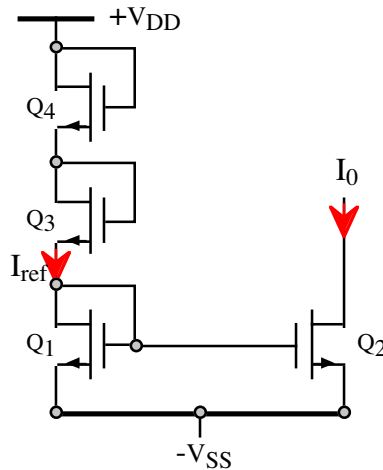


1. Les transistors T_1 et T_2 d'une part, T_3 et T_4 d'autre part, sont identiques et à la même température. Comment s'appelle le montage ainsi constitué ? Quelle relation lie les courants de repos ?
2. Dessiner le schéma équivalent aux petites variations en remplaçant T_3 et T_4 par la résistance du dipôle équivalent (r_3 et r_4).
3. Déterminer le gain $A_1 = \frac{v_1 - v_2}{v_{e1} - v_{e2}}$.
L'exprimer en fonction des dimensions du canal de T_1 et T_3 . Faire l'application numérique.
4. Montrer que lorsque $r_i \rightarrow \infty$, il existe une relation très simple entre v_1 et v_2 .
5. Le générateur de courant (I_0 , r_i) de la figure 1 est réalisé avec le montage représenté ci-dessous dans lequel Q_1 et Q_2 sont identiques. Démontrer que les courants I_0 et I_{ref} sont égaux et déterminer l'expression de la résistance interne r_i vue entre de drain de Q_2 et la masse.



3° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE INTERMEDIAIRE (FIG.2)

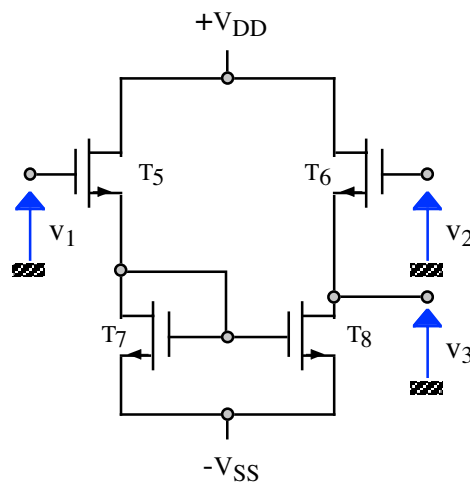


Figure 2

1. Les transistors T_5 et T_6 d'une part, T_7 et T_8 d'autre part, sont identiques. Rechercher (qualitativement) le cheminement de chaque signal v_1 et v_2 et en déduire le déphasage du

signal v_3 par rapport à v_1 et à v_2 séparément ; conclure en tenant compte du déphasage existant entre v_1 et v_2 .

2. On va chercher le gain $A_2 = \frac{v_3}{v_1 - v_2}$.

Dessiner d'abord le schéma équivalent en remplaçant T_7 par sa résistance équivalente (r_7) et sans négliger les résistances internes (r_{ds6} et r_{ds8}) de T_6 et T_8 (sinon, il est impossible de calculer v_3).

3. A partir de l'équation au nœud de sortie, trouver la relation existant entre v_1 , v_2 et v_3 .

L'écrire sous la forme : $v_2 - Nv_1 = \frac{v_3}{A}$

4. Montrer que le terme A est voisin de 1 et, compte tenu de la relation simple liant v_1 et v_2 , donner l'expression du gain A_2 en fonction de N .

5. Exprimer N en fonction des courants et des dimensions des transistors. En examinant le fonctionnement en continu du couple constitué par T_7 et T_8 , écrire la relation liant les courants de drain des quatre transistors.

Donner alors une expression simplifiée de N et calculer numériquement A_2 .

4° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE AMPLIFICATEUR (FIG.3)

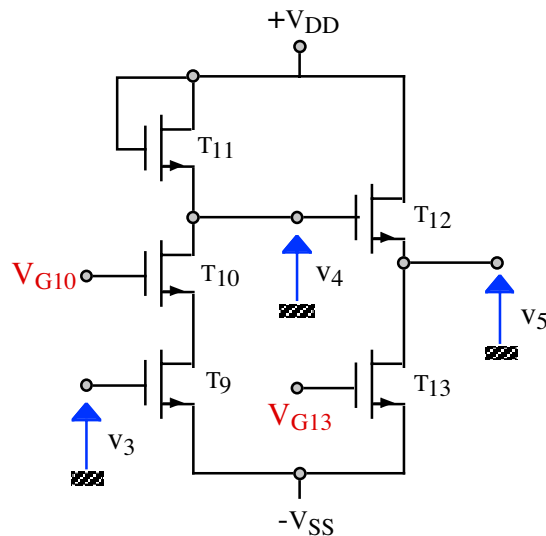


Figure 3

1. Dessiner le schéma équivalent à T_{12} et T_{13} , rechercher alors l'expression du gain $A_4 = \frac{v_5}{v_4}$ et faire l'application numérique compte tenu des valeurs habituelles des paramètres des transistors.
2. L'étage amplificateur constitué par T_9 et T_{10} est chargé par l'ensemble T_{11} , T_{12} et T_{13} . Donner l'expression de la résistance aux petites variations du dipôle équivalent à cette charge, vue entre D_{10} et la masse. La tension V_{G10} étant maintenue rigoureusement constante par rapport à la masse, comment s'appelle le montage amplificateur constitué par T_9 et T_{10} ?

Calculer son gain en tension $A_3 = \frac{v_4}{v_3}$ et l'exprimer en fonction des dimensions du canal de T_9 et T_{11} . Faire l'application numérique.

5° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE DE SORTIE (FIG.4)

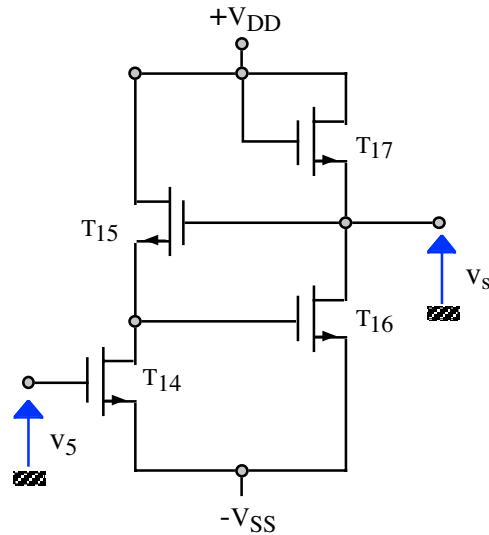


Figure 4

1. Dessiner le schéma équivalent de cet étage aux petites variations en remplaçant T_{17} par la résistance du dipôle équivalent (r_{17}) et sans négliger les résistances internes (r_{ds14} et r_{ds15}) de T_{14} et T_{15} .
2. Ecrire d'abord l'expression de v_s en fonction de v_{gs6} . Rechercher ensuite la relation liant v_{gs6} aux tensions v_s et v_5 , puis simplifier cette relation en tenant compte des valeurs habituelles des paramètres des transistors.

Calculer le gain $A_5 = \frac{v_s}{v_5}$

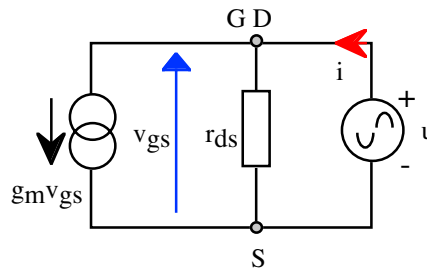
L'exprimer en fonction des dimensions du canal des transistors T_{14} , T_{15} , T_{16} et T_{17} et faire l'A.N.

3. Calculer le gain de l'amplificateur complet : $A = \frac{v_s}{v_{e1} - v_{e2}}$.
4. Rechercher l'expression de la résistance de sortie R_s de l'amplificateur, en faisant les approximations qui s'imposent.

CORRECTION

1° PARTIE : CHARGE ACTIVE ET GENERATEUR DE COURANT

Schéma aux variations de la « charge active » grille et drain reliés.



Equation au nœud GD : $i - g_m v_{gs} - \frac{u}{r_{ds}} = 0$ avec $u = v_{gs}$.

Résistance équivalente du dipôle : $r = \frac{u}{i} = \frac{1}{g_m + \frac{1}{r_{ds}}} = g_m // \frac{1}{r_{ds}} \approx \frac{1}{g_m}$

Expression dans laquelle $r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_D}$ est négligeable devant la transconductance g_m .

Calcul de la transconductance pour ($\lambda \cdot V_{DS} \ll 1$) :

$$I_D = k^{\circ} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 \quad g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = 2k^{\circ} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) \quad \text{soit avec : } V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{I_D}{k^{\circ} \frac{W}{L}}}$$

$$g_m = 2\sqrt{k^{\circ} \frac{W}{L} I_D} \quad (2)$$

Dans l'exercice, on utilisera systématiquement cette relation qui montre que, dans les montages amplificateurs, pour lesquels des valeurs élevées de g_m sont requises, il faut des valeurs assez importantes du rapport (W/L). Mais on ne peut pas trop réduire L, sinon la valeur de λ devient trop grande et r_{ds} trop faible. Par ailleurs, une valeur importante de W conduit à une grande surface de la grille et donc à une capacité parasite importante.

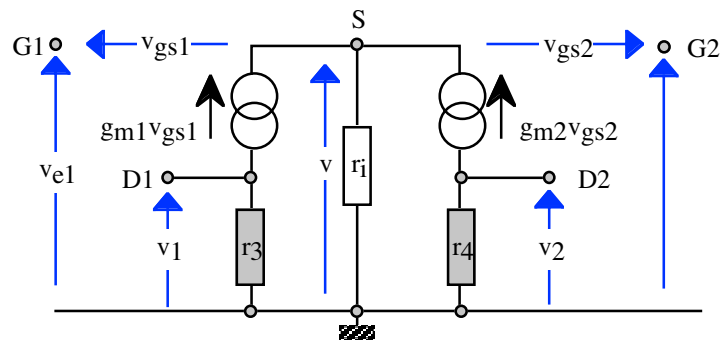
Enfin, une valeur importante du courant I_D nécessitera une tension d'alimentation élevée et une consommation de puissance importante.

En ce qui concerne la résistance équivalente r du dipôle soit ($1/g_m$), pour un courant I_D donné, la résistance r sera d'autant plus grande que (W/L) sera faible donc L grande.

2° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE D'ENTREE (FIG.1)

- On reconnaît un amplificateur différentiel à charge active. Sachant que $V_{G1S} = V_{G2S}$ et que les courants de grille sont nuls, on en déduit : $I_{D4} = I_{D2} = \frac{I_0}{2} = I_{D1} = I_{D3}$

2. Schéma équivalent dans lequel : $r_3 = \frac{1}{g_{m3}}$ et $r_4 = \frac{1}{g_{m4}}$



3. $v_1 = -r_3 g_{m1} v_{gs1}$ $v_2 = -r_4 g_{m2} v_{gs2}$ avec : $g_{m1} = g_{m2}$ et $r_3 = r_4$
 $v_{e1} - v_{e2} = v_{gs1} - v_{gs2}$

$$A_2 = \frac{v_1 - v_2}{v_{e1} - v_{e2}} = -r_3 g_{m1} = -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} = -\sqrt{\frac{(W/L)_1}{(W/L)_3}} = -4,5$$

Ce gain dépend donc uniquement du rapport (W/L) des transistors, c'est-à-dire de la géométrie du canal. Il faut que $(W/L)_1 > (W/L)_3$.

4. Si r_i est infinie : $g_{m1} v_{gs1} = g_{m2} v_{gs2}$ et comme $r_3 = r_4$, on aura : $v_1 = -v_2$.
 Les tensions v_1 et v_2 sont alors d'égale amplitude et en opposition de phase, quelles que soient v_{e1} et v_{e2} .

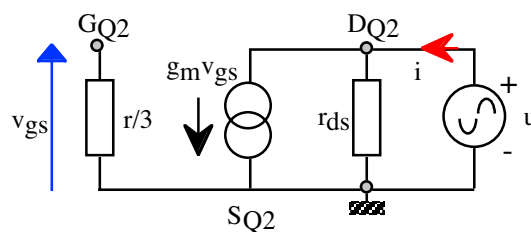
5. Les transistors Q_1 et Q_2 constituent un miroir de courant, les transistors Q_3 et Q_4 permettent les décalages de tension nécessaires pour fixer le courant I_{ref} .

On a en effet : $I_{D1} = I_{ref} = k \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2$

$I_{D2} = I_0 = k \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2$

Sachant que Q_1 et Q_2 sont identiques et ont de plus : $V_{GS1} = V_{GS2}$, on obtient : $I_0 = I_{ref}$.

Dessignons le schéma aux variations et appliquons la méthode de l'ohmmètre pour obtenir la résistance interne r_i du miroir.



Les transistors Q_1, Q_3 et Q_4 sont remplacés par la résistance r de la première partie. La tension de commande v_{gs} est nulle ce qui entraîne aussi l'annulation du générateur dépendant ($g_m \cdot v_{gs}$). Dans ces conditions :

$$r_i = \frac{u}{i} = r_{ds} = \frac{1}{\lambda I_0}$$

On peut avoir des valeurs plus importantes de r_i en utilisant, comme avec les bipolaires, des miroirs de courant plus élaborés (tels que le miroir de Wilson ou de Wilson amélioré ou le miroir empilé).

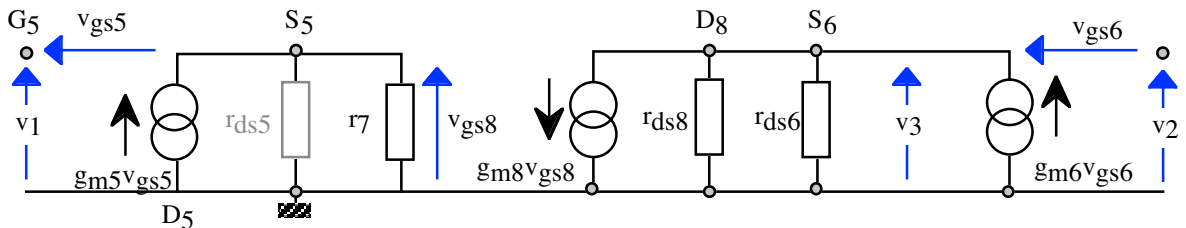
3° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE INTERMEDIAIRE (FIG.2)

1. **Cheminement du signal v_1** : appliqué sur la grille de T_5 monté en drain commun et chargé par T_7 , la tension de grille de T_8 est en phase avec v_1 . T_8 est monté en source commune chargé par T_6 -> circuit inverseur. Le signal v_3 est donc en opposition de phase avec v_1 .

Cheminement du signal v_2 : appliqué sur la grille de T_6 , monté en drain commun et chargé par T_8 , le montage est non-inverseur. Le signal en S_6 est en phase avec v_2 .

Finalement : v_3 est en phase avec v_2 et en opposition de phase avec v_1 ; comme de plus v_1 et v_2 sont eux-mêmes en opposition de phase, les deux signaux se retrouvent en phase en v_3 : donc ils s'additionnent aussi en amplitude.

2. Schéma aux variations :



On néglige la résistance r_{ds5} devant r_7 .

3. Nœud de sortie v_3 : $g_{m6}v_{gs6} - g_{m8}v_{gs8} - v_3\left(\frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds8}}\right) = 0$ (1)

Avec : $v_{gs6} = v_3 - v_2$

$$v_{gs8} = r_7 g_{m5} v_{gs5} \quad \text{où : } v_{gs5} = v_1 - v_{gs8} \rightarrow v_{gs8} = \frac{r_7 g_{m5}}{1 + r_7 g_{m5}} v_1 = \frac{g_{m5}}{g_{m7} + g_{m5}} v_1$$

On reporte dans l'équation (1) :

$$g_{m6}(v_2 - v_3) - g_{m8} \frac{g_{m5}}{g_{m7} + g_{m5}} v_1 - v_3 \left(\frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds8}} \right) = 0$$

Il vient alors :

$$v_2 - \frac{g_{m8} g_{m5}}{g_{m6} (g_{m7} + g_{m5})} v_1 = v_3 \frac{g_{m6} + \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds8}}}{g_{m6}}$$

$$N = \frac{g_{m8}g_{m5}}{g_{m6}(g_{m7} + g_{m5})}$$

$$A = \frac{g_{m6}}{g_{m6} + \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds8}}}$$

4. En pratique $g_{m6} \gg \frac{1}{r_{ds6}} + \frac{1}{r_{ds8}}$ aussi le terme A est pratiquement égal 1.

Sachant que $v_1 = -v_2$, il vient : $A_2 = -\frac{1+N}{2}$

5. En remplaçant dans N, les transconductances par leurs expressions : $(g_m)_i = 2\sqrt{k^{\circ}(\frac{W}{L})_i I_{Di}}$:

$$N = \frac{2\sqrt{k^{\circ}(\frac{W}{L})_8 I_{D8}} 2\sqrt{k^{\circ}(\frac{W}{L})_5 I_{D5}}}{2\sqrt{k^{\circ}(\frac{W}{L})_6 I_{D6}} (2\sqrt{k^{\circ}(\frac{W}{L})_7 I_{D7}} + 2\sqrt{k^{\circ}(\frac{W}{L})_5 I_{D5}})}$$

Les MOS T_5 et T_6 sont identiques de même que T_7 et T_8 qui forment, de plus, un miroir de courant. Donc : $I_{D6} = I_{D8} = I_{D7} = I_{D5}$

D'où :

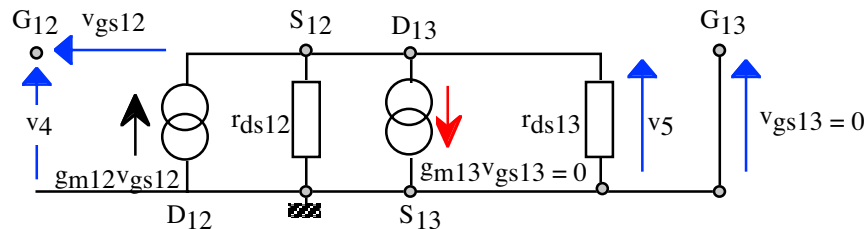
$$N = \frac{\sqrt{(\frac{W}{L})_8}}{\sqrt{(\frac{W}{L})_7} + \sqrt{(\frac{W}{L})_5}}$$

Relation purement géométrique, donc le gain A_2 ne dépend que des dimensions des transistors.

Application numérique : $A_2 = -0,94$.

4° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE AMPLIFICATEUR (FIG.3)

1. Schéma équivalent à T_{12} (monté en drain commun) et T_{13} (charge active).



Sachant que V_{GS13} est constante, $v_{gs13} = 0$ entraînant alors $(g_{m13} \cdot v_{gs13}) = 0$ et T_{13} se réduit alors à sa résistance interne r_{ds13} .

$$v_5 = g_{m12} v_{gs12} (r_{ds12} // r_{ds13})$$

$$v_{gs12} = v_4 - v_5$$

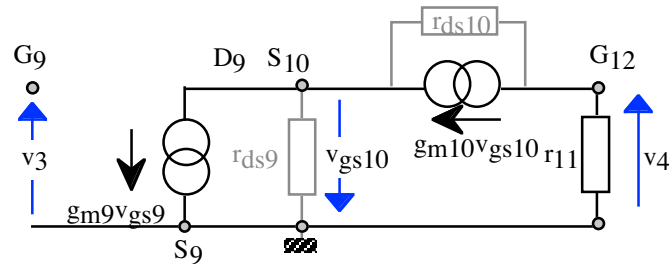
$$A_4 = \frac{v_5}{v_4} = \frac{g_{m12}}{g_{m12} + \frac{1}{r_{ds12} // r_{ds13}}}$$

Avec les valeurs habituelles : $g_{m12} \gg \frac{1}{r_{ds12} // r_{ds13}}$, le gain A_4 est sensiblement égal à 1.

2. Le MOS T_9 est monté en source commune et T_{10} en grille commune constituent un montage « cascode » chargé par T_{11} monté en dipôle soit $r_{i1} = \frac{1}{g_{m11}}$.

La résistance d'entrée de T_{12} est par ailleurs infinie.

Schéma aux variations :



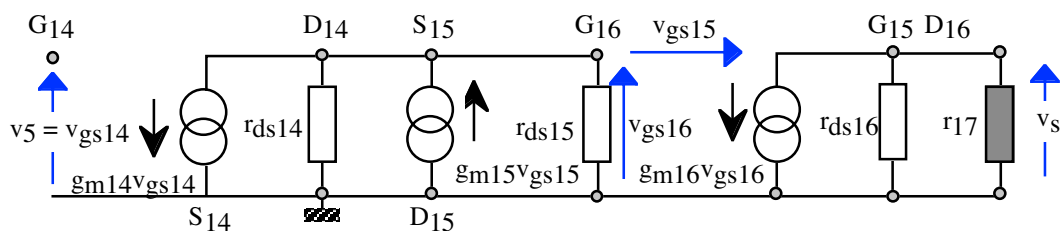
$$v_4 = -r_{i1} g_{m10} v_{gs10} \quad g_{m10} v_{gs10} = g_{m9} v_{gs9} \quad v_{gs9} = v_3$$

$$A_3 = \frac{v_4}{v_3} = -r_{i1} g_{m9} = -\frac{g_{m9}}{g_{m11}} = -\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_9}{\left(\frac{W}{L}\right)_{11}} = -9$$

Les courants de repos des MOS T_9, T_{10} et T_{11} sont identiques.

5° PARTIE : ETUDE DE L'ETAGE DE SORTIE (FIG.4)

1. Schéma équivalent :



2. La résistance r_{ds16} est négligeable devant r_{17} .

$$v_s = -r_{17} g_{m16} v_{gs16}$$

$$v_{gs16} = (g_{m15} v_{gs15} - g_{m14} v_{gs14}) (r_{ds14} // r_{ds15})$$

Avec : $v_{gs14} = v_5$

$$v_{gs15} = v_s - v_{gs16}$$

Sachant que : $g_{m15} \gg \frac{1}{r_{ds14} // r_{ds15}}$, on obtient :

$$v_{gs16} = v_s - \frac{g_{m14}}{g_{m15}} v_5$$

Portons cette expression dans celle de v_s :

$$v_s = -r_{17}g_{m16}\left(v_s - \frac{g_{m14}}{g_{m15}}v_5\right) \qquad A_5 = \frac{v_s}{v_5} = \frac{g_{m14}}{g_{m15}} \frac{g_{m17}}{1 + \frac{g_{m16}}{g_{m17}}}$$

T₁₄ et T₁₅ d'une part et T₁₆ et T₁₇ d'autre part sont parcourus par le même courant : I_{D14} = I_{D15} et I_{D16} = I_{D17}.

$$A_5 = \frac{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{14}}}{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{15}}} \frac{\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{16}}}{1 + \sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{16}}/\sqrt{\left(\frac{W}{L}\right)_{17}}} = 5,55$$

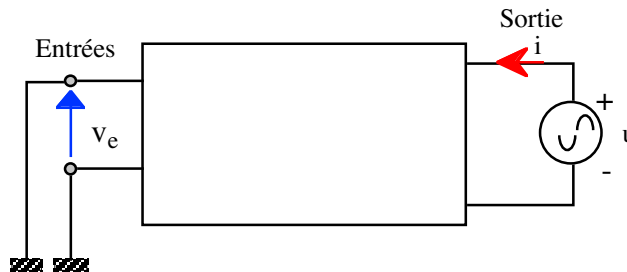
Comme pour les gains précédents, on obtient une relation purement géométrique.

3. Gain de l'amplificateur complet :

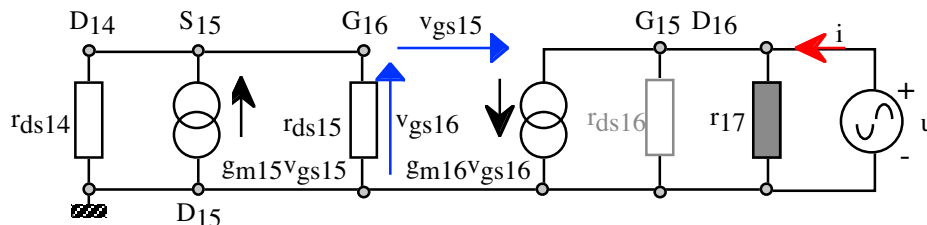
$$\frac{v_s}{v_{e1} - v_{e2}} = \frac{v_s}{v_5} \frac{v_5}{v_4} \frac{v_4}{v_3} \frac{v_3}{v_1 - v_2} \frac{v_1 - v_2}{v_{e1} - v_{e2}} = -211$$

4. Calcul de la résistance de sortie du montage complet.

On applique la méthode de « l'ohmmètre » qui consiste à placer un générateur (u, i) en sortie et d'annuler le générateur d'attaque e_g (ici on fait : v_{e1} = v_{e2} = 0 entraînant alors v_e = 0).



Si la tension v_e est nulle, on en déduit que la tension v_{gs14} est aussi nulle ainsi que (g_{m14}·v_{gs14}). Le schéma qui permet de calculer la résistance de sortie est alors le suivant :



Equation au nœud de sortie : $i - g_{m16}v_{gs16} - \frac{u}{r_{17}} = 0$

$v_{gs16} = g_{m15}v_{gs15}(r_{ds14} // r_{ds15}) \qquad v_{gs15} = u - v_{gs16}$

$$\text{Soit : } v_{gs16} = u \frac{g_{m15}}{g_{m15} + \frac{1}{r_{ds14} // r_{ds15}}} \approx u$$

$$\text{Dans ces conditions : } i = u \left(g_{m16} + \frac{1}{r_{17}} \right)$$

$$R_s = \frac{u}{i} = \frac{\frac{1}{g_{m17}}}{1 + \frac{g_{m16}}{g_{m17}}}$$

Soit encore :

$$R_s = \frac{u}{i} = \frac{\frac{1}{g_{m17}}}{1 + \sqrt{\frac{\left(\frac{W}{L}\right)_{16}}{\left(\frac{W}{L}\right)_{17}}}} = \frac{1}{6,1 g_{m17}}$$

Si on utilisait un étage de sortie avec seulement T_{16} chargé par le dipôle T_{17} , la résistance de sortie serait égale à $1/g_{m17}$. Dans le montage proposé, T_{15} réalise une rétroaction négative qui permet de réduire sensiblement cette résistance de sortie par le facteur 6,1 correspondant au rapport (g_{m16}/g_{m17}) et donc à la géométrie des MOS T_{16} et T_{17} .