

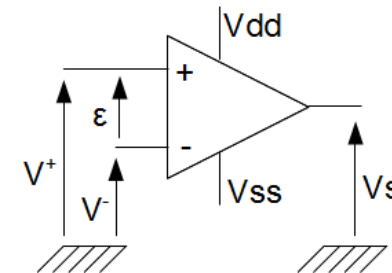
Electronique du signal : filtrage (15)

L'amplificateur opérationnel : quelques notions de base

Que l'on souhaite réaliser un amplificateur ou un filtre adapté en tension, le composant clé est l'amplificateur opérationnel (AOP) qui est maintenant d'un emploi incontournable.

Un AOP est un circuit intégré disposant au minimum de 5 broches :

- Deux pour l'alimentation (V_{dd} et V_{ss})
- Deux entrées (V^+ et V^-)
- Une sortie (V_s)



Certains AOP disposent de plus de certaines broches annexes dédiées par exemple à la compensation de la tension de décalage d'entrée ou encore à l'activation d'un mode de mise en veille.

Un AOP n'est rien d'autre qu'un amplificateur de tension différentiel qui amplifie avec un gain le plus élevé possible la tension d'entrée $\epsilon = V^+ - V^-$.

Un AOP est toujours utilisé avec une boucle de contre-réaction en faisant en sorte de ne jamais atteindre (ou du moins éviter) le régime de saturation.

A propos des montages dits en boucle ouverte ... Quand on a besoin d'un comparateur, on utilise un comparateur !!!!

Electronique du signal : l'AOP (1)

Un peu d'histoire ...

On doit le terme "amplificateur opérationnel" (AOP) à John R. Ragazzini en 1947. A cette date, les AOP étaient principalement utilisés au sein des calculateurs analogiques et étaient réalisés à l'aide de tubes électroniques (triodes, pentodes ...).



*John R. Ragazzini
(1912-1988)*

AOP K2-W commercialisé dès 1953

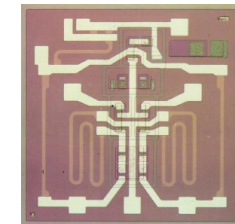


Le premier AOP fabriqué en grande quantité fut le μ A709 conçu par Bob Widlar en 1965 et commercialisé par la société Fairchild. En 1968, le μ A709 fut remplacé par le célèbre μ A741 qui offrait de meilleures performances tout en étant plus simple à mettre en œuvre (capacité Miller intégrée).

*Bob Widlar
(1937-1991)*



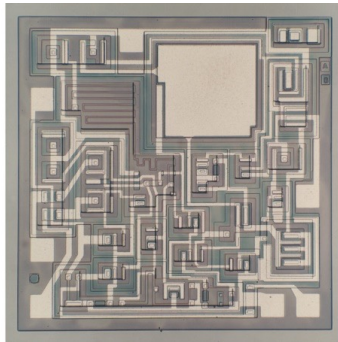
- 1963 : μ A702 (de 150 à 350 \$)
- 1965 : μ A709 (70 \$ en 1965, 5 \$ en 1967)
- 1969 : Le prix moyen d'un AOP est de 2\$



*μ A709 (12 transistors,
5 résistances)*

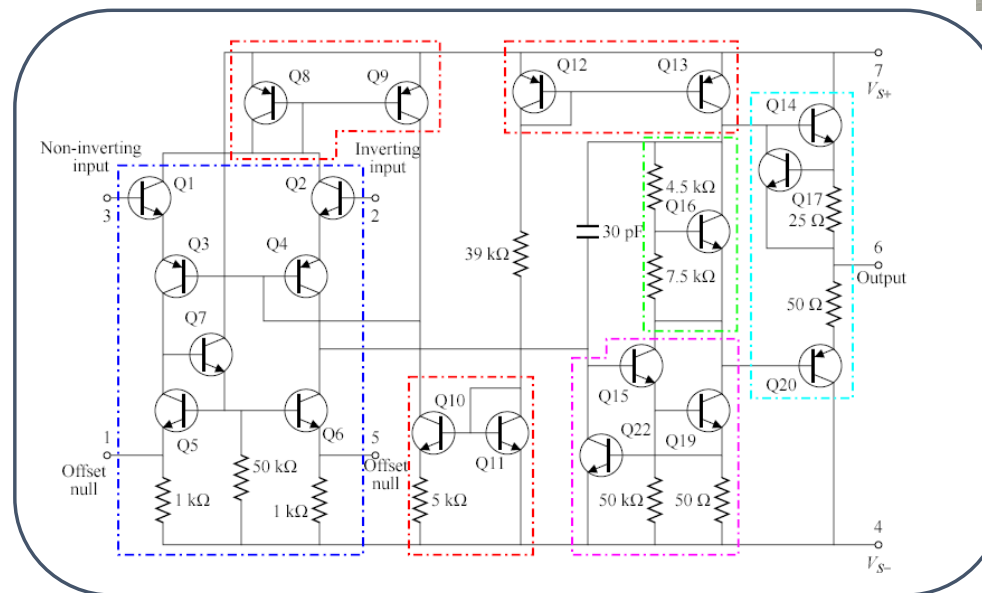
Electronique du signal : l'AOP (2)

Fort du succès du $\mu A741$, plusieurs fabricants produisent des versions améliorées de ce composant toutes reconnaissables grâce au "741" présent dans leur dénomination ($\mu A741$, LM741 ...). Certaines de ces versions sont basées sur des JFET (fin des années 1970), ou sur des MOSFET (début des années 1980).



$\mu A741$ (24 transistors, une dizaine de résistances et une capacité)

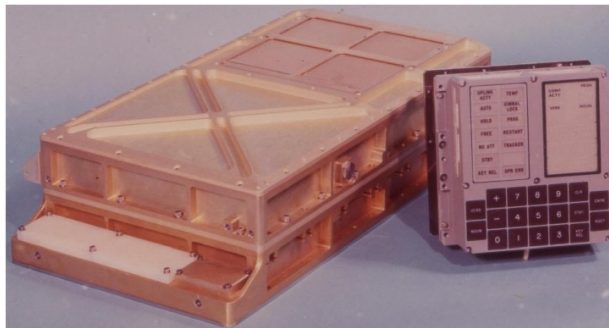
Schéma interne typique d'un AOP de type 741



Electronique du signal : l'AOP (3)

En 1969, bien que l'AOP était alors d'un usage courant et bon marché, ce composant ne fut pas retenu lors de la conception de l'électronique embarquée dans le cadre des missions Apollo malgré tous les avantages qui en découlaient !!! Ce composant était trop "jeune" et pas encore assez éprouvé pour la NASA ...

Toute l'électronique fut donc réalisée à base de composants discrets (transistors) sauf dans le cas du LGC (*Lunar excursion module Guidance Computer*) où furent utilisés des circuits intégrés numériques (12300 portes NOR). Ainsi, au début du programme, le MIT, chargé de la conception et de la réalisation du LGC achète à cette époque 60 % de la production mondiale des circuits intégrés pour les besoins des ordinateurs des vaisseaux Apollo !!



*LGC : cadencé à 2 MHz, 72 Ko de ROM et 4 Ko de RAM ...
A titre de comparaison un PIC18F4550 a un peu moins de
mémoire (32 Ko de ROM et 2 Ko de RAM) mais est
cadencé à 48 MHz !! Vous, vous avez essayer de suivre
une ligne blanche ... Eux se sont posés sur la Lune !!!*



Saturn V au décollage



L'équipage d'Apollo XI

Electronique du signal : l'AOP (4)

Paramètres importants de l'AOP (à notre niveau ...)

Electrical Characteristics

TL081 : AOP à entrées JFET

$V_{CC\pm} = \pm 15 \text{ V}$ (unless otherwise noted)

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | $T_A^{(1)}$ | TL081C TL082C TL084C | | | UNIT |
|--|--|-------------|----------------------------|------------|-----|------|
| | | | MIN | TYP | MAX | |
| V_{IO} Input offset voltage | $V_O = 0, R_S = 50 \Omega$ | 25°C | | 3 | 15 | mV |
| | | Full range | | | 20 | |
| I_{IO} Input offset current ⁽²⁾ | $V_O = 0$ | 25°C | | 5 | 200 | pA |
| | | Full range | | | 2 | nA |
| I_{IB} Input bias current ⁽²⁾ | $V_O = 0$ | 25°C | | 30 | 400 | pA |
| | | Full range | | | 10 | nA |
| V_{OM} Maximum peak output voltage swing | $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ | 25°C | ± 12 | ± 13.5 | | V |
| | $R_L \geq 10 \text{ k}\Omega$ | Full range | ± 12 | | | |
| | $R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | | ± 10 | ± 12 | | |
| A_{VD} Large-signal differential voltage amplification | $V_O = \pm 10 \text{ V}, R_L \geq 2 \text{ k}\Omega$ | 25°C | | 25 | 200 | V/mV |
| | | Full range | | 15 | | |
| B_1 Unity-gain bandwidth | | 25°C | | 3 | | MHz |
| CMRR Common-mode rejection ratio | $V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50 \Omega$ | 25°C | 70 | 86 | | dB |

← Tension de décalage dite d'offset V_{off}

← Courant d'entrée : $I^+ = I^- = 0$ c'est pas vraiment vrai ...

← Dynamique de la sortie : tensions de déchet

← Gain en boucle ouverte A_0 : $200 \text{ V/mV} = 106 \text{ dB} !!$

← Produit gain bande GBW

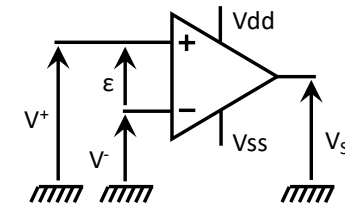
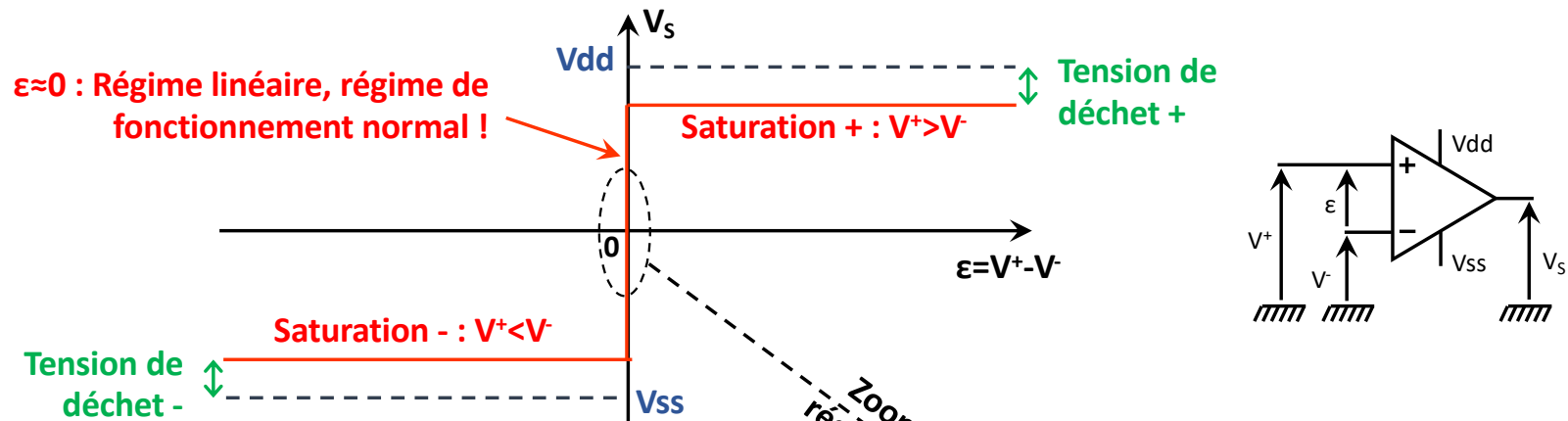
| PARAMETER | MIN | TYP | MAX | UNIT |
|--------------------------------------|------------------|-------|-----|------------------------|
| SR Slew rate at unity gain | 8 ⁽¹⁾ | 13 | | V/ μ s |
| | 5 ⁽¹⁾ | | | |
| t_r Rise-time | | 0.05 | | μ s |
| overshoot factor | | 20 | | % |
| V_n Equivalent input noise voltage | | 18 | | nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| | | 4 | | μ V |
| I_n Equivalent input noise current | | 0.01 | | pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$ |
| THD Total harmonic distortion | | 0.003 | | % |

← Vitesse de transition max de la sortie S

← Bruit en entrée ... L'AOP contribue à la dégradation du signal ...

Electronique du signal : l'AOP (5)

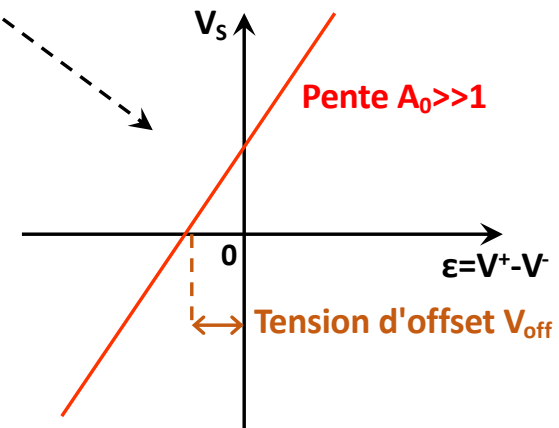
Gain en boucle ouverte, tension de déchet, tension d'offset



- En saturation, on n'atteint pas les rails d'alimentation ... Sauf si architecture rail-to-rail !

- En régime linéaire, la différence de tension $V^+ - V^-$ est en fait amplifiée par un gain A_0 très grand !

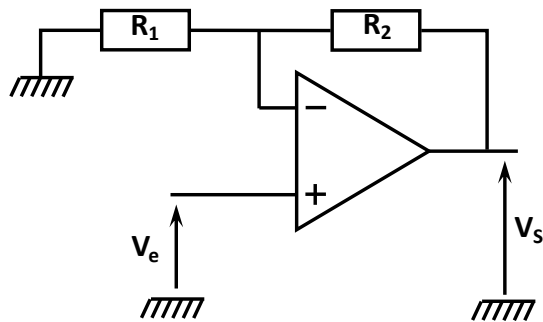
- $V_s = 0$ n'est pas atteint pour $V^+ - V^- = 0$: présence d'une tension d'offset ($\sim qq \mu V$ à $qq mV$)



Electronique du signal : l'AOP (6)

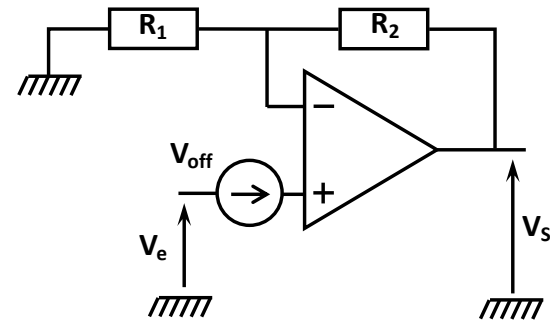
Conséquence de la tension d'offset

Prenons un amplificateur non inverseur de gain 100 V/V ($R_2=99.R_1$) :



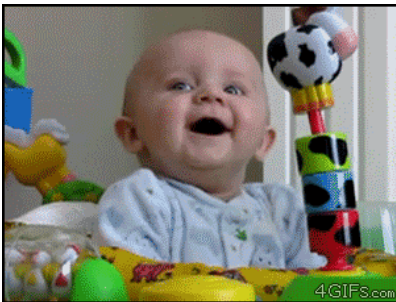
$$V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_e = 100 \cdot V_e$$

Modélisation de la tension d'offset V_{off}



$$V_s = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (V_e + V_{off}) = 100 \cdot (V_e + V_{off})$$

Pour un TL081, la tension d'offset est au maximum égale à 15 mV ... Dans ce cas, même quand la tension d'entrée est nulle ($V_e=0$), la tension de sortie V_s serait égale à :



$$V_s = V_{off} \cdot 100 = 1,5 \text{ V} !!!$$

Pas réjouissant non ? Surtout en instrumentation !!

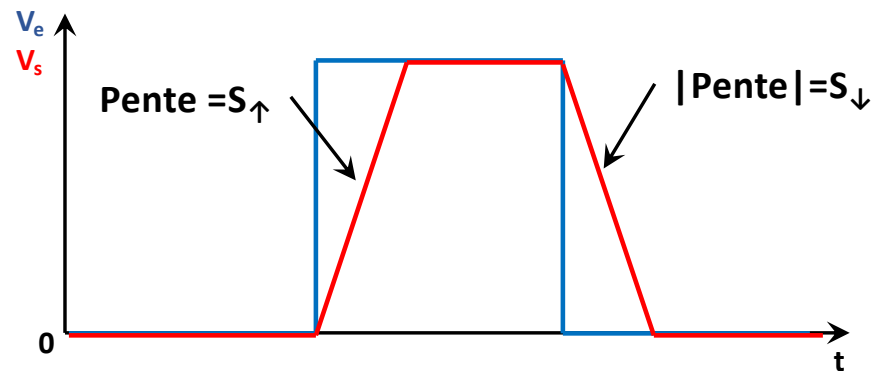
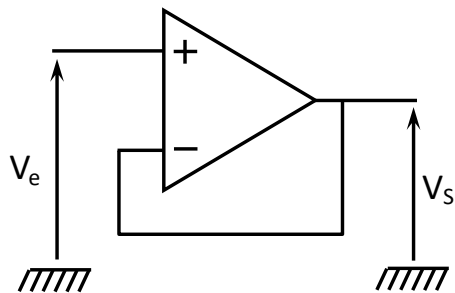
Les solutions ? Utiliser des AOP d'instrumentation à faible tension d'offset (AOP ajustés ou triés et donc chers) ou une architecture à capacités commutées (complexe) ...

Electronique du signal : l'AOP (7)

Vitesse de transition max : slew-rate

To slew : (v.) déraper

Slew-rate : (n.) vitesse de balayage



Généralement, l'étage de sortie est conçu afin que le slew-rate (exprimé en V/μs ou en kV/μs pour les AOP rapides) à l'état montant et descendant soit de même valeur :

$$S_{\uparrow} \approx S_{\downarrow} = S = \left| \frac{\partial V_s}{\partial t} \right|_{\max}$$

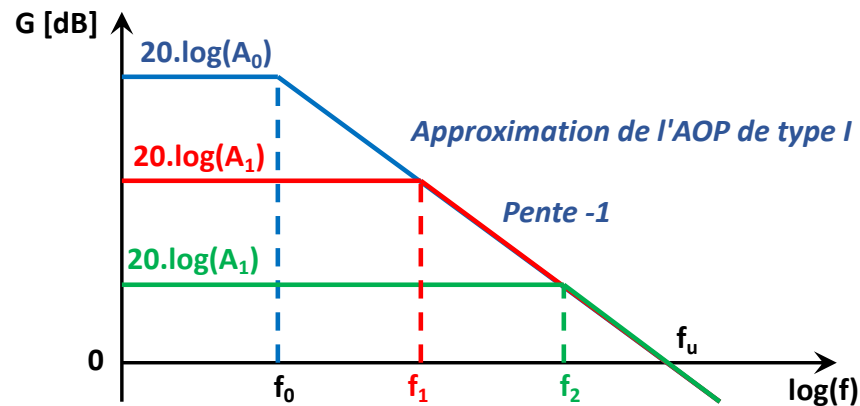
On peut montrer que, dans le cas d'un signal de sortie harmonique d'amplitude A, la fréquence maximale avant distorsion est telle que (ici, pour l'AN, n'oubliez pas d'exprimer S en V/s ...):

$$f_{\max} = \frac{S}{2\pi \cdot A}$$

Pour un TL081 ($S=13 \text{ V}/\mu\text{s}$) et une amplitude de sortie égale à 10V : $f_{\max} \approx 207 \text{ kHz}$!!

Electronique du signal : l'AOP (8)

Produit gain bande (GBW)



$$A_1 \cdot f_1 = A_2 \cdot f_2 = A_0 \cdot f_0 = \text{cste} = \text{GBW}$$

$$\text{GBW} = f_u$$

Le produit gain bande d'un amplificateur est égal au produit gain bande (GBW) de l'AOP utilisé !!

Si on veut du gain, il faut faire des concessions sur la fréquence de coupure à -3 dB et inversement (si on veut être rapide, il faut limiter le gain) ...

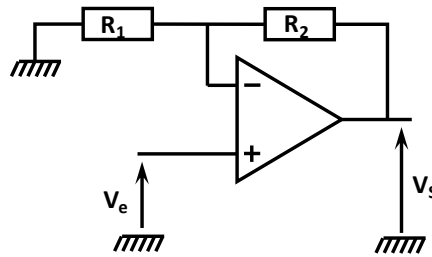
**Ceci est la traduction "électronique" de l'adage :
"On ne peut pas avoir le beurre et l'argent du beurre !"**



Electronique du signal : l'AOP (9)

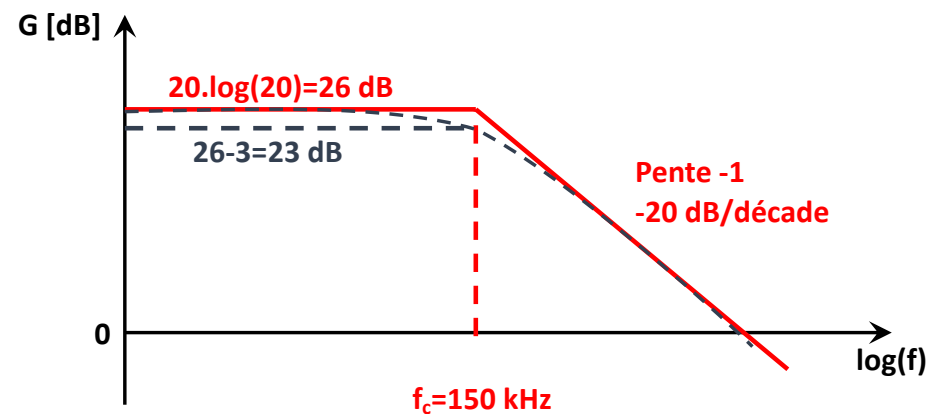
Produit gain bande : exemple

Soit un AOP de type TL081 (GBW=3 MHz) utilisé en amplificateur non inverseur ... Quelle sera la fréquence de coupure f_c de cet amplificateur si son gain est fixé à 20 V/V ($R_2=20 \cdot R_1$) ?



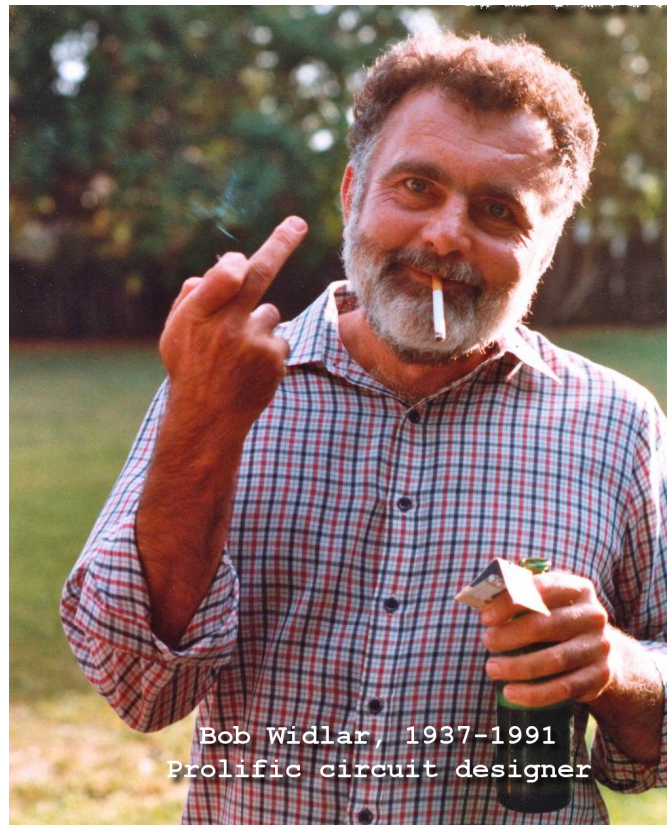
Appliquons le principe comme quoi le produit gain bande est constant :

$$A \cdot f_c = \text{GBW} \quad \Rightarrow \quad f_c = \frac{\text{GBW}}{A} = \frac{3 \cdot 10^6}{20} = 150 \text{ kHz}$$



Electronique du signal : l'AOP (10)

Laissons Bob conclure ...



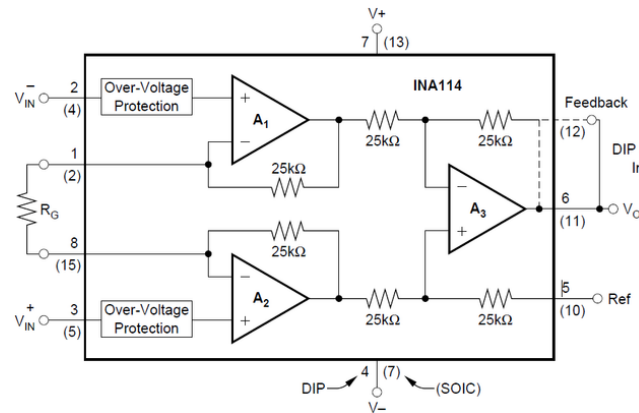
***Bob est mort d'une attaque cardiaque en 1991 alors qu'il faisait un jogging ... Pratique prescrite par son médecin ...
Comme disait Winston Churchill (amateur de cigares et de whisky mort à plus de 90 ans) : My secret ? No sport !***

Electronique du signal : amplification (19)

Digression sur les quadripôles à entrée et/ou sortie différentielle

Certains quadripôles (comme la majorité des amplificateurs d'instrumentation) possèdent une entrée différentielle : la tension d'entrée n'est pas référencée par rapport à la masse !

Amplificateur
d'instrumentation
INA114



R_e infinie (entre V_{in}^+ et V_{in}^-)

$R_s \approx 0$

$A = 1 + 50k/R_G$ (gain ajustable via R_G)

D'autres possèdent non pas une entrée mais une sortie différentielle : cela permet une grande immunité vis-à-vis des perturbations (bruit) en mode commun et notamment à (très) hautes fréquences !