UGS Inside ou Inside UGS ?

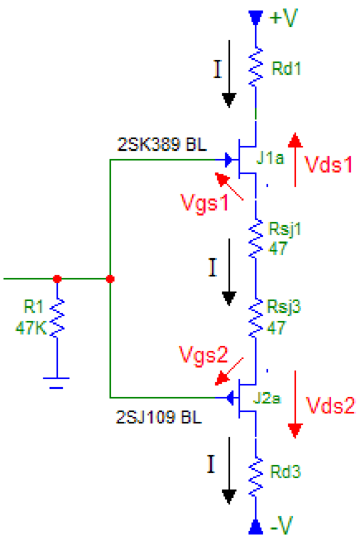
Bon, comment ça marche, ce biniou ?

Ben, si le schéma a l'air simple, le fonctionnement en a l'air aussi. Mais seulement l'air… Cependant, malgré toutes les équations que vous allez manger, vous allez pouvoir vous rendre compte que finalement, ce n'est pas aussi compliqué qu'il ne semble, l'électronique. Comme outils principaux, vous aurez besoin de la loi d'Ohm et des lois de Kirchhoff en courant et en tension, et c'est à peu près tout. Je vais essayer de détailler pas à pas la démarche, mais si je vais trop vite par moments, n'hésitez pas à m'interrompre ☺. Et prenez ce papier plus comme un modeste tuto que comme une analyse de fond d'un montage, et vous verrez au passage que toutes les choses utilisées peuvent être appliquées à d'autres designs.

On y va ? Et pour démarrer doucement, on va commencer par se reposer.

Cure de repos

On va donc commencer par s'intéresser à ce qui se passe au repos (en l'absence de signal). Pour ça, on va simplifier le schéma pour ne pas s'embrouiller. Si on s'occupe d'abord de l'étage d'entrée, et en enlevant cascodes, miroirs de courant et contre réaction (R_{IN} et R_{FB}), on obtient à peu près ça :



Pour ce qui nous intéresse, c'est équivalent au montage plus complexe. La résistance de source de J2a (Rsj3) comprend le potar VR2 (sa moitié en fait) et la résistance 22Ω pour plus de clarté, mais globalement, il faut se dire que toutes les résistances de sources des JFets sont les mêmes.

De plus, on n'a pas représenté la seconde moitié de l'étage différentiel, car il s'y passe exactement la même chose (au repos).

Sur cette image, « I » est le courant qui circule dans les JFets. Il entre par le drain de J1a, sort par sa source avec la même valeur, rentre dans la source de J2a, et sort par le drain vers le moins de l'alim. Les deux grilles des JFets sont à la masse, à cause de R1 et du courant de grille infinitésimal.

Si on écrit l'équation de la maille d'entrée, on a : $V_{GS1} + 2R_S I - V_{GS2} = 0$ (1)

Et donc le courant dans les JFets est de : $I = \dfrac{V_{GS2} - V_{GS1}}{2R_S}$ (2)

Si on considère que les JFets N et P sont identiques, ça veut dire entre autres que V_{GS1} =-V_{GS2}=V_{GS} (ce sont des JFets de polarité opposée).

Ça nous simplifie donc l'équation, et on se retrouve finalement avec :

$$I = -\frac{V_{GS}}{R_S}\text{ , soit } V_{GS} = -R_S I \qquad (3)$$

Entre parenthèses, il faut faire gaffe à ces V_{GS} : pour un JFet N, la tension de grille est inférieure à la tension de source ($V_{GS} < 0$) et pour un JFet P, on a évidemment l'inverse ($V_{GS} > 0$). Ça peut être un peu perturbant au début, mais on s'y fait assez vite.

Si on s'intéresse de plus près aux JFets, on peut trouver dans tous les bouquins qu'une bonne approximation du courant de drain est donnée par :

$$I = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)^2 \qquad (4)$$

où I_{DSS} est le courant max du JFet (à saturation), et V_{GSOff} la tension de pincement, autrement dit la tension entre grille et source pour laquelle le courant de drain est nul. On trouve ces valeurs dans les datasheets des JFets. Ce sont deux caractéristiques intrinsèques des JFets, liées à leur construction.

Puis on se croit futé, alors on remplace dans cette dernière équation V_{GS} par $-R_SI$ (équation 3), et on se retrouve avec un truc compliqué du second ordre :

$$\frac{I_{DSS}R_S^2}{V_{GSOff}^2}I^2+\left(\frac{2I_{DSS}R_S}{V_{GSOff}}-1\right)I+I_{DSS}=0 \qquad (5)$$

Alors pour ne pas perdre la face, on se replonge dans ses cours de seconde, on se bat avec le discriminant, et finalement on arrive à :

$$I=\frac{V_{GSOff}^2}{2I_{DSS}R_S^2}\left[\left(1-\frac{2R_SI_{DSS}}{V_{GSOff}}\right)-\sqrt{1-\frac{4R_SI_{DSS}}{V_{GSOff}}}\right] \qquad (6)$$

Beuark…

Pour le cas qui nous intéresse, si on prend le datasheet du 2SK389, on peut voir que pour un I_{DSS} de 8mA, le V_{GSOff} est d'à peu près –0.6V. Avec une résistance de source R_S=47Ω, on obtient alors le courant de polarisation des JFets de 3.8mA. Et c'est grosso modo ce qu'on a en réalité.

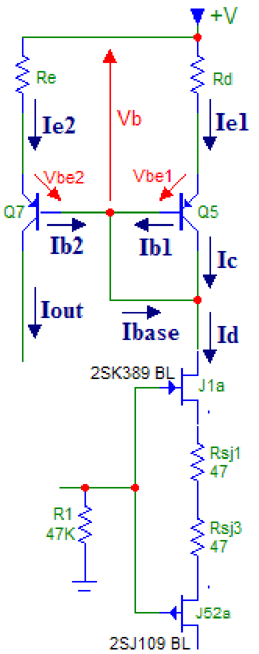
Tout ça pour en arriver là… Je sais on aurait pu faire plus simple en traçant les droites d'entrée et de charge etc… Mais j'ai bien le droit de m'amuser, non ? Et puis c'est une équation valable dans beaucoup de configs, et ça permet, pour peu qu'on prenne la peine de tracer la courbe, de se faire une idée de la valeur du courant de repos en fonction de la résistance de source.

Entre parenthèses, vous pouvez également deviner ici pourquoi on ne peut pas faire de module UGS avec des transistors bipolaires en entrée, du moins avec cette topologie particulière… Pas de volontaire ? Eh bien simplement parce les bipolaires sont incapables de s'autopolariser de cette façon. Il leur faudra obligatoirement des sources de courant annexes pour qu'ils puissent se mettre en conduction, alors que là, une bête résistance de source et une référence de masse sur la grille suffisent à polariser un JFet. Les précieux lui donnent le nom de « polarisation économique », vu que ça ne requiert qu'un nombre minimal de composants…

Mais revenons à nos gigots. Pour l'instant, on sait qu'au repos les JFets sont parcourus par un courant I_D qu'ont sait calculer par (6).

Maintenant, on va revenir pas à pas vers le schéma complet du bazar. On va faire pour l'instant l'impasse sur les cascodes. Elles ne servent pour ainsi dire à rien dans le calcul de la configuration de repos. Même chose pour la contre réaction. Mais par contre, va falloir qu'on s'intéresse aux miroirs de courant.

Dont acte. On ne va s'intéresser qu'à un seul quart du montage avant d'aller plus loin :



I_D est le courant dans les JFets qu'on vient de calculer si péniblement. Et on va maintenant chercher à comprendre ce qui se passe dans les deux transistors bipolaires…

On commence par regarder ce que vaut la tension entre le rail d'alim positive et les bases communes des deux bipos. On peut évidemment écrire cette tension V_B comme :

$V_B = R_D I_{E1} - V_{BE1}$, mais aussi $V_B = R_E I_{E2} - V_{BE2}$, d'où même les cancres peuvent déduire que :

$$R_D I_{E1} - V_{BE1} = R_E I_{E2} - V_{BE2}$$

Pour se simplifier la vie, on suppose maintenant que nos deux transistors sont identiques au poil de silicium près, ce qui nous pousse à admettre que $V_{BE1}=V_{BE2}$. En effet la tension base-émetteur d'un bipolaire est une caractéristique « de base » - rigolo, ça - de ces composants. Pour simplifier, on dira qu'elle est constante et qu'elle vaut dans les 0.6V-0.7V, mais ça ne sert à rien ici…

De là, il est facile de tirer que $I_{E1} = \frac{R_E}{R_D} I_{E2}$ (7)

Bon, on a obtenu sans mal une relation entre les courants d'émetteur des deux bipolaires, mais ce qui nous intéresse au final, c'est plutôt le courant de collecteur I_{OUT}, et de quelle façon il est relié au courant I_D dans les JFets.

On va demander un peu d'aide à Gustav Kirchhoff, car d'après lui $I_D=I_C+I_{BASE}$ et $I_{BASE}=I_{B1}+I_{B2}$, ce qui nous conduit à :

$$I_D = I_C + I_{B1} + I_{B2} \tag{8}$$

D'autre part, dans un transistor bipolaire, les courants d'émetteur, de collecteur et de base sont liés par la relation $I_{Emetteur}=I_{Collecteur}+I_{Base}$

Ça signifie que dans l'équation (8) , le terme I_C+I_{B1} est en fait le courant d'émetteur du premier transistor, I_{E1}. On obtient donc :

$$I_D = I_{E1} + I_{B2} \tag{9}$$

On est de sacrés veinards, car l'équation (7) nous permet de remplacer I_{E1} par une équivalence en I_{E2} , ce qui fait que (9) peut s'écrire comme :

$$I_D = \frac{R_E}{R_D} I_{E2} + I_{B2} \tag{10}$$

Il est temps ici d'appeler à la rescousse le gain en courant des transistors, le fameux β, qui permet de lier les différents courants d'un transistor entre eux :

$$I_{Collecteur} = \beta I_{Base} \text{ et } I_{Emetteur} = (\beta + 1) I_{Base} \tag{11}$$

ce qui fait que dans notre cas, on peut écrire :

$$I_D = \frac{R_E}{R_D}(\beta+1)I_{B2} + I_{B2} = I_{B2}\left((\beta+1)\frac{R_E}{R_D}+1\right) \tag{12}$$

Mais par la grâce de (11), on a aussi $I_{B2} = I_{OUT}/\beta$, ce qui fait qu'au final, on se retrouve avec :

$$I_D = \left(\frac{\beta+1}{\beta}\frac{R_E}{R_D}+\frac{1}{\beta}\right)I_{OUT} \tag{13}$$

Si on utilise des transistors avec un gain β suffisamment grand, on peut dire sans trop se tromper que le rapport $(\beta+1)/\beta$ est très proche de 1 et que le terme $1/\beta$ devient négligeable devant l'autre, ce qui nous ramène finalement à :

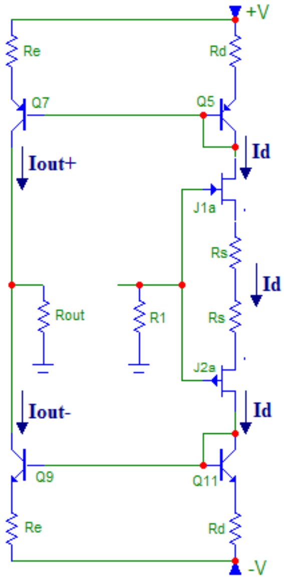
$$I_{OUT} = \frac{R_D}{R_E}I_D \tag{14}$$

Donc le courant de sortie du « miroir » de courant est simplement égal au courant d'entrée multiplié par le rapport des deux résistances d'émetteur…

D'aucuns diront que j'aurais pu aller beaucoup plus vite en disant que les courants d'émetteur sont quasiment égaux aux courants de collecteur, et appliquer (7) directement aux courants de collecteur… Mais pourquoi faire simple quand on peut faire compliqué ?

Mais il est temps de faire un petit point pour savoir où on en est exactement. Si on résume brièvement la situation, on a vu que les résistances de source nous permettent de fixer (pour des JFets donnés) le courant circulant au repos dans les JFets. Et le rapport des résistances d'émetteur des bipolaires permet de connaître le courant de sortie du miroir par rapport à ce courant de repos des JFets.

Jusqu'ici on n'a considéré qu'une petite partie du schéma complet, mais c'est exactement la même chose pour tous les autres quadrants du schéma, du moins au repos. Si on ne regarde que la moitié de gauche du schéma complet (sans les cascodes ni la contre réaction), on arrive à ça :



Le courant I_D est donc fixé par les résistances de source des JFets, et il est le même pour les deux fets J1a et J2a. Si on suppose que tous les transistors bipolaires présentent les mêmes caractéristiques, ils vont réagir de la même façon, et de ce fait les miroirs de courant vont se comporter de manière identique.

Ça veut dire qu'étant pilotés par le même courant, les courants de sortie des miroirs va être le même. Plus exactement, le courant fourni par le miroir du haut (I_{OUT}^+) sera pile poil égal au courant demandé (entrant) par le miroir du bas (I_{OUT}^-).

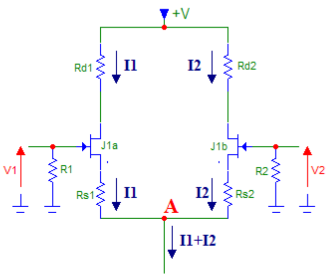
Le résultat de tout ça, c'est que le courant circulant dans la résistance R_{OUT} sera nul, vu que tout ce qui est fourni par Q7 est intégralement mangé par Q9, et on ne laisse aucune miette de courant s'échapper par R_{OUT}.

Et qui dit courant nul dans une résistance dit tension nulle à ses bornes. Merci Herr Ohm. Ce qui fait que la tension de sortie du module est nulle au repos. Ce fameux offset nul…

Bon, jusque là, on a supposé – avec justesse – qu'il se passe exactement la même chose dans l'autre partie du circuit, celle de droite. Tout est strictement pareil, l'offset de sortie est nul, etc… Mais maintenant, va falloir se retrousser les manches et s'attaquer au différentiel, on ne va pas pouvoir faire sans…

Les choses bougent… un peu

On va juste faire un petit rappel simplifié sur ce qui se passe dans ces mystérieuses paires différentielles. Que les puristes me pardonnent, mais on ne va pas trop rentrer dans les détails, ce n'est pas nécessaire ici. Et puis on a mangé suffisamment d'équations pour l'instant…



Sur le petit schéma ci-contre, une version épurée de la paire différentielle, amplement suffisante pour comprendre.

Au repos (sans signal, $V_1=V_2=0$), les deux JFets étant identiques, les valeurs des résistances également, les deux courants I_1 et I_2 sont égaux.

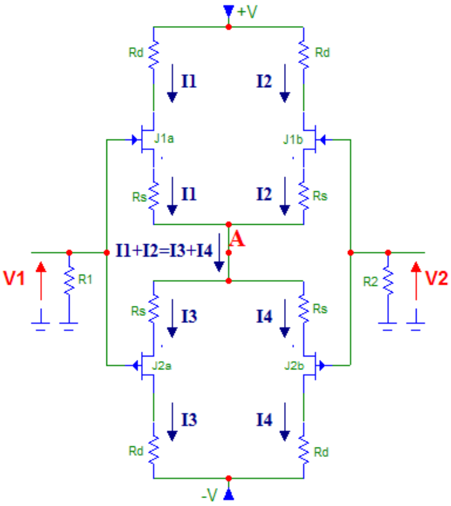
Si maintenant on applique une tension V_1 non nulle (positive par exemple), et que V_2 reste la même (nulle pour simplifier), on va faire diminuer le V_{GS} de J1a (je vous rappelle que V_{GS} est négative pour un JFet N, et donc V_{GS} devient moins négative si V_G augmente). Ce faisant, on va donc faire automatiquement augmenter le courant de drain I_1 (référez-vous à l'équation (4)…)

Si on augmente I_1, la tension aux bornes de R_{S1} ($R_{S1}I_1$) va changer, et donc modifier la tension sur R_{S2} à l'endroit où elle est connectée à R_{S1} (le point A sur le schéma). Et comme on n'a pas touché à V_2, il faut que le second JFet J1b se débrouille pour répercuter ce changement d'équilibre. Et la seule façon qu'il connaisse pour ça, c'est de modifier le courant qui le traverse (I_2) pour que la chute de tension entre sa grille et le point A, soit ($V_{GS2}+R_{S2}I_2$) rattrape la modification qui vient d'avoir lieu. Et donc, le second JFet n'a d'autre ressource que de diminuer I_2 pour rétablir l'équilibre des potentiels. Et comme on suppose qu'on est en fonctionnement linéaire de la paire différentielle, ce que le courant I_1 a gagné en plus par rapport à sa position de repos, c'est exactement ce que I_2 vient de perdre… Autrement dit, I_1 se change en $I_1+\Delta I$ et I_2 en I_2-ΔI, mais la somme I_1+I_2 reste constante.

En résumé – et en simplifiant – si le courant dans une branche de la paire différentielle augmente, le courant dans l'autre branche diminue, et vice-versa, mais le courant total (I_1+I_2) reste constant (on est linéaire, du moins on l'espère…).

D'accord, c'est de l'électronique avec les mains, mais ça nous suffit amplement pour comprendre la suite.

Alors revenons à notre UGS, avec sa paire de paires différentielles. Eh bien c'est quasiment pareil, avec quelques gadgets en plus… Si on reprend un schéma simplifié du premier étage (toujours pas de cascodes, de miroirs, ni de contre-réaction), on peut voir ça comme ça :



On commence comme d'habitude maintenant par la situation au repos, en l'absence de signal d'entrée ($V_1=V_2=0$).

On suppose là-encore que les transistors et résistances sont identiques. On est alors obligé de se dire que tous les courants sont égaux dans chacune des branches ($I_1=I_2=I_3=I_4$).

De plus, on vient de voir que le courant passant par le point A était constant (I_1+I_2 ou I_3+I_4), mais ça c'est valable aussi si on n'est pas au repos (en présence de signal).

Justement, occupons-nous un peu de ce qui se passe lorsque on applique un signal. On va supposer comme tout à l'heure que l'on change V_1 pour la faire devenir légèrement positive, et que V_2 reste sagement à 0.

Si V_1 donc devient positive, on a vu que le courant I_1 allait augmenter, et que de ce fait I_2 allait diminuer, tout en gardant la somme I_1+I_2 constante. Mais si V_1 augmente, ça va aussi avoir une influence sur la paire différentielle du bas, vu qu'elle partage la même entrée.

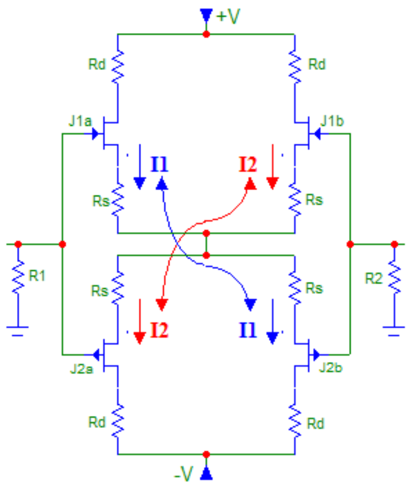
En effet, V_1 augmentant, le V_{GS} de J1a va diminuer (l'écart entre V_G et V_S – cette dernière est positive, je vous le rappelle – diminue pour le JFet J1a), mais le V_{GS} de J2a va quant à elle augmenter (V_S est négative par rapport à V_G pour le JFet J2a, et donc on accroît la différence entre les deux). Ce qui fait donc que le courant I_3 dans J2a va diminuer également. Et de pour se conformer à sa destinée de paire différentielle, J2b va augmenter le courant le traversant, et donc I_4 augmente…

On se retrouve donc devant « l'enchaînement » diabolique suivant :

V_1 augmente → I_1 augmente → I_2 diminue → I_3 diminue également → et I_4 augmente

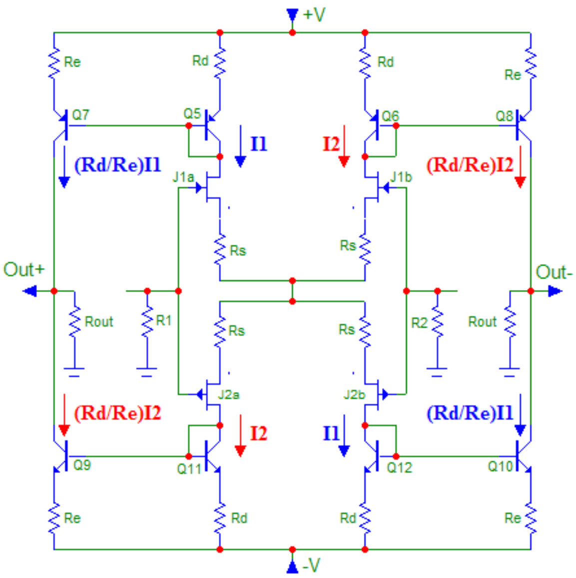
(Le terme « enchaînement » est un peu abusif, vu qu'en réalité tout se passe en même temps. Mais si vous me trouvez une meilleure image, je suis preneur…)

Mais comme I_3+I_4 doit rester constante, et qu'il n'y a pas d'autre solution que de garder cette somme égale à I_1+I_2, on ne peut qu'arriver au résultat que les courants diamétralement opposés (sur le schéma) sont les mêmes : $\boldsymbol{I_1=I_4}$ et $\boldsymbol{I_2=I_3}$



Donc en résumé, on retrouve exactement les mêmes courants dans chacune des branches des deux paires différentielles, mais les branches dans lesquelles ils circulent sont inversées entre le « haut » et le « bas », comme sur le schéma ci-contre.

Ceci va avoir des conséquences intéressantes sur le fonctionnement de l'UGS. En effet, si on revient à l'ensemble du schéma, toujours sans les cascodes et contre-réactions :



Ça peut paraître un brin complexe à première vue, mais rien d'effrayant. On retrouve nos courants croisés en sortie, juste au facteur d'amplification des miroirs de courant près.

Alors que se passe-t-il en sortie, me direz-vous… Au repos, on l'a vu, tous les courants dans les branches sont égaux ($I_1=I_2$)

Maintenant, si comme d'habitude on suppose que V_1 augmente, I_1 va augmenter lui aussi et I_2 va diminuer. Ce qui fait que, par exemple, le courant fourni par Q7 va être plus grand que ce que demande Q9. Et c'est là qu'intervient R_{OUT}, pour prendre en charge la différence entre ces deux courants et créer une tension à partir de cette différence des courants :

$$V_{OUT}^{+} = R_{OUT} \frac{R_D}{R_E} (I_1 - I_2) \tag{15}$$

Une des beautés de la chose c'est que de l'autre côté de l'UGS, il se passe exactement la même chose, mais inversée :

$$V_{OUT}^{-} = R_{OUT} \frac{R_D}{R_E} (I_2 - I_1) = -V_{OUT}^{+} \tag{16}$$

Chaque sortie de l'UGS reproduit donc la même chose, mais ce qui est positif d'un côté devient négatif de l'autre, et lycée de Versailles (vice-versa pour les jeunes…). Ou en d'autre termes, les signaux de sortie sont déphasés de 180°. On a donc réalisé de fait un petit symétriseur sympa, à partir de trois fois rien.

Bon d'accord, c'est vraiment survolé, mais si vous avez à peu près tout suivi, vous devriez pouvoir vous y retrouver sans trop de mal, ou sinon c'est le moment de faire une pause aspirine avant d'attaquer la suite.

Du gain à moudre

Jusque là, on s'est surtout concentré sur le point de repos du dispositif, et on n'a pas vraiment parlé de gain, bien qu'on commence à en avoir une petite idée. Mais pour le fonctionnement de la paire différentielle, on a commencé à faire varier un peu les tensions d'entrées, ce qui va nous conduire naturellement vers le comportement du montage en présence d'un signal.

On va symboliser ce signal d'entrée par une petite variation de la tension grille-source autour du point de repos. On va donc écrire $U_{GS}=V_{GS}+v_{gs}$, où U_{GS} (marrant, ça… ☺) est la tension totale grille-source, constituée de la superposition de la tension de repos V_{GS} et du signal à amplifier v_{gs}.

Si on introduit tout ce beau monde dans l'équation (4), on va obtenir pour le courant de drain d'un JFet :

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{U_{GS}}{V_{GSOff}}\right)^2 = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}-\frac{v_{gs}}{V_{GSOff}}\right)^2$$

soit :

$$I_D = I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)^2 - 2\frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)v_{gs} + \frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}^2}v_{gs}^2$$

On y retrouve avec une surprise non dissimulée notre courant de repos :

$$I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)^2$$

mais aussi un terme qui contient notre signal d'entrée :

$$-2\frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)v_{gs} + \frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}^2}v_{gs}^2$$

On peut donc écrire sans trop se tromper que le courant de drain total I_D est également la superposition d'un courant de repos I_{DR} et d'un courant variant en fonction du signal d'entrée i_d :

$$I_D = I_{DR} + i_d$$

Grâce à nos performances inégalées en mathématiques, on connaît désormais le premier, et on va donc s'occuper du second :

$$i_d = -2\frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)v_{gs} + \frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}^2}v_{gs}^2 \qquad (17)$$

Les termes V_{GSOff} et I_{DSS} sont des paramètres constitutifs du JFet, et la quantité V_{GS} est fixée par la polarisation du montage (point de repos), si bien que les termes les faisant intervenir peuvent être considérés comme des constantes ($i_d=A.v_{gs}+B.v_{gs}^2$). Mais on se retrouve d'emblée devant un bug… Le terme en v_{gs}^2 est très em…bêtant pour nous, fanas de la linéarité et de la distorsion nulle, vu que c'est précisément le terme qui va introduire de la distorsion…

En effet, imaginez que v_{gs} soit un beau signal sinusoïdal, du genre $sin(2\pi f_o t)$ … Là encore, faut vous référer à vos formules de trigo préférées, mais le fait d'élever ce signal sinusoïdal au carré fait qu'on va voir apparaître dans le courant de drain une fréquence double de la fréquence d'entrée : $sin(4\pi f_o t)$… Le JFet a donc distordu le signal et créé de la distorsion harmonique (d'ordre 2 ici).

Fort heureusement, si on garde une excursion du v_{gs} relativement faible, le terme en v_{gs}^2 reste négligeable devant le premier ordre, si bien qu'on peut approximer le courant de drain du JFet comme :

$$i_d = -2\frac{I_{DSS}}{V_{GSOff}}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_{GSOff}}\right)v_{gs}$$

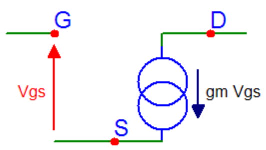
Pour éviter de manipuler trop termes, on va réduire cette équation sous la forme beaucoup plus simple de :

$$i_d = g_m v_{gs} \tag{18}$$

où g_m est la fameuse transconductance du JFet. TaDaa … Pour mémoire, i_d est une variation de courant autour du point de repos, et v_{gs} une variation de tension d'entrée autour du même point de repos. Cette transconductance traduit donc la variation du courant traversant le transistor en fonction de la variation de la tension grille/source. Zé voilà.

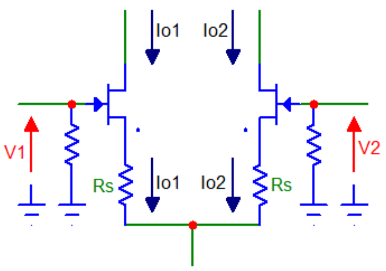
Bien bien bien. On fait quoi maintenant ?

Bon ben, on va commencer par dire que finalement, avec des signaux de faible amplitude, l'équation (18) nous montre que le JFet se comporte comme un générateur de courant (le courant drain-source) commandé en tension (la tension grille-source). On va donc simplifier le JFet pour donner son schéma équivalent simplifié « petits signaux », qui ressemble à peu près à ceci :

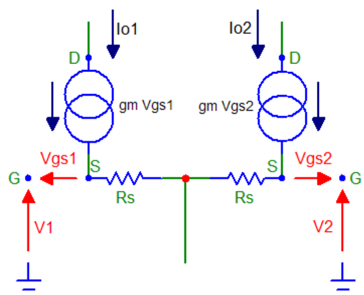


On retrouve les trois connexions Grille/Drain/Source, et le générateur de courant commandé par ta tension grille/source. Ce type de schéma n'est valable qu'avec des signaux variables (alternatifs) de faible amplitude, et présuppose que le circuit est correctement polarisé et tout et tout. Encore une fois, il n'y a aucune composante continue sur ce schéma, juste des signaux alternatif, ou de la musique, comme vous préférez. Nous voilà bien avancés, non ?

Ben si, quand même. Passque si on reprend le schéma de la paire différentiel d'entrée supérieure de notre UGS préféré (comme d'habitude, on fait l'impasse sur les miroirs et les cascodes) :



On remplace les JFets par leur modèle équivalent pour finalement arriver au schéma de droite… On a supposé ici que tous les JFets étaient les mêmes (le même g_m partout) pour pas s'emberlificoter dans les équations.



Bon eh ben yapuka… On va essayer de trouver les courants Io1 et Io2 en fonction des tensions d'entrée V1 et V2… On retrousse nos manches, et on commence par le plus facile évidemment :

$$I_{O1} = g_m V_{GS1} \quad \text{et} \quad I_{O2} = g_m V_{GS2} \ ,$$

si bien que $I_{O1} - I_{O2} = g_m (V_{GS1} - V_{GS2})$ (19)

Maintenant, si on parcourt le schéma « simplifié » d'une grille à l'autre – attention au sens des courants – , on peut écrire :

$$V_1 = V_{GS1} + g_m V_{GS1} R_S - g_m V_{GS2} R_S - V_{GS2} + V_2$$

Ce qui fait que :

$$V_1 - V_2 = (V_{GS1} - V_{GS2})(1 + g_m R_S) \qquad (20)$$

Si on fait maintenant le rapport entre la différence des courants différentiels de sortie et des tensions différentielles d'entrée, et donc le rapport (19)/(20), on retrouve, à peu de choses près, l'équation du gain différentiel d'une paire à JFet :

$$G_D = \frac{I_{O1} - I_{O2}}{V_1 - V_2} = \frac{g_m}{1 + g_m R_S} \qquad (21)$$

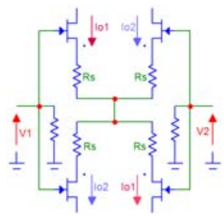
Maintenant, comme on a supposé que les deux JFets sont identiques, il est selon moi raisonnable de supputer que les deux courants se répartissent équitablement le travail, soit la moitié chacun. Et ça veut dire quoi, cette phrase alambiquée ? Eh bé que l'on a les relations suivantes :

$$G_1 = \frac{I_{O1}}{V_1 - V_2} = \frac{1}{2}\frac{g_m}{1 + g_m R_S} \text{ et } G_2 = -\frac{I_{O2}}{V_1 - V_2} = \frac{1}{2}\frac{g_m}{1 + g_m R_S} \text{ avec } G_D = G_1 + G_2 \qquad (22)$$

G_1 et G_2 sont les gains asymétriques G_D et le gain différentiel.

On vient donc d'obtenir une relation entre les courants circulant dans chacun des JFets « du haut » et la tension différentielle d'entrée. C'est ce que j'ai abusivement appelé gain, mais en fait c'est une transconductance (en A/V). Mais on ne sait toujours pas ce qui se passe dans les JFets du bas…

Ben si, en fait. Si on jette un œil page 7, on verra que le courant dans la branche du haut à gauche est le même que celui dans la branche du bas à droite, et réciproquement (le fameux coup des courants croisés). On se retrouve donc avec le schéma simplifié ci-contre.



D'après les relations juste au-dessus (22), on a donc :

$$I_{O1} = G_1(V_1 - V_2) = \frac{1}{2}\frac{g_m}{1 + g_m R_S}(V_1 - V_2) \text{ et } I_{O2} = -G_2(V_1 - V_2) = -\frac{1}{2}\frac{g_m}{1 + g_m R_S}(V_1 - V_2)$$

Arrivé là, on a fait le plus dur. On sait en effet que ces deux courants vont passer par les miroirs de courant et par la résistance R_{OUT} pour donner naissance à des tensions de sortie. Alors on revient de quelques pages en arrière, jusqu'à ce que tombe sur les équations (15) et (16), qui nous donnent une relation entre les courants dans les JFets et la tension de sortie d'un côté de l'UGS, comme étant proportionnelle à la différence des courants dans les JFets du haut et du bas :

$$V_{OUT}^+ = R_{OUT}\frac{R_D}{R_E}(I_{O1} - I_{O2}) \text{ et } V_{OUT}^- = -R_{OUT}\frac{R_D}{R_E}(I_{O1} - I_{O2})$$

On remplace donc I_{O1} et I_{O2} par leur valeurs, et on a :

$$V_{OUT}^+ = R_{OUT}\frac{R_D}{R_E}\frac{g_m}{1 + g_m R_S}(V_1 - V_2) \text{ et } V_{OUT}^- = -R_{OUT}\frac{R_D}{R_E}\frac{g_m}{1 + g_m R_S}(V_1 - V_2) \qquad (23)$$

Ce qui nous amène à :

$$V_{OUT}^{+} - V_{OUT}^{-} = 2R_{OUT} \frac{R_D}{R_E} \frac{g_m}{1 + g_m R_S} (V_1 - V_2)$$

ou finalement sous cette forme :

$$\boxed{A_D = \frac{V_{OUT}^{+} - V_{OUT}^{-}}{V_1 - V_2} = 2R_{OUT} \frac{R_D}{R_E} \frac{g_m}{1 + g_m R_S}} \qquad (24)$$

Ce qu'on a là, c'est la formule du gain différentiel de l'UGS. Attention, c'est un gain en boucle ouverte, c'est-à-dire sans aucune résistance de contre-réaction. Pour être concret, le g_m des JFets est de l'ordre de 25mS à la louche – your mileage may vary, et avec les valeurs de résistances utilisées, on arrive à un gain différentiel en boucle ouverte de l'ordre de 46 V/V, soit 33.25 dB. C'est très faible en comparaison des amplis opérationnels modernes par exemple, pour lesquels ce gain tourne aux alentours des 100000 V/V au minimum…

Juste un dernier mot avant de compliquer les choses. On est parti sur le fait que les deux résistances R_{OUT} sont égales. Cependant, rien ne nous y oblige, et pour plus de généralité, on peut supposer que ces deux résistances sont différentes. En posant qu'on a une résistance R_{OUT}^{+} et du côté de la sortie positive et R_{OUT}^{-} pour la sortie négative, on peut réécrire la relation (23) comme :

$$A^{+} = \frac{V_{OUT}^{+}}{V_1 - V_2} = R_{OUT}^{+} \frac{R_D}{R_E} \frac{g_m}{1 + g_m R_S} \qquad (25)$$

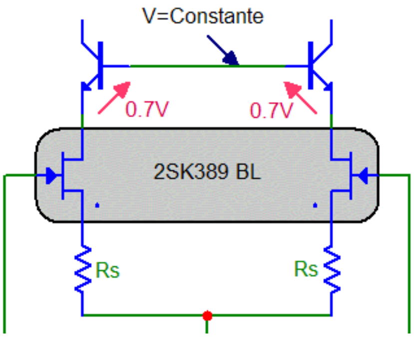
et $$A^{-} = -\frac{V_{OUT}^{-}}{V_1 - V_2} = R_{OUT}^{-} \frac{R_D}{R_E} \frac{g_m}{1 + g_m R_S} \qquad (26)$$

où A^{+} et A^{-} sont les deux gains asymétriques en boucle ouverte (*ce sont des nombres positifs*), ce qui nous donne pour le gain différentiel en boucle ouverte :

$$\boxed{A_D = A^{+} + A^{-} = \frac{V_{OUT}^{+} - V_{OUT}^{-}}{V_1 - V_2} = (R_{OUT}^{+} + R_{OUT}^{-}) \frac{R_D}{R_E} \frac{g_m}{1 + g_m R_S}} \qquad (27)$$

Pause Cascode ?

Avant d'aller plus loin, on va ouvrir une petite parenthèse pour se coltiner en vitesse les cascodes, et sans s'appesantir, sinon ça va être trop chaud… Il n'y a pas d'endroit idéal pour en parler, car elles interviennent aussi bien au niveau du point de repos que lors du fonctionnement en présence du signal, alors autant s'en débarrasser maintenant…

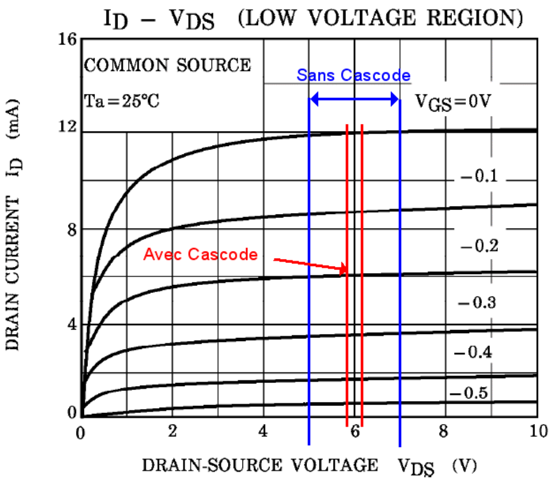


Les cascodes donc, sont « juste » des transistors (bipolaires ici) insérés en série dans les drains des JFets. Leur base est maintenue à un potentiel constant à travers un pont diviseur (référez-vous au schéma complet). Comme le potentiel de la base est constant (et de l'ordre de 10V pour l'UGS), le potentiel des émetteurs va être lui aussi fixé, et vaudra dans les 0V7 de moins que le potentiel des bases. Ce qui fait finalement que les drains des JFets vont se trouver à un potentiel constant. Le V_{GS} des

JFets en fonctionnement normal étant relativement faible (bien inférieur au volt), on va donc dire rapidement que la tension V_{DS} aux bornes des JFets reste stable, ou du moins varie très peu.

Ce petit truc de rien du tout va avoir trois conséquences très intéressantes. D'abord, comme que la tension aux bornes des JFets reste dans les 10V, ça veut dire qu'on a diminué la puissance dissipée dans les JFets : Au repos par exemple, pour un courant de 3.5mA, un JFet va dissiper 35mW, alors que sans cascode, il devrait dissiper plus de 65mW. On a donc gagné en stabilité thermique globale.

D'autre part, comme le V_{DS} est à peu près constant, cela va avoir pour effet de linéariser le comportement du JFet. Si on extrait de la datasheet du 2SK389 le graphique suivant :



Ca représente le courant de drain en fonction de la tension V_{DS}, et ce pour plusieurs tensions de V_{GS}. Sur ce graphique j'ai supposé pour raisons de commodité que la tension de cascode se situait vers les 6V (contre 10V en réalité). Pour un transistor idéal, les différentes « droites » à V_{GS}=cste seraient parallèles et de pente nulle. En réalité, elles ne le sont pas, et la pente n'est pas nulle. Ce qui fait que si la tension du drain du JFet varie, le courant de drain du JFet va varier également… Et où est le problème, me direz–vous ? Eh ben, c'est qu'on voudrait que le courant de drain du JFet ne dépende que de la tension d'entrée, et pas d'autre chose. (Je vous rappelle qu'on avait posé $i_d=g_m.v_{gs}$)

La cascode, en fixant le potentiel de drain, permet donc de minimiser cette « non-linéarité », et de travailler sur une partie beaucoup plus étroite de ces courbes (en zone rouge ☺), là où on peut considérer qu'on aura une variation du courant de drain négligeable en fonction de V_{DS}.

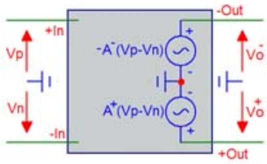
Bon d'accord. Les puristes vont me dire que c'est V_{DS} qu'il faut maintenir constant, et non pas la seule tension de drain, comme on le fait en espérant que la tension de source ne bouge pas trop. C'est vrai. Mais j'ai pas voulu me casser la tête, et vous êtes libres d'essayer les deux versions, après tout.

Avec tout ça, j'allais oublier de vous parler du dernier effet bénéfique de la cascode, l'extension de la bande passante. Bé c'est à peu près le même phénomène que ce qu'on vient de voir, sauf que là, au lieu du courant de drain, ce sont les capacités parasites du JFet qui dépendent du V_{DS} (reprenez le datasheet). En minimisant la variation de tension drain-source, on diminue les non-linéarités dues à ces capacités variables en tension. Comme ces capas sont faibles, elles interviennent surtout dans le haut du spectre, et en les faisant moins intervenir, on améliore le comportement haute fréquence du JFet. Bon d'accord, encore une fois c'est outrageusement simplifié, mais ça permet d'améliorer notre culture générale et notre compréhension du montage par la même occasion.

Alors fin de la pause, et si on revenait à nos moutons ?

Moteur à Contre-Réaction

Juste avant de laisser l'UGS s'acoquiner avec les puissances contre-réactionnaires, on va laisser tomber les transistors et simplifier le schéma en établissant un équivalent du montage en boucle ouverte, ce qui pourrait nous donner ça par exemple :

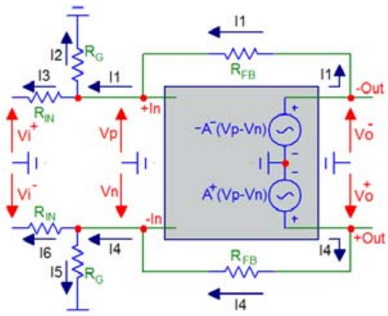


Difficile de faire plus simple. Deux tensions d'entrée, deux tensions de sortie, et du gain. Les tensions montrées ici sont référencées par rapport à la masse, et elles sont reliées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_O^+ = A^+\left(V_p - V_n\right) & A^+ > 0 \\ V_O^- = -A^-\left(V_p - V_n\right) & A^- > 0 \\ V_O^+ - V_O^- = A_D\left(V_p - V_n\right) \end{cases} \qquad (28)$$

où A_D est le fameux gain différentiel en boucle ouverte, donné par l'équation (27). Par ailleurs, on suppose – avec raison – que les courants entrant dans l'UGS sont nuls, ce qui est loin d'être farfelu étant donné l'énorme impédance d'entrée des JFets (le courant de grille est négligeable). Il est à noter également les deux résistances de grille (celles qui sont entre les grilles des JFets et la masse) ne sont pas incluses dans le schéma équivalent. On va en avoir besoin par la suite.

On est maintenant prêt à mettre la contre réaction en place. Avec le schéma simplifié de l'UGS en boucle ouverte, ça va nous donner là peu près la topologie ci-contre :



Houla ! C'est vrai que ça peut faire un peu peur au premier rabord, et au second aussi d'ailleurs, mais vous allez voir qu'on peut s'en accommoder facilement avec la loi d'Ohm et un peu de Kirchhoff pour relever le goût.

Tout d'abord resituons les choses : R_{FB} et R_{IN} sont les résistances de contre-réaction, et R_G est la résistance de grille des JFets, (47KΩ chez nous). V_i^+ et V_i^- sont nos tensions d'entrée, ce qu'on envoie réellement dans le montage, et V_o^+ et V_o^- sont naturellement nos tensions de sortie. Petit rappel : aucun courant ne rentre à l'intérieur de l'UGS…

Alors c'est parti … On sait déjà que par définition

$$V_O^+ - V_O^- = A_D\left(V_p - V_n\right), \qquad \text{soit} \qquad V_p - V_n = \frac{V_O^+ - V_O^-}{A_D} \qquad (29)$$

On aussi peut écrire que :

$$V_p + R_{FB} I_1 = V_O^-$$

et $$V_n + R_{FB} I_4 = V_O^+$$

d'où on tire facilement que

$$V_p - V_n = \left(V_O^- - V_O^+\right) + R_{FB}\left(I_4 - I_1\right)$$

Si on remplace V_p-V_n par la relation donnée par (29), on obtient finalement :

$$I_4 - I_1 = \frac{1 + A_D}{R_{FB} A_D}\left(V_O^+ - V_O^-\right) \qquad (30)$$

Encore une louche de Ohm/Kirchhoff pour écrire plusieurs petits trucs dont on va avoir besoin :

$$I_2 = V_n / R_G \quad \text{et} \quad I_3 = I_1 - I_2 = I_1 - V_n / R_G$$

de même $I_5 = V_p / R_G$ et $I_6 = I_4 - I_5 = I_4 - V_p / R_G$

On va maintenant parcourir le circuit depuis les sorties vers les entrées :

$$V_O^- = R_{FB} I_1 + R_{IN} I_3 + V_I^+$$

et $V_O^+ = R_{FB} I_4 + R_{IN} I_6 + V_I^-$

Une différence terme à terme et quelques manipulations plus loin, et on arrive à :

$$V_O^+ - V_O^- = \left(R_{FB} + R_{IN}\right)\left(I_4 - I_1\right) + \frac{R_{IN}}{R_G}\left(V_p - V_n\right) + V_I^- - V_I^+$$

Là-encore, on remplace V_p-V_n par (29). Je vous fais grâce des étapes intermédiaires, mais en utilisant les quelques équations ci-dessus, on obtient finalement :

$$I_4 - I_1 = \frac{V_O^+ - V_O^-}{R_{FB} + R_{IN}} \frac{A_D R_G - R_{IN}}{A_D R_G} + \frac{V_I^+ - V_I^-}{R_{FB} + R_{IN}} \qquad (31)$$

En remplaçant I_1-I_4 de (31) par sa valeur donnée par l'équation (30), on aboutit enfin à un truc du genre :

$$V_I^+ - V_I^- = \left(V_O^+ - V_O^-\right) \frac{R_{IN}\left(R_{FB} + R_G + A_D R_G\right) + R_G R_{FB}}{A_D R_G R_{FB}}$$

Et tout à la joie de la victoire contre l'adversité mathématique, on obtient le gain différentiel de l'UGS contre-réactionné, soit :

$$\boxed{G_D = \frac{V_O^+ - V_O^-}{V_I^+ - V_I^-} = \frac{A_D R_G R_{FB}}{R_{IN}\left(R_{FB} + R_G\left(A_D + 1\right)\right) + R_G R_{FB}}} \qquad (32)$$

Avec les valeurs utilisées dans notre application, et en tablant sur gain en boucle ouverte (A_D) de 46, on obtient un gain différentiel de 3.3, soit 10.4 dB. Le gain en asymétrique (tension d'une sortie sur la tension différentielle d'entrée) est de la moitié de G_D, soit de 1.65 ou 4.4 dB.

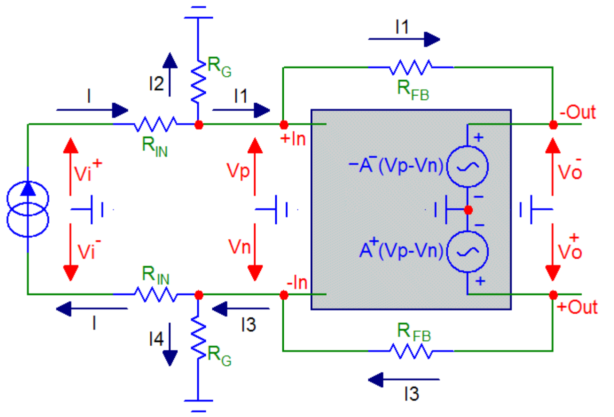
Ebé on a pas mal travaillé, non ? Mais ne vous reposez pas trop vite, y'a encore du pain sur la planche. On est bien chauds, et il reste encore plein de choses à calculer, Comme les impédances d'entrée et de sortie, par exemple. Ça vous intéresse ?

Impédance (angl.) impedio, -ire, impediui, impeditum : faire obstacle, empêcher

Un peu décourageant, comme entrée en matière…

Pas de panique, tout va bien se passer. Et on va commencer par le plus simple, l'impédance d'entrée. Pour cela on va avoir besoin d'un petit schéma pour visualiser ce qu'on fait :

On n'a pas changé grand chose depuis la dernière fois. On a juste ajouté un générateur de courant en entrée. Pourquoi ? Ben pour faire comme dans la vraie vie, quand on utilise un ohmmètre. En effet, quand on mesure une résistance au multimètre, il se passe la même chose : le multi injecte un courant connu dans la résistance, et il mesure la tension développée aux bornes de la résistance. Comme le courant qu'on envoie est connu, une simple loi d'Ohm permet de trouver cette fichue résistance (R=V/I). Et ben là, c'est pareil : on va injecter dans notre circuit un courant imposé dont on se contrefout de la valeur, et « mesurer » la tension aux bornes du générateur. Cette tension c'est $(V_i^+-V_i^-)$, ce qui nous donne l'impédance d'entrée comme :



$$Z_{IN} = \frac{V_I^+ - V_I^-}{I}$$

Comme d'habitude, on a les relations désormais classiques :

$$V_O^+ = A^+(V_p - V_n) \qquad V_O^- = -A^-(V_p - V_n) \qquad V_O^+ - V_O^- = A_D(V_p - V_n) \tag{33}$$

On commence par faire intervenir Herr Ohm pour les tensions V_p et V_n :

$$I_2 = \frac{V_p}{R_G} \qquad \text{et} \qquad I_4 = \frac{V_n}{R_G}$$

Et puis faudra penser à payer quelques heures sup au sieur Kirchhoff, vu que là encore il va intervenir :

$$I = I_1 + I_2$$

et $$I = I_3 - I_4$$

Ce qui fait bien évidemment, compte tenu des relations juste au-dessus :

$$I_1 + I_3 = 2I + \frac{1}{R_G}(V_n - V_p) \tag{34}$$

En partant des sorties et en allant vers la masse, on peut écrire aussi :

$$V_O^- = -R_{FB}I_1 + V_p \qquad \text{et} \qquad V_O^+ = -R_{FB}I_3 + V_n$$

d'où $$V_O^+ - V_O^- = R_{FB}(I_1 + I_3) + (V_n - V_p)$$

On remplace le terme (I_1+I_3) par la relation (34), ce qui nous amène à :

$$V_O^+ - V_O^- = \frac{R_{FB} + R_G}{R_G}(V_n - V_p) + 2R_{FB}I$$

et si on remplace $(V_o^+-V_o^-)$ par son équivalent tiré de (33), ça nous donne :

$$V_p - V_n = \frac{2R_{FB}R_G}{R_{FB} + R_G(A_D + 1)}I \tag{35}$$

Si on attaque maintenant le problème par la face ouest :

$$V_i^+ = R_{IN} I + V_p \qquad \text{et} \qquad V_i^- = -R_{IN} I + V_n$$

d'où $V_p - V_n = V_i^+ - V_i^+ - 2R_{IN} I$

On reprend donc notre équation (35) et on remplace V_n-V_p par ce qu'on vient de trouver juste au-dessus, et on peut facilement en tirer ça :

$$V_i^+ - V_i^- = \left(2R_{IN} + \frac{2R_{FB} R_G}{R_{FB} + R_G (A_D + 1)} \right) I$$

Cette relation entre la tension différentielle d'entrée et le courant, ben c'est juste ce qu'on cherche : notre impédance différentielle d'entrée. Et plus précisément ça vaut :

$$\boxed{Z_{IN\,D} = 2R_{IN} + \frac{2R_{FB} R_G}{R_{FB} + R_G (A_D + 1)}} \tag{36}$$

Chose intéressante, cette impédance différentielle dépend du gain différentiel en boucle ouverte (A_D), mais ne dépend pas des gains asymétriques, ce qui fait que les impédances d'entrée vues entre n'importe quelle entrée et la masse seront égales, quelques soient les gains asymétriques :

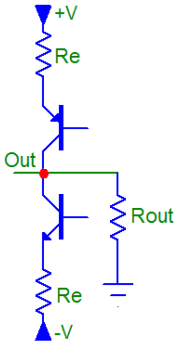
$$\boxed{Z_{IN\,A} = R_{IN} + \frac{R_{FB} R_G}{R_{FB} + R_G (A_D + 1)}} \tag{37}$$

Pour l'application numérique, ça va tout seul, et avec nos valeurs, on trouve une Z_{IN} différentielle d'environ 32kΩ, et donc une impédance d'entrée sur chaque branche de 16kΩ. Le second terme de l'équation (36) est petit devant R_{IN}, même avec notre « faible » valeur de gain un boucle ouverte, ce qui fait qu'on peut approximer l'impédance d'entrée différentielle par $2R_{IN}$. Tout ça pour ça…

Et finalement, vous voyez que vous avez suivi, et que ça ne casse pas trois pattes à un transistor, ces calculs. En sera-t-il de même pour l'impédance de sortie ? Mais bien sûr. Vous allez voir :

Zut de Z_{OUT}

Avant de s'attaquer à ce morceau, il va falloir qu'on retourne faire un petit tour dans les entrailles de l'UGS. En effet, on a besoin de connaître son impédance de sortie en boucle ouverte. On ne va pas aller trop profondément dans la chose, mais si on regarde un l'étage de sortie de l'UGS, on peut l'assimiler à deux transistors bipolaires montés en émetteur commun et mis tête bêche.

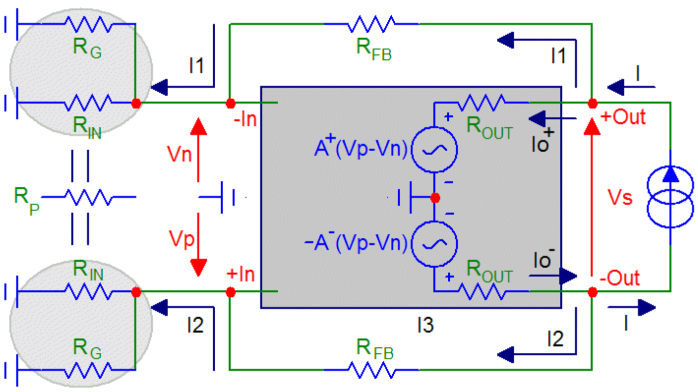


L'impédance de sortie d'un étage à émetteur commun en l'absence de charge est grossièrement donnée par l'inverse de son admittance de sortie h_o, à savoir:

$$Z_{OEC} \approx \frac{|V_A|}{I_C}$$

où I_C est le courant de collecteur et V_A la tension d'Early. Ce dernier paramètre est déterminé par la construction du transistor bipolaire, et vaut entre quelques dizaines et quelques centaines de Volts. Le courant de collecteur étant de l'ordre de quelques mA, on voit tout de suite que l'impédance de sortie de ce type d'étage est très grande (près de 40KΩ dans notre cas). Bon d'accord, en alternatif, les deux étages en émetteur commun se retrouvent en parallèle, ce qui divise l'impédance de sortie par deux. On a donc une vingtaine de KΩ d'impédance de sortie en l'absence de Rout. Si on rajoute cette fameuse R_{OUT}, on vient la mettre en parallèle sur ces 20 KΩ, et comme R_{OUT} est faible par rapport à ces 20K, on ne fait pas de grosse erreur en disant que l'impédance de sortie de l'UGS en boucle ouverte est égale à R_{OUT}, soit 1KΩ. Cette valeur est l'impédance de sortie asymétrique, et l'impédance de sortie symétrique (ou différentielle) est donc doublée, ce qui nous fait un Z_{OUT} de 2 KΩ.

Maintenant, on a tout ce qu'il faut pour faire le calcul de l'impédance de sortie en présence de contre-réaction. Tout ce dont on a besoin, c'est d'un schéma pour visualiser ce qu'on fait. Alors le voilà :



On a repris le schéma équivalent de l'UGS, et on a juste changé un ou deux trucs en passant. Par exemple, on a abandonné les tensions sur chacune des sorties au profit de la tension différentielle V_S. Les résistances R_{OUT} qui apparaissent en série avec les générateurs de tension équivalents (Thévenin) de l'UGS sont les deux impédances de sortie asymétriques en boucle ouverte, comme on vient de le voir. On retrouve par ailleurs le réseau de contre-réaction (R_{FB}, R_{IN} et R_G) qu'on a vu précédemment. Cependant, on a relié les entrées à la masse, mais c'est simplement dû à la définition de l'impédance de sortie :

$$Z_O \equiv \left.\frac{V_S}{I}\right|_{V_{IN}=O}$$

Et le générateur de courant, c'est exactement la même technique que pour l'impédance d'entrée, la méthode de l'ohmmètre : on injecte un courant I dans le circuit et on mesure la tension V_S aux bornes de l'impédance. Pas plus compliqué que ça.

Alors c'est parti pour les équations. Pour se simplifier l'écriture, on va d'abord définir une résistance R_P qui est égale à la mise en parallèle de R_{IN} et de R_G :

$$R_P = \frac{R_G R_{IN}}{R_G + R_{IN}}$$

On commence par aller de la borne OUT^+ vers la masse par deux chemins différents :

$$(R_{FB} + R_P)I_1 = V_S + (R_{FB} + R_P)I_2$$

Et ça nous amène de suite à :

$$I_1 - I_2 = \frac{V_S}{R_{FB} + R_P} \qquad (38)$$

Encore la loi d'Ohm entre les bornes +IN ou –IN pour écrire :

$$V_n = R_P I_1$$

et $$V_p = R_P I_2$$

d'où logiquement :

$$V_p - V_n = R_P (I_2 - I_1)$$

On réinjecte l'équation (38) là-dedans pour obtenir :

$$V_p - V_n = -\frac{R_P V_S}{R_{FB} + R_P} \tag{39}$$

On embête encore Kirchhoff sur les courants aux nœuds +OUT et -OUT :

$$I_1 = I - I_O^+ \quad \text{et} \quad I_2 = I_O^- - I \tag{40}$$

Kirchhoff toujours, mais en tension pour aller de la borne +OUT vers la masse :

$$A^+(V_p - V_n) + R_{OUT} I_O^+ = (R_{FB} + R_P) I_1$$

On remplace dans l'expression ci-dessus à la fois I_1 par son équivalent donné par (40) et V_p-V_n par (39), ce qui nous fait :

$$-\frac{A^+ R_P V_S}{R_{FB} + R_P} + R_{OUT} I_O^+ = (R_{FB} + R_P)(I - I_O^+)$$

On regroupe tous les termes dans le bon ordre, et finalement on arrive à :

$$I_O^+ = \frac{1}{R_{OUT} + R_{FB} + R_P} \left[(R_{FB} + R_P) I + \frac{A^+ R_P}{R_{FB} + R_P} V_S \right] \tag{41}$$

On refait maintenant exactement la même chose pour la tension entre –OUT et la masse :

$$-A^-(V_p - V_n) - R_{OUT} I_O^- = (R_{FB} + R_P) I_2$$

Encore une fois, on remplace dans cette expression à la fois I_2 par son équivalent donné par (40) et V_p-V_n par (39), ce qui nous donne :

$$\frac{A^- R_P V_S}{R_{FB} + R_P} - R_{OUT} I_O^- = (R_{FB} + R_P)(I_O^- - I)$$

Re-manipulation et nouvelle équation :

$$I_O^- = \frac{1}{R_{OUT} + R_{FB} + R_P} \left[(R_{FB} + R_P) I + \frac{A^- R_P}{R_{FB} + R_P} V_S \right] \tag{42}$$

On y est presque, mais avant, une dernière étape : on exprime la tension entre le nœud +OUT et la masse en passant par les chemin qu'on n'a pas déjà explorés, c'est-à-dire par l'intérieur de l'UGS :

$$A^+(V_p - V_n) + R_{OUT} I_O^+ = V_S - A^-(V_p - V_n) - R_{OUT} I_O^-$$

D'où $$V_S = (A^+ + A^-)(V_p - V_n) + R_{OUT}(I_O^+ + I_O^-) = A_D(V_p - V_n) + R_{OUT}(I_O^+ + I_O^-)$$

En utilisant la valeur de V_p-V_n donnée en (39) et les valeurs des courants I_O de (41) et (42), on trouve après moult efforts :

$$V_S\left(R_{OUT}+R_{FB}+R_P\left(A_D+1\right)\right)=2R_{OUT}\left(R_{FB}+R_P\right)I$$

Eh bé on y est presque, non ? Le rapport V_S/I, c'est l'impédance de sortie qu'on cherche. Et zou, vite fait, on trouve :

$$Z_{OUT}=\frac{2R_{OUT}\left(R_{FB}+R_P\right)}{R_{OUT}+R_{FB}+R_P\left(A_D+1\right)} \qquad \text{avec } R_P=\frac{R_GR_{IN}}{R_G+R_{IN}}$$

Si on remplace R_P par sa valeur en fonction de R_G et R_I, on arrive finalement à :

$$\boxed{Z_{OUT}=\frac{2R_{OUT}\left(R_{FB}R_G+R_{FB}R_{IN}+R_GR_{IN}\right)}{\left(R_{OUT}+R_{FB}\right)\left(R_G+R_{IN}\right)+R_GR_{IN}\left(A_D+1\right)}} \qquad (43)$$

et les impédances asymétriques de sortie sont égales à la moitié de Z_{OUT}.

Un peu compliqué certes… Avec nos valeurs, on obtient une impédance de sortie différentielle de 228Ω. C'est à peu près ce qui a été mesuré, ce n'est donc pas idiot. L'impédance de sortie de chaque branche (asymétrique) vaut la moitié de l'impédance différentielle, soit 114Ω.

Bon ben voilà, on a à peu près fait le tour de la chose, et vous avez tout ce qu'il vous faut pour vous amuser à expérimenter. Mais comme on est curieux, on peut quand même essayer de jeter un œil sur la façon dont les valeurs des diverses résistances de contre-réaction influencent les différents paramètres qu'on vient d'établir.

Qui fait quoi ?

En reprenant les équations de l'impédance de sortie, de l'impédance de sortie, et du gain (tout en différentiel), on peut s'amuser à faire varier une des valeur de résistances R_G, R_{IN}, R_{FB} et R_{OUT}, et regarder ce qui se passe pour nos paramètres.

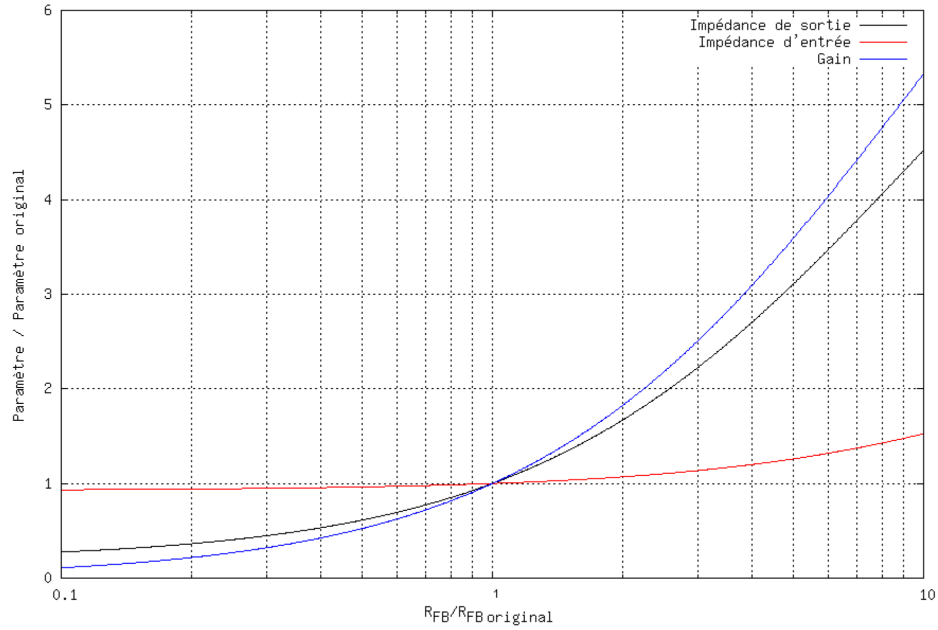
La procédure est la suivante : on prend nos valeurs de départ (R_G = 47kΩ, R_{IN} = 15kΩ, R_{FB} =56kΩ, R_{OUT} =1kΩ), et on calcule les paramètres G_D, Z_{IN} et Z_{OUT} pour ces valeurs de départ. On fait varier l'une de ces valeurs de résistance de 1/10$^{\text{è}}$ de la valeur originale jusqu'à 10 fois la valeur, les autres résistances gardant leur valeur originale. Pour R_{IN} par exemple, sa valeur va varier entre 1.5kΩ et 150kΩ, et on calcule G_D, Z_{IN} et Z_{OUT} qu'on normalise par rapport à la valeur originale. OK, c'est un peu alambiqué comme technique, mais ça permet des comparaisons plus directes.

Simone, premier candidat s'il vous plaît.

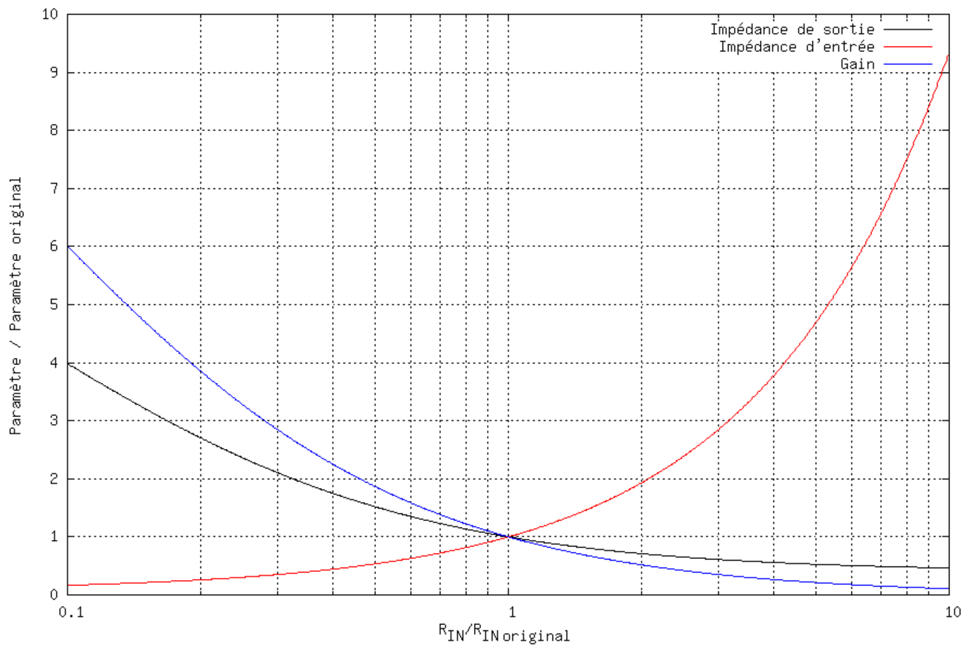
C'est R_{FB} qui se présente, et ça donne la figure suivante.

Première constatation, R_{FB} a très peu d'influence sur l'impédance d'entrée, mais on s'en doutait déjà. On se doutait également que si on augmentait R_{FB}, on faisait de même pour le gain. Mais on voit là que ça se fait au détriment de l'impédance de sortie qui augmente elle aussi, et de façon tout à fait similaire au gain : si on quadruple R_{FB}, le gain triple, mais l'impédance de sortie est multipliée par 2.5… Pas bon, ça.

Si on diminue R_{FB}, ça fait chuter l'impédance de sortie, mais encore plus le gain. On est mal…

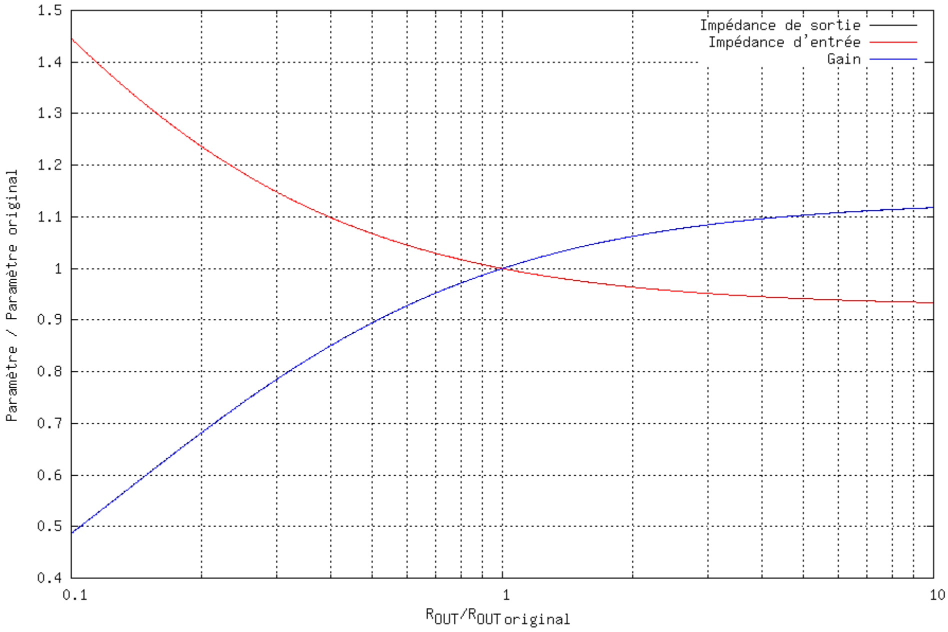


Si maintenant on fait varier R_{IN}, on obtient ça :



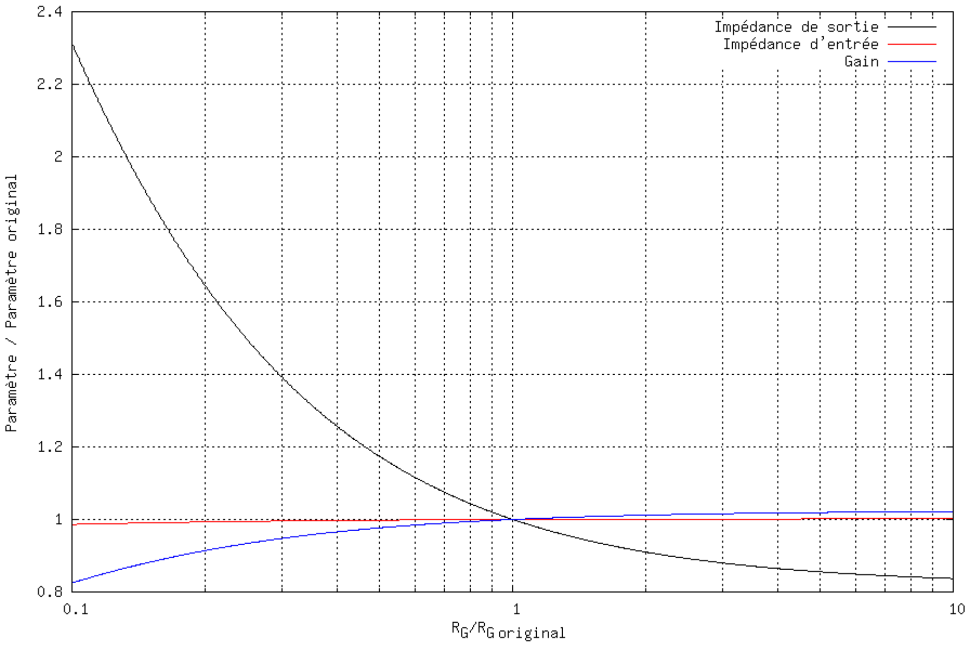
Ca montre évidemment que si R_{IN} augmente, l'impédance d'entrée suit le mouvement, et le gain adopte la tendance inverse. L'impédance de sortie suit par ailleurs la bonne tendance, à savoir que si on augmente l'impédance d'entrée en augmentant R_{IN},l'impédance de sortie diminue. Mais il ne faut pas se monter le bourrichon, ce n'est pas dans des rapports énormes, et la diminution du gain constatée n'en vaut pas la chandelle. De plus, une trop grande impédance d'entrée va avoir des conséquences néfastes au niveau de la sensibilité aux bruits…

On a toujours pas trouvé de recette miracle. Est-ce qu'une variation de R_{OUT} pourrait nous aider ? Voyons voir…



Ca semble encore perdu… Les courbes de variation de gain et d'impédance de sortie sont parfaitement confondues, et au vu de la relativement faible plage de variation, l'effet de R_{OUT} n'a pas l'air flagrant. Une des surprises (pour moi au moins ☺) vient de la faible dépendance en R_{OUT} de l'impédance de sortie : Si on décuple R_{OUT}, l'impédance de sortie augmente seulement de 10%. Pas mal, tout compte fait. Et un autre truc intéressant par ailleurs. Si on cherche peu de gain, on peut diviser l'impédance de sortie par deux en divisant les R_{OUT} par 10. Certes le gain chute de moitié également, mais pour faire un bon buffer, c'est peut-être une voie à suivre, surtout qu'une diminution de R_{OUT} augmente la stabilité de l'offset…

Bon, ben il nous reste R_G à tester :



Un bon point : la résistance de grille à l'entrée joue très peu sur le gain et l'impédance d'entrée. Et contrairement à ce qu'on pouvait s'imaginer (elle est placée en entrée…), elle a une influence sympa sur l'impédance de sortie. Bon d'accord, c’est pas énorme là non plus : Si on la décuple, on réduit l’impédance de sortie d’une quinzaine de pour cents… C’est pas grand chose finalement…

Ces quelques courbes sont plutôt là pour montrer des tendances, et je me garderai d’en tirer des règles, vu comme tous les paramètres sont imbriqués, Mais libre à vous de faire votre paramétrage.

Béoualà… On a fait à peu près le tour de la chose. Bon, c’est pas exhaustif, c’est simplifié, mais si ça vous a aidé à entrer dans les arcanes de ce crincrin, j’aurais pas perdu mon temps.

Allez, bonne zique.