipolaire
 - MOS
 - JFET



Plan : Introduction

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor



Quel bruit dans quel composant?

- **Bruit thermique** → **composants passifs**

dans la mesure où le bruit thermique est le seul bruit (intrinsèque) en l'absence de polarisation

+ excès dans les "pièges" en présence de courant

- **Bruit en excès et grenaille** → **composants actifs**

dans la mesure où le bruit en excès (comme le bruit de grenaille) n'existe qu'en présence d'un courant de polarisation

+ thermique dans les résistances "parasites"



Classification des composants

Composants passifs, dipolaires, linéaires

Une sinusoïde de courant → une tension sinusoïdale de même fréquence

- Résistance
- Capacité
- Inductance

Composants actifs

Utilise un "réservoir d'énergie" (alimentation) pour générer un signal de sortie à partir d'un signal d'entrée (amplification, multiplication ...).

- Diode (actif en raison de la polar. et de la non-linéarité)
- Transistor
 - Bipolaire
 - MOS
 - JFET
- Amplificateur (Cf. Cours "bruit dans les amplificateurs")



Plan : Bruit dans les composants passifs

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor



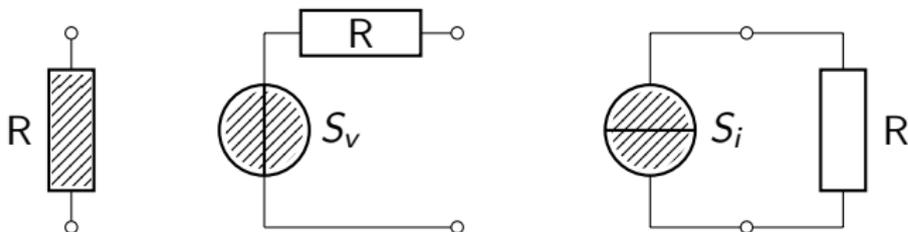
Plan : Bruit dans les composants passifs - **Résistance**

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor



Résistance R

- **Thermique** : Les résistances sont caractérisées par un bruit thermique $S_v = 4k_B TR$ ou $S_i = 4k_B T/R$ **quelle que soit la nature de la résistance.**

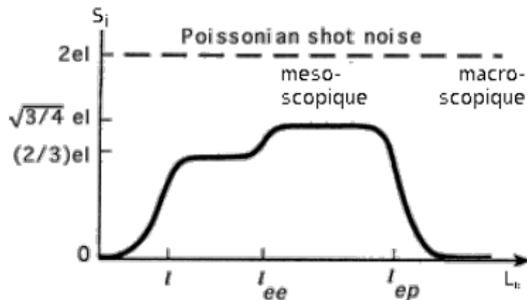


- **Excès** (à proprement parler pour une résistances) : Dépend de la technologie (matériau, technique de fabrication), de la géométrie (dimension) et du courant qui la traverse.

Bruit de grenaille dans les résistances

Le bruit de grenaille n'existe que dans les composants où le temps de transit est court devant le temps de relaxation : $\tau_t < \tau_r$.

- Dans une résistance macroscopique, le grand nombre d'interactions e^- /phonon ont pour effet de moyenner l'effet du caractère quantique des porteurs de charges.
- Dans une résistance de qq nm (échelle mésoscopique) un bruit de grenaille peut être observé (?).



Bruit en excès dans les résistances

- Le bruit en excès n'existe qu'en **présence d'un courant**
- Le bruit en excès est lié à la **nature hétérogène** des résistances
 - Discontinuité des lignes de courant dans le matériau résistif (exemple: résistance à couche de carbone aggloméré)
 - Discontinuité aux interfaces (exemple: contacts ohmiques aux extrémités des résistances)
- Le bruit en $1/f$ dans les résistances est généralement proportionnel à la **densité de courants** (inversement proportionnel à la surface du composant)

Plus la résistance est "petite" et "hétérogène", plus elle produit du bruit en excès !



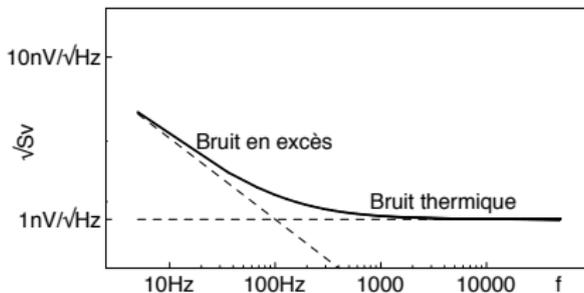
DSP de bruit d'une résistance

- **Thermique:** $S_{V_{th}} = 4k_B TR$; $v_{eff_{th}} = \sqrt{4k_B TR \Delta f}$
- **Excès** $S_{V_{excès}} = K \frac{R^2 I^2}{f}$; $v_{eff_{excès}} = \sqrt{K R^2 I^2 \ln \frac{f_{max}}{f_{min}}}$

avec K une cst. liée à la techno et à la géométrie ($K \propto 1/A$) et $\Delta f = f_{max} - f_{min}$

Ces deux sources de bruit ne sont pas corrélées (causes indépendantes) $\rightarrow S_{V_{total}} = 4k_B TR + K \frac{R^2 I^2}{f}$

$$v_{eff_{total}} = \sqrt{4k_B TR (f_{max} - f_{min}) + K R^2 I^2 \ln \frac{f_{max}}{f_{min}}}$$



Indice de bruit - *Noise Index* ($v_{RMS_{excès}} |_{1dec} / V_{bias} = 1V$)

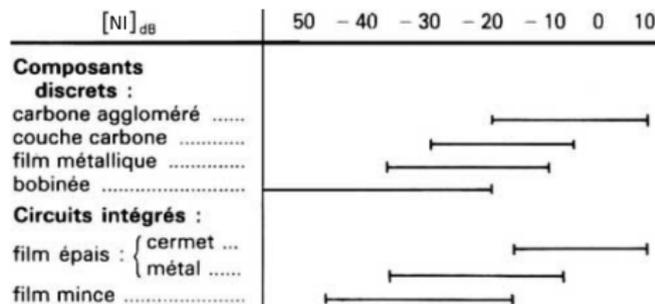
Valeur RMS du bruit en 1/f intégré sur une décade sous 1V

$$v_{eff_{excès}} \Big|_{f_2=10 \times f_1} = \sqrt{KV_{bias}^2 \ln 10} [V] \text{ avec } V_{bias} = RI = 1V \text{ et } f_2 - f_1 \text{ une décade}$$

Indice de bruit

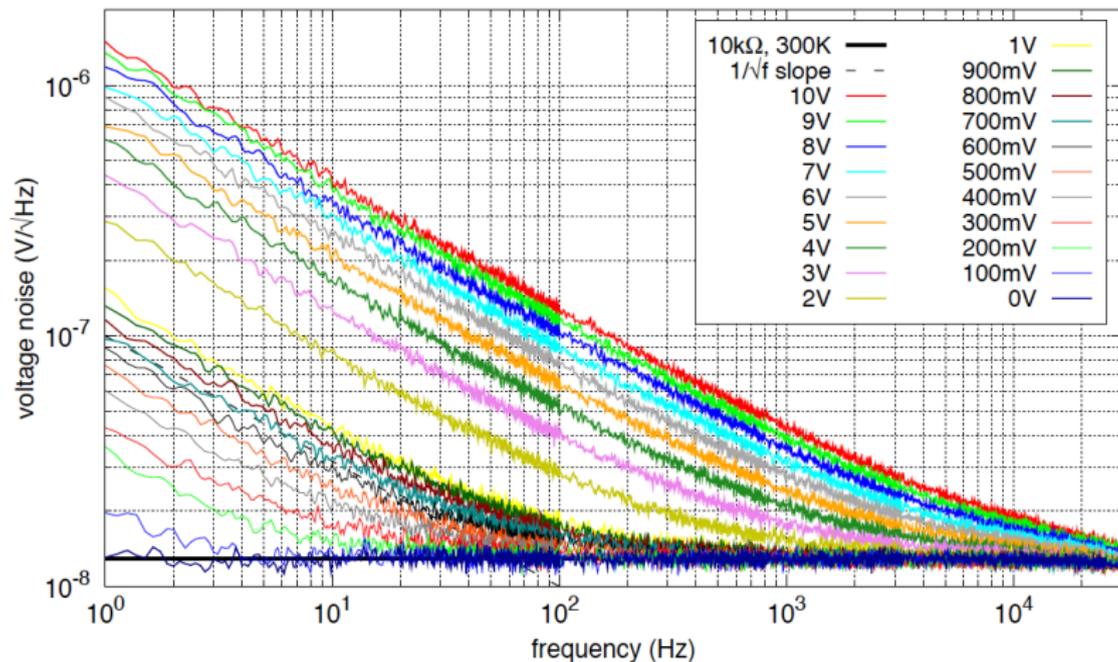
$$NI = \frac{v_{eff_{excès}} \Big|_{f_2=10 \times f_1}}{V_{bias} = 1V}$$

$$= 10^6 \sqrt{K \ln 10} \left[\frac{\mu V}{V} \right]$$



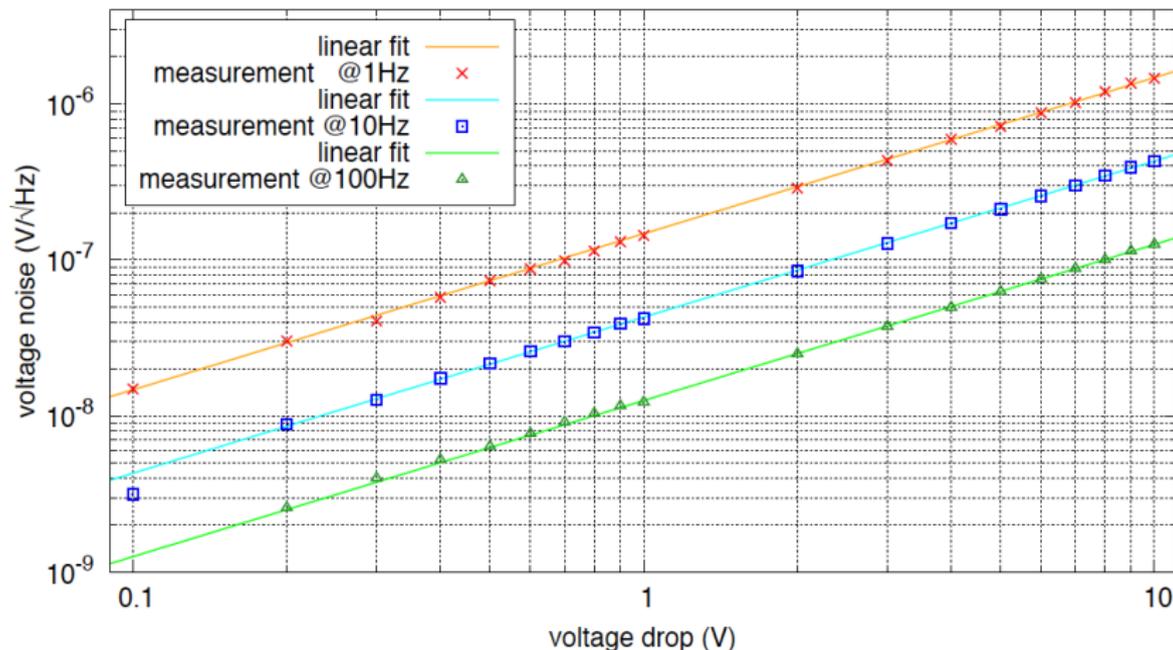
$$NI = 20 \log(10^6 \sqrt{K \ln 10}) = 120 + 10 \log(K \ln 10) [dB]$$

Bruit en excès proportionnel à I et V



Resistor noise spectra for different excitation voltages
"Resistor Current Noise Measurements" - Frank Seifert

Proportionnalité à V et à $\frac{1}{\sqrt{f}}$

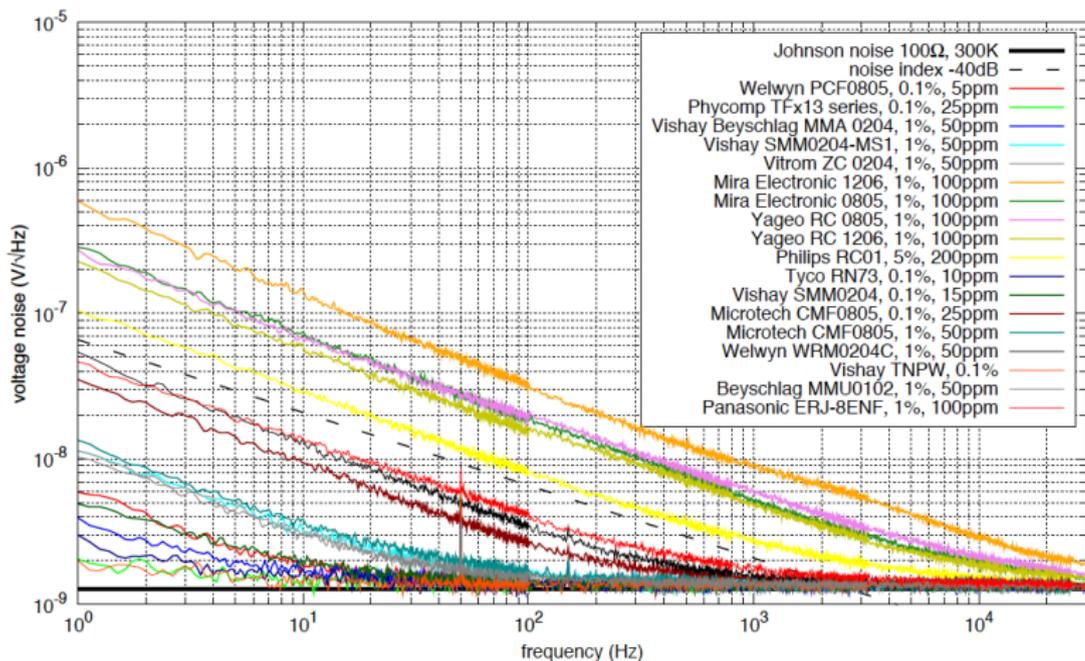


Resistor noise as a function of voltage drop

"Resistor Current Noise Measurements" - Frank Seifert



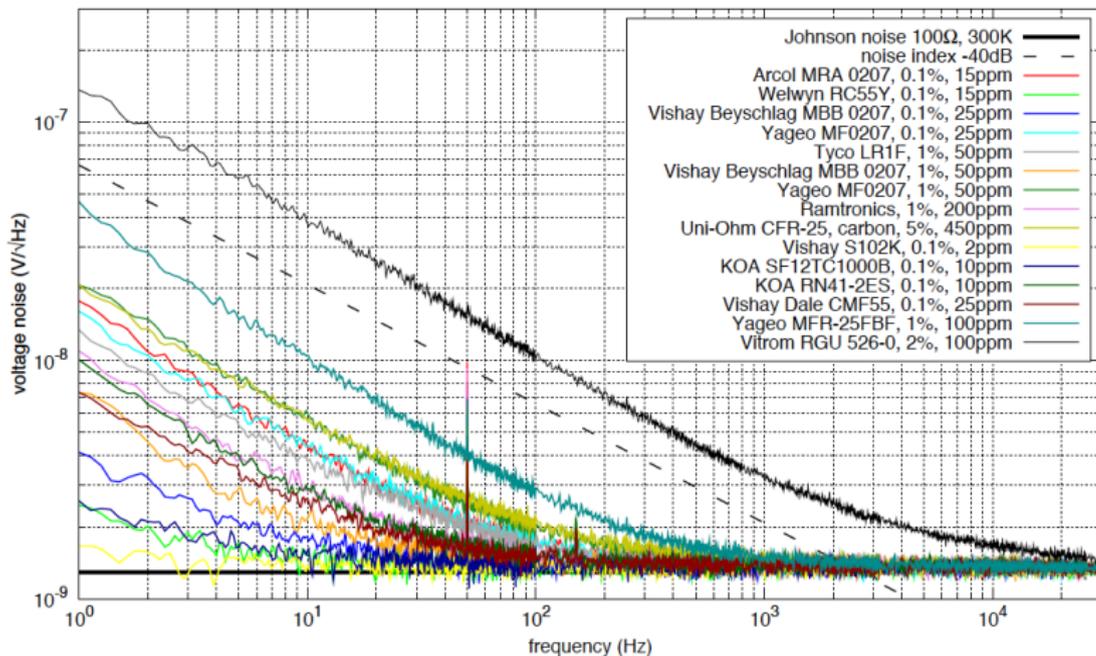
Bruit dans les résistances CMS - SMD



Noise of surface-mount devices (SMD) with 100 Ω up to a max. power dissipation of 1 W ($U=10V$)
 "Resistor Current Noise Measurements" - Frank Seifert



Bruit dans les résistances axiales - *axial leaded resistor*



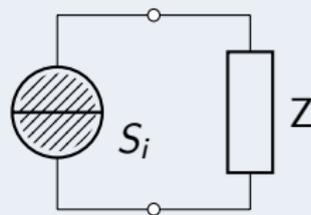
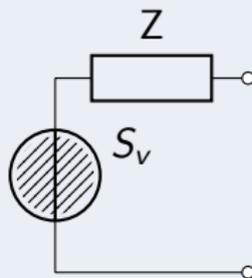
Noise of leaded resistors with 100 Ω up to a power rating of 1 W ($U=10V$)

"Resistor Current Noise Measurements" - Frank Seifert



Bruit thermique d'une impédance Z

Soit Z une impédance "bruyante"



$$Z = \Re[Z] + j\Im[Z] \quad S_v = 4k_B T \Re[Z]$$

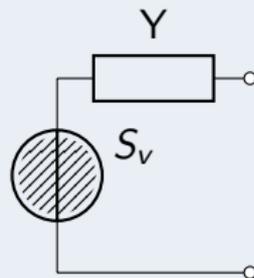
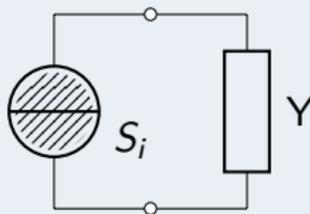
$$S_i = \frac{S_v}{|Z|} \\ = \frac{4k_B T \Re[Z]}{\sqrt{\Re[Z]^2 + \Im[Z]^2}}$$

si $Z = R + jX \rightarrow S_v = 4kTR$

☞ La partie réelle d'un RC parallèle (par exemple) n'est pas R mais $\frac{R}{1+(RC\omega)^2}$

Bruit thermique d'une admittance Y

Soit Y une admittance "bruyante"



$$Y = \Re[Y] + j\Im[Y] \quad S_i = 4k_B T \Re[Y]$$

$$S_v = \frac{S_i}{|Y|}$$

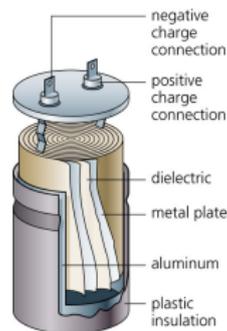
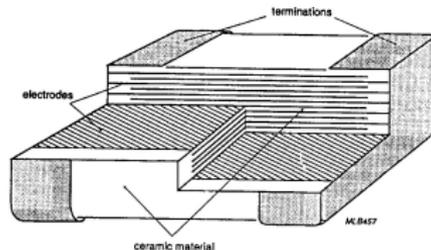
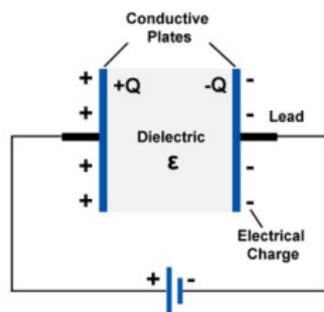
si $Y = G + jB \rightarrow S_i = 4kTG$

Plan : Bruit dans les composants passifs - Capacité

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor



Bruit dans les capacités



freecircuits.org et nanotechninnov.com

Bruit intrinsèque à une capacité :

- Z imaginaire pur \rightarrow pas de bruit thermique.
- Pas de courant* continu $I \rightarrow$ pas de bruit en excès (ni grenaille, ni basse fréquence)

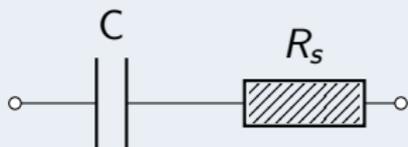
* à moins de prendre en cpt la modulation d'un bruit en excès par un courant \sim

Bruit dans les capacités (DSP haute fréquence)

L'accès aux armatures d'une capacité induit une résistance parasite série R_s

L'ESR - *Equivalent Series Resistance* prend également en compte l'effet des résistances parallèles (particulièrement en BF)

Bruit thermique des résistances parasites séries



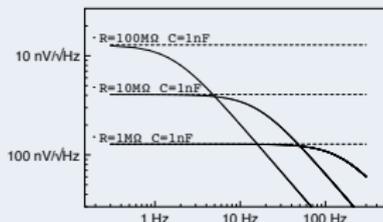
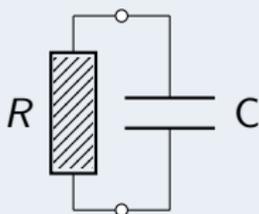
$$e_n = \sqrt{4k_B T R_s} \text{ avec } Z_{th} = R_s \left(1 + \frac{1}{j \frac{f}{f_c}} \right) \text{ et } f_c = \frac{1}{2\pi R_s C}$$

- 👉 Ordre de grandeur : $R_s = 1 \Omega \rightarrow$ faible bruit (1Ω) filtré en BF
 $f_c = 160\text{Hz}$ pour $C = 1000\mu\text{F}$ mais 160MHz pour $C = 1\text{nF}$

Bruit dans les capacités (DSP basse fréquence)

Les pertes diélectriques induisent une résistance de fuite typiquement de qq $M\Omega$... considérant les résistances parallèles, on peut aussi tenir compte de l'effet du bruit des charges résistives d'un détecteur ou d'un circuit de lecture

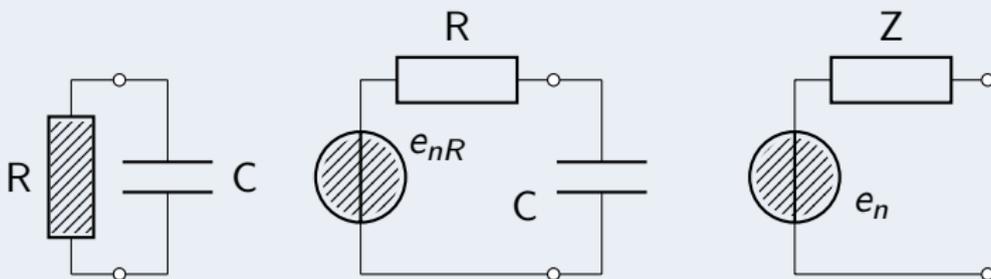
Bruit thermique des résistances parallèles



$$e_n = \sqrt{\frac{4k_B TR}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \text{ avec } f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Bruit de tension $k_B T / C$ (bruit intégré pleine bande)

Bruit thermique d'une résistance filtrée par une capacité



$$Z = R // C = \frac{R}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \text{avec } f_c = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow \Delta f = \frac{\pi}{2} f_c = \frac{1}{4RC}$$

$$e_n^2 = \frac{e_{nR}^2}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \rightarrow v_{eff} = e_{nR} \times \sqrt{\Delta f} = \sqrt{4k_B T R \frac{1}{4RC}} = \sqrt{\frac{k_B T}{C}}$$

$$v_{eff}^2 = \frac{k_B T}{C} \quad \forall R!$$

Bruit de charge $k_B TC$

$$Q = CV$$

$$v_{eff} = \sqrt{\frac{k_B T}{C}} \rightarrow Q_n = \sqrt{k_B TC}$$

Bruit de charge et de tension d'une capacité

| C | $\frac{\sqrt{k_B TC}}{q}$ | $\sqrt{k_B T/C}$ |
|-----------------|---------------------------|------------------|
| 1 μF | 400000 e^- | 64 nV |
| 1 nF | 13000 e^- | 2 μV |
| 1 pF | 400 e^- | 64 μV |
| 1 fF | 13 e^- | 2 mV |
| 1 aF | 0,4 e^- | 64 mV |

$q \approx 1,6 \cdot 10^{-19}$ [C] la charge de l'électron en valeur absolue



Plan : Bruit dans les composants passifs - Inductance

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor



Bruit dans les inductances



electronics.howstuffworks.com, embeddedmicro.com, digikey.com ...

Bruit intrinsèque à l'inductance

- Z imaginaire pure \rightarrow pas de bruit thermique.
- Courant dans un conducteur: statistique de passage $\approx 1 \rightarrow$ pas de bruit de grenaille.
- Bruit basse fréquence ? là où l'impédance de l'inductance est la plus faible \rightarrow s'il y a une source de courant de bruit basse fréquence, elle est *shuntée* par l'impédance faible de l'inductance en BF.

Bruit dans les inductances (extrinsèque)

Bruit thermique des résistances d'accès

Il n'est pas rare de bobiner des centaines de spires d'un fil très fin pour obtenir une self induction de qq mF. Ce long fil fin introduit une résistance série de l'ordre de l' Ω par mF.



$$e_n = \sqrt{4k_B T R_s} \quad \text{avec} \quad Z_{th} = R_s \left(1 + j \frac{f}{f_c}\right) \quad \text{et} \quad f_c = \frac{R_s}{2\pi L}$$

Bruits induits

Circulation d'un courant à proximité de L ("Parasite" ou Courant de bruit thermique d'un matériau normal)

Plan : Bruit dans les composants actifs

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor
 - Bipolaire
 - MOS
 - JFET



Plan : Bruit dans les composants actifs - Diode

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - Transistor



Bruit dans les diodes



Bruit intrinsèque à la diode

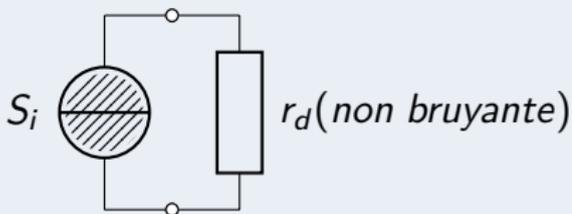
Une diode idéale (sans résistance d'accès ni génération - recombinaison des porteurs) n'est le siège que d'un bruit de grenaille:

$$S_i = 2qI_D$$

La résistance dynamique de la diode $r_d = \frac{k_B T}{qI_D}$, n'est pas une "vraie" résistance (pas bruyante).

Bruit de grenaille dans les diodes

Schéma équivalent petit signal d'une diode bruyante



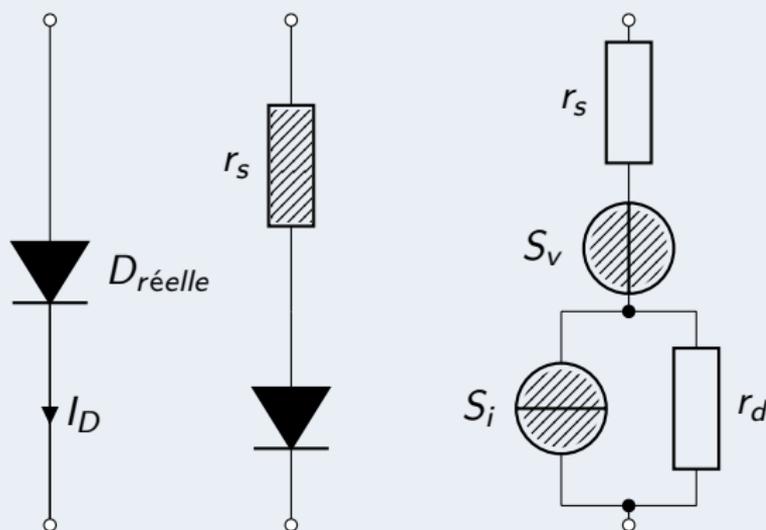
$$r_d = \frac{k_B T}{q I_D}$$

$$S_i = 2q I_D$$

$$(I_{\text{eff}} = \sqrt{2q I_D \Delta f})$$

Diode avec résistance d'accès

Schéma d'une diode avec résistance d'accès (bruit de grenaille et thermique)



$$r_d = \frac{k_B T}{qI_D}$$

$$r_s = \rho q \Omega$$

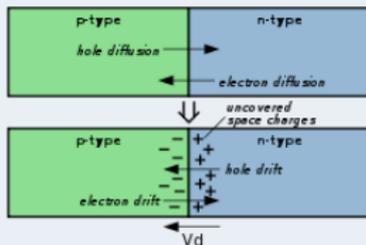
$$S_v = 4k_B T r_s$$

$$S_i = 2qI_D$$

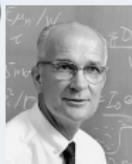
Bruit de grenaille dû au courant de saturation

Equation de Shockley

$$I_D = \underbrace{(I_D + I_S)}_{\text{Majoritaires}} - \underbrace{I_S}_{\text{Minoritaires}} = I_S \left(\underbrace{e^{\frac{qV_D}{k_B T}}}_{\text{Conduction}} - \underbrace{1}_{\text{Diffusion}} \right)$$



I_S : porteur minoritaire (trou dans N et e^- dans P) créé par T, allant de N vers P, opposé aux majoritaires en l'absence de polarisation. ($I_{S\text{typ.}} = qqnA$)



William Bradford Shockley 1910 - 1989

| Polarisation | Inverse | Nulle | Directe* |
|--------------|---------|---------|----------------------------------------|
| S_i | $2qI_S$ | $4qI_S$ | $\approx 2qI_S e^{\frac{qV_D}{k_B T}}$ |

* En polarisation directe, on peut négliger le courant de diffusion

Limite de l'équation de Shockley : $I_S \left(e^{\frac{qV_D}{k_B T}} - 1 \right)$

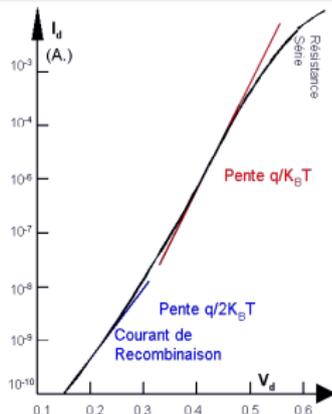
AN: En polarisation directe, $I_S \approx 10\text{nA}$ à 300K

$$V_D = 0,5\text{V} \quad \longrightarrow \quad I_D \approx I_S e^{\frac{q0,5}{k_B T}} = 2,5\text{A} !$$

$$V_D = 0,6\text{V} \quad \longrightarrow \quad I_D \approx I_S e^{\frac{q0,6}{k_B T}} = 120\text{A} !!$$

$$V_D = 0,7\text{V} \quad \longrightarrow \quad I_D \approx I_S e^{\frac{q0,7}{k_B T}} = 5600\text{A} !!!$$

En pratique, on observe des tensions de seuil de 0,6 - 0,7 V avec des courants de qq mA. L'équation de Shockley néglige les effets des recombinaisons dans la ZCE de la diode. Les génération-recombinaisons ont pour effet de réduire la pente de la caractéristique $I_D(V_D)$ sous faible polarisation.



"Le courant de génération recombinaison" - B. Boitiaux

Génération recombinaison dans les diodes

Réécriture de l'équation de Shockley avec prise en compte des GR

Prise en compte du courant de conduction, de diffusion et de génération/recombinaison dans les défauts et pièges de la jonction:

$$I_S \left(e^{\frac{qV_D}{\eta k_B T}} - 1 \right)$$

- $\eta = 1 \rightarrow$ pas de GR (diode idéale)
- $\eta = 2 \rightarrow$ processus dominé par des effets de GR

En pratique $1 < \eta < 2$

Qui dit beaucoup de GR, dit bruit en $1/f$

Bruit en $1/f$ dans les diodes

Bruit dans les diodes avec phénomène de génération recombinaison:

$$S_i = 2qI_D + K \frac{I_D^\alpha}{f}$$

α est souvent proche de 1 (Contrairement à une résistance, ou $\alpha = 2$). Le facteur empirique K a alors la dimension d'un courant [A], probablement dû au changement de dimension de la ZCE avec la polar*. Ce facteur est également dépendant de la géométrie de la jonction: *plus elle est grande, moins il y a de $1/f$.*

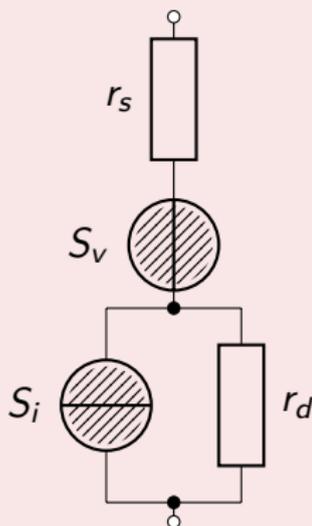
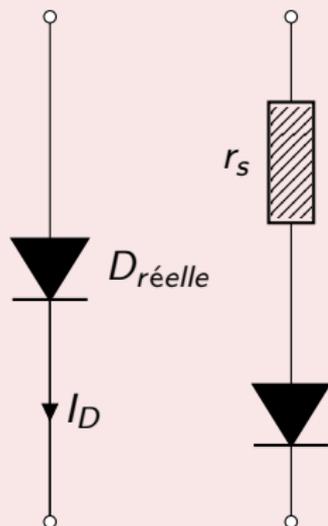
* Largeur de la ZCE $w_{ZCE} \propto \sqrt{V_b - V_D}$:

$$I_D \nearrow \rightarrow V_D \nearrow \rightarrow w_{ZCE} \searrow \rightarrow K \nearrow \rightarrow S_i \propto I^1$$

avec V_b la barrière de potentielle intrinsèque à la jonction

Modélisation d'une diode bruyante

Schéma d'une diode avec bruit de grenaille, bruit thermique d'accès, et bruit en 1/f



$$r_d = \frac{k_B T}{q I_D}$$

$$r_s = q \eta \Omega$$

$$S_v = 4 k_B T r_s$$

$$S_i = 2 q I_D + K \frac{I_D^\alpha}{f}$$

Plan : Bruit dans les composants actifs - Transistor

- 1 Introduction
 - Quel bruit dans quel composant?
 - Classification des composants
- 2 Bruit dans les composants passifs
 - Résistance
 - Capacité
 - Inductance
- 3 Bruit dans les composants actifs
 - Diode
 - **Transistor**
 - Bipolaire
 - MOS
 - JFET



Transistor = Dispositif amplificateur à semiconducteur

Premier dispositif amplificateur à semiconducteur



Transistor à semi-conducteur inventé le 23 décembre 1947

par Bardeen, Brattain et Shockley



Plan : Bruit dans les composants actifs - **Transistor**

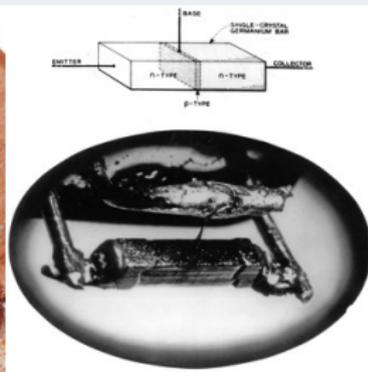
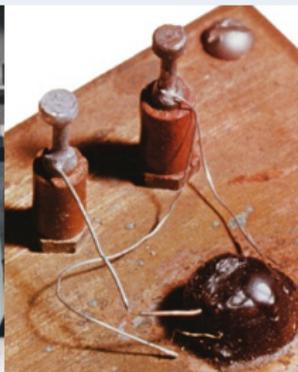
Le transistor bipolaire

Rq: on utilise comme exemple le transistor bipolaire NPN à homo-jonction silicium



Premier transistor bipolaire à jonction

Premières réalisations de transistors bipolaires à jonctions (Ge) par Gordon K. Teal et Morgan Sparks aux Bell Labs. en 1949 - 1951



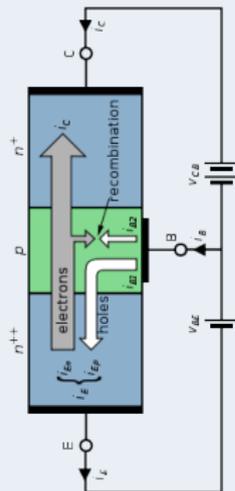
Gordon K. Teal (left) and Morgan Sparks at Bell Laboratories, 1951
The first junction transistor made by Sparks in 1949
One of the first microwatt junction transistors, made in 1951

Computer History Museum

Principe de fonctionnement du transistor bipolaire

Le transistor bipolaire

- Juxtaposition de 2 jonctions tête-bêches (alternance de 3 matériaux semi-conducteurs) avec une très faible épaisseur de l'électrode commune (la base).
- Un faible courant I_B entre la base B et l'émetteur E entraîne un fort courant $I_C = \beta I_B$ entre le collecteur C et l'émetteur.
- La diode base-émetteur est polarisée en directe. La diode collecteur-émetteur est bloquée; le courant passe directement à travers la base du collecteur vers l'émetteur.



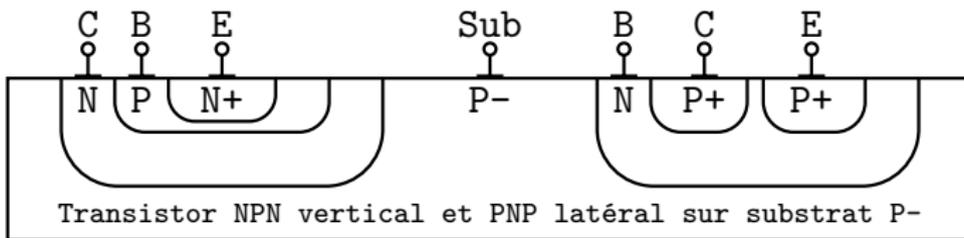
Caractéristiques d'un transistor bipolaire

- **Gain en courant** $\beta = I_C / I_B$ Dépend de la techno. : faible épaisseur de base (de l'ordre du μm pour minimiser les recombinaisons), fort dopage de l'émetteur et faible dopage de la base (efficacité d'injection).

$$\beta_{\text{typ}} = 100$$

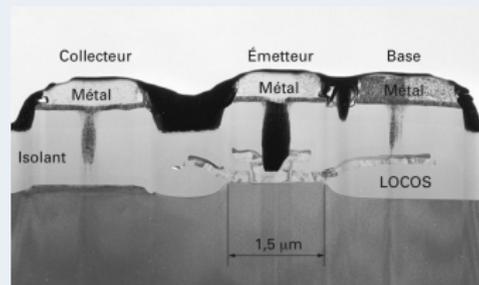
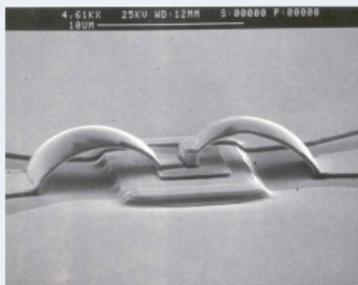
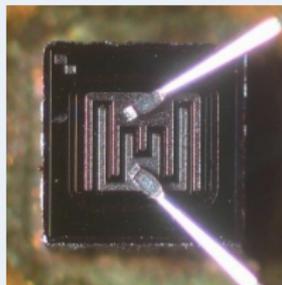
- **Transconductance** $g_m = \frac{qI_C}{k_B T}$ Proportionnel au courant de polarisation I_C et indépendant de la technologie (en 1^{er} approximation). Comme pour la diode on rajoute un facteur d'idéalité pour tenir compte des recombinaisons: $g_m = \frac{qI_C}{\eta k_B T}$. $1 < \eta_{\text{typ}} < 2$
- **Impédance d'entrée** $h_{11} = \frac{\beta}{g_m}$ Inversement proportionnel au courant de polarisation et dépendant de la technologie au travers de β et de η .

Topologie



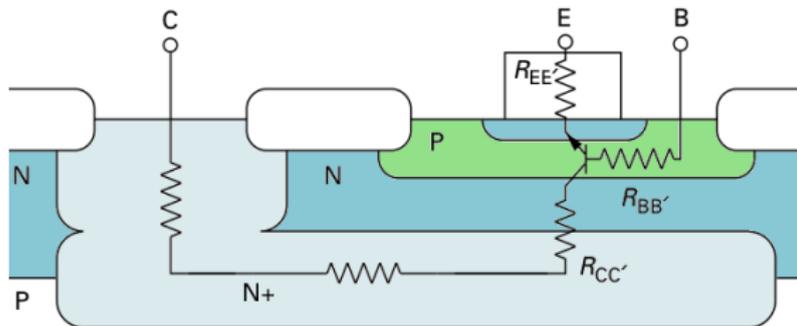
NPN KSY34, MHBT 1 THz LPN, Techno. planaire

Techniques de l'Ingé.



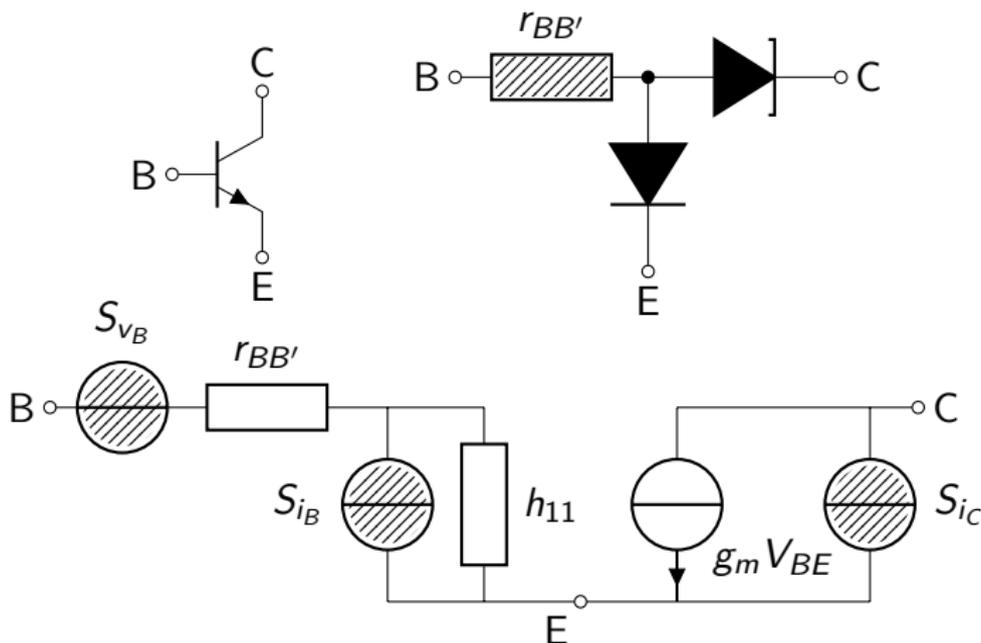
- Bruit thermique dans l'accès à la base $R_{BB'}$

$R_{EE'}$ est très faible et $R_{CC'}$ reste souvent très inférieur aux résistances de charge



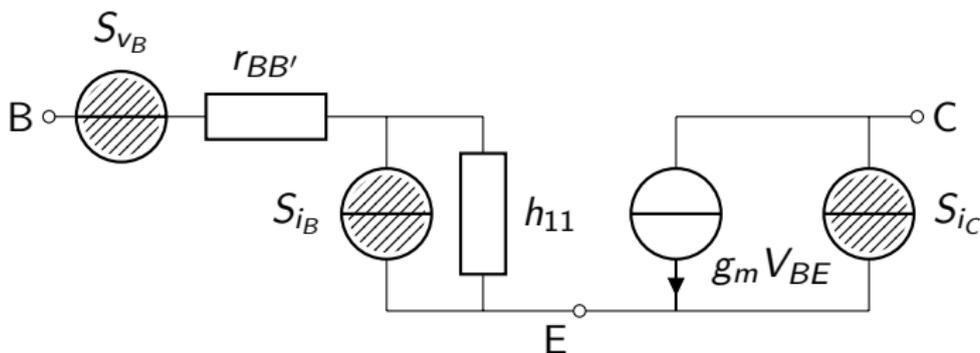
- Bruit de grenaille dans les jonctions D_{BE} et " D " $_{CE}$ l'effet transistor permet au courant de collecteur de traverser directement la base sans être bloqué par D_{CB} polarisée en inverse; la barrière de potentiel présenté au courant de collecteur est donc directement une jonction "tunnel" " D " $_{CE}$ modulée par la tension de base
- Bruit en $1/f$ dans la base En fonction des topologies verticales ou latérales, les défauts sont plutôt volumique ou surfacique. Les centres de G-R se situent généralement dans (ou proche de) la base, dans les ZCE

Sources de bruit dans les transistors bipolaires



On ajoute souvent à ce schéma une capacité de base (C_{BE} en parallèle avec h_{11}) pour tenir compte des premières limitations en fréquence ainsi qu'une impédance de sortie (r_0 en parallèle avec $g_m V_{BE}$) qui est souvent grande devant l'impédance de charge.

Sources de bruit dans les transistors bipolaires



- Tension de bruit d'entrée $S_{v_B} = 4k_B T r_{BB'}$
- Courant de bruit d'entrée $S_{i_B} = 2qI_B + K \frac{I_B^\alpha}{f}$

Il est d'usage de modéliser le bruit en $1/f$ au niveau de la base. Le coefficient α vaut typiquement 2 pour les technologies modernes. γ n'est pas représenté car il est très proche de l'unité ($\propto \frac{1}{f^\gamma}$). K est un facteur empirique dépendant de la technologie et + ou - inversement-proportionnel à la surface de la jonction BE.

- Courant de bruit de sortie $S_{i_C} = 2qI_C$

Correlation et sources négligeables

- **Corrélation** : Il est difficile de tabler sur une totale indépendance des sources de bruit S_{i_C} et S_{i_B} , leur cause étant liée au travers de la jonction base - émetteur; mais on peut souvent négliger l'une des deux.

- **Impédance de source élevée** : Si le bipolaire est utilisé pour amplifier un courant (grande Z_{source}), on s'intéressera au courant de bruit en entrée:

$$S_{i_{in}} = 2qI_B + K \frac{I_B^\alpha}{f} + \underbrace{\frac{2qI_C}{\beta^2}}_{\text{négligeable}} \approx 2qI_B + "1/f"$$

- **Impédance de source faible** : Si le bipolaire est utilisé pour amplifier une tension (petite Z_{source}), on s'intéressera à la tension de bruit en entrée:

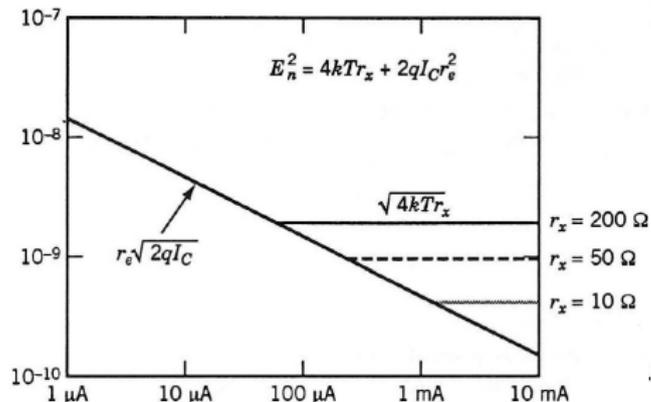
$$S_{V_{in}} = 4k_B Tr_{BB'} + \underbrace{\left(2qI_B + K \frac{I_B^\alpha}{f} \right)}_{\text{négligeable}} \left(\frac{r_{BB'} h_{11}}{r_{BB'} + h_{11}} \right)^2 + \frac{2qI_C}{g_m^2} \left(\frac{r_{BB'} + h_{11}}{h_{11}} \right)^2$$

Les sources équivalentes de bruit ramenées en entrée sont traitées dans le cours sur le bruit dans les amplificateurs

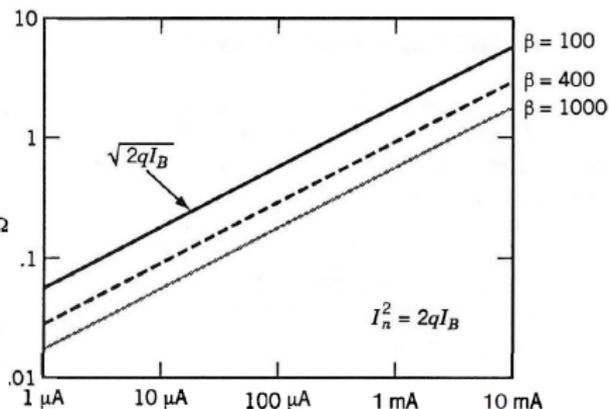
Effet de $R_{BB'}$ et du β sur le bruit blanc

Limite du bruit blanc en fonction du courant I_C :

$$S_{v_{in}} = 4k_B T r_{BB'} + \frac{2qI_C}{g_m^2}$$

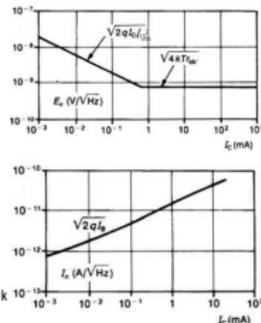
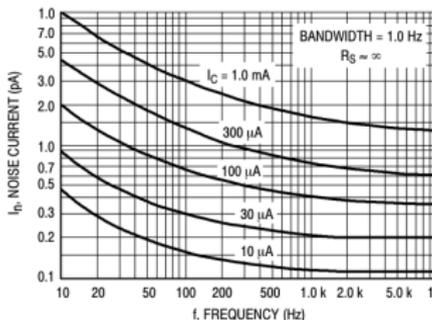
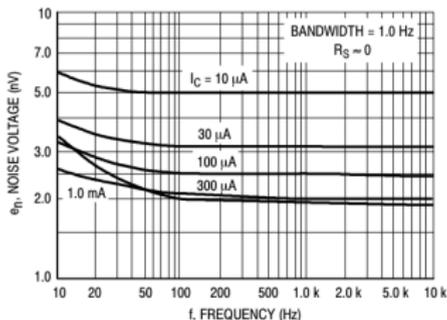


$$S_{i_{in}} = 2qI_B$$

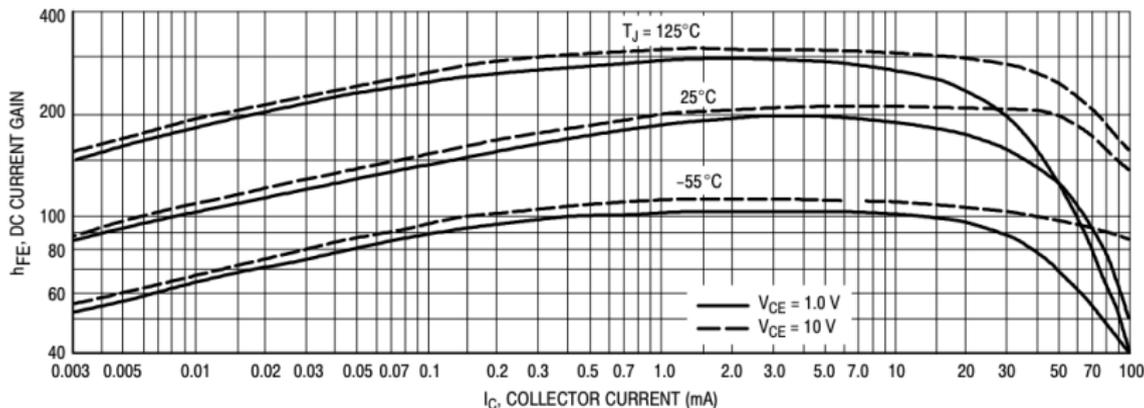


e_n en $[V/\sqrt{\text{Hz}}]$ et i_n en $[A/\sqrt{\text{Hz}}]$ en fonction du courant de collecteur I_C

Optimisation du courant de polarisation I_C



2N5087 PNP silicon transistor ON Semiconductor datasheet; Bruit de fond et mesures Techniques de l'Ingénieur



Bruit de grenaille comme un bruit "thermique" $\frac{4k_B T}{2g_m}$

Le bruit de grenaille $2qI_C$ est "ramené" en tension d'entrée par l'intermédiaire de la transconductance g_m

$$S_{v_{in}} = 4k_B T r_{BB'} + (2qI_B + K \frac{I_B^\alpha}{f}) r_{BB'}^2 + \frac{2qI_C}{g_m^2} \text{ avec } g_m = \frac{qI_C}{k_B T}$$

$\frac{2qI_C}{g_m^2}$ sous la forme d'un bruit thermique en $4k_B TR$ et $R = \frac{1}{2g_m}$

$$\frac{2qI_C}{g_m^2} = \frac{2qI_C}{g_m} \frac{k_B T}{qI_C} = \frac{4k_B T}{2g_m}$$

☞ Cette notation permet d'obtenir un ordre de grandeur de la contribution du bruit de grenaille sur la tension d'entrée; cependant elle n'est valable qu'en l'absence du facteur d'idéalité η et n'est pas à proprement parlé un bruit thermique.

Plan : Bruit dans les composants actifs - Transistor

Le transistor MOS

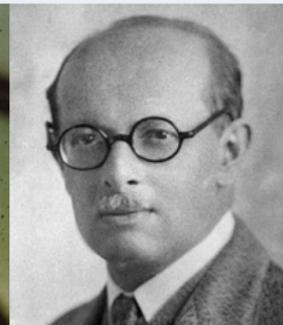
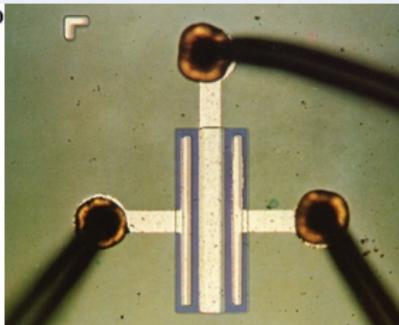
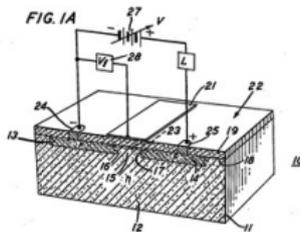
Rq: on utilise comme exemple le transistor MOS à enrichissement, canal N



Premier transistor MOS

Premières réalisations de transistors transistor MOS* par M. M. John Atalla et Dawon Kahng aux Bell Labs 1959

Aug. 27, 1963 DAWON KAHNG 3,102,230
ELECTRIC FIELD CONTROLLED SEMICONDUCTOR DEVICE
Filed May 31, 1960



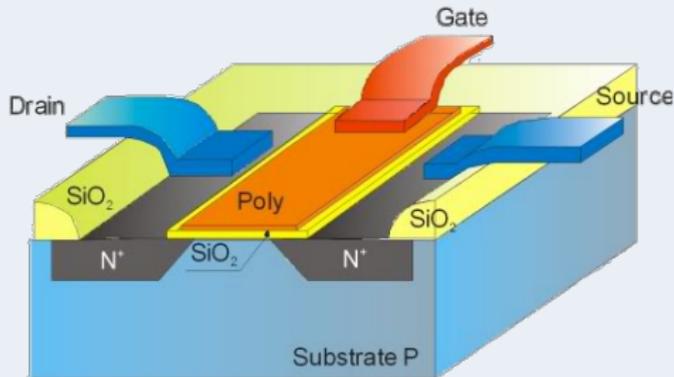
Dawon Kahng's MOS patent; Fairchild FI 100 p-channel MOS switching transistor;
Julius E. Lilienfeld filed a patent in 1926, "Method and Apparatus for Controlling Electric Currents,"

Computer History Museum

* insulated-gate field-effect transistor (FET) - sandwich comprising layers of metal (M - gate), oxide (O - insulation), and silicon (S - semiconductor) - thus the name MOSFET, popularly known as MOS

Principe de fonctionnement du transistor MOS

Le transistor MOS \rightarrow



N MOS à enrichissement

- Les électrodes Drain et Source sont interrompues par un semi-conducteur de type opposé (cas du transistor à enrichissement) constituant deux diodes bloquées où le courant ne peut pas passer.

- Une différence de potentiel entre la grille isolée et le substrat permet l'apparition d'une zone de déplétion, puis d'inversion (Le canal) où le courant peut circuler entre le Drain et la Source.

Rq: le transistor MOSFET fait appel à un seul type de porteur de charge (c'est donc un composant unipolaire)



Caractéristiques d'un transistor MOS

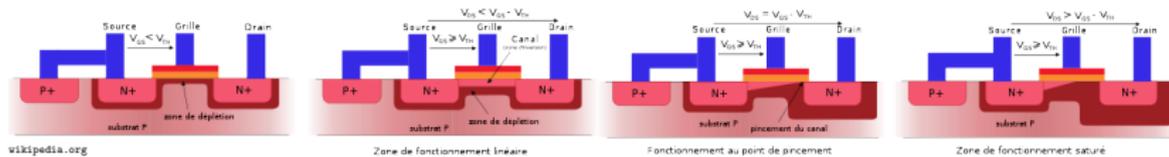
- Caractéristique $I_D(V_{GS})$ en régime de saturation

$$I_D \approx \frac{\mu C_{ox}}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{th})^2$$

tension de seuil V_{th} ; longueur L et largeur W du canal; mobilité des porteurs dans le canal μ ; capacité de grille par unité de surface C_{ox}

- Transconductance $g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}$ en régime de saturation

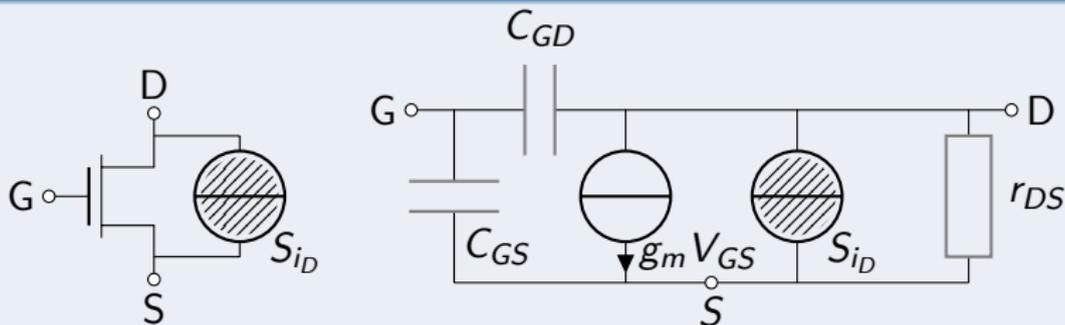
$$g_m \approx \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_{th}) = \sqrt{2I_D C_{ox} \mu \frac{W}{L}} \propto \sqrt{I_D}$$



Pour simplifier, on considère l'impédance d'entrée ∞ (capacités de grille) et l'impédance de sortie R_{DS} suffisamment grande pour être négligé.

Bruit dans les transistors MOS

Le transistor MOS



- Courant de bruit de sortie $S_{iD} = 4k_B T \frac{2g_m}{3} + K \frac{I_D^{\alpha \approx 2}}{f \gamma \approx 1}$

- La résistance de canal d'un transistor MOS est égale à $\frac{1}{g_m}$ en régime ohmique. En régime de saturation, on applique un facteur empirique de réduction = $\frac{2}{3}$

- Le bruit en 1/f est produit à l'interface entre le canal et l'isolant (SiO_2); il est donc représenté comme un bruit de sortie (attention aux comparaisons avec le K du bipolaire).

En régime de saturation $\frac{1}{r_{DS}} = \lambda \frac{\mu_{Cn}}{2} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \approx \lambda I_{DS}$ avec $\lambda = \frac{1}{L V_E}$ et V_E la tension d'Early du transistor.

On ajoute aussi les capacités de grille C_{GS} avec le substrat et C_{GD} avec le drain.

On peut aussi ajouter les résistances d'accès et leur bruit thermique associé.

$$\text{Ⓢ Tension ramenée en entrée } S_{V_G} = \frac{S_{iD}}{\frac{2}{g_m}} = \frac{8}{3} \frac{k_B T}{g_m} + \underbrace{\frac{K}{g_m}}_{K'} \frac{I_D^{\alpha}}{f \gamma}$$

Bruit de grenaille dans les transistors MOS ? (et FET en général)

Un électron a une probabilité non nulle de passer de la source au drain pour une tension de grille supérieure à la tension de seuil.

- S'il "n'a pas de chance" il se recombine avec une impureté à la surface du canal ou subit les vibrations du réseau.
- S'il "a de la chance" il parvient quand même au drain mais avec un temps de transit rendu aléatoire par les collisions qu'il a subi.

Cependant, son arrivée sur le drain, se traduit par une "impulsion de courant" caractéristique du bruit de grenaille

Plus la finesse de gravure des technologies MOS augmente, plus on est en mesure de "voir" des porteurs de charge traverser un canal de MOS pincé avec très peu (voire pas) d'interaction. Le bruit de canal devient alors un bruit de Grenaille en $2qI$.

"Shot noise and thermal noise have long been considered the results of two distinct mechanisms, but they aren't"

Cf. *White Noise in MOS Transistors and Resistors* - R. Sarpeshkar, T. Delbruck, C. Mead



Plan : Bruit dans les composants actifs - Transistor

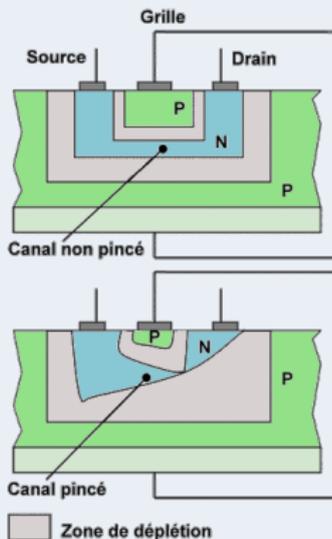
Le transistor JFET

Rq: on utilise comme exemple le transistor JFET, canal N



Principe de fonctionnement du transistor JFET

Le transistor JFET (*Junction Field Effect Transistor*) $\begin{matrix} D \\ | \\ G \\ | \\ S \end{matrix}$



JFET à canal N non-polarisé et polarisé ($V_{DS} > 0$, $V_{GS} < 0$). *Junction Field Effect Transistor* - wikipedia

- Le JFET est un transistor à effet de champ, comme le MOS, mais dont la grille est directement (diode) en contact avec le canal.
- La polarisation en inverse des jonctions augmente la zone de déplétion jusqu'au pincement du canal de conduction.

Caractéristiques d'un transistor JFET

- Caractéristique $I_D(V_{GS})$ en régime de saturation

$$I_D = I_{D_{SS}} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{th}} \right]^2 = \beta (V_{GS} - V_{th})^2$$

$I_{D_{SS}} = \beta V_{th}^2$, $\beta = \beta_0(1 + \lambda V_{DS})$ avec β_0 la valeur de β pour $V_{DS} = 0$.

- Transconductance $g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}}$ en régime de saturation

$$g_m = \frac{-2}{V_T} \sqrt{I_D I_{D_{SS}}} = 2\sqrt{\beta I_D}$$

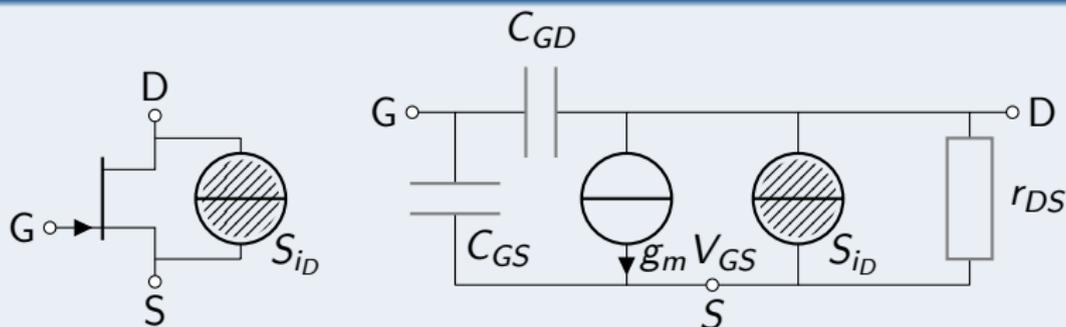
On considère l'impédance d'entrée ∞ (diode en inverse) et l'impédance de sortie R_{DS} suffisamment grande pour être négligé.



Bruit dans les transistors JFET

La diode grille-canal étant polarisée en inverse, le courant de grille peut être négligé ainsi que le bruit de grenaille qui lui est associé: on se retrouve ainsi avec le même schéma que pour le MOS.

Le transistor JFET



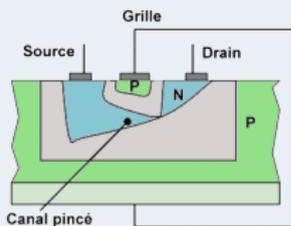
- Courant de bruit de sortie $S_{iD} = 4k_B T \frac{2g_m}{3} + K \frac{I_D^2}{f}$

$$\text{⌘} \text{ Tension ramenée en entrée } S_{vG} = \frac{S_{iD}}{g_m} = \frac{8}{3} \frac{k_B T}{g_m} + \frac{K}{g_m} \frac{I_D^2}{f}$$

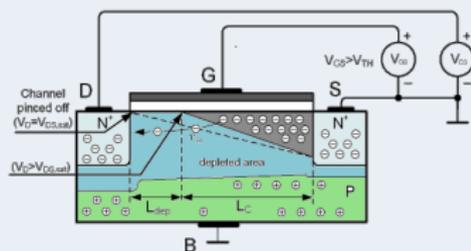
Bruit en $1/f$ dans les transistors JFET

Les transistors JFET, sont très utilisés pour les applications bas bruit basse fréquence car ils sont parmi les composant actifs ayant le moins de bruit basse fréquence.

Canal de conduction JFET vs MOS



JFET : canal en volume entre 2 ZCE



MOS : canal sous l'oxyde de grille

Contrairement au transistor MOS qui souffre de Génération-Recombinaison à l'interface entre le canal et l'oxyde de grille, le JFET module son canal de conduction à l'intérieur du substrat avec pour seule interface, les ZCE des diodes grille-canal.

Bipolaire vs MOS vs JFET

| Caractéristiques | Bipolaire | MOS | JFET |
|------------------|---------------------|---------------|--------------|
| G_m/I | Grand | Moyen | Moyen |
| Conduction | Volume (interfaces) | Surface | Volume |
| Fréquence | Haute | Moyenne | Basse |
| e_n blanc | Bon | Moyen | Moyen |
| i_n blanc | Mauvais | Très bon | Très bon |
| Bruit 1/f | Moyen | Mauvais | Bon |
| Z_{IN} | Faible | Bon | Bon (moyen) |
| ESD | Peu sensible | Très sensible | Peu sensible |

Z_{IN} : Impédance d'entrée

ESD : *Electro-Static Discharge*

- MAXXIM APPLICATION NOTE 3642 - Choosing a Low-Noise Amplifier

| INPUT STAGE | VOLTAGE NOISE | CURRENT NOISE | INPUT BIAS CURRENT |
|----------------------|---------------------------|---------------------------|--------------------|
| Bipolar ¹ | 1.8nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | 1.2pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | 80nA |
| JFET | >10nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | 0.5fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | >1pA |
| CMOS ² | 4.5nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | 0.5fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ | 1pA |

Typical noise specifications for amplifier designs maxim-ic.com

