

<b>Chapitre 3</b>	<b>Les circuits analogiques de base à technologie MOS</b>	<b>3</b>
3.1	<i>Miroir de courant</i>	3
3.1.1	Caractéristiques	3
3.1.2	Équations du Miroir de courant	4
3.1.3	Type de miroirs de courant	5
3.1.3.1	Source de Wilson à MOS	5
3.1.3.2	La source de courant cascode	6
3.1.3.2.1	Montage cascode amélioré	7
3.2	<i>Circuits à décalage</i>	8
3.2.1	Introduction	8
3.2.2	Structure d'un registre à décalage	8
3.2.2.1	Registre à décalage à chargement série	8
3.2.2.2	Registre à décalage à chargement parallèle	9
3.3	<i>Les amplificateurs à base de transistor MOS</i>	11
a)	<i>Transconductance et paramètres physiques du MOSFET</i>	11
b)	<i>gain en tension</i>	13
3.3.1	Les montages amplificateurs de base	14
3.3.1.1	Concepts généraux des amplificateurs à un étage	14
3.3.2	Effet des résistances de source et de charge	17
3.3.3	Amplificateur Source commune (émetteur commun en bipolaire)	18
3.3.4	Amplificateur grille commune (base commune en bipolaire)	20
3.3.5	Amplificateur drain commun (collecteur commun en bipolaire)	22
3.4	<i>Les amplificateurs différentiels à transistors MOS</i>	25
3.4.1	Réponse en fréquence	28
3.4.2	Amplificateur différentiel alimenté par un miroir de courant	31
3.5	<i>Amplificateur opérationnel</i>	33
a)	Caractéristiques des amplificateurs opérationnels	33
b)	Caractéristiques d'amplificateurs d'usage courant	33
c)	Modélisation d'un amplificateur opérationnel	34
d)	Saturation des amplificateurs opérationnels	34
3.5.1	Amplificateur opérationnel et contre-réaction	34
a)	Contre-réaction en tension	34
b)	Contre-réaction en courant	35
3.5.2	Fonctionnement des amplificateurs opérationnels	35
3.5.2.1	L'amplificateur opérationnel idéal	35
3.5.2.2	L'amplificateur opérationnel réel	36
3.5.3	Utilisation de l'entrée non inverseuse	37
3.5.3.1	Multiplicateur	37
3.5.3.2	Circuit suiveur	38
3.5.4	Utilisation de l'entrée inverseuse	38
3.5.4.1	Multiplicateur	38
3.5.4.2	Sommateur	38
3.5.4.3	Intégrateur idéal	39
3.5.4.4	Dérivateur idéal	39
3.5.4.5	Convertisseur tension-courant	39
3.5.4.6	Convertisseur courant-tension	40
3.5.4.7	Amplificateur différentiel	40
3.5.5	L'amplificateur opérationnel en régime de saturation	40

3.5.5.1	Comparateur simple .....	40
3.5.5.2	Comparateur à hystérésis ou trigger <sup>3</sup> de Schmitt.....	41
3.5.6	Multivibrateur astable.....	42
3.5.7	Simulation d'impédances .....	43
a)	Résistance négative .....	43
b)	Simulateur d'inductance .....	43
3.5.8	Multiplicateur de capacité.....	43

## Chapitre 3      Les circuits analogiques de base à technologie MOS

### 3.1 Miroir de courant

Un miroir de courant est un circuit électronique conçu pour copier un courant traversant un dispositif actif, par le contrôle du courant dans un autre dispositif actif, de façon à maintenir le courant de sortie constant, quelle que soit la charge. Le courant « copié » peut-être un courant variable dans le temps. Conceptuellement, un miroir de courant idéal est simplement un amplificateur inverseur de courant ou une source de courant contrôlée.

Le miroir de courant est utilisé pour fournir des courants de polarisation et des charges actives dans certains circuits. La topologie décrite dans le schéma ci-contre est très fréquente dans de nombreux circuits intégrés, tels les amplificateurs opérationnels.

#### 3.1.1 Caractéristiques

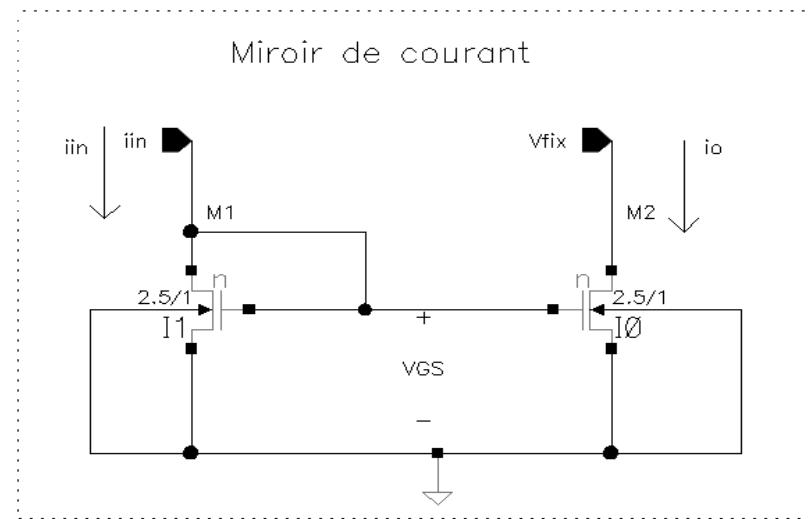
Il y a trois spécifications principales qui caractérisent un miroir de courant.

La première est le taux de transfert en courant — *Current Transfer Ratio* (CTR) en anglais — (dans le cas d'un amplificateur de courant) ou l'amplitude du courant de sortie (dans le cas d'une source de courant constant).

La deuxième est sa résistance de sortie, qui détermine la variation du courant de sortie en fonction de la tension appliquée aux bornes du miroir.

La troisième est la tension minimale aux bornes de la sortie du miroir nécessaire pour le faire fonctionner correctement. Cette tension minimale est dictée par la nécessité de maintenir le fonctionnement du transistor de sortie en mode linéaire. Il y a également un certain nombre de caractéristiques secondaires, telle la stabilité en fonction de la température. Un des blocs analogiques les plus utilisés est le miroir de courant, il utilise le principe suivant : si les potentiels grille-source de deux transistors MOS sont identiques, les courants de canal doivent être égaux dans la région de saturation. La figure ci-dessous présente l'implémentation d'un miroir de courant canal N.

Le courant  $i_{in}$  est une source de courant d'entrée et  $i_o$  est le courant de sortie, appelé aussi l'image de  $i_{in}$ . Nous pouvons déduire des équations du transistor MOS que le courant image a une valeur très proche de celle du courant d'entrée, dans le cas où les deux transistors sont identiques. Nous pouvons aussi vérifier le rapport des dimensions de deux transistors détermine la magnitude du courant de sortie.



## Le miroir de courant canal N

### 3.1.2 Équations du Miroir de courant

Le transistor M1 est en saturation :  $V_{DS1} = V_{GS1}$ , supposons que  $V_{DS2} \geq V_{GS} - V_{T2}$

$V_{DS2}$  est plus grand que  $V_{T2}$ . Cette affirmation permet l'utilisation des équations du transistor MOS dans la région de saturation. Dans le cas général, le rapport  $i_o/i_{in}$  est donné par ( $i_{in}$  est représenté par  $i_I$ ):

$$\frac{i_0}{i_1} = \left( \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left( \frac{V_{GS} - V_{T2}}{V_{GS} - V_{T1}} \right)^2 \left( \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right) \left( \frac{\mu_{02} C_{ox2}}{\mu_{01} C_{ox1}} \right)$$

$\lambda$  = paramètre concernant la modulation de la longueur de canal (volts<sup>-1</sup>) dans la région de saturation.

L = longueur effective du canal (cm), W= largeur effective du canal (cm)

$\mu_o$  = mobilité en surface (cm<sup>2</sup>/volts.sec)

$C_{ox}$  = capacité par unité de surface de l'oxyde de grille ( $F/cm^2$ ) ;  $C_{ox}$  est donné par l'équation suivante :

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{0x}}{t_0} \quad \text{où} \quad \epsilon_0 = 3,45 \times 10^{-13} \text{ F/cm}$$

$t_0$  est l'épaisseur de l'oxyde de grille (cm)

Les composants d'un miroir de courant sont processés dans le même circuit intégré, les paramètres physiques tels que  $V_t$ ,  $\mu_0$ ,  $C_{ox}$ , ... sont identiques pour les deux transistors.

$$\frac{i_0}{i_1} = \left( \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right) \left( \frac{1 + \lambda V_{DS2}}{1 + \lambda V_{DS1}} \right)$$

Nous pouvons donc simplifier l'équation p :

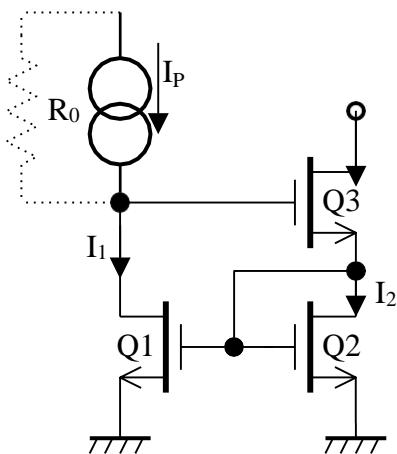
$$\frac{i_0}{i_1} = \left( \frac{L_1 W_2}{W_1 L_2} \right)$$

Si  $V_{DS2} = V_{DS1}$ , le rapport  $i_0/i_1$  devient :

Par conséquent, le rapport  $i_0/i_1$  est une fonction des dimensions des deux transistors.

### 3.1.3 Type de miroirs de courant

#### 3.1.3.1 Source de Wilson à MOS



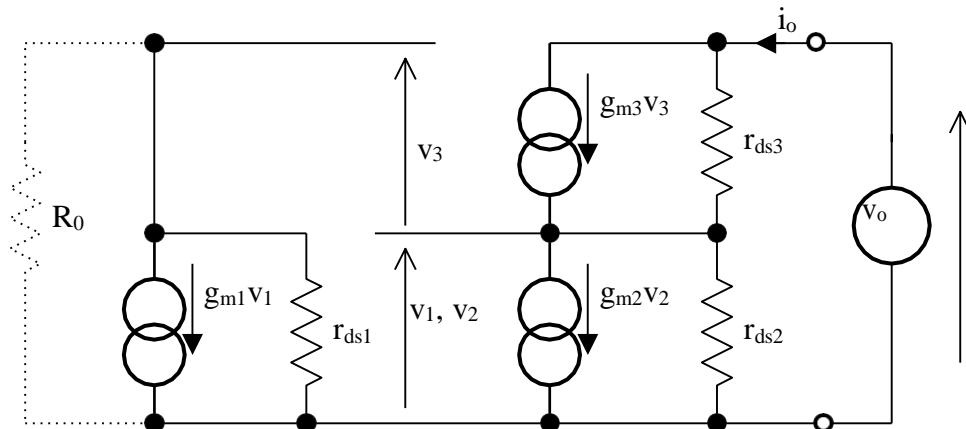
$$I_1 = I_P$$

$$I_2 = I_1$$

$$I_3 = I_P$$

Si tous les transistors sont identiques

Calcul de la résistance équivalente de source à partir du schéma équivalent ci-dessous :



Calcul de  $R_{eq1}$  : soit  $r_{eq1} = R_0 // r_{ds1}$

$$i_0 = \frac{V_0 - V_1}{r_{ds3}} + g_3 V_3 \quad (1) \quad \frac{V_1}{r_{ds3}} = g_2 V_2 \quad (2) \text{ et } \quad V_3 + V_1 = - r_{eq1} g_1 V_1 \quad (3)$$

$$(3) \text{ et } (1) \Rightarrow i_0 = \frac{V_0 - V_1}{r_{ds3}} + g_3 V_1 (- g_1 r_{eq1} - 1) \Rightarrow \frac{V_0}{r_{ds3}} - \frac{V_1}{r_{ds3}} + g_3 V_1 (- g_1 r_{eq1} - 1)$$

$$v_o = v_1 \left[ \frac{r_{ds3}}{r_{ds2}} + g_2 r_{ds3} + 1 - g_3 r_{ds3} (-g_1 r_{eq1} - 1) \right] \quad (5)$$

$$v_o = r_{ds3} + g_2 r_{ds3} r_{ds2} + r_{ds2} - g_3 r_{ds3} r_{ds2} (-g_1 r_{eq1} - 1)$$

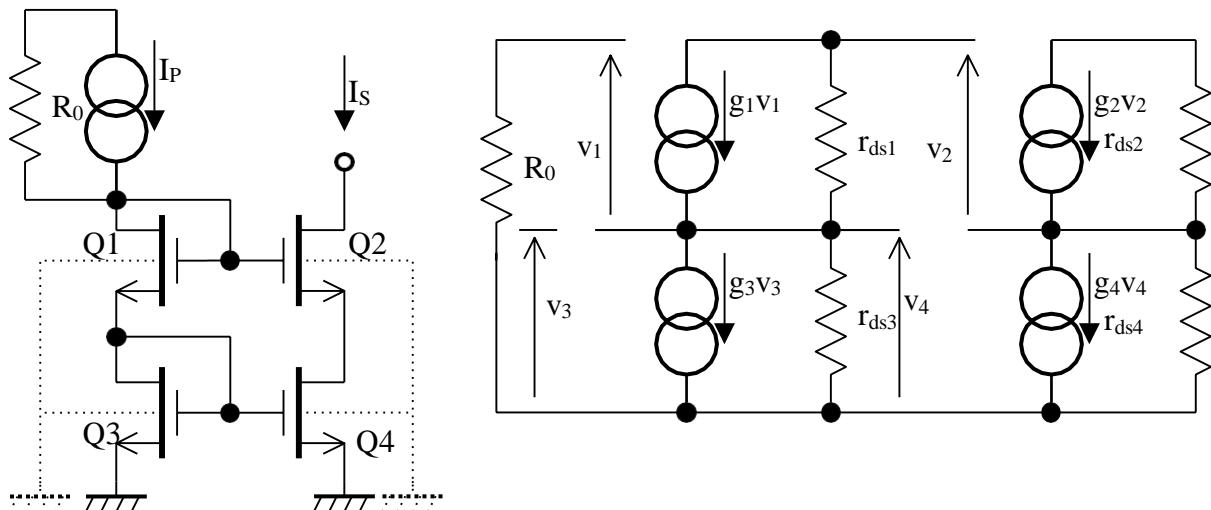
$$(5) \text{ et } (2) \Rightarrow \frac{v_o}{i_o} = \frac{1 + g_2 r_{ds2}}{1 + g_2 r_{ds2}}$$

$$\frac{v_o}{i_o} = \frac{g_3}{r_{ds3} + g_3 r_{ds3} (g_1 r_{eq1} + 1)}$$

### Fonctionnement

Les transistors Q1, Q2 et Q3 sont connectés de manière à présenter une contre-réaction. Lorsque l'on applique un courant à l'entrée, le transistor Q3 conduit et une tension  $V_{GS1}$  apparaît aux bornes de Q1 et Q2. Lorsque l'on cherche à augmenter de façon externe le courant de sortie, la tension  $V_{GS1}$  augmente, ce qui a pour effet de baisser le potentiel de grille de Q3 qui conduit moins et stabilise ainsi le courant de sortie. Le calcul à l'aide du modèle décrit permet de montrer que l'impédance de sortie de cette source de courant est nettement plus élevée (facteur mille environ) que celle du simple miroir.

#### 3.1.3.2 La source de courant cascode



Calcul de l'impédance : Soit  $v_x$  la tension aux bornes de  $r_{ds4}$  :  $v_x = i_o r_{ds4} = -v_2$  (1)

$$v_o - v_x = r_{ds2} (i_o - g_2 v_2) = v_o + v_2 \quad (2)$$

$$g_2] = v_o - i_o r_{ds4} \quad v_o = i_o (r_{ds4} + r_{ds2} + r_{ds2} r_{ds4} g_2) \cong i_o r_{ds2} r_{ds4}$$

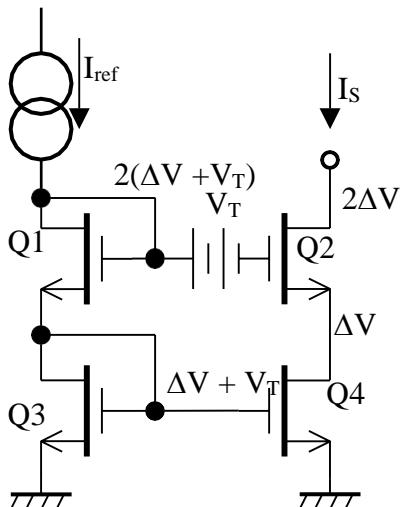
$$g_2 \Rightarrow r_{eq} = r_{ds2} r_{ds4} g_2$$

Fonctionnement

Le courant d'entrée est imposé, donc le potentiel de drain de T4 ne dépend que des tensions UGS1, UGS2 et UGS3. Comme ces tensions dépendent principalement du courant d'entrée, le potentiel de drain de T4 reste constant ainsi que le courant qui le traverse. Le calcul à l'aide du modèle décrit précédemment permet également de montrer que l'impédance de sortie de cette source de courant est nettement plus élevée (facteur mille environ) que celle du simple miroir.

**3.1.3.2.1 Montage cascode amélioré**

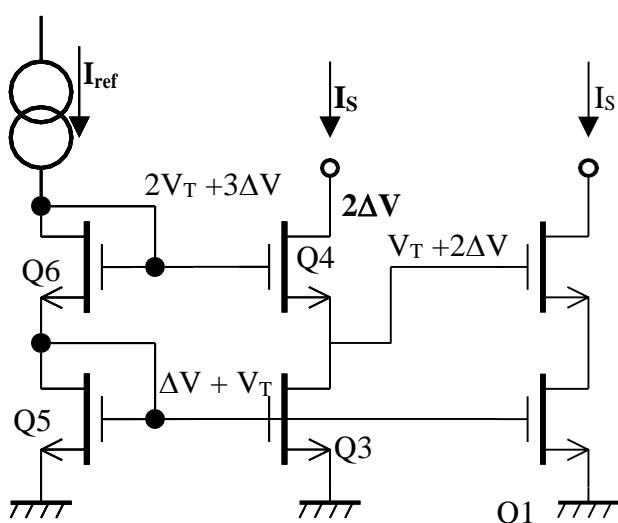
Le montage cascode réduit la dynamique car Q2 et Q4 sont en zone de saturation (pour I constant) et on perd bien plus que  $2 \cdot V_{DSsat}$  (tension de déchet). On cherche souvent à diminuer au maximum cette tension de déchet pour les montages utilisateurs « rail to rail ». En s'arrangeant pour que Q4 soit à la limite de la saturation, on diminue la tension de déchet.



$$\text{Soit } \Delta V = V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2 I_D}{\mu_n C_{ox} W/L}}$$

Ce montage donne un gain de  $V_T$  sur la tension de sortie par rapport à un cascode classique.

Un exemple de réalisation pratique est le montage suivant :



Pour avoir  $V_T + 2\Delta V$  sur la grille de Q2 il faut :

$2V_T + 3\Delta V$  sur la grille de Q4

$$I_{ref} = I_6 = K' (W/L)_6 (V_{GS6} - V_T)^2$$

$$I_{ref} = I_5 = K' (W/L)_5 (V_{GS5} - V_T)^2$$

$$\frac{2}{V} \text{ et } V_{GS6} = V_T + 2\Delta V$$

$$\Delta V_{GS5} = V_T + \Delta V$$

Q  
2

$$\Rightarrow K' (W/L)_6 4\Delta V^2 = K' (W/L)_5 \Delta V^2$$

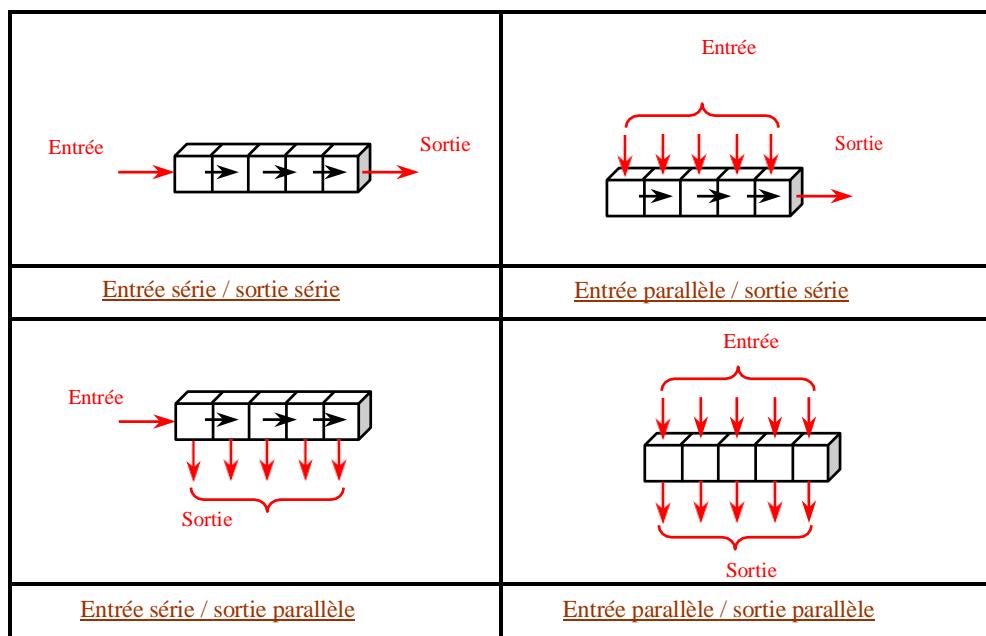
$$(W/L)_6 = 1/4(W/L)_5 \quad \text{et} \quad (W/L)_1 = (W/L)_2 (W/L)_3 = (W/L)_4$$

## 3.2 Circuits à décalage

### 3.2.1 Introduction

Un registre à décalage est un circuit séquentiel constitué d'un ensemble de  $N$  bascules, commandées par le même signal d'horloge, afin de stocker et de déplacer les données à  $N$  bits qu'il reçoit à ses entrées. La capacité d'un registre à stocker les données rend ce composant comme un élément de mémorisation important.

La propriété de décalage d'un registre permet le déplacement des données de l'entrée vers la sortie du registre de différentes manières. La figure ci-dessous illustre les différents déplacements des données dans un registre à décalage.



Déplacements des données dans les registres à décalage

### 3.2.2 Structure d'un registre à décalage

La structure du registre à décalage va dépendre de la façon dont on introduit les bits d'information, c'est à dire du chargement du registre. Ce chargement peut être sous forme série, c'est à dire les bits sont introduits les uns après les autres ou sous forme parallèle, c'est à dire simultanément.

#### 3.2.2.1 Registre à décalage à chargement série

Les bits d'information sont présentés bit après bit à l'entrée de la première bascule et se propagent à travers le registre à chaque impulsion d'horloge, pour sortir par la dernière bascule, c'est donc une sortie série.

L'applet représente un registre à décalage à 5 bits vers la droite (Shift Right) à chargement série. A chaque front montant de l'impulsion d'horloge, les sorties des bascules prennent la valeur de sortie qu'avait la bascule immédiatement à gauche avant l'application du front d'horloge.

L'applet montre sur un chronogramme, comment l'application d'une succession d'impulsion d'horloge déplace les données d'entrée de gauche à droite d'une bascule à une autre.

Un décalage à gauche peut être obtenu en changeant la connexion des sorties des bascules comme le montre [l'applet](#).

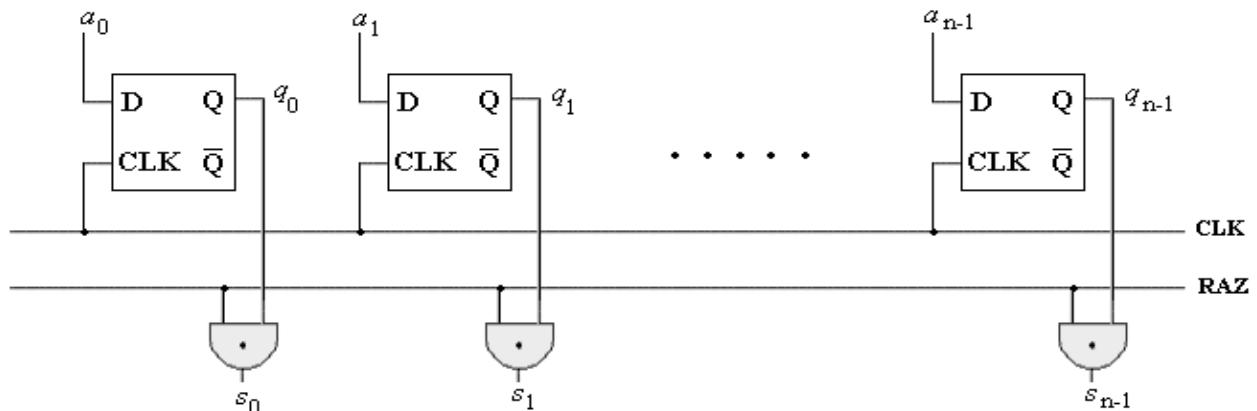
Dans certaines applications, il peut arriver que l'on ait besoin de décaler les données soit vers la gauche soit vers la droite, donc d'un décalage bidirectionnel. Pour réaliser cette fonction, il faut transmettre à chaque entrée de bascule soit la sortie de la bascule située à gauche ( $Q_{i-1}$ ) dans le cas d'un décalage à droite, soit la sortie située à droite ( $Q_{i+1}$ ) dans le cas d'un décalage à gauche. Pour cela, il faut disposer d'un multiplexeur 2 vers 1 commandé par un signal de commande noté SENS comme le montre [l'applet](#).

La récupération des données peut se faire d'une façon parallèle, il suffit pour cela que les sorties des différentes bascules du registre soient accessibles. La lecture du contenu du registre se fait d'une façon simultanée après que le registre soit rempli.

**REMARQUE:** Il est indispensable que les bascules du registre aient un temps de maintien  $t_H$  excessivement faible, au moins inférieur au retard de propagation  $t_{pd}$ . Heureusement les bascules modernes déclenchées par un signal d'horloge respectent cette exigence.

### 3.2.2.2 Registre à décalage à chargement parallèle

Voici un exemple de registre à  $n$  entrées parallèles ( $a_0, a_1, \dots, a_{n-1}$ ) et à  $n$  sorties parallèles ( $s_0, s_1, \dots, s_{n-1}$ ) construit avec des bascules de type D :



Examinons le fonctionnement de ce "registre parallèle à  $n$  bits"

La ligne CLK fournit le signal d'horloge, la ligne RAZ permet l'effacement de toutes les sorties  $s_k$  du registre, on dit qu'elle fournit le signal de validation :

- Lorsque  $RAZ = 0$  on a ( $s_0=0, s_1=0, \dots, s_{n-1}=0$ )
- Lorsque  $RAZ = 1$  on a ( $s_0=q_0, s_1=q_1, \dots, s_{n-1}=q_{n-1}$ )

Donc  $RAZ=0$  sert à effacer tous les bits de sortie du registre, dans le cas où  $RAZ=1$  qu'en est-il des sorties  $s_k$ . D'une manière générale nous avons par construction  $s_k = RAZ \cdot q_k$ :

- Tant que  $CLK = 0$  alors, comme  $RAZ=1$  nous avons  $s_k = q_k$  ( $q_k$  est l'état antérieur de la bascule). Dans ces conditions on dit que l'on "lit le contenu actuel du registre".
- Lorsque  $CLK = 1$  alors, tous les  $q_k$  basculent et chacun d'eux prend la nouvelle valeur de son entrée  $a_k$ . Comme  $RAZ=1$  nous avons toujours  $s_k = q_k$  ( $q_k$  est le nouvel état de la bascule). Dans ces conditions on dit que l'on vient de "charger le registre" avec une nouvelle valeur.

### 3.3 Les amplificateurs à base de transistor MOS

Considérons le schéma de la figure ci-dessous. La source du MOSFET est reliée à la masse et une résistance  $R_D$  relie le drain à la borne positive d'une source de tension  $V_{DD}$  de 20V (la borne négative est reliée à la masse). Le point de repos  $I_D$  est fixé à l'aide d'une source de polarisation  $V_{GS} = 5V$ . Un signal (triangulaire dans l'exemple) de 1V crête à crête est appliqué à la grille par l'intermédiaire d'un générateur de tension  $V_{gs}$ .

La figure, montre la construction graphique permettant d'obtenir la forme du signal de sortie à partir du réseau de caractéristiques du MOSFET.

La tension instantanée appliquée entre grille et source est :

$$V_{GS(t)} = V_{GS} + v_{gs}(t)$$


The diagram illustrates the vector addition of  $V_{GS}$  and  $v_{gs}(t)$  to form  $V_{GS(t)}$ . A horizontal line segment represents  $V_{GS}$ , with an arrow pointing from left to right. A second vector,  $v_{gs}(t)$ , is shown as a diagonal line segment originating from the tip of the first vector and pointing upwards and to the right. The resulting vector  $V_{GS(t)}$  is shown as a horizontal line segment originating from the tip of  $v_{gs}(t)$  and pointing to the right. The text 'point de repos statique' is positioned below the first vector, and 'signal' is positioned below the second vector.

A chaque instant le point de fonctionnement du MOSFET se situe sur la courbe caractéristique  $I_D - V_{DS}$  qui correspond à la valeur de  $V_{GS(t)}$  à cet instant.

Le point de fonctionnement sur la caractéristique est déterminé par les valeurs de la tension d'alimentation  $V_{DD}$  et de la résistance de Drain  $R_D$ .

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot I_D \quad \text{OU} \quad I_D = (V_{DD}/R_D - 1/R_D) \cdot V_{DS}$$

Cette équation linéaire peut-être représentée dans le plan  $I_D$  -  $V_{DS}$  par une droite de pente  $-1/R_D$  appelée droite de charge. Le point de fonctionnement instantané du MOSFET se situe toujours à l'intersection de la droite de charge et de la courbe caractéristique  $I_D$  -  $V_{DS}$  correspondant à la valeur instantanée de  $V_{GS}$ . En l'absence de signal d'entrée ( $V_{GS} = 0$ ), le point de fonctionnement du MOSFET est un point fixe appelé point de repos ou point de polarisation ou point de fonctionnement statique.

### a) Transconductance et paramètres physiques du MOSFET

En négligeant l'effet de modulation de longueur du canal, nous avons les équations :

$$I_D = K (V_{GS} - V_{th})^2 / V_{DS} = V_{DD} - RD I_D$$

En présence d'un signal d'entrée, nous avons :

$$V_{GS(t)} = V_{GS} + V_{gs}(t).$$

Le courant drain instantané s'écrit donc :

$$I_{D(t)} = K (V_{GS} + V_{gs}(t) - V_{th})^2$$

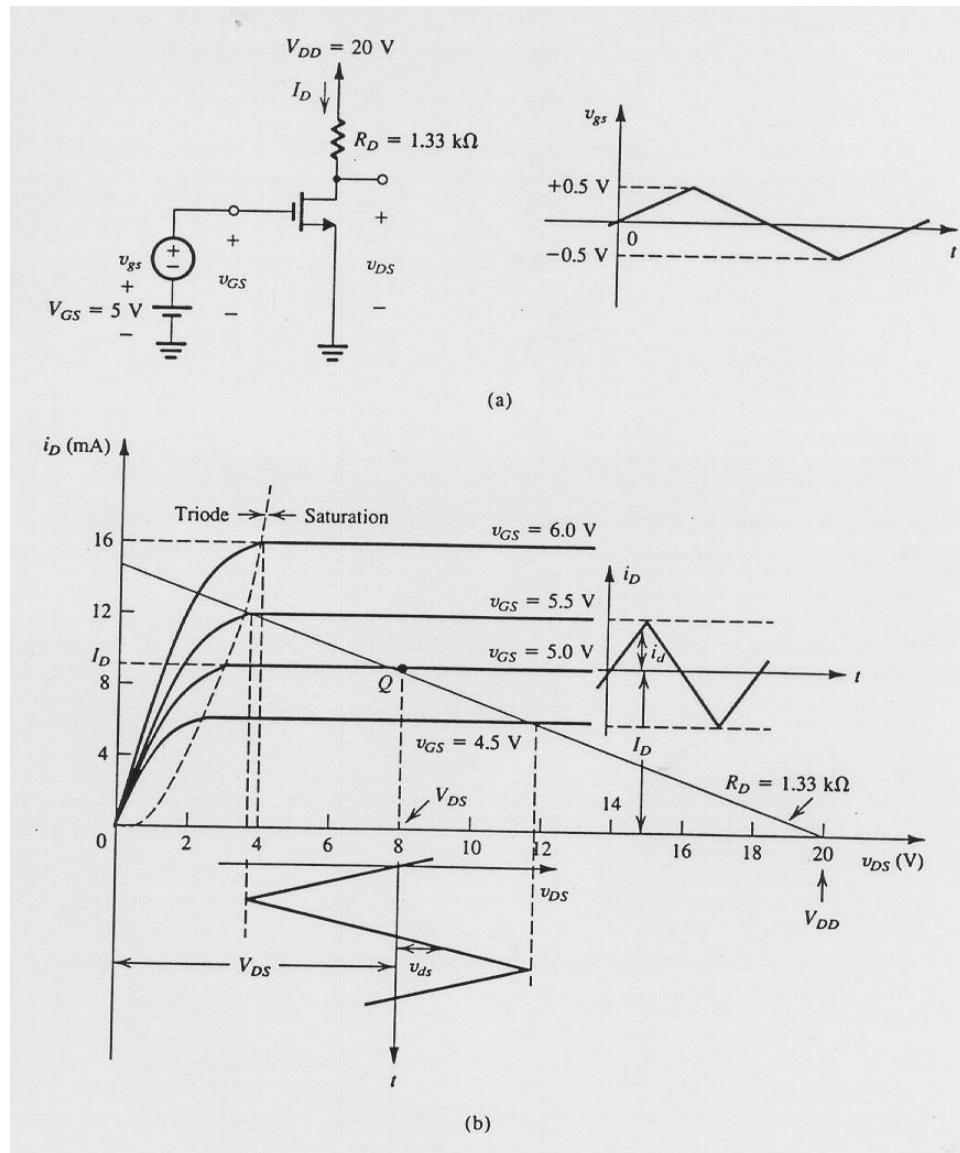
$$I_D(t) = K (V_{GS} - V_{th})^2 + 2K (V_{GS} - V_{th}) V_{GS}(t) + KV_{GS}^2(t)$$

Le premier terme est le courant de repos  $I_D$ :

Le second terme est proportionnel au signal d'entrée  $V_{gs}(t)$ .

Le dernier terme est une composante quadratique indésirable, cause de distorsion.

Il est donc important de le maintenir le plus faible possible.



### Analyse graphique de l'amplificateur à MOSFET

Ce qui peut-être obtenu en gardant  $V_{GS}(t) \ll 2(V_{GS} - V_{th})$ .

Dans ces conditions, que l'on nomme **fonctionnement petits signaux**, on peut négliger le terme quadratique :

$$I_{D(t)} \approx I_D + 2K(V_{GS} - V_{th})V_{GS}(t)$$

$$I_{D(t)} \approx I_D + id(t)$$

où  $id(t) = 2K(V_{GS} - V_{th})V_{GS}(t)$  représente la variation du courant drain en fonction du signal d'entrée.

La quantité  $g_m = id(t) / V_{GS}(t) = 2K(V_{GS} - V_{th})$  est appelée **transconductance**.

On remarquera que  $g_m$  est la pente de la courbe caractéristique  $ID = f(V_{GS})$  au point de repos :

$$g_m = \partial I_D / \partial V_{GS} \mid V_{GS} = V_{GS}$$

En remplaçant K par son expression en fonction des paramètres physiques du MOSFET:

$$K = \frac{1}{2} \mu_e C_{ox} \frac{W}{L}$$

Dans l'expression de la transconductance:

$$g_m = 2K (V_{GS} - V_{th})$$

En remplaçant à nouveau K par son expression, on trouve :

$$g_m = \mu_e C_{ox} \frac{W}{L} \cdot \frac{\sqrt{I_d}}{\sqrt{\frac{1}{2} \mu_e C_{ox} \frac{W}{L}}}$$

$$g_m = \sqrt{2 \mu_e C_x} \sqrt{\frac{W}{L}} \cdot \sqrt{I_d}$$

Cette expression montre que :

➤ pour un MOSFET donné :

gm est proportionnel à la racine carrée du courant drain de polarisation.

➤ pour un courant de polarisation donné :

La transconductance  $g_m$  est proportionnelle à  $\sqrt{\frac{W}{L}}$

### b) gain en tension

La tension Drain-Source  $V_{DS}$  instantanée s'écrit :

$$V_{DS(t)} = V_{DD} - R_D I_{D(t)}$$

$$V_{DS(t)} = V_{DD} - R_D (I_D + i_D(t))$$

$$V_{DS(t)} = V_{DD} - R_D I_D - R_D i_D(t)$$

Polarisation statique      composante dynamique

$$V_{DS(t)} = V_{DD} - R_D I_D - R_D g_m v_{gs}(t)$$

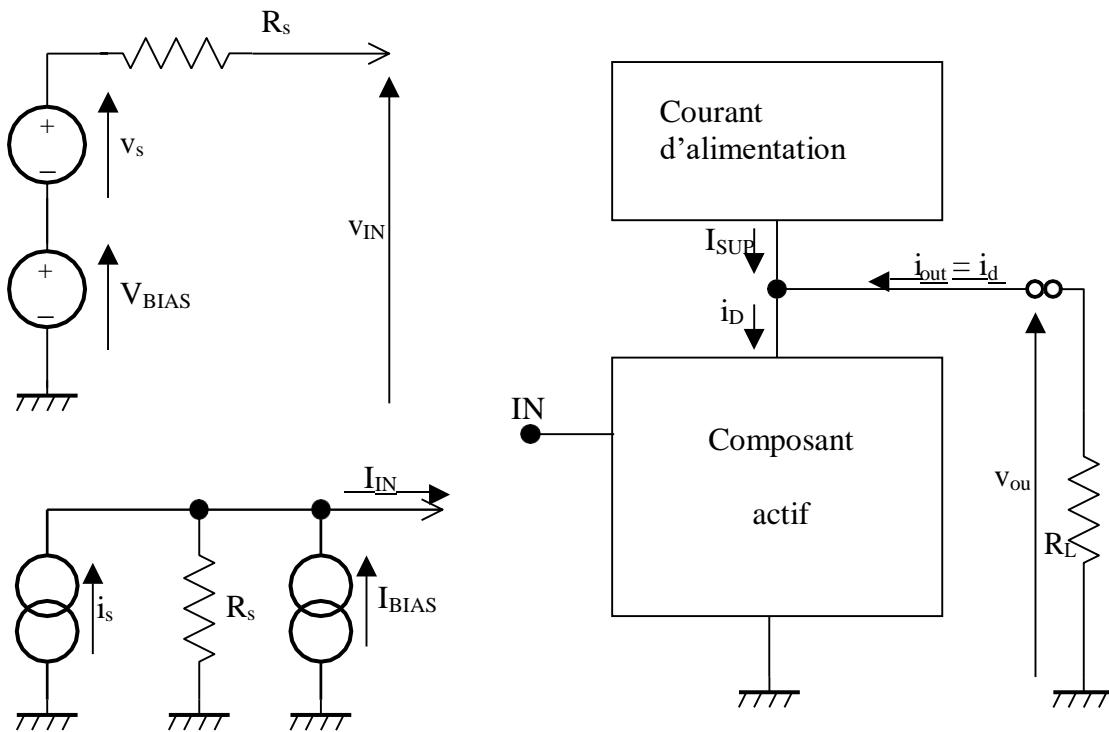
Le gain en tension du circuit s'écrit donc :

$$\frac{V_{ds}(t)}{V_{gs}(t)} = -g_m R_D$$

On notera la présence du signe - qui indique que le signal de sortie est en opposition de phase avec le signal d'entrée.

### 3.3.1 Les montages amplificateurs de base

#### 3.3.1.1 Concepts généraux des amplificateurs à un étage



Si l'entrée est une tension, cette tension est la somme d'une tension de polarisation  $V_{BIAS}$  et de la tension de source de signal  $v_s$  avec sa résistance de source  $R_s$ .

Le rôle de la tension de polarisation est de provoquer dans le composant actif un courant égal au courant de la source d'alimentation, aucun courant ne circule alors dans la charge :

$$V_{BIAS} \Rightarrow i_D = I_{SUP} \Rightarrow i_d = 0$$

Si on ajoute à  $V_{BIAS}$  la tension de signal, celle ci provoque des variations autour de  $I_D$  ( $i_D = I_D + i_d$ ) alors que  $I_{SUP}$  reste constant :

$$I_D = I_{SUP} \quad i_D = I_D + i_d \Rightarrow i_{out} = i_d \text{ courant de sortie de signal.}$$

Si l'entrée est en courant, celui ci est la somme d'un courant de polarisation  $I_{BIAS}$  et d'un courant de source de signal  $i_s$  avec sa résistance de source  $R_s$ .

Comme précédemment :

$$I_{BIAS} \Rightarrow I_D = I_{SUP} \Rightarrow i_d = 0 \text{ soit } i_{out} = 0$$

Quand on ajoute  $i_s$ , celui ci provoque des variations autour de  $I_D$ :

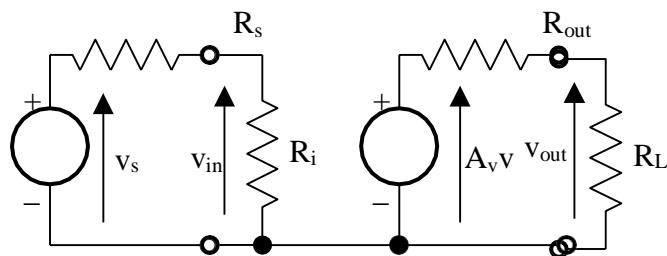
$$I_D = I_{SUP} \quad i_D = I_D + i_d \Rightarrow i_{out} = i_d$$

$R_L$  est la résistance de charge. Les paramètres intéressants sont :

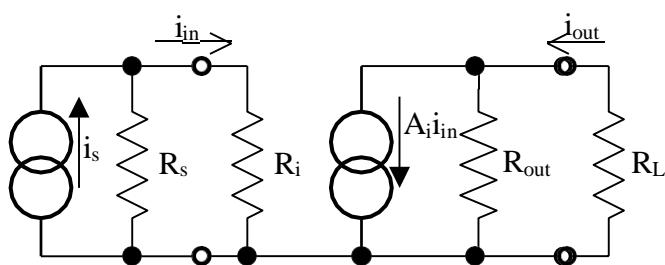
La tension de sortie en petits signaux à  $R_L \rightarrow \infty$  (sortie en circuit ouvert)

Le courant de sortie en petits signaux à  $R_L = 0$  (sortie en court circuit)

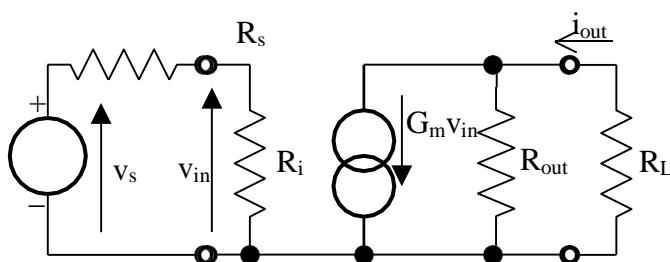
- **Les modèles en quadripôle**


**Amplificateur de tension**

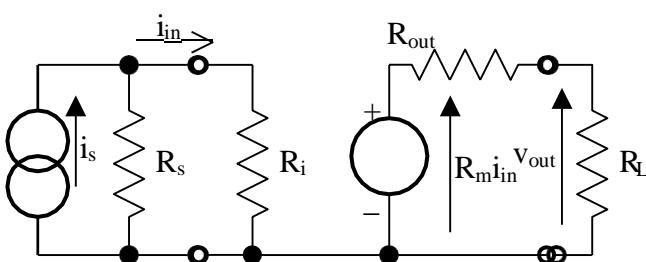
$A_v$  gain en tension en circuit ouvert  
 $R_{in}$  résistance d'entrée  
 $R_{out}$  résistance de sortie  
 $R_s$  résistance de source de signal  
 $R_L$  résistance de charge


**Amplificateur de courant**

$A_i$  gain en courant en court circuit  
 $R_{in}$  résistance d'entrée  
 $R_{out}$  résistance de sortie  
 $R_s$  résistance de source de signal  
 $R_L$  résistance de charge

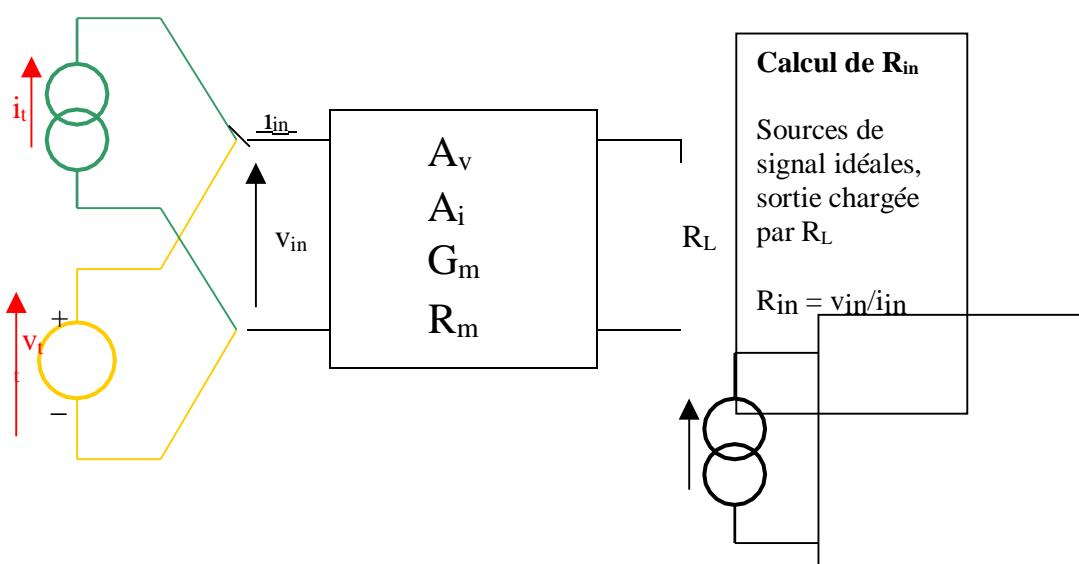
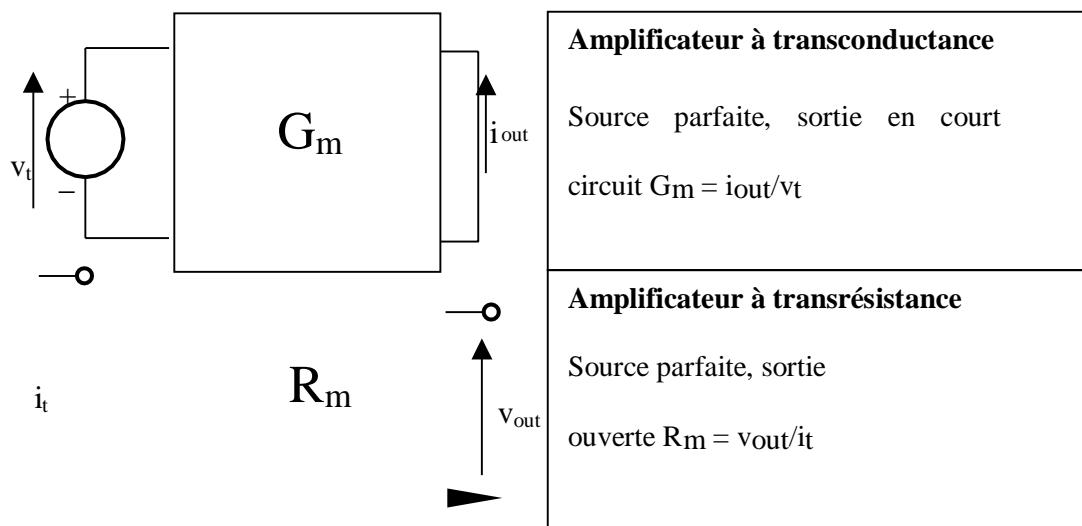
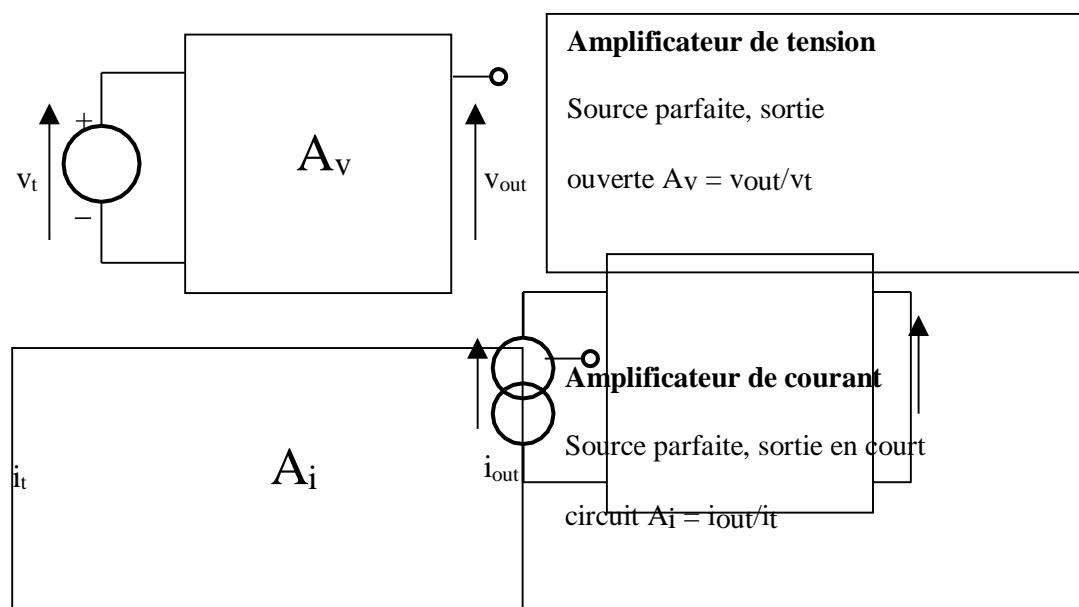

**Amplificateur à transconductance**

$G_m$  transconductance en court circuit  
 $R_{in}$  résistance d'entrée  
 $R_{out}$  résistance de sortie  
 $R_s$  résistance de source de signal  
 $R_L$  résistance de charge


**Amplificateur à transrésistance**

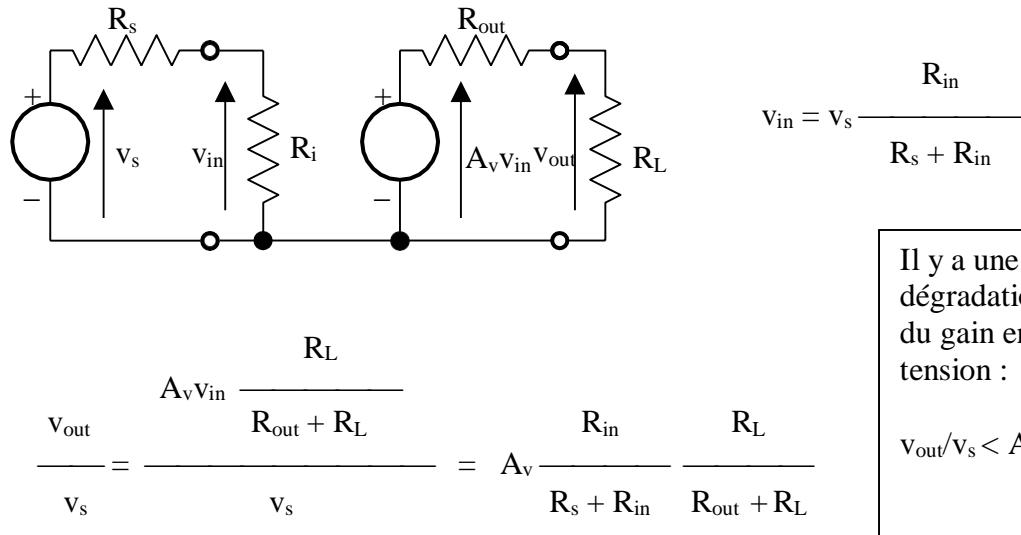
$R_m$  transrésistance en circuit ouvert  
 $R_{in}$  résistance d'entrée  
 $R_{out}$  résistance de sortie  
 $R_s$  résistance de source de signal  
 $R_L$  résistance de charge

Calcul de  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $G_m$ ,  $R_m$ ,  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  :



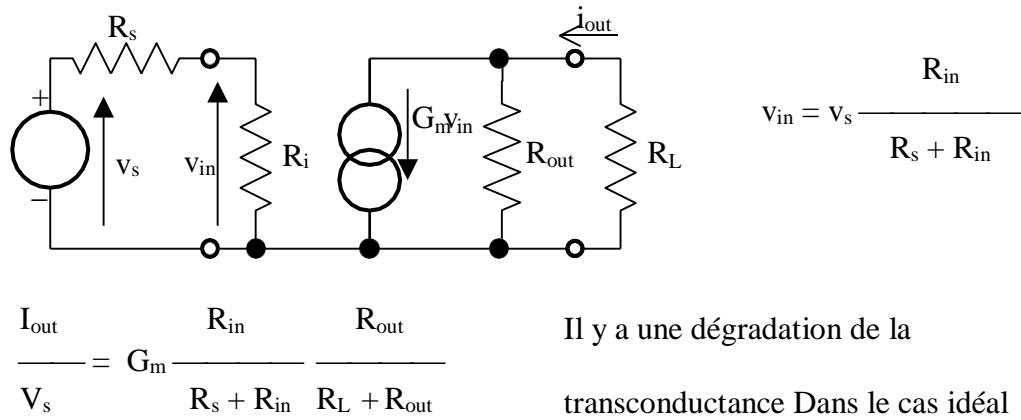
### 3.3.2 Effet des résistances de source et de charge

#### a) Amplificateur de tension



Dans le cas idéal où  $R_{in} \gg R_s$  et  $R_L \gg R_{out}$  alors  $v_{out}/v_s \approx A_v$  ( $R_{in}$  très grand et  $R_{out}$  très petit)

#### b) Amplificateur à transconductance



$$i_{out}/v_s \approx G_m$$

### 3.3.3 Amplificateur Source commune (émetteur commun en bipolaire)

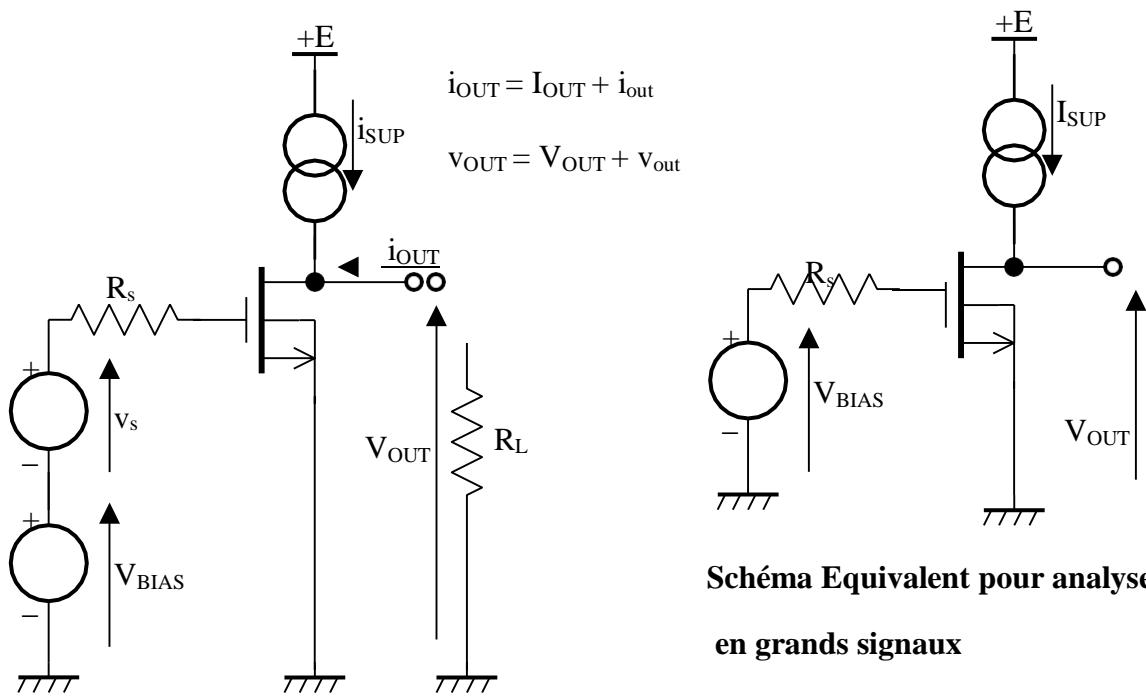
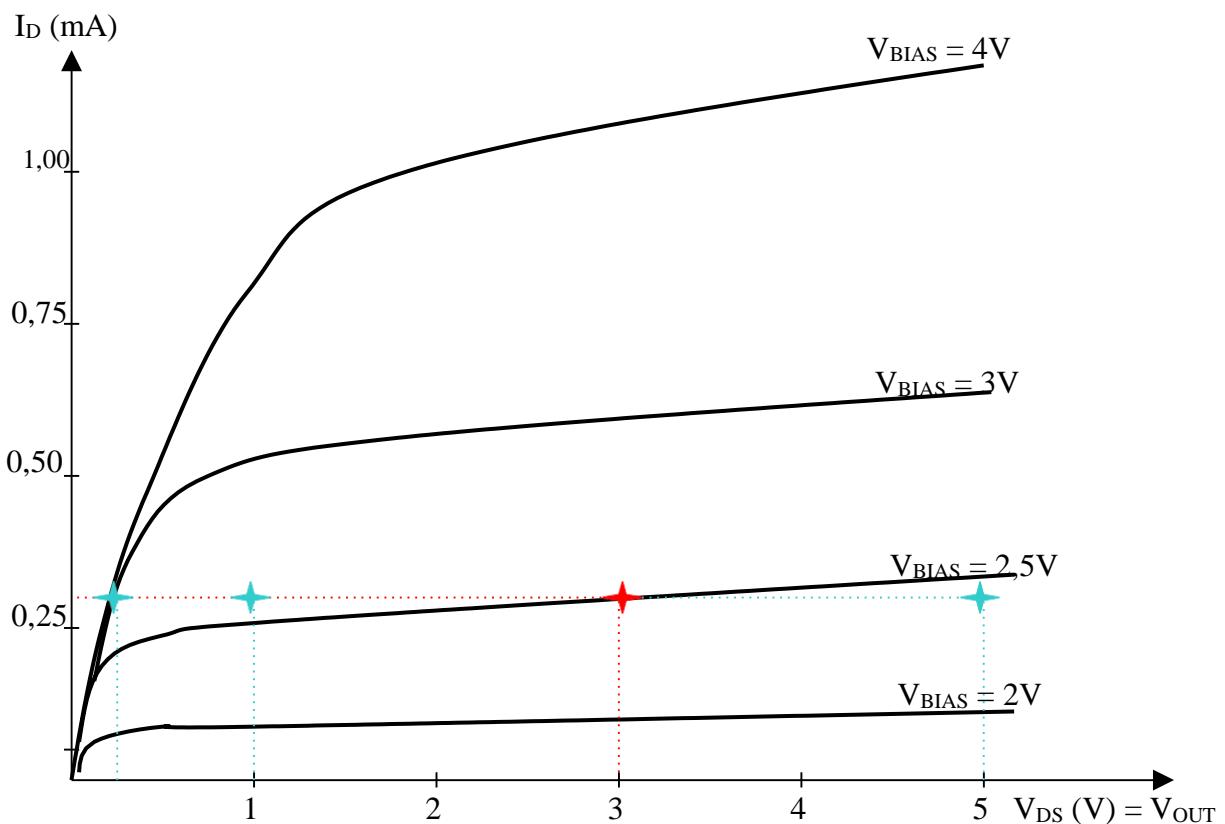
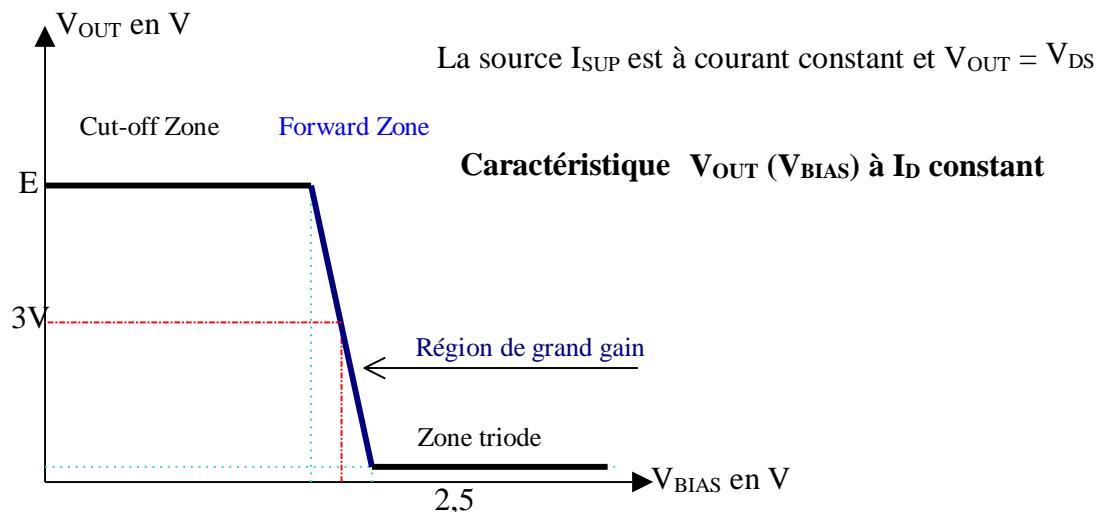


Schéma Équivalent pour analyse  
en grands signaux





$$I_D = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS}) \quad \text{à } V_{DS} > V_{Dsat}$$

zone de saturation

Si on néglige l'effet de modulation de longueur de canal ( $\lambda_n = 0$ ) :

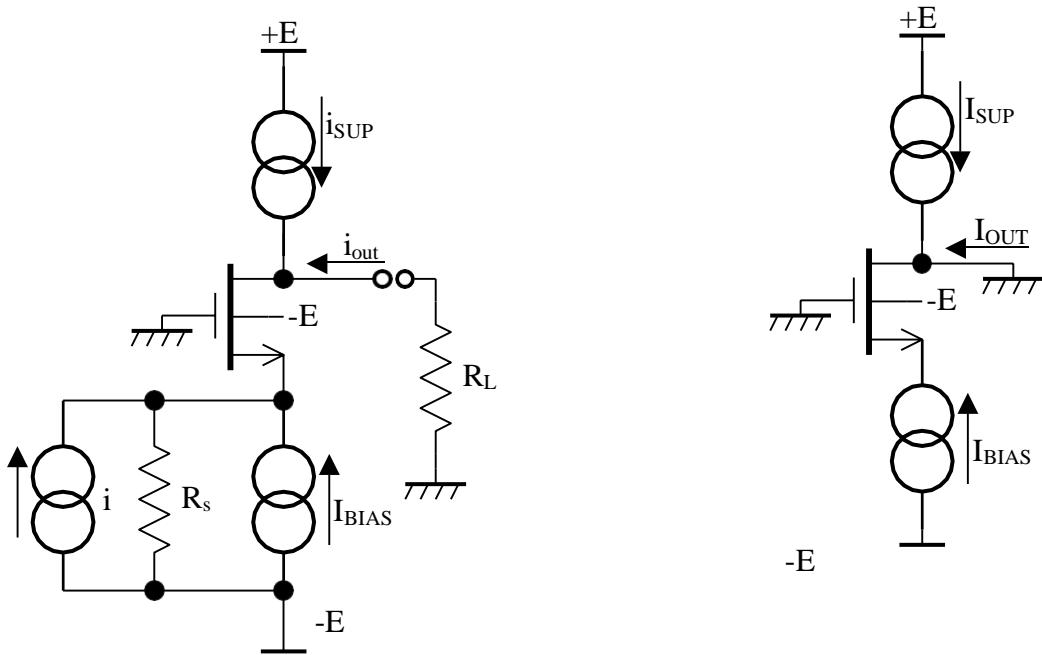
$$I_D = I_{SUP} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{BIAS} - V_{Tn})^2 \Rightarrow V_{BIAS} = V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_{SUP}}{(W/2L)\mu_n C_{ox}}}$$

- Influence des paramètres**

Pour augmenter les paramètres circuit il faut faire varier les paramètres transistor suivant le tableau ci contre.

Paramètres du transistor	Paramètres du circuit			
	$A_v$ $-g_m(r_o/r_{oc})$	$G_m$ $g_m$	$R_{in}$ $\infty$	$R_{out}$ $r_o/r_{oc}$
$I_{SUP}$	↓	↑	—	↓
$W$	↑	↑	—	—
$\mu_n C_{ox}$	↑	↑	—	—
$1/\lambda_n \alpha L$	↑	↓	—	↑

### 3.3.4 Amplificateur grille commune (base commune en bipolaire)



- Schéma Équivalent pour analyse en grands signaux

$$I_{OUT} + I_{BIAS} + I_{SUP} = 0$$

$$I_{OUT} = -I_{BIAS} - I_{SUP}$$

$$I_D = I_{SUP} = \frac{W}{2L} \mu_n C_{ox} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda_n V_{DS})$$

$$I_{SUP}$$

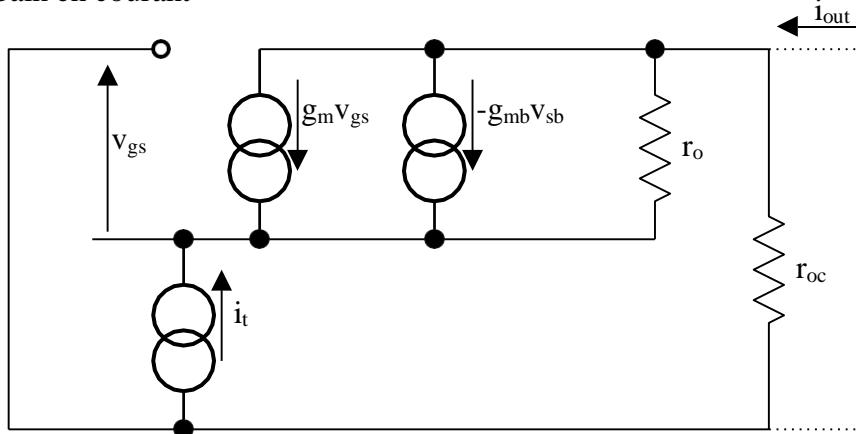
Avec  $\lambda_n = 0$  et  $V_G = 0$ , soit  $V_{GS} = -V_S$  :

$$V_S = -V_{Tn} - \sqrt{\frac{(W/2L)\mu_n C_{ox}}{V_{DS}}}$$

Comme  $V_S \neq V_B$  alors  $V_{Tn}$  est fonction de  $V_S$  :  $V_{Tn} = V_{Tn0} + \gamma_n [\sqrt{(V_{SB} - 2\Phi_p)} - \sqrt{(-2\Phi_p)}]$

- Schéma équivalent dynamique petits signaux

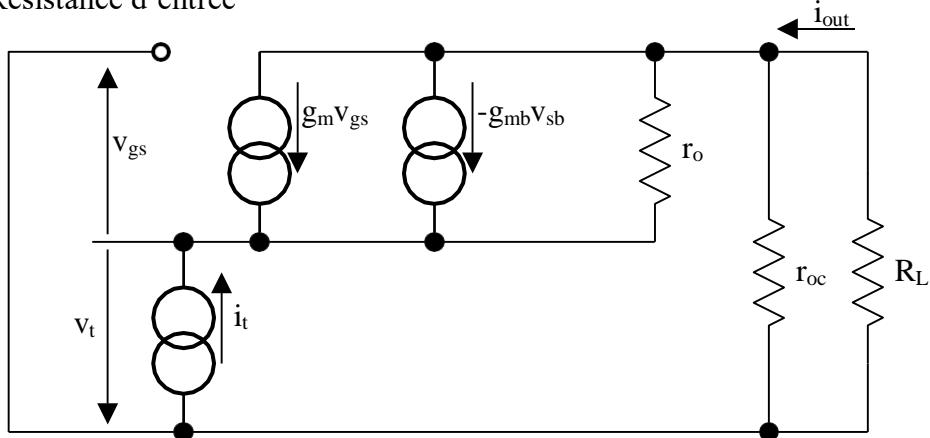
Gain en courant



$$i_{out} = -i_t$$

$$\Rightarrow A_i = -1$$

Résistance d'entrée

Remarques :  $v_{gs} = v_t$  et  $v_{sb} = -v_t$  ( $v_g = 0$ )

$$R_{IN} = v_t/i_t \quad v_t - i_t(r_{oc}/R_L)$$

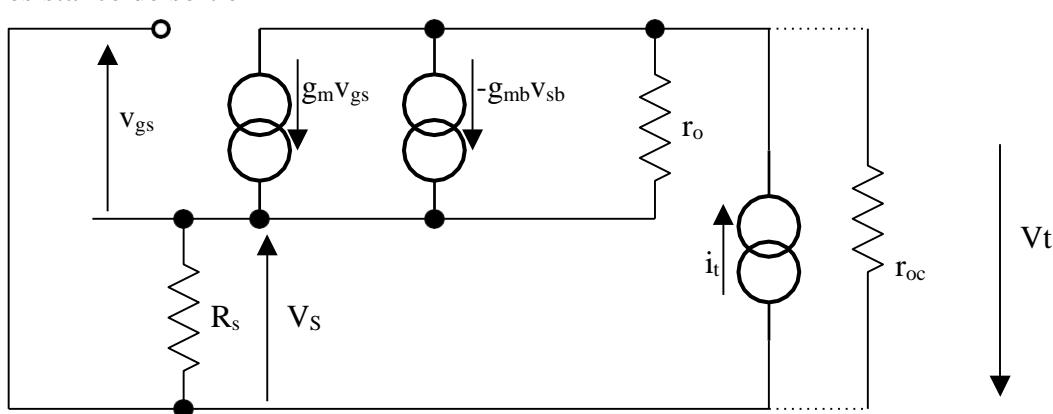
$$i_t = g_m v_{gs} + g_{mb} v_t + \frac{v_t - i_t(r_{oc}/R_L)}{r_o}$$

$$R_{IN} = \frac{1 + ((r_{oc}/R_L)/r_o)}{g_m + g_{mb} + (1/r_o)}$$

 $r_o \gg R_L$  et  $r_o \gg (1/(g_m + g_{mb}))$  d'où:

$$R_{IN} = \frac{1}{g_m + g_{mb}}$$

Résistance de sortie



$$v_s = i_t R_s \quad i_t = v_s / R_s = -g_m v_s - g_{mb} v_s + \frac{V_t - v_s}{r_o}$$

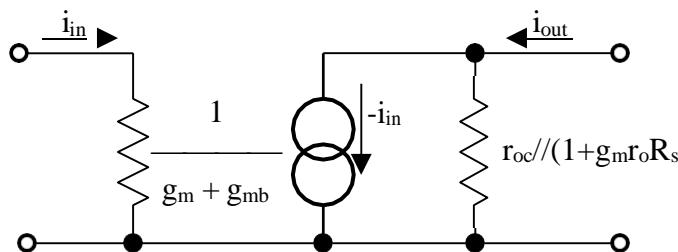
$$v_s = \frac{V_t}{r_o((1/R_s) + g_m + g_{mb} + (1/r_o))} = i_t R_s \Rightarrow$$

$$R_{out} = \frac{V_t}{i_t} = R_s \left( \frac{r_o}{R_s} + g_m r_o + g_{mb} r_o + 1 \right)$$

$$R_{out} = r_{oc} // \left( \frac{r_o}{R_s} + g_m r_o + g_{mb} r_o + 1 \right) R_s$$

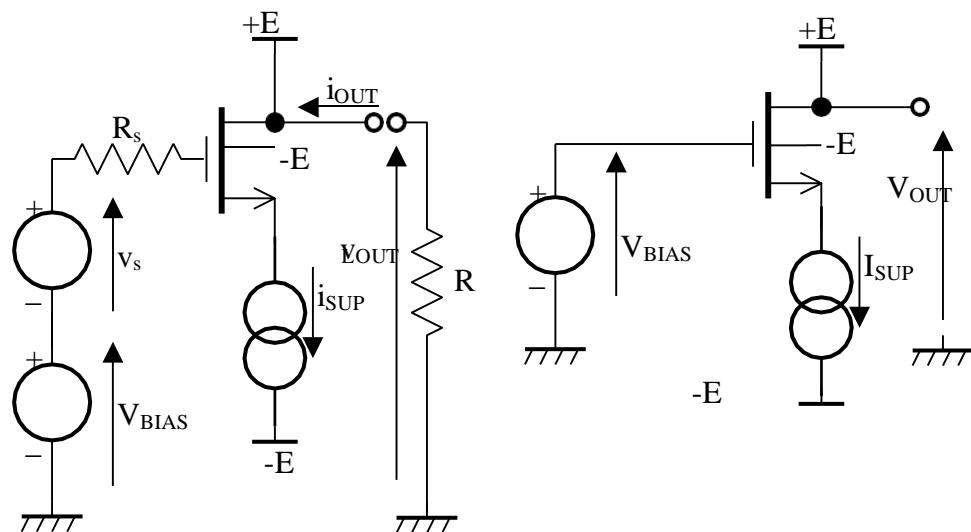
Avec  $g_m \gg g_{mb}$  et  $r_o \gg R_s$   $R_{out} \approx r_{oc} // (1 + g_m r_o R_s) r_o$

Le schéma équivalent se réduit donc à



Ce circuit est un buffer de courant à faible résistance d'entrée, gain  $-1$  et grande résistance de sortie. De plus il ne présente pas de feed-back HF entrée - sortie

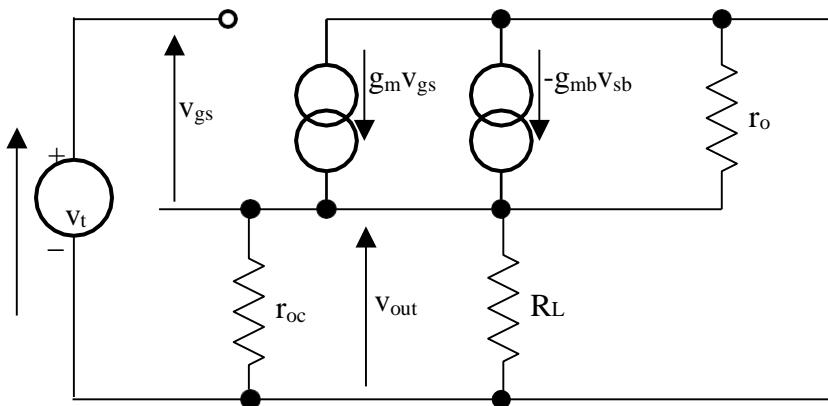
### 3.3.5 Amplificateur drain commun (collecteur commun en bipolaire)



- Schéma équivalent pour analyse en grands signaux

- Schéma équivalent dynamique petits signaux

Gain en tension



$$V_{sb} = V_{out}$$

$$V_{gs} + V_{out} - V_t = 0$$

$$V_{gs} = V_t - V_{out}$$

$$g_m V_{gs} - g_{mb} V_{out} - \frac{V_{out}}{r_o // r_{oc} // R_L} = 0$$

$$g_m V_{gs} = V_{out} \left( g_{mb} + \frac{1}{r_o // r_{oc} // R_L} \right)$$

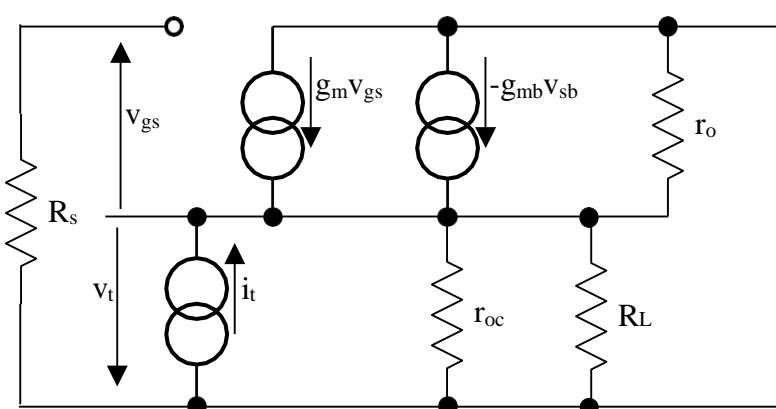
$$g_m (V_t - V_{out}) = V_{out} \left( g_{mb} + \frac{1}{r_o // r_{oc} // R_L} \right)$$

$$g_m V_t = V_{out} \left( g_m + g_{mb} + \frac{1}{r_o // r_{oc} // R_L} \right)$$

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_t} = \frac{g_m}{g_m + g_{mb} + (1/(r_o // r_{oc} // R_L))} \approx \frac{g_m}{g_m + g_{mb}}$$

Résistance d'entrée : infinie

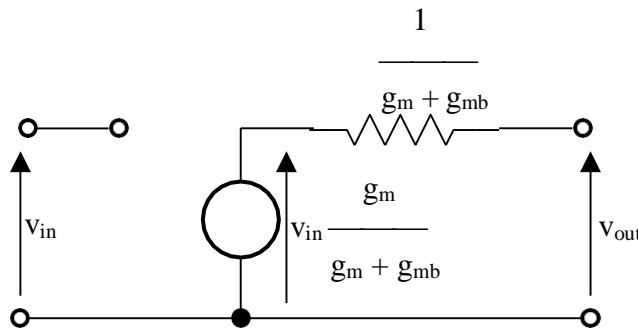
Résistance de sortie



Il n'y a pas de courant dans  $R_s$  donc  $v_{gs} = v_t$

$$i_t = g_m v_t + g_{mb} v_t + v_t \frac{1}{r_o // r_{oc}} \Rightarrow \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{g_m + g_{mb} + (1/(r_o // r_{oc} // R_L))} \quad R_{out} \cong \frac{1}{g_m + g_{mb}} \text{ si } R_L \infty$$

Si  $R_L$  infinie, le schéma équivalent se réduit à:



Utilisations :

- suiveur en dynamique : grande impédance d'entrée, gain en tension proche de 1
- décalage de tension d'un  $V_{gs}$  en statique

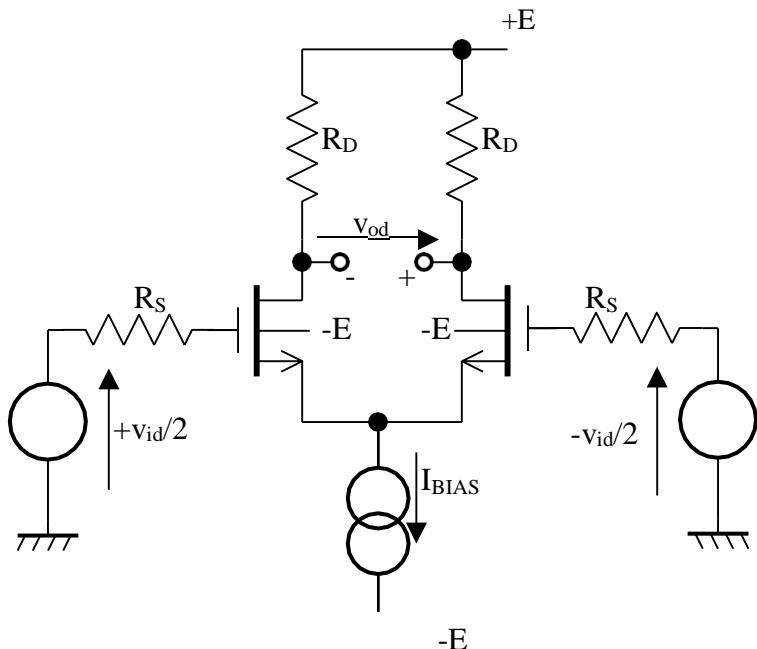
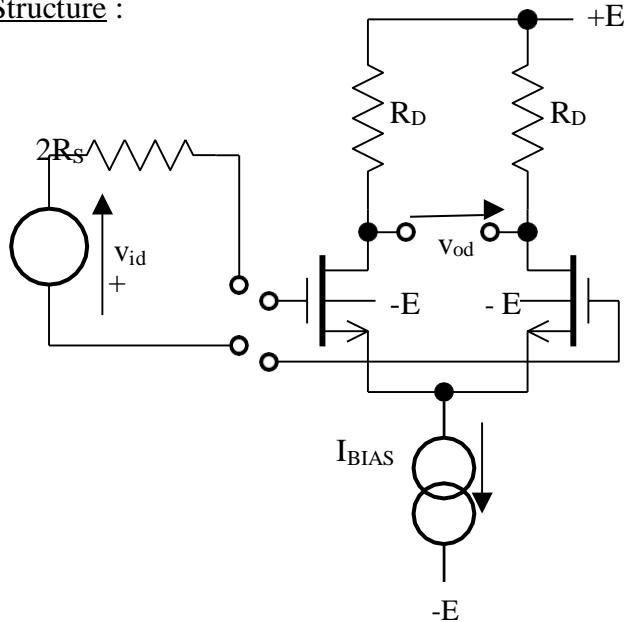
**Tableau récapitulatif des trois montages amplificateurs de base**

Type	Utilisation	Paramètre de gain	$R_{in}$	$R_{out}$
Source commune	Trans-conductance	$G_m = g_m$	$\infty$	$r_o // r_{oc}$
	Buffer de tension	$A_v = -g_m(r_o // r_{oc})$	$\infty$	$r_o // r_{oc}$
Grille commune	Buffer de courant	$A_i = -1$	$1 / (g_m + g_{mb})$	$(r_o + g_m r_o R_s) // r_{oc}$
Drain commun	Buffer de tension	$A_v = g_m / (g_m + g_{mb})$	$\infty$	$1 / (g_m + g_{mb})$

### 3.4 Les amplificateurs différentiels à transistors MOS

Les amplificateurs différentiels ont la particularité de n'amplifier que le contenu différentiel de la tension d'entrée et de rejeter la tension de mode commun.

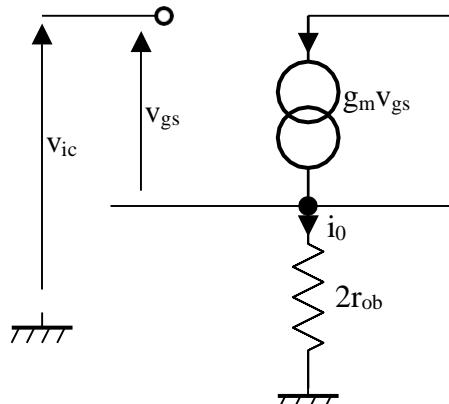
Structure :



Les deux schémas ci-dessus sont équivalents, celui du bas fait apparaître la symétrie complète de l'amplificateur différentiel.

- Schéma équivalent en petits signaux en mode commun

On applique  $v_{ic}$  sur chaque transistor  $\Rightarrow i_1 = i_2 = i$  Représentation d'un seul étage :



$$v_{gs} = v_{ic} - 2r_{ob}i_0$$

$$i_0 = -v_{o1}/R_D$$

$$i_0 = g_m v_{gs} + (v_{o1} - 2r_{ob}i_0)/r_o$$

$$\begin{aligned} -\frac{v_{o1}}{R_D} &= g_m(v_{ic} + 2r_{ob}) + \frac{v_{o1}}{R_D} + \frac{2r_{ob}}{r_o} + \frac{v_{o1}}{R_D} \\ \frac{v_{o1}}{R_D} &= -g_m \frac{1}{1 + 2r_{ob}} + 2g_m \frac{1}{R_D} + \frac{2r_{ob}}{r_o R_D} + \frac{1}{R_D} = -g_m \frac{r_{ob}}{2g_m r_{ob} + R_D} + \frac{1}{R_D} = -g_m \frac{1}{1 + 2g_m r_{ob}} \end{aligned}$$

$$A_{vcm} = -g_m \frac{R_D}{1 + 2g_m r_{ob}} = \frac{A_{dm}}{1 + 2g_m r_{ob}} \quad \text{si } r_o \text{ très grand} \quad \underline{\text{Rapport de réjection de mode commun}}$$

$$\boxed{CMRR = \frac{A_{vdm}}{A_{vcm}} = 1 + 2g_m r_{ob}}$$

- Résistance d'entrée différentielle et résistance de sortie différentielle

Le modèle quadripôle en mode différentiel est :

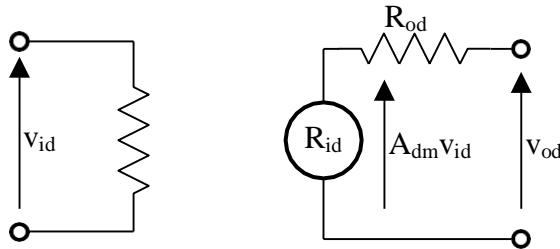
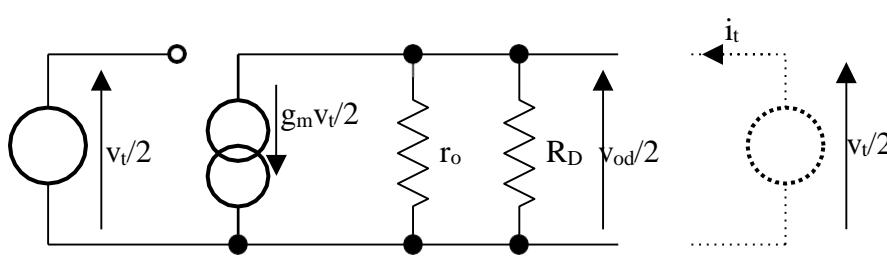


Schéma équivalent d'un demi circuit :



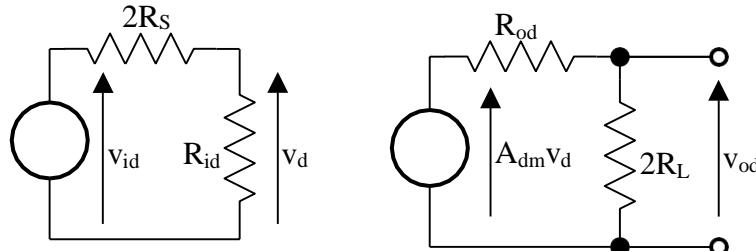
**Rappel :**  
En mode différentiel la résistance commune dans les sources n'a pas de tension aux bornes, le point A est une masse virtuelle

$$R_{in} = v_t/i_t = \infty$$

$$R_{out} = v_t/i_t = v_{0d}/i_t \quad \text{avec } v_{0d}/2 = i_t(r_o//R_D) \Rightarrow R_{out} = 2(r_o//R_D)$$

- Influence des résistances de source et de charge

Modèle quadripôle avec  $R_S$  et  $R_L$  :



$$\frac{v_{0d}}{v_{id}} = \left( \frac{R_{id}}{R_{id} + 2R_S} \right) \left( -g_m R_D // r_o \right) \left( \frac{2R_L}{R_{0d} + 2R_L} \right)$$

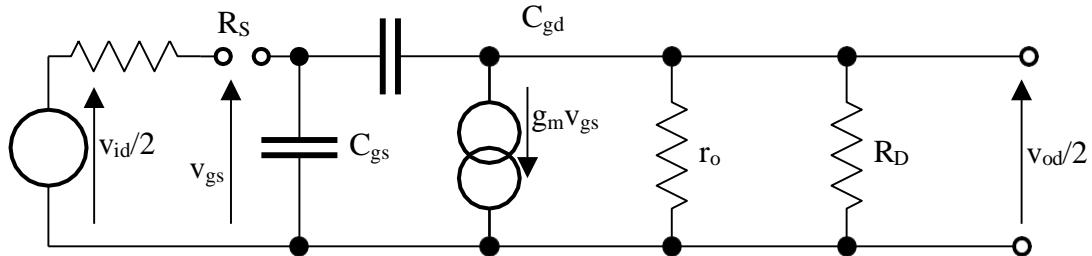
Avec des transistors MOS  $R_{id} = \infty$  donc le 1<sup>er</sup> terme vaut 1,  
Vu précédemment  $R_{0d} = 2(R_D // r_o)$ , d'où :

$$\frac{v_{0d}}{v_{id}} = -g_m R_D // r_o \left( \frac{R_L}{R_D // r_o + R_L} \right) = A_{vdm} \left( \frac{R_L}{R_D // r_o + R_L} \right)$$

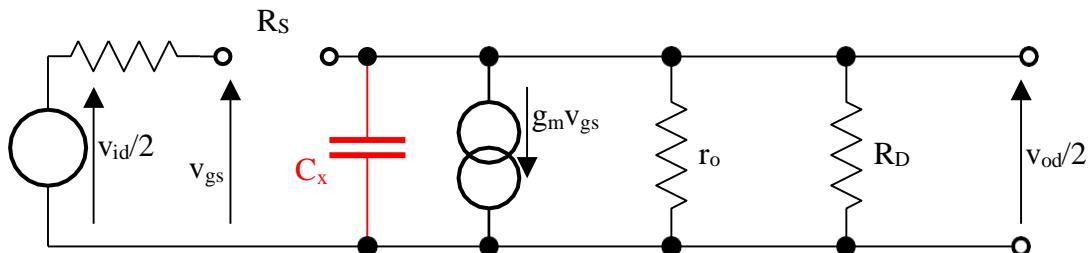
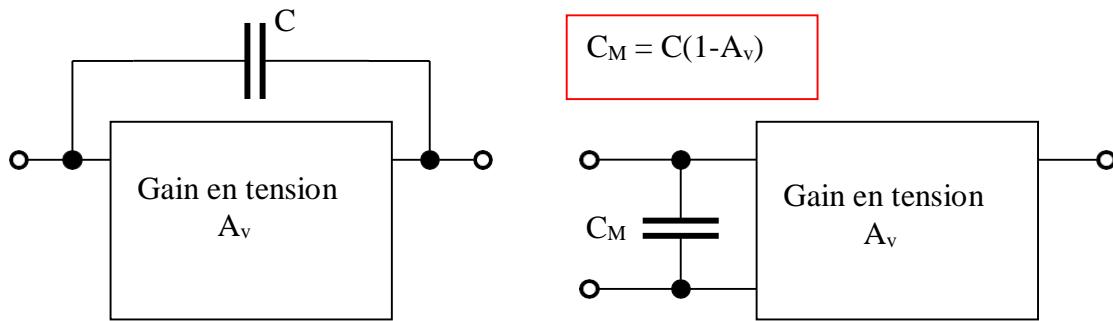
### 3.4.1 Réponse en fréquence

#### a) Réponse en fréquence en mode différentiel

On utilise le schéma équivalent en petits signaux d'un demi-circuit :



Pour simplifier ce schéma équivalent (présence de  $C_{gd}$ ) l'approximation de Miller permet de calculer une capacité équivalente à  $C_{gd}$  :



$$\text{Avec } C_x = C_M + C_{gs} = C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}$$

La résistance parallèle  $R_x$  vue de  $C_x$  est  $R_S // R_{in}$ , or  $R_{in} = \infty$  donc  $R_x = R_S$ , la constante de temps de ce système est  $\tau = R_S C_x = R_S [C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}]$

- Gain en tension en fonction de la fréquence

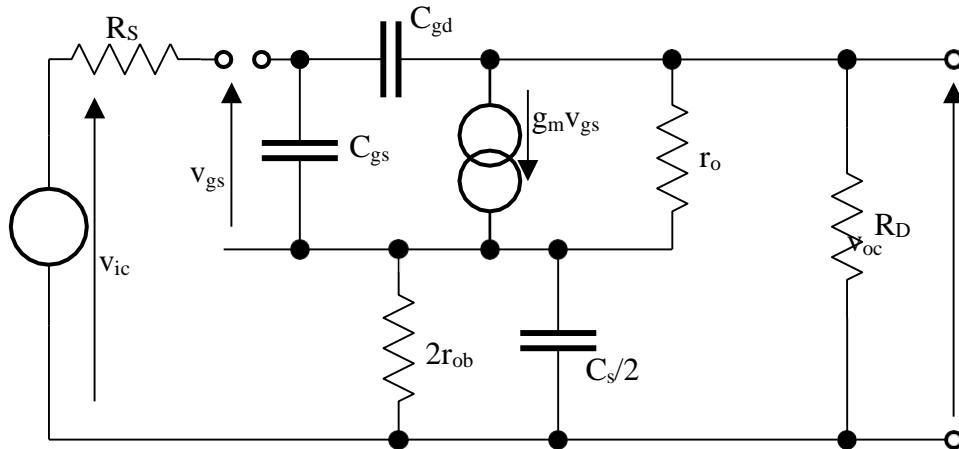
$$\frac{V_{0d}}{V_{id}} = -g_m (R_D // r_o) \frac{1}{1 + j\omega R_S [C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}]}$$

- Fréquence de coupure à 3dB du gain différentiel

$$F_{3dB} = \frac{\omega_{3dB}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_S [C_{gd}(1 + g_m R_D / r_o) + C_{gs}]}$$

b) Réponse en fréquence en mode commun

Comme précédemment on utilise le schéma équivalent petit signaux pour un demi-circuit :



En basse fréquence le gain de mode commun est :  $\frac{v_{oc}}{v_{ic}} \approx \frac{-g_m(R_D/r_o)}{1 + g_m 2r_{ob}} < 1$

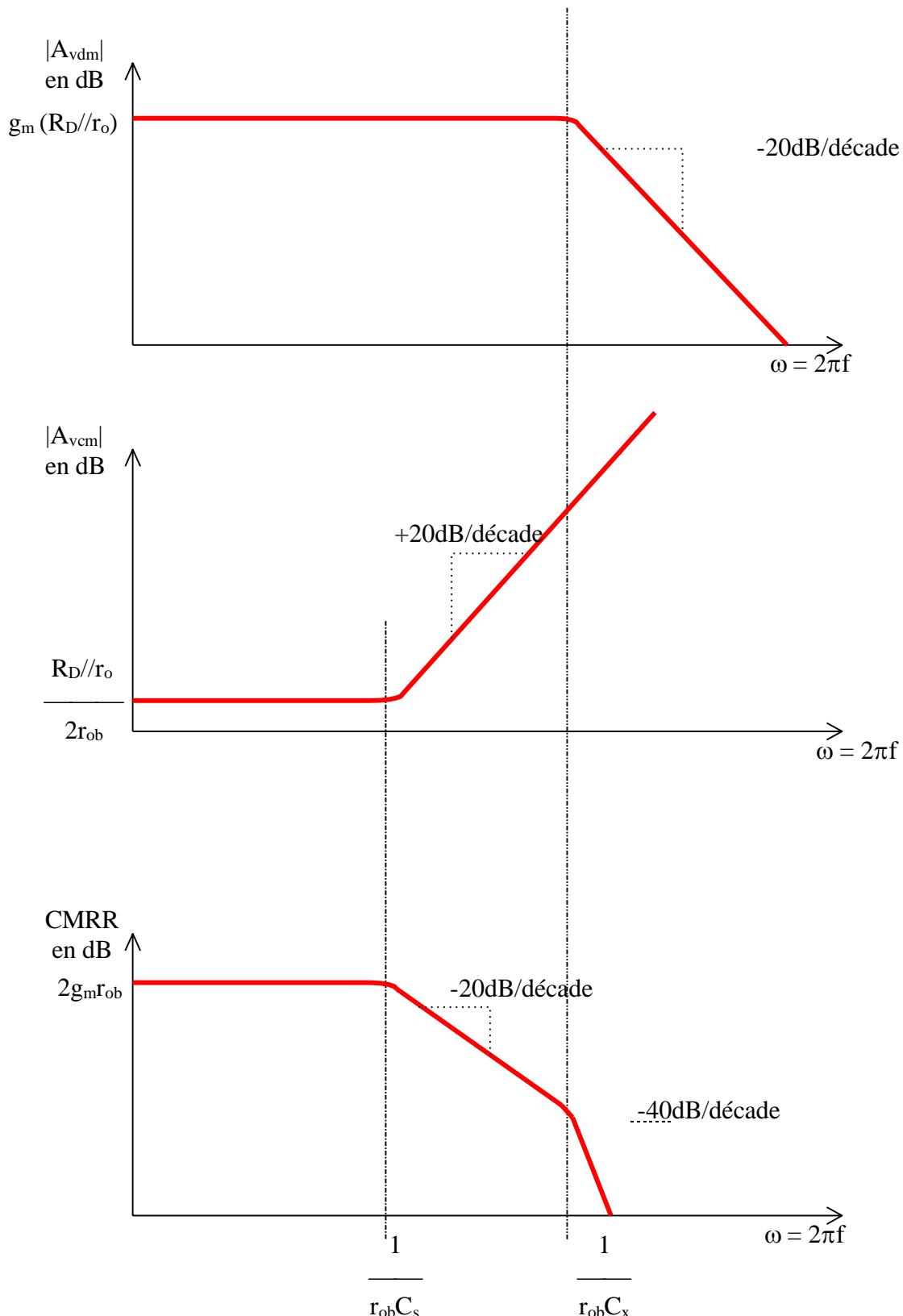
l'approximation de Miller sur  $C_{gd}$  est négligeable et l'effet prépondérant sur la réponse en fréquence est du à  $C_s$ :

$$Z_s = \frac{2r_{ob}}{1 + j\omega r_{ob} C_s} \Rightarrow \frac{v_{oc}}{v_{ic}} = \frac{-g_m(R_D/r_o)}{1 + g_m Z_s}$$

Pour  $|g_m Z_s| \gg 1$

$$\frac{v_{oc}}{v_{ic}} \approx \frac{R_D/r_o}{Z_s} = -\frac{R_D/r_o}{2r_{ob}} (1 + j\omega r_{ob} C_s)$$

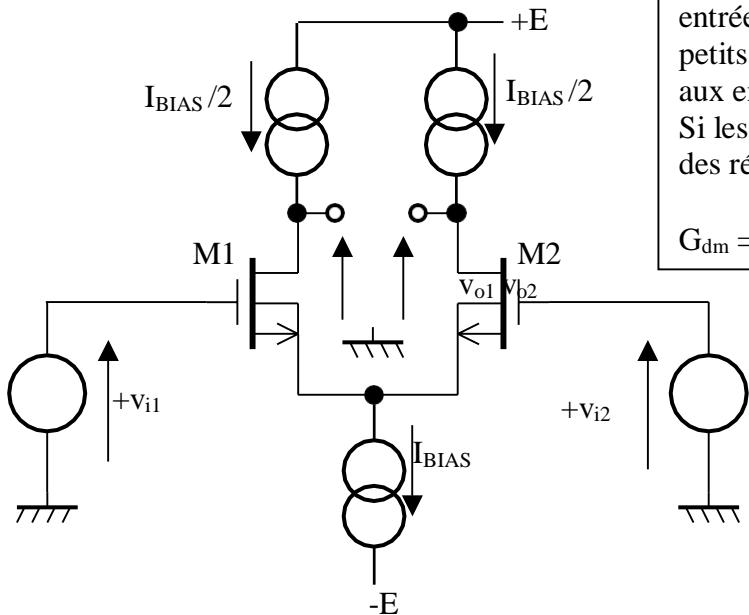
$\Rightarrow$  Le gain en tension en mode commun augmente avec la fréquence, du à l'effet de  $C_s$ , le rapport de réjection de mode commun diminue avec la fréquence.



Evolution du gain mode différentiel, du gain en mode commun et du rapport de réjection de mode commun en fonction de la fréquence.

### 3.4.2 Amplificateur différentiel alimenté par un miroir de courant

- Avec sources idéales :

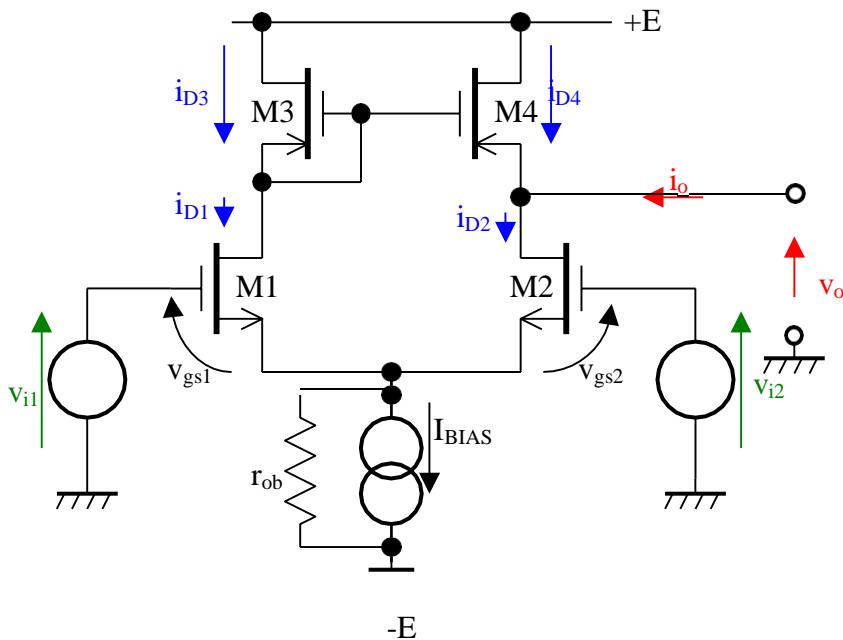


On assume que les grands signaux aux entrées  $I_1$  et  $I_2$  sont nuls et que seuls les petits signaux  $v_{i1}$  et  $v_{i2}$  sont appliqués aux entrées.

Si les sources  $I_{BIAS}/2$  sont réalisées par des résistances, alors

$$G_{dm} = -g_m/2$$

- Avec miroir de courant :



Les transistors M1, M2, M3, M4 sont identiques.

$$i_{d1} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs1}; i_{d3} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs1}$$

$$i_{d4} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs1}; i_{d2} = I_{BIAS}/2 + g_m v_{gs2}$$

$$i_o = i_{D2} - i_{D4} = i_{D2} - i_{D1} \text{ car } i_{D4} = i_{D3} = i_{D1}$$

$$(\text{miroir de courant}) i_o = g_m v_{gs2} - g_m v_{gs1} =$$

$$g_m(v_{gs2} - v_{gs1}) \text{ or } v_{id} = v_{i2} - v_{i1} = v_{gs2} - v_{gs1} \quad i_o =$$

$$-g_m v_{id} \text{ soit } \textcolor{red}{G_m = i_o/v_{id} = -g_m}$$

### 3.5 Amplificateur opérationnel

Les amplificateurs opérationnels ont été conçus initialement pour la résolution analogique de problèmes numériques tels que l'étude d'équations différentielles dont les solutions analytiques sont inconnues. Le développement des calculateurs numériques a rendu caduc l'usage de ces calculateurs analogiques.

Les amplificateurs opérationnels ont d'abord été réalisés avec des composants discrets. L'électronique intégrée permet actuellement la fabrication d'amplificateurs dont les performances sont excellentes, la mise en œuvre aisée et le coût modique<sup>1</sup>. Ils ne nécessitent que peu de composants périphériques et les problèmes délicats de polarisation des amplificateurs réalisés avec des composants discrets sont éliminés. Ils sont maintenant utilisés dans de nombreux domaines de l'électronique analogique.

#### a) Caractéristiques des amplificateurs opérationnels

Pratiquement tous les amplificateurs opérationnels ont la même structure interne : ce sont des circuits monolithiques dont une « puce » de silicium constitue le substrat commun. Ils comportent en entrée un amplificateur différentiel suivi d'un étage adaptateur d'impédance ; l'amplificateur de sortie, de type push-pull, fonctionne en classe B. Toutes les liaisons sont directes.

Ce sont des *amplificateurs différentiels* qui sont caractérisés par :

Ce sont des *amplificateurs différentiels* qui sont caractérisés par :

- ◆ Un gain en tension très important :  $\mu_D = \mu \approx 10^5$  à  $10^7$ .
- ◆ Une impédance d'entrée très grande :  $R_E \approx 10^5$  à  $10^{12} \Omega$ .
- ◆ Une impédance d'entrée de mode commun très grande :  $R_{EMC} \approx 10^8$  à  $10^{12} \Omega$ .
- ◆ Une impédance de sortie faible :  $R_S \approx 10$  à  $500 \Omega$ .
- ◆ La rejection du mode commun ( $\mu_D/\mu_{MC}$ ) est très grande.
- ◆ La réponse en fréquence va du continu jusqu'à des fréquences assez élevées : le produit gain-bande passante peut dépasser 100 MHz.
- ◆ Ils possèdent deux entrées notées + (l'entrée non inverseuse) et - (l'entrée inverseuse) mais ont une seule sortie.
- ◆ Ils utilisent, sauf exception, deux alimentations + U et - U, symétriques par rapport à la masse. Ces alimentations seront omises sur les schémas.

#### b) Caractéristiques d'amplificateurs d'usage courant

Ce sont des circuits à moyenne intégration. Le circuit équivalent du  $\mu A$  741 contient 24 transistors, 11 résistances et un condensateur.

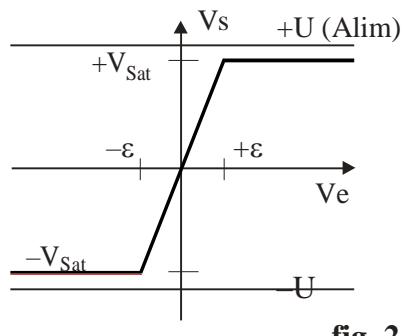
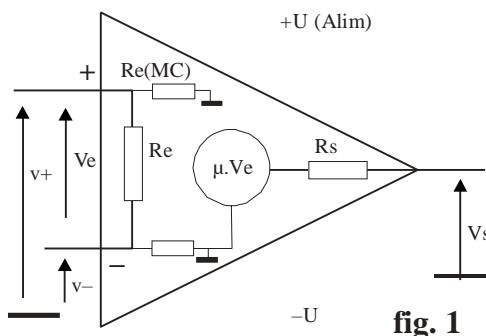
	<b><math>\mu A</math> 741C</b>	<b>TL 081C</b>
Gain en tension (boucle ouverte)	200000	200000
Courant d'entrée	80 nA	30 pA
Résistance d'entrée	$2.10^6 \Omega$	$10^{12} \Omega$

<sup>1</sup> Le premier amplificateur intégré (le  $\mu A$  709) a été commercialisé en 1965 par Fairchild.

Fréquence avec gain = 1	1 MHz	3
MHz Vitesse de réponse (Slew rate)		0,5
V/μs	13 V/μs	
Etage d'entrée	bipolaire	TEC à jonction

### c) Modélisation d'un amplificateur opérationnel

On peut utiliser le schéma équivalent de la figure 1 qui met en évidence l'amplificateur différentiel d'entrée et ses résistances.



La tension de sortie d'un amplificateur différentiel est donnée par :

$$V_s = \mu_D(v^+ - v^-) + \frac{1}{2}\mu_{MC}(v^+ + v^-)$$

Ces amplificateurs sont conçus pour avoir un gain de mode commun  $\mu_{MC}$  aussi faible que possible afin de ne pas amplifier les signaux présents sur les deux entrées à la fois (mode commun) et qui correspondent en général à un bruit parasite.

### d) Saturation des amplificateurs opérationnels

La tension de sortie peut varier entre les valeurs extrêmes  $+V_{Sat}$  et  $-V_{Sat}$  (tensions de saturation) qui sont légèrement inférieures aux tensions d'alimentation. Le gain étant très grand, la saturation de la sortie est obtenue pour des tensions d'entrée très faibles. Avec  $V_{Sat} = 12$  V et  $\mu = 10^5$ ,  $\epsilon = v^+ - v^- = 0,12$  mV. Dans les montages amplificateurs, l'amplificateur opérationnel ne sera jamais utilisé en boucle ouverte afin de ne pas atteindre la saturation.

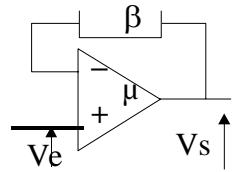
#### 3.5.1 Amplificateur opérationnel et contre-réaction

##### a) Contre-réaction en tension

Le signal est appliqué sur l'entrée +. Sur l'entrée inverseuse, et donc en opposition de phase avec le signal d'entrée, on envoie la fraction  $\beta \cdot V_s$  du signal de sortie. Avec un réseau de réaction passif, on a :  $V_s = \mu \cdot V_E = \mu \cdot (V_E - \beta \cdot V_s) \Rightarrow V_s = \mu \cdot V_E / (1 + \mu \cdot \beta)$

Si  $\mu$  est très grand devant  $\beta$ , la fonction de transfert devient :

$$V_s / V_E = 1 / \beta$$



Si le gain en boucle ouverte est très supérieur à celui de la boucle de contre-réaction, alors le gain en tension du système bouclé ne dépend que du gain de cette boucle de rétroaction.

*Les performances du système bouclé deviennent alors indépendantes de celles de l'amplificateur.*

Fig. 3

### b) Contre-réaction en courant

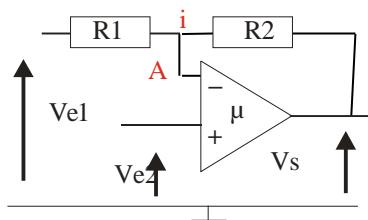


Fig. 4

$$\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$$

$$V_A - V_{E1} = \beta \cdot (V_S - V_{E1}) \quad \Rightarrow \quad V_A = \beta \cdot V_S + (1 - \beta) \cdot V_{E1}$$

$$\text{Or } V_S = \mu \cdot (V_{E2} - V_A)$$

$$V_S = \mu \cdot V_{E2} - \mu \beta \cdot V_S - \mu \cdot (1 - \beta) \cdot V_{E1}$$

$$V_S = \frac{\mu}{1 + \mu \beta} ((V_{E2} - V_{E1}(1 - \beta))) \quad (1)$$

Si le gain  $\mu$  est infini, l'expression de la tension de sortie devient :

$$V_S = [V_{E2} - V_{E1} \cdot (1 - \beta)] / \beta$$

## 3.5.2 Fonctionnement des amplificateurs opérationnels

### 3.5.2.1 L'amplificateur opérationnel idéal

Un amplificateur est considéré comme idéal si l'on peut admettre que son gain est infini, que ses impédances d'entrée sont infinies et que sa résistance de sortie est nulle. ( $\mu = \infty$ ,  $Z_E = \infty$ ,  $Z_{EMC} = \infty$ ,  $Z_S = 0$ )

#### CONSEQUENCES

- ♦ La tension de sortie étant finie, la tension d'entrée  $e$  doit être nulle.
- ♦ Les impédances d'entrée étant infinies, les courants d'entrée sont nuls.

$$\begin{aligned} V^+ - V^- &= e = 0 & (2) \\ I^+ &= I^- = 0 \end{aligned}$$

- ♦ Si la tension d'entrée  $e$  n'est pas nulle, la tension de sortie prend sa valeur maximale qui est la tension de saturation de l'amplificateur.

$$V_S = +V_{Sat} \text{ si } e > 0 ; V_S = -V_{Sat} \text{ si } e < 0$$

Un amplificateur opérationnel idéal utilisé avec une réaction négative fonctionne en régime amplificateur. Ses deux entrées sont alors au même potentiel. Si on l'utilise avec une réaction positive, il fonctionne en régime de saturation. Les potentiels des entrées peuvent être différents.

### 3.5.2.2 L'amplificateur opérationnel réel

- ♦ Le gain de l'amplificateur opérationnel est fini et fonction de la fréquence du signal. Le gain du système ne dépend pas uniquement de la boucle de réaction.
- ♦ L'amplificateur contient des générateurs de tension et de courant parasites qui modifient la tension de sortie.
- ♦ La bande passante est limitée et dépend du gain du système bouclé.
- ♦ L'amplificateur ne peut délivrer en sortie qu'une puissance limitée.

Du fait de ces imperfections, le fonctionnement d'un amplificateur réel diffère de celui d'un amplificateur idéal dans un certain nombre de domaines.

#### Problèmes liés à la valeur finie du gain

$$\text{L'expression du gain est donnée par : } V_s = \frac{\mu}{1 + \mu\beta} ((V_{E2} - V_{E1}(1 - \beta)))$$

Si on suppose que :  $\mu = \infty \Rightarrow V_s = \{V_{E2} - V_{E1}(1 - \beta)\}/\beta$ .

On introduit ainsi une erreur relative :  $\varepsilon = (V_s' - V_s)/V_s = 1/\mu\beta$

EXEMPLE : On utilise le multiplicateur inverseur de la figure 7. ( $V_{E2} = 0$ )

On prend :  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ .

Dans le modèle idéal, on a :  $A_v = V_s/V_{E1} = -10$  et  $\beta = 1/11$ .

Si  $\mu = 1000$ , on comment une erreur  $\varepsilon = 1/\mu\beta = 11 \cdot 10^{-3} = 1,1\%$

#### Problèmes liés aux tensions d'offset<sup>2</sup>

A cause des imperfections des amplificateurs opérationnels, la tension de sortie n'est pas nulle quand les deux entrées sont au même potentiel. Si ce phénomène présente un inconvénient, on peut le corriger en introduisant un déséquilibre de l'amplificateur, ajustable de l'extérieur, afin d'obtenir une tension nulle en sortie lorsque les deux entrées sont placées au même potentiel.

#### Problèmes d'offset liés aux courants d'entrée

En fait les courants d'entrée  $I_{B1}$  et  $I_{B2}$  ne sont pas nuls et de plus ils ne sont pas identiques pour les deux entrées. Considérons le circuit de la figure 5 ; si l'amplificateur opérationnel est idéal, sa tension de sortie est nulle. Soit  $V_s$  la tension de sortie de l'amplificateur réel.  $V^+ = -R_3 \cdot I_{B2}$  ;  $I_1 = I_0 + I_{B1}$ , donc :

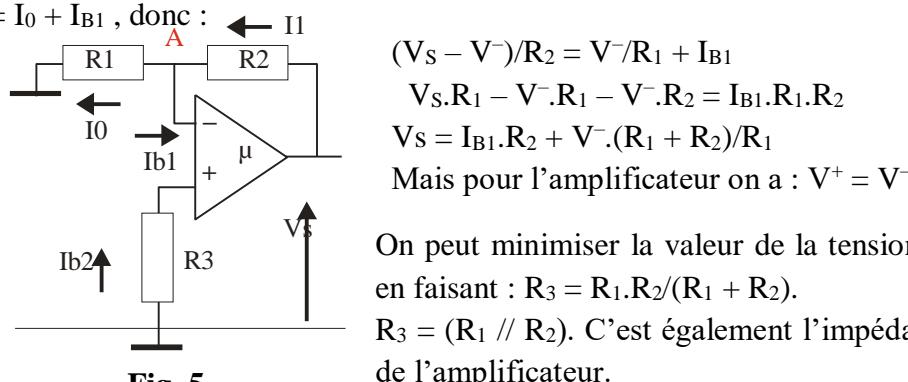


Fig. 5

On peut minimiser la valeur de la tension de sortie parasite  $V_s$  en faisant :  $R_3 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ .

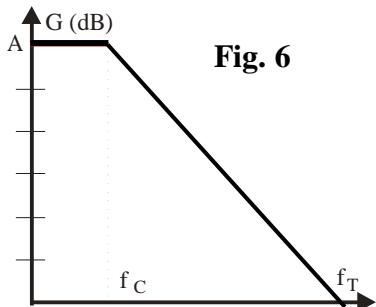
$R_3 = (R_1 // R_2)$ . C'est également l'impédance vue par l'entrée – de l'amplificateur.

Pour minimiser l'influence des courants d'offset, il faut placer des impédances identiques sur chaque entrée.

<sup>2</sup> En électronique offset peut se traduire par « décalage »

### Réponse en fréquence

On peut, en première approximation, considérer que les amplificateurs opérationnels réels se comportent comme des **systèmes du premier ordre** ayant une fréquence de coupure inférieure voisine de 10 Hz et dont **le produit GB gain-bande passante en système bouclé est constant**.



En première approximation, le gain s'écrit :

$$\mu = \frac{A}{1 + j.f / f_c} \quad (3)$$

A est le gain en continu et  $f_c$  la fréquence de coupure. Au-delà de  $f_c$ , le gain diminue de 20 dB par décade. Il est égal à 1 pour une fréquence  $f_T$  dont la valeur correspond au produit GB. Pour certains amplificateurs opérationnels le comportement en fréquence peut être amélioré en ajoutant des composants

externes. Une grandeur à prendre également en compte est le **temps de montée** (Slew rate en anglais) qui caractérise la rapidité de la réponse en sortie à une variation brutale de la tension d'entrée. Il s'exprime en V/μs.

Le modèle de l'amplificateur idéal est satisfaisant tant que la valeur du gain en boucle ouverte reste très supérieure à celui de la boucle de rétroaction, c'est-à-dire aux basses fréquences. Quand cette condition n'est plus réalisée, il faut reprendre l'étude du circuit en utilisant la valeur du gain donnée par la relation (3).

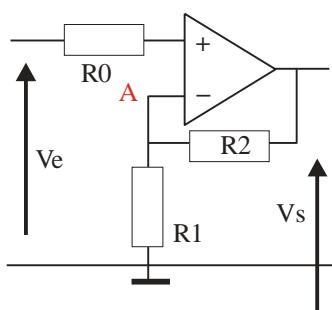
Nous allons examiner diverses possibilités d'utilisation des amplificateurs opérationnels *en utilisant le modèle idéal*. Pour déterminer la fonction de transfert, on peut utiliser la relation générale (1) mais le calcul direct est souvent plus rapide.

### 3.5.3 Utilisation de l'entrée non inverseuse

#### 3.5.3.1 Multiplicateur

Le signal à amplifier est appliqué sur l'entrée +. Pour diminuer l'influence des courants d'entrée, on ajoute sur cette entrée une résistance  $R_0 = R_1 // R_2$ . Avec un amplificateur idéal, il est inutile de la prendre en compte puisque le courant qui la traverse est nul. On a donc :  $V^+ = V_E$ .

Comme la réaction est négative, on peut écrire que :  $V^+ = V^- = V_A$ .



Le courant d'entrée étant négligeable, l'application du théorème de Millman au point A donne :

$$V_A = \frac{V_s / R_2 + 0 / R_1}{1 / R_2 + 1 / R_1} = V_E$$

On en déduit :

$$V_s = (1 + R_2 / R_1) V_E$$

Le gain est positif et toujours supérieur à 1.

Avec un amplificateur opérationnel idéal l'impédance d'entrée du montage est infinie.

Si la tension d'entrée  $V_E$  est trop grande, il y aura saturation de la sortie : la relation précédente n'est valable que si  $V_s < V_{Sat}$ .

- ♦ La fréquence du signal d'entrée doit être inférieure à une fréquence limite qui est fonction du gain. Par exemple avec un amplificateur de produit gain-bande passante égal à 20 MHz, et un rapport  $R_2/R_1$  égal à 100, la fréquence de coupure sera voisine de 200 kHz.

### 3.5.3.2 Circuit suiveur

La sortie est reliée à l'entrée inverseuse. Comme  $\varepsilon = V^+ - V^- = 0$ ,  $V_E = V^+ = V^-$

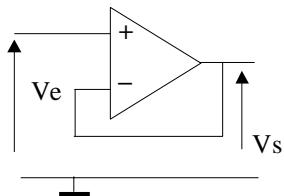


Fig. 8

$V_S = V_E$  : le gain est unitaire.

En première analyse ce montage ne présente aucun intérêt mais on constate que son impédance d'entrée  $Z_E$  est très grande et son impédance de sortie  $Z_S$  très faible. La sortie ne prélevant aucune puissance sur le circuit d'entrée ne perturbe pas celui-ci.

Ce montage constitue un *adaptateur d'impédance* de gain unité.

### 3.5.4 Utilisation de l'entrée inverseuse

#### 3.5.4.1 Multiplicateur

Pour compenser les effets des courants d'entrée, on relie l'entrée non inverseuse à la masse par une résistance  $R_3 = R_1 // R_2$ . Le courant qui circule dans cette résistance étant très faible, le potentiel de l'entrée + est celui de la masse. Le potentiel du point A est également nul car  $V^+ = V^-$ , mais l'impédance entre le point A et la masse n'est pas nulle. On dit que ce point est une masse virtuelle.

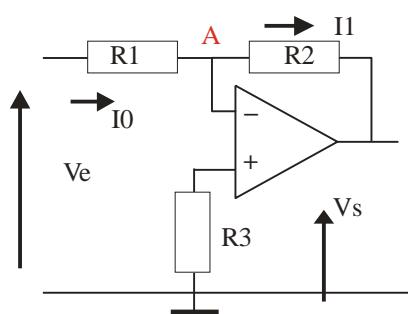


Fig. 9

$$I_1 = (V_A - V_S)/R_2 \quad I_0 = (V_E - V_A)/R_1$$

Le courant vers l'entrée - est nul donc :  $I_0 = I_1$

Comme  $V_A = V^+ = 0$ , on tire :

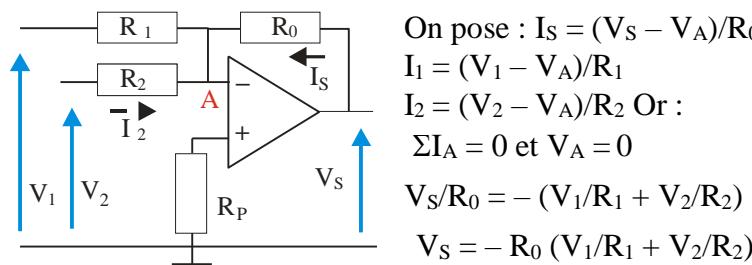
$$I_0 = V_E/R_1 = -V_S/R_2 \Rightarrow V_E = -R_2/R_1 \cdot V_S$$

Le gain est négatif. Il y a un déphasage de  $\pi$  entre l'entrée et la sortie en régime sinusoïdal.

Le courant d'entrée du montage étant  $I_0$ , l'impédance d'entrée est égale à  $R_1$

#### 3.5.4.2 Sommateur

Si l'amplificateur opérationnel est idéal le courant dans  $R_P$  est nul et  $V^- = V^+ = 0$



On pose :  $I_S = (V_S - V_A)/R_0$

$$I_1 = (V_1 - V_A)/R_1$$

$$I_2 = (V_2 - V_A)/R_2$$

Or :

$$\Sigma I_A = 0 \text{ et } V_A = 0$$

$$V_S/R_0 = -(V_1/R_1 + V_2/R_2)$$

$$V_S = -R_0(V_1/R_1 + V_2/R_2)$$

Fig. 10

En choisissant  $R_1 = R_2 = R_0$ , on obtient  $V_S = -(V_1 + V_2)$ .

Toujours pour compenser les effets des courants d'entrée, il est conseillé de relier l'entrée non inverseuse à la masse par une résistance  $R_P = (R_0 // R_1 // R_2)$ .

Ce montage est souvent utilisé comme « mélangeur » de signaux.

### 3.5.4.3 Intégrateur idéal

Le signal d'entrée est  $V_E(t)$ . Dans le modèle idéal,  $V_A = 0$  ; donc :  $i(t) = V_E(t)/R$

Le courant dans le condensateur est :

$$i(t) = -C \cdot dV_S/dt$$

$$\frac{dV_S}{dt} = -\frac{1}{RC} V_E$$

Par intégration, on tire  $V_S$

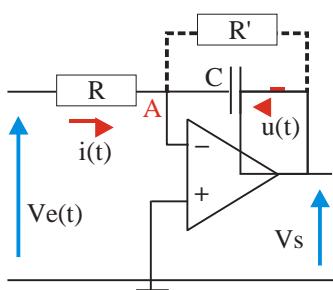


Fig. 11.

En fait, ce montage ne fonctionne pas correctement : le faible courant d'entrée de l'amplificateur produit dans  $R$  une chute de tension qui est elle aussi intégrée : la sortie se sature car le condensateur reste chargé. Pour obtenir une intégration satisfaisante, on peut placer une résistance  $R'$  en parallèle sur  $C$  afin de permettre l'écoulement de son courant de décharge. Cette résistance doit être assez grande pour ne pas perturber l'intégrateur mais pas trop pour pouvoir jouer son rôle. En pratique on prend  $R' \approx 10.R$ .

### 3.5.4.4 Dérivateur idéal

Par permutation du condensateur et de la résistance, on obtient un déivateur.

Le courant dans le condensateur est :

$$i(t) = dQ(t)/dt = C \cdot dV_E(t)/dt$$

C'est aussi le courant qui circule dans la résistance  $R$  :

$$V_S(t) = -R \cdot i(t)$$

$$\text{Donc : } V_S(t) = -RC \cdot \frac{dV_E(t)}{dt}$$

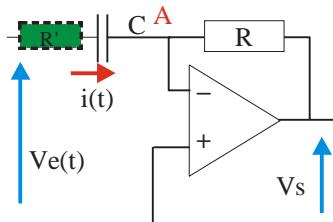


Fig. 12

La tension de sortie est proportionnelle à la dérivée de la tension d'entrée. En pratique,  $R$  et  $C$  sont choisis en fonction de la fréquence du signal pour obtenir un gain compris entre 0,1 et 10. Ce montage est insensible à la dérive mais il a tendance à osciller en haute fréquence. Pour y remédier, on peut placer une résistance  $R'$  en série avec le condensateur ( $R' < R/10$ ) qui limitera le gain aux fréquences élevées et donc les possibilités d'oscillation.

### 3.5.4.5 Convertisseur tension-courant

On utilise les courants qui circulent dans la résistance  $R$  et dans une charge, placé entre  $A$  et la sortie, sont identiques.  $V_A = 0 \Rightarrow I = V_E / R$ . Ce courant est donc indépendant de la nature et de la valeur de l'impédance de la charge. Le montage est équivalent à un générateur de courant commandé par une tension. La réalisation pratique d'un tel convertisseur s'écarte souvent de ce

schéma de principe car le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel est limité.

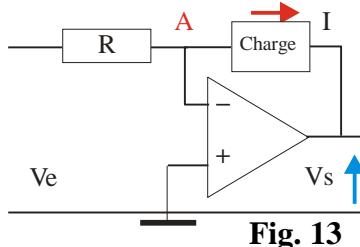


Fig. 13

### 3.5.4.6 Convertisseur courant-tension

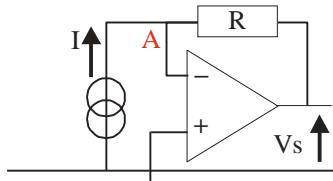


Fig. 14

On relie le point A à un générateur de courant d'intensité  $I$ .  
On a donc :

$$V_S = -R \cdot I$$

Le montage se comporte en générateur de tension commandé par un courant.

Un tel montage peut être utilisé pour amplifier le courant d'une photodiode.

### 3.5.4.7 Amplificateur différentiel

À cause des problèmes de saturation il est impossible d'utiliser directement un amplificateur opérationnel comme amplificateur différentiel. On utilise souvent le montage de la figure 16.

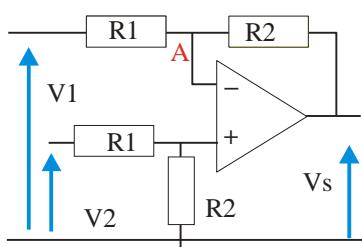


fig. 15

Comme il n'y a pas de courant prélevé par l'entrée non inverseuse,  $R_1$  et  $R_2$  constituent un diviseur de tension idéal pour la tension  $V_2$  :  $I_0 = V_2 / (R_1 + R_2)$ .

On tire :  $V^+ = V_2 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ . De même, on a :

$$I = (V_S - V^-) / R_2 = (V^- - V_1) / R_1$$

$$V_S / R_2 = V^- / R_2 + V^- / R_1 - V_1 / R_1$$

$$\frac{V_S}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} \cdot V_2 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{V_1}{R_1} \Rightarrow V_S = R_2 / R_1 \cdot (V_2 - V_1)$$

Les impédances vues par les deux générateurs sont égales à  $R_1 + R_2$ .

## 3.5.5 L'amplificateur opérationnel en régime de saturation

### 3.5.5.1 Comparateur simple

Envisageons un amplificateur dont l'entrée  $-$  est au potentiel  $V_0$ .

On sait que  $V_S = \mu \cdot (V^+ - V^-)$ . Le

gain est très grand ( $\mu > 10^5$ )

Pour un écart très faible entre les potentiels des deux entrées, on aboutit à la saturation de la sortie.

Si  $V^+ > V^- \Rightarrow V_S = +U$  et si  $V^+ < V^- \Rightarrow V_S = -U$

Si les entrées ne sont pas à des potentiels très voisins la sortie est saturée.

L'écart entre les tensions de saturation positive et négative est fonction de la structure interne de

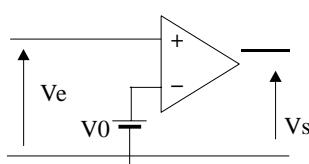


Fig. 16

l'amplificateur opérationnel utilisé. Cet écart, qui est en général faible, sera dans la suite négligé. Selon que la tension  $V_E$  est supérieure ou inférieure à la tension de consigne  $V_0$ , le potentiel de la sortie est  $\pm U$ . Le comparateur est utilisé dans de nombreux montages en particulier dans les asservissements. Si le signal d'entrée est une tension générée par un capteur, ce dispositif permet de commander en mode tout ou rien un actionneur relié à la sortie de l'amplificateur. Des amplificateurs opérationnels sont conçus de manière spécifique pour cette application qui nécessite des temps de montée aussi petits que possible.

### 3.5.5.2 Comparateur à hystérésis ou trigger<sup>3</sup> de Schmitt

$V_{Ref}$  est un potentiel constant qui sert de référence. La sortie est reliée à l'entrée non inverseuse par la résistance  $R_2$  : la réaction est donc positive.

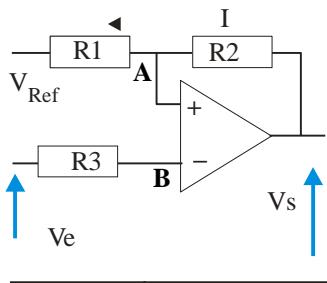


Fig. 17

$$I = (V_S - V_{Ref})/(R_1 + R_2)$$

$$R_2) V_A = V_{Ref} + R_1 \cdot I$$

$$V_A = V_{Ref} + (V_S - V_{Ref}) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

On fait croître  $V_E$  à partir d'une valeur très négative. Au départ, on a donc :  $V_S = +U$

$$V^+ = V_A = V_{Ref} + (U - V_{Ref}) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

Quand le potentiel de B devient supérieur à celui de A, la tension de sortie devient  $-U$ .

Il existe donc une tension de seuil  $V_1$  au-delà de laquelle le système change d'état.  $V_1 = V_{Ref} + (U - V_{Ref}) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ . On fait ensuite décroître  $V_E$  à partir d'une valeur positive. Initialement, on a :  $V_S = -U$ .

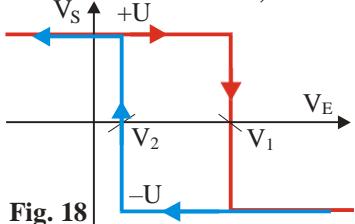


Fig. 18

Comme précédemment, on a basculement du système pour une tension de seuil  $V_2 \neq V_1$  telle que :

$$V_2 = V_{Ref} - (U + V_{Ref}) \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

Les valeurs des deux tensions de basculement étant différentes, on dit que le système présente un *hystérésis*.

#### • applications

◆ Avec un comparateur simple, si la tension d'entrée fluctue, le système bascule un

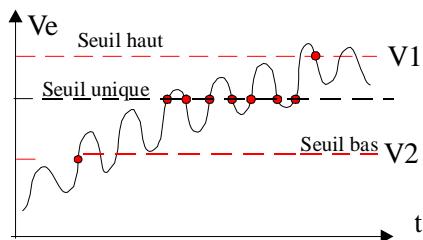
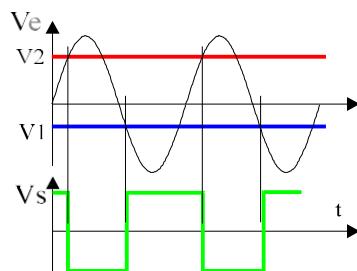


Fig. 19



certain nombre de fois avant de se figer dans un état. Avec un comparateur à hystérésis, le système n'oscille pas si l'écart entre les seuils est supérieur à l'amplitude des fluctuations du signal d'entrée.

◆ Si la tension d'entrée est un signal sinusoïdal d'amplitude suffisante, la tension de sortie est un signal rectangulaire d'amplitude  $2U$ .

- <sup>3</sup>Trigger : gachette, détente, déclencheur. Ce montage s'appelle également bascule de Schmitt.

### 3.5.6 Multivibrateur astable

On réalise le circuit de la figure 20 dans lequel  $R_2$  introduit une réaction positive. L'amplificateur fonctionne donc en régime de saturation.

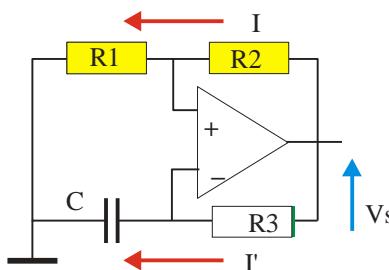
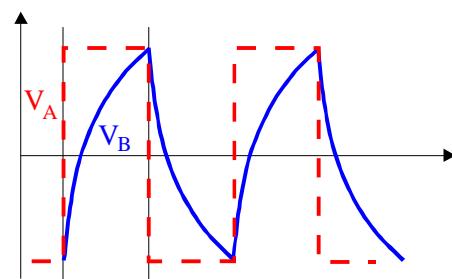


Fig. 20



- **Principe du fonctionnement**

Si  $V_A > V_B$ , on a :  $V_S = +U$ . Le condensateur C se charge à travers  $R_3$ . Le potentiel du point B croît jusqu'à la valeur  $V_A$  ( $R_1$  et  $R_2$  forment un pont diviseur), puis le montage bascule et alors  $V_S = -U$ .

Le potentiel de A devient négatif et donc :  $V_A < V_B$ . Le condensateur se décharge à travers  $R_3$ .  $V_B$  décroît jusqu'à ce qu'il devienne inférieur à  $V_A$  et le montage bascule à nouveau. Le système oscille indéfiniment entre ces deux états (astable) avec une période fonction des valeurs des éléments du circuit.

- **Calcul de la période**

On suppose que initialement  $V_S = +U$

$$V_A = V_S \cdot R_1 / (R_1 + R_2) \quad (a)$$

$$R_3 \cdot I' = V_S - V_B = R_3 \cdot C \cdot d(V_B) / dt \quad (b)$$

La solution générale de l'équation (b) est :  $V_B = K \cdot \exp(-t/\tau)$  avec  $\tau = R_3 C$

Une solution particulière est :  $V_B = V_S = +U$

La solution générale est donc :  $V_B = +U + K \cdot \exp(-t/\tau)$

On prend comme origine des temps, l'instant où le système a basculé ; en  $t = 0$  on a :

$$V_B(0) = -V_A = -U \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$$

$$K = V_B(0) - U = -U \cdot [1 + R_1 / (R_1 + R_2)] = -U \cdot (2 \cdot R_1 + R_2) / (R_1 + R_2)$$

$$V_B = U - U \frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

En  $t = 0$  :  $V_B = -U \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$  ;  $V_B$  croît jusqu'à  $t = t_1 = T/2$  pour atteindre la valeur  $V_B = +U \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$

$$U \cdot R_1 / (R_1 + R_2) = U - U \cdot [(2 \cdot R_1 + R_2) / (R_1 + R_2)] \cdot \exp(-t_1/\tau)$$

$$[(2 \cdot R_1 + R_2) / (R_1 + R_2)] \cdot \exp(-t_1/\tau) = R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$(2 \cdot R_1 + R_2) \cdot \exp(-t_1/\tau) = R_2 \Rightarrow \exp(t_1/\tau) = 1 + 2 \cdot R_1 / R_2$$

$$t_1 = \tau \cdot \ln(1 + 2 \cdot R_1 / R_2)$$

L'expression de la période est donc :

$$T = 2R_3C \cdot \ln(1 + 2 \cdot R_1 / R_2)$$

Ce circuit constitue un oscillateur et génère une tension rectangulaire. Ici encore il importe d'utiliser un amplificateur opérationnel dont le temps de montée est le plus petit possible.

### 3.5.7 Simulation d'impédances

#### a) Résistance négative

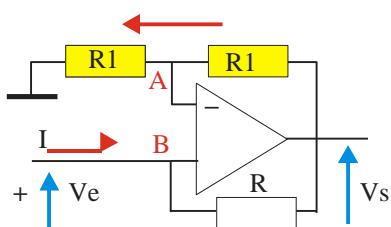


Fig. 21

$$R \cdot I = V_E - V_s = V_E - 2 \cdot V_E = -V_E$$

On en déduit :  $V_E = -R \cdot I$

L'impédance présentée par le circuit correspond à une résistance de valeur  $-R$ . Ceci traduit le fait que le circuit fournit de l'énergie au montage auquel il est connecté. Une résistance positive consomme de l'énergie.

#### b) Simulateur d'inductance

Par rapport au montage précédent, on permute C et R<sub>1</sub>

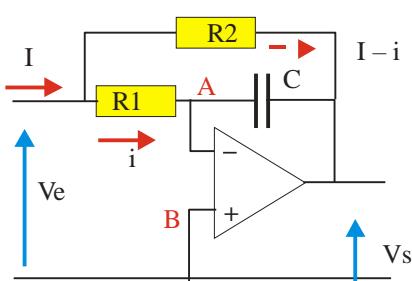


Fig. 22

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_B = 0 \\
 I &= i + (I - i) \\
 V_E &= R_1 \cdot i \quad V_s = -i/jC\omega \\
 V_s &= -V_E/jC\omega R_1 \\
 V_E - V_s &= R_2 \cdot (I - i) \\
 I &= i + (I - i) = V_E/R_1 + (V_E - V_s)/R_2
 \end{aligned}$$

On en déduit la valeur du courant I.  $I = Y_E \cdot V_E$

$$\text{La valeur de l'admittance équivalente est : } Y_E = (1/R_1 + 1/R_2 + 1/jC\omega R_1 R_2)$$

Ce circuit est équivalent à une résistance  $r = (R_1 // R_2)$  en parallèle avec une inductance  $L = C \cdot R_1 \cdot R_2$ . Il permet de simuler une inductance de grande valeur en utilisant un condensateur

### 3.5.8 Multiplicateur de capacité

On suppose que l'amplificateur opérationnel est idéal.

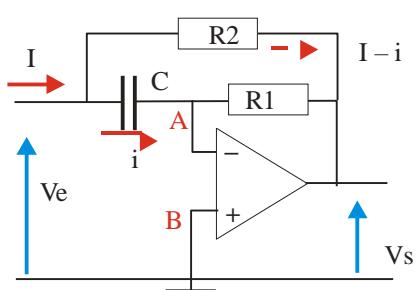


Fig. 23

$$\begin{aligned}
 V_A &= V_B = 0 \\
 V_E &= i/jC\omega \quad V_s = - \\
 R_1 \cdot i \quad V_s &= -jR_1 \cdot C \omega \cdot V_E \\
 \text{De plus : } V_E - V_s &= R_2 \cdot (I - i) \\
 \text{La valeur du courant d'entrée est donc :} \\
 I &= i + (I - i) = jC\omega V_E + (V_E - V_s)/R_2 \\
 I &= jC\omega V_E + V_E/R_2 + jR_1 \cdot C \omega V_E/R_2
 \end{aligned}$$

On en déduit la valeur du courant I.  $I = Y_E \cdot V_E$

$$\text{La valeur de l'admittance équivalente est : } Y_E = 1/R_2 + jC\omega(1 + R_1/R_2)$$

Ce circuit est équivalent à une résistance  $R_2$  en parallèle avec un condensateur dont la capacité vaut  $C' = C \cdot (1 + R_1/R_2)$ . Il permet de simuler une capacité de grande valeur.