DEA d'Électronique : Composants & Systèmes
DESS Optoélectronique et Hyperfréquence

Cours de L. Chusseau — Examen du 27 Janvier 2003

Corrigé

I Questions

I.1

Si la puissance incidente sur l'hexapôle est $\mathcal{P}$ au port 2, alors la puissance réfléchie au port 2 sera $\mathcal{P}_{refl} = |S_{22}|^2 \mathcal{P}$ par définition de S_{22}, donc la puissance consommée sera $\mathcal{P}_{cons} = \left(1 - |S_{22}|^2\right) \mathcal{P}$

Les résistances d'adaptation aux ports 1 et 3 sont de 50 Ω et donc ne réfléchissent pas l'énergie sortant par ces ports. En conséquence et par définition de S_{21} et de S_{23}, les puissances consommées dans les résistances en 1 et 3 sont respectivement $|S_{21}|^2 \mathcal{P}$ et $|S_{23}|^2 \mathcal{P}$.

I.2

Par définition, le gain d'une antenne est le rapport entre les puissances consommées à la source par une antenne omnidirectionnelle $\mathcal{O}$ et par l'antenne $\mathcal{A}$ que l'on considère (sous-entendu que les deux antennes $\mathcal{O}$ et $\mathcal{A}$ produisant le même champ électrique dans la direction ou $\mathcal{A}$ émet le plus). Une antenne dont le diagramme de rayonnement présente un lobe angulaire fin doit donc obligatoirement avoir un gain élevé puisqu'elle utilise la puissance de la source pour n'émettre que dans un petit angle solide comparé au 4π stéradians de l'antenne omnidirectionnelle.

Par contre on ne peut rien dire *a priori* des autres paramètres système comme la résistance de rayonnement.

Si on se base sur les formules de l'antenne parabolique, il est évident qu'un gain élevé et un diagramme de rayonnement très fin ne peuvent être obtenus que si la taille de l'antenne est grande par rapport à la longueur d'onde. Comme en onde moyenne $\lambda = \frac{c}{f} = 300$ m cela paraît irréaliste.

I.3

La résistance de rayonnement d'une antenne n'a pas de réalité physique en tant que résistance, ce n'est qu'un équivalent de la puissance dissipée par l'antenne lorsque l'on prend le point de vue de la source qui l'alimente. Il en découle qu'elle ne produit pas de bruit selon la formule de Nyquist.

Il en est de même de la résistance de bruit d'un quadripôle qui n'a pour rôle que de décrire l'évolution du bruit en fonction de l'adaptation.

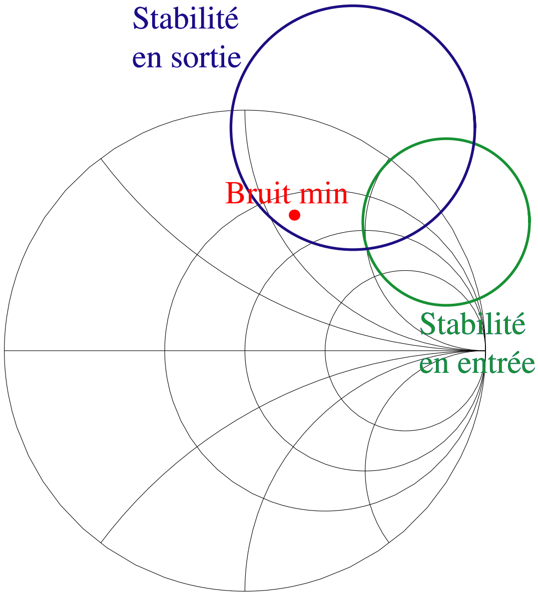

FIG. 1 – Positions des cercles de stabilité en entrée (vert) et en sortie (bleu) et position du point de bruit minimum dans l'abaque de Smith.

II Problème

II.1

Cela se traite en calculant le facteur de stabilité de Rollet K. On a

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2\,|S_{12}|\ \ |S_{21}|}.$$

Si $K > 1$ et $|\Delta| < 1$ alors on sait que

$$G_{max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}\left|K - \sqrt{K^2 - 1}\right|.$$

Ici cependant on obtient $K = -0{,}193$ et le transistor est donc *conditionnellement stable*, ce qui veut dire que calculer G_{max} n'a pas de sens !

La Fig. 1 montre les positions respectives du point de bruit minimum et des cercles de stabilité.

II.2

La première chose à faire est de positionner correctement le point Y_{opt}. Pour cela il faut calculer l'admittance réduite y_{opt}, puis positionner ce point *en admittance* sur l'abaque et le transformer en impédance et coefficient de réflexion réel par symétrie par rapport au centre.

Ceci est fait sur l'abaque de la Fig. 2. Si on trace ensuite les jeux de cercles à partie réelle de l'impédance et de l'admittance constantes qui passent par les points d'adaptation, on

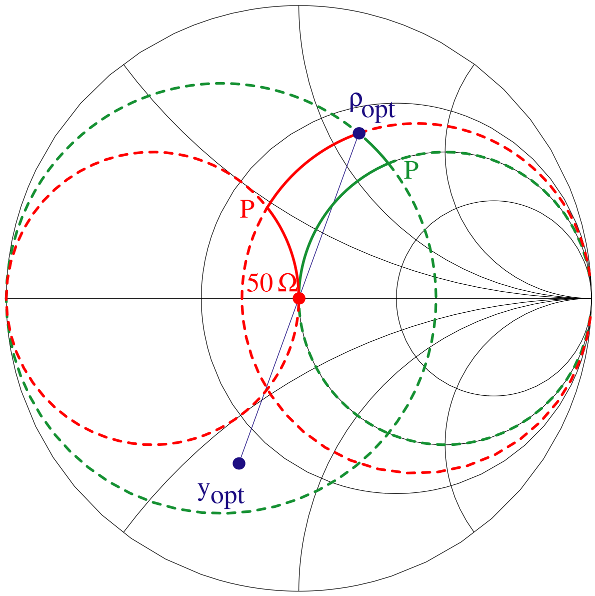

Fig. 2 – Adaptation de l'entrée du transistor à 50 Ω.

voit que deux solutions sont possibles (celles pour lesquelles les cercles se coupent en dehors de la frontière de l'abaque...). Ces solutions sur l'abaque sont données comme les portions continues des cercles précédents (les pointillés complètent les cercles pour faciliter la lecture).

Solution `A`, en vert sur l'abaque. Le réseau d'adaptation à utiliser dans ce cas est constitué en partant du générateur 50 Ω d'une inductance série L_s puis d'une inductance parallèle L_p qui est connectée au transistor. Les calculs donnent $L_s = 1{,}18$ nH et $L_p = 5{,}65$ nH.

Solution `B`, en rouge sur l'abaque. Le réseau d'adaptation à utiliser dans ce cas est constitué en partant du générateur 50 Ω d'une inductance parallèle L'_p puis d'une inductance série L'_s qui est connectée au transistor. Les calculs donnent $L'_p = 1{,}27$ nH et $L'_s = 0{,}636$ nH.

II.3

Il faut convertir $\rho_s = 0{,}66\angle 40^\circ$ en l'admittance d'entrée Y_s présentée au transistor. Cela peut se faire par l'abaque et c'est la solution naturelle pour un étudiant en examen qui ne doit pas avoir de moyen de calcul en complexe (on positionne le coefficient de réflexion en module et phase grâce au compas, on prend le symétrique pour passer en admittance et on fait la lecture des parties réelles et imaginaires sur les graduations de l'abaque, comme pour y_{opt} dans le Fig. 2), ou cela peut se faire par le calcul $y_s = (1-\rho)/(1+\rho)$ où y_s est l'admittance réduite et on passe ensuite à Y_s en divisant par 50 Ω.

Le résultat est $Y_s = (4{,}6\,10^{-3} - j\,6{,}94\,10^{-3})\ \Omega^{-1}$. Donc en appliquant

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_s}\left|Y_s - Y_{opt}\right|^2$$

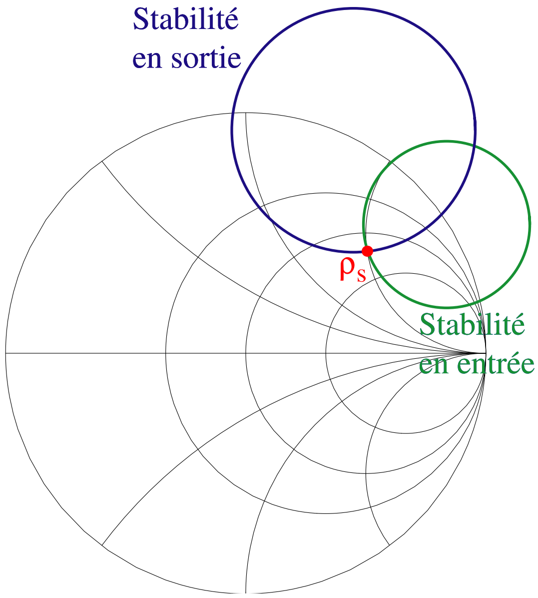

FIG. 3 – Positions des cercles de stabilité en entrée et en sortie et position de $\rho_s = 0{,}66\angle 40\,^\circ$ dans l'abaque de Smith.

il vient $F = 2{,}23$ dB ce qui est beaucoup plus que le minimum...

L'autre problème à attendre est l'éventuelle oscillation du transistor qui est instable. Cela se produit effectivement comme on le voit sur la Fig. 3.

II.4

Le gain d'une antenne parabolique réelle est donné par

$$g \approx 0{,}6 \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$$

Comme ici $f = 9$ GHz on a $\lambda = \frac{c}{f} = 3{,}33$ cm et donc $g \approx 213 = 23$ dB.

II.5

Pour une antenne sans perte nous savons qu'il existe une relation liant le gain et la résistance de rayonnement qui est

$$g = \frac{4\pi A_0^2}{R I_0^2 \eta}$$

où A_0 est la constante décrivant le champ électrique émis par l'antenne, $E = \frac{A_0}{r} f(\theta,\phi)$. Dans cette formule on reconnaît la puissance rayonnée par l'antenne $\mathcal{P} = \frac{1}{2} R I_0^2$, or cette puissance est celle fournie par le transistor, soit $\mathcal{P} = 15$ dBm. En pratique nous pouvons donc extraire A_0 de la formule précédente et comme l'amplitude du champ électrique maximal rayonné est donné par $E = A_0/r$, nous avons la solution

$$E = \frac{A_0}{r} = \frac{\sqrt{\frac{g\mathcal{P}\eta}{2\pi}}}{r} = \sqrt{\frac{g\mathcal{P}\eta}{2\pi r^2}} = 6{,}7\ \mathrm{mV/m}$$