

**Zeitschrift:** Bulletin de l'Association suisse des électriciens  
**Herausgeber:** Association suisse des électriciens  
**Band:** 52 (1961)  
**Heft:** 11

**Artikel:** Calcul rapide de circuits à transistors à l'aide des paramètres h  
**Autor:** Engdahl, J.  
**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-1059055>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. [Voir Informations légales.](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. [See Legal notice.](#)

**Download PDF:** 18.01.2025

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

[47] Massey, L. und A. C. M. Wilson: The Oxygen Absorption Characteristics of Inhibited Transformer Oils. J. Inst. Petrol. 44 (1958)418, S. 336...356.  
 [48] Müller, R. und Th. Wörner: Untersuchungen über die Alterungsbeständigkeit von Transformatorölen, abhängig von ihrer Konstitution. ETZ-A 80(1959)18, S. 623...628.  
 [49] Elsner, H.: Alterung und Verluste von Imprägniermitteln für Kondensatoren. Bull. SEV 51(1960)15, S. 733...739.

[50] Stoll, P. und R. Schmid: Neue Erkenntnisse über die Eigenschaften der Mineralöle im Hinblick auf die Pflege von Transformatorölen. Schweiz. Arch. angew. Wiss. Techn. 26(1960)12, S. 455...477.

**Adresses der Autoren:**

E. Rey, Dr. sc. nat., Prof., Chem. Abteilung, Aarg. Kantonsschule, Aarau und L. Erhart, Ingenieur, Sprecher & Schuh AG, Aarau.

# Calcul rapide de circuits à transistors à l'aide des paramètres *h*

Par J. Engdahl, Neuchâtel

621.382.3.06.001.24

La méthode exposée dans cet article permet de calculer rapidement la plupart des circuits à transistors sans faire intervenir de fastidieuses transformations de paramètres, ceci grâce à l'utilisation de quelques tableaux d'un emploi facile. Les caractéristiques des transistors basse fréquence étant le plus souvent données à l'aide des paramètres *h*, ceux-ci sont exclusivement utilisés ici. Le schéma à calculer est tout d'abord décomposé en quadripôles simples (transistors, groupes de résistances transformateurs, etc.). On procède ensuite par associations successives de ces quadripôles pour obtenir finalement la matrice de l'ensemble du circuit étudié. De là découlent immédiatement les gains de courant et de tension ainsi que les résistances d'entrée et de sortie. Deux exemples pratiques sont traités en détails.

Die in diesem Artikel angegebene Methode ermöglicht eine schnelle Berechnung der meisten Transistorschaltungen ohne ermüdende Parameterumrechnungen, und zwar mit Hilfe einiger leicht anzuwendenden Tabellen. Da in den Datenblättern für NF-Transistoren meistens die *h*-Parameter gegeben sind, werden diese hier ausschliesslich verwendet. Das zu berechnende Schema wird zunächst in einfache Vierpole aufgeteilt (Transistoren, Widerstandsnetze, Übertrager usw.); daraufhin werden diese Vierpole schrittweise kombiniert, um schliesslich die Matrix der ganzen Schaltung zu erhalten. Diese gestattet, die Strom- und Spannungsverstärkung sowie Ein- und Ausgangswiderstände zu berechnen. Zwei praktische Beispiele werden detailliert behandelt.

## 1. Introduction

On est, semble-t-il, encore bien loin d'une normalisation des caractéristiques et des paramètres des transistors. A peu près aussi loin que d'une uniformité dans les dénominations. Cependant, l'Europe a admis, d'une manière plus ou moins unanime, l'utilité des paramètres *h* pour les transistors basse fréquence. Malheureusement, il semble que leur emploi ne soit guère familier à beaucoup de techniciens travaillant au développement de circuits à transistors.

Le but de cet article n'est pas de faire la théorie de l'analyse matricielle. On se référera pour cela aux ouvrages cités en note. Nous nous bornerons à montrer comment un quadripôle peut être entièrement défini par quatre coefficients et à donner quelques règles d'association de quadripôles. Deux exemples montreront la manière d'utiliser ces principes et le gain de temps qui en résulte.

## 2. Matrice d'un quadripôle

Tout quadripôle, actif ou passif, linéaire dans un certain domaine, peut être représenté dans ce domaine par un système de deux équations linéaires traduisant les relations existant entre les tensions et courants d'entrée et de sortie. Rappelons que le quadripôle est

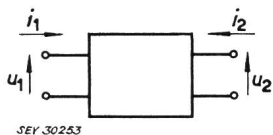


Fig. 1

Représentation générale d'un quadripôle

$u_1$  Tension d'entrée;  $u_2$  Tension de sortie;  $i_1$  Courant d'entrée;  $i_2$  Courant de sortie

un élément ou un ensemble d'éléments caractérisé par une paire de bornes d'entrée et une paire de bornes de sortie. On le représente par ce que les anglo-saxons nomment «black-box», représenté sur la fig. 1 avec les sens conventionnels des tensions et des courants.

Soit par exemple le quadripôle de la fig. 2. Les lois de Kirchhoff nous permettent d'écrire:

$$u_1 = i_1 R_1 + (i_1 + i_2) R_3$$

$$u_2 = i_2 R_2 + (i_1 + i_2) R_3$$

ou encore:

$$u_1 = (R_1 + R_3) i_1 + R_3 i_2$$

$$u_2 = R_3 i_1 + (R_2 + R_3) i_2$$

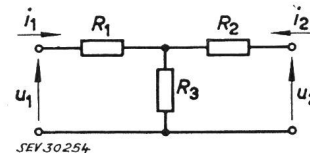


Fig. 2

Exemple pratique d'un quadripôle passif formé de trois résistances:  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$   
 Indications voir fig. 1

La forme matricielle de ce système d'équations est:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 + R_3 & R_3 \\ R_3 & R_2 + R_3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

C'est ce qu'on appelle une matrice aux impédances ou matrice *Z*. Sa forme générale est:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

ou plus simplement:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \| Z \| \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

Il est évident que ce n'est pas le seul système qui puisse représenter le quadripôle. Par transformation de ces deux équations, nous pourrions aboutir à d'autres matrices dont les coefficients ne seront plus toujours des impédances, mais aussi des admittances ou des nombres sans dimension.

Dans le système précédent, nous pouvons, par exemple, tirer  $i_2$  de la deuxième équation et remplacer cette valeur dans la première; nous obtenons alors la matrice:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_2 + R_3} & \frac{R_3}{R_2 + R_3} \\ -\frac{R_3}{R_2 + R_3} & \frac{1}{R_2 + R_3} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

Les coefficients représentent ici: le premier une résistance, le second et le troisième des rapports, le quatrième une admittance. C'est une matrice hybride, nommée matrice  $H$ . Sa forme générale est:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \text{ ou } \begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \|H\| \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

Il existe en tout six matrices possibles qui sont:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} &= \|Z\| \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} &= \|H\| \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} &= \|A\| \cdot \begin{pmatrix} u_2 \\ -i_2 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} &= \|Y\| \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} &= \|G\| \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} u_2 \\ i_2 \end{pmatrix} &= \|B\| \cdot \begin{pmatrix} u_1 \\ -i_1 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Le déterminant peut se calculer toutes les fois qu'on a affaire à une matrice carrée, c'est-à-dire comportant un nombre égal de lignes et de colonnes. Pour une matrice à quatre coefficients telle que celles dont nous nous occuperons ici, ce déterminant vaut:

$$\Delta x = \begin{vmatrix} x_{11} & x_{12} \\ x_{21} & x_{22} \end{vmatrix} = x_{11} x_{22} - x_{21} x_{12}$$

Afin d'éviter les transformations algébriques nécessaires au passage d'une matrice à une autre, les conversions de paramètres sont résumées dans le tableau I.

Transformation des paramètres

de à	$\ Z\ $	$\ Y\ $	$\ H\ $	$\ G\ $	$\ A\ $	$\ B\ $
$\ Z\ $	$\begin{matrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{y_{22}}{\Delta^y} & -\frac{y_{12}}{\Delta^y} \\ -\frac{y_{21}}{\Delta^y} & \frac{y_{11}}{\Delta^y} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^h}{h_{22}} & \frac{h_{12}}{h_{22}} \\ -\frac{h_{21}}{h_{22}} & \frac{1}{h_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{g_{11}} & -\frac{g_{12}}{g_{11}} \\ \frac{g_{21}}{g_{11}} & \frac{\Delta^g}{g_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{11}}{a_{21}} & \frac{\Delta^a}{a_{21}} \\ \frac{1}{a_{21}} & \frac{a_{22}}{a_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{22}}{b_{21}} & \frac{1}{b_{21}} \\ \frac{\Delta^b}{b_{21}} & \frac{b_{11}}{b_{21}} \end{matrix}$
$\ Y\ $	$\begin{matrix} \frac{z_{22}}{\Delta^z} & -\frac{z_{12}}{\Delta^z} \\ -\frac{z_{21}}{\Delta^z} & \frac{z_{11}}{\Delta^z} \end{matrix}$	$\begin{matrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{11}} & -\frac{h_{12}}{h_{11}} \\ \frac{h_{21}}{h_{11}} & \frac{\Delta^h}{h_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^g}{g_{22}} & \frac{g_{12}}{g_{22}} \\ -\frac{g_{21}}{g_{22}} & \frac{1}{g_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{22}}{a_{12}} & -\frac{\Delta^a}{a_{12}} \\ -\frac{1}{a_{12}} & \frac{a_{11}}{a_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{11}}{b_{12}} & -\frac{1}{b_{12}} \\ -\frac{\Delta^b}{b_{12}} & \frac{b_{22}}{b_{12}} \end{matrix}$
$\ H\ $	$\begin{matrix} \frac{\Delta^z}{z_{22}} & \frac{z_{12}}{z_{22}} \\ -\frac{z_{21}}{z_{22}} & \frac{1}{z_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{y_{11}} & -\frac{y_{12}}{y_{11}} \\ \frac{y_{21}}{y_{11}} & \frac{y_{22}}{y_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{g_{22}}{\Delta^g} & -\frac{g_{12}}{\Delta^g} \\ -\frac{g_{21}}{\Delta^g} & \frac{a_{11}}{\Delta^g} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{12}}{a_{22}} & \frac{\Delta^a}{a_{22}} \\ -\frac{1}{a_{22}} & \frac{g_{21}}{a_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{12}}{b_{11}} & \frac{1}{b_{11}} \\ -\frac{\Delta^b}{b_{11}} & \frac{b_{21}}{b_{11}} \end{matrix}$
$\ G\ $	$\begin{matrix} \frac{1}{z_{11}} & -\frac{z_{12}}{z_{11}} \\ \frac{z_{21}}{z_{11}} & \frac{\Delta^z}{z_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{\Delta^y}{y_{22}} & \frac{y_{12}}{y_{22}} \\ -\frac{y_{21}}{y_{22}} & \frac{1}{y_{22}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{h_{22}}{\Delta^h} & -\frac{h_{12}}{\Delta^h} \\ -\frac{h_{21}}{\Delta^h} & \frac{h_{11}}{\Delta^h} \end{matrix}$	$\begin{matrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{21}}{a_{11}} & -\frac{\Delta^a}{a_{11}} \\ \frac{1}{a_{11}} & \frac{a_{12}}{a_{11}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{21}}{b_{22}} & -\frac{1}{b_{22}} \\ \frac{\Delta^b}{b_{22}} & \frac{b_{12}}{b_{22}} \end{matrix}$
$\ A\ $	$\begin{matrix} \frac{z_{11}}{\Delta^z} & \frac{\Delta^z}{z_{21}} \\ \frac{z_{21}}{\Delta^z} & \frac{z_{22}}{z_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{y_{22}}{y_{21}} & -\frac{1}{y_{21}} \\ -\frac{\Delta^y}{y_{21}} & -\frac{y_{11}}{y_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{\Delta^h}{h_{21}} & -\frac{h_{11}}{h_{21}} \\ -\frac{h_{22}}{h_{21}} & -\frac{1}{h_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{g_{21}} & \frac{g_{22}}{g_{21}} \\ \frac{g_{11}}{g_{21}} & \frac{\Delta^g}{g_{21}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{b_{22}}{\Delta^b} & \frac{b_{12}}{\Delta^b} \\ \frac{b_{21}}{\Delta^b} & \frac{b_{11}}{\Delta^b} \end{matrix}$
$\ B\ $	$\begin{matrix} \frac{z_{22}}{\Delta^z} & \frac{\Delta^z}{z_{12}} \\ \frac{1}{z_{12}} & \frac{z_{11}}{z_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{y_{11}}{y_{12}} & -\frac{1}{y_{12}} \\ -\frac{\Delta^y}{y_{12}} & -\frac{y_{22}}{y_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{1}{h_{12}} & \frac{h_{11}}{h_{12}} \\ \frac{h_{22}}{h_{12}} & \frac{\Delta^h}{h_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} -\frac{\Delta^g}{g_{12}} & -\frac{g_{22}}{g_{12}} \\ -\frac{g_{11}}{g_{12}} & -\frac{1}{g_{12}} \end{matrix}$	$\begin{matrix} \frac{a_{22}}{\Delta^a} & \frac{a_{12}}{\Delta^a} \\ \frac{a_{21}}{\Delta^a} & \frac{a_{11}}{\Delta^a} \end{matrix}$	$\begin{matrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{matrix}$

Tableau Ia

On y trouvera aussi la transformation des déterminants. On pourra par exemple vérifier les paramètres  $h$  que nous avons trouvés à partir de la matrice  $Z$  dans l'exemple ci-dessus.

### 3. Matrice d'un transistor

Le transistor peut être considéré comme un quadri-pôle actif linéaire pour autant que le signal amplifié soit suffisamment petit. Les paramètres que nous pourrions définir ne seront donc valables que pour un certain point de travail, puisque dans leur ensemble, les caractéristiques d'un transistor ne sont pas linéaires. Plusieurs fabricants donnent des courbes relatant la variation des paramètres en fonction du point de travail.

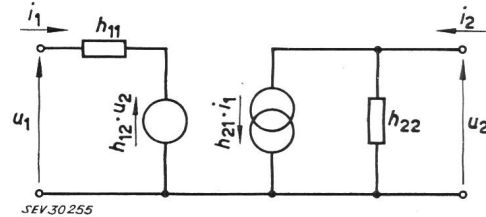


Fig. 3

Schéma équivalent à un transistor donné par ses paramètres  $h$ . Indications voir fig. 1

Le schéma équivalent d'un transistor valable pour les basses fréquences est donné sur la fig. 3. Les lois de Kirchhoff nous permettent d'établir le système d'équations:

$$\begin{aligned} u_1 &= h_{11} i_1 + h_{12} u_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} u_2 \end{aligned}$$

ou, sous forme matricielle:

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix}$$

de \ à	$\Delta^z$	$\Delta^y$	$\Delta^h$	$\Delta^g$	$\Delta^a$	$\Delta^b$
$\Delta^z$	$\Delta^z$	$\frac{1}{\Delta^y}$	$\frac{h_{11}}{h_{22}}$	$\frac{g_{22}}{g_{11}}$	$\frac{a_{12}}{a_{21}}$	$\frac{b_{12}}{b_{21}}$
$\Delta^y$	$\frac{1}{\Delta^z}$	$\Delta^y$	$\frac{h_{22}}{h_{11}}$	$\frac{g_{11}}{g_{22}}$	$\frac{a_{21}}{a_{12}}$	$\frac{b_{21}}{b_{12}}$
$\Delta^h$	$\frac{z_{11}}{z_{22}}$	$\frac{y_{22}}{y_{11}}$	$\Delta^h$	$\frac{1}{\Delta^g}$	$\frac{a_{11}}{a_{22}}$	$\frac{b_{22}}{b_{11}}$
$\Delta^g$	$\frac{z_{22}}{z_{11}}$	$\frac{y_{11}}{y_{22}}$	$\frac{1}{\Delta^h}$	$\Delta^g$	$\frac{a_{22}}{a_{11}}$	$\frac{b_{11}}{b_{22}}$
$\Delta^a$	$\frac{z_{12}}{z_{21}}$	$\frac{y_{12}}{y_{21}}$	$-\frac{h_{12}}{h_{21}}$	$-\frac{g_{12}}{g_{21}}$	$\Delta^a$	$\frac{1}{\Delta^b}$
$\Delta^b$	$\frac{z_{21}}{z_{12}}$	$\frac{y_{21}}{y_{12}}$	$-\frac{h_{21}}{h_{12}}$	$-\frac{g_{21}}{g_{12}}$	$\frac{1}{\Delta^a}$	$\Delta^b$

L'examen des deux équations nous permet de comprendre la signification des paramètres :

- $h_{11} = u_1/i_1$  pour  $u_2 = 0$  : résistance d'entrée avec sortie en court-circuit.
- $h_{12} = u_1/u_2$  pour  $i_1 = 0$  : transformation inverse de tension avec entrée ouverte.
- $h_{21} = i_2/i_1$  pour  $u_2 = 0$  : amplification de courant avec sortie en court-circuit.
- $h_{22} = i_2/u_2$  pour  $i_1 = 0$  : admittance de sortie avec entrée ouverte.

4. Gains, impédances d'entrée et de sortie d'un étage amplificateur

Si un transistor est attaqué par un générateur de résistance interne  $R_i$  et débite dans une résistance de charge  $R_{ch}$ , nous pourrions transformer la première équation en :

$$u_1 = (h_{11} + R_i) i_1 + h_{12} u_2$$

D'autre part :

$$u_2 = -i_2 R_{ch}$$

On en déduit facilement :

$$G_v = \frac{-h_{21} R_{ch}}{h_{11} + \Delta^h R_{ch}} \quad G_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} R_{ch}}$$

$$R_I = \frac{h_{11} + \Delta^h R_{ch}}{1 + h_{22} R_{ch}} \quad R_o = \frac{h_{11} + R_i}{\Delta^h + h_{22} R_i}$$

Ces formules ne sont pas valables que pour le transistor envisagé, mais pour tout quadripôle donné par ses paramètres  $h$ .

5. Les trois montages du transistor

Un transistor peut être utilisé de trois manières différentes :

- a) entrée sur la base, sortie au collecteur, l'émetteur étant une électrode commune à la sortie et à l'entrée;
- b) entrée sur l'émetteur, sortie au collecteur, la base étant l'électrode commune;
- c) entrée sur la base, sortie à l'émetteur, le collecteur étant l'électrode commune.

Si les paramètres  $h$  sont donnés, par exemple, pour le montage en émetteur commun, les formules donnant les gains de tension et de courant ainsi que les résis-

tances d'entrée et de sortie ne seront valables que pour ce montage. Il faudrait donc établir de nouvelles formules pour les deux autres montages. Une méthode beaucoup plus pratique est de calculer de nouveaux paramètres pour les autres montages et de conserver les mêmes formules. Les transformations de paramètres sont données au tableau II et permettent de trouver les paramètres  $h$  correspondant à l'un des montages en fonction de ceux d'un autre montage.

Interrelations des paramètres relatifs aux trois montages d'un transistor

Tableau II

de \ à	Base à la masse	Emetteur à la masse	Collecteur à la masse
Base à la masse	$h_{11}$	$h_{11} = \frac{h'_{11}}{1 + h'_{21}}$	$h_{11} = -\frac{h''_{11}}{h''_{21}}$
	$h_{12}$	$h_{12} = \frac{\Delta^h - h'_{12}}{1 + h'_{21}}$	$h_{12} = -\frac{\Delta^h h''_{21} + h'_{21}}{h''_{21}}$
	$h_{21}$	$h_{21} = \frac{-h'_{21}}{1 + h'_{21}}$	$h_{21} = -\frac{1 + h''_{21}}{h''_{21}}$
	$h_{22}$	$h_{22} = \frac{h'_{22}}{1 + h'_{21}}$	$h_{22} = -\frac{h''_{22}}{h''_{21}}$
Emetteur à la masse	$h'_{11} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$	$h'_{11}$	$h'_{11} = h''_{11}$
	$h'_{12} = \frac{\Delta^h - h_{12}}{1 + h_{21}}$	$h'_{12}$	$h'_{12} = 1 - h''_{12}$
	$h'_{21} = \frac{-h_{21}}{1 + h_{21}}$	$h'_{21}$	$h'_{21} = -(1 + h''_{21})$
	$h'_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}$	$h'_{22}$	$h'_{22} = h''_{22}$
Collecteur à la masse	$h''_{11} = \frac{h_{11}}{1 + h_{21}}$	$h_{11} = h'_{11}$	$h''_{11}$
	$h''_{12} = 1 - \frac{\Delta^h - h_{12}}{1 + h_{21}}$	$h_{12} = 1 - h'_{12}$	$h''_{12}$
	$h''_{21} = \frac{-1}{1 + h_{21}}$	$h'_{21} = -(1 + h'_{21})$	$h''_{21}$
	$h''_{22} = \frac{h_{22}}{1 + h_{21}}$	$h'_{22} = h'_{22}$	$h''_{22}$

6. Associations de quadripôles

Soient deux quadripôles disposés en série (fig. 4). On constate qu'ils peuvent être remplacés par un quadripôle équivalent dont la tension d'entrée serait la somme des tensions d'entrée de chacun des deux quadripôles de départ, la tension de sortie, la somme des

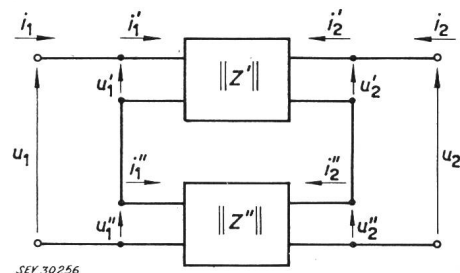


Fig. 4 Association série de deux quadripôles Z' et Z''  
 $u_1', i_1', u_2', i_2'$  Courants et tensions relatifs au quadripôle Z'  
 $u_1'', i_1'', u_2'', i_2''$  Courants et tensions relatifs au quadripôle Z''  
 $u_1, i_1, u_2, i_2$  Courants et tensions relatifs au quadripôle résultant

tensions de sortie, les courants d'entrée et de sortie étant respectivement égaux à ceux des deux quadripôles.

Nous pouvons écrire:

$$\begin{aligned} u_1 &= u'_1 + u''_1 \\ u_2 &= u'_2 + u''_2 \\ i_1 &= i'_1 = i''_1 \\ i_2 &= i'_2 = i''_2 \end{aligned}$$

Les courants d'entrée et de sortie étant communs aux deux quadripôles, la simple addition des matrices  $Z$  de ceux-ci nous donnera la matrice représentant l'ensemble:

$$\begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} z'_{11} + z''_{11} & z'_{12} + z''_{12} \\ z'_{21} + z''_{21} & z'_{22} + z''_{22} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix}$$

Si les deux quadripôles originaux nous ont été donnés par leurs paramètres  $h$ , il nous faudra tout d'abord convertir ceux-ci en paramètres  $z$ , effectuer l'addition, puis reconvertir en paramètres  $h$ . Le tableau III permet de trouver les nouveaux paramètres correspondant aux associations en série, parallèle, série-parallèle, parallèle-série et cascade, sans qu'il soit nécessaire de transformer les paramètres.

En effet, un raisonnement semblable à celui que nous avons tenu pour le montage série nous permet de faire les autres associations:

$$\begin{aligned} \text{Montage série:} & \quad \| Z \| = \| Z' \| + \| Z'' \| \\ \text{Montage parallèle:} & \quad \| Y \| = \| Y' \| + \| Y'' \| \\ \text{Montage série-parallèle:} & \quad \| H \| = \| H' \| + \| H'' \| \\ \text{Montage parallèle-série:} & \quad \| G \| = \| G' \| + \| G'' \| \\ \text{Montage cascade:} & \quad \| A \| = \| A' \| \cdot \| A'' \| \end{aligned}$$

Il faut remarquer que le produit de matrices n'étant pas commutatif, il faudra respecter l'ordre de couplage des quadripôles en cascade.

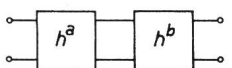
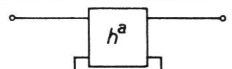
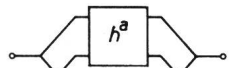
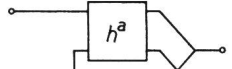
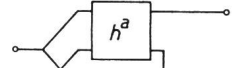
Le tableau IV donne les transformations de paramètres  $h$  consécutives à l'association d'un quadripôle avec différents éléments passifs simples.

### 7. Exemple no 1: Montage «split-load»

Le montage split-load est caractérisé par la répartition du primaire d'un transformateur entre le collecteur et l'émetteur d'un transistor. Il est souvent utilisé comme étage de sortie, car sa résistance de sortie est faible. C'est un montage intermédiaire entre l'émetteur à la masse et le collecteur à la masse. La fig. 5 montre le schéma de principe, la fig. 6, l'équivalent alternatif, et la

Paramètres d'un quadripôle fictif résultant de l'association de deux quadripôles donnés par leurs paramètres  $h$

Tableau III

Couplage	$H_{11}$	$H_{12}$	$H_{21}$	$H_{22}$
 Cascade	$\frac{h_{11}^a + \Delta h^a h_{11}^b}{1 + h_{11}^b h_{22}^a}$	$\frac{h_{12}^a h_{12}^b}{1 + h_{11}^b h_{22}^a}$	$\frac{-h_{21}^a h_{21}^b}{1 + h_{11}^b h_{22}^a}$	$\frac{h_{22}^b + \Delta h^b h_{22}^a}{1 + h_{11}^b h_{22}^a}$
 Série	$\frac{\varphi(h)}{h_{22}^a + h_{22}^b}$	$\frac{h_{12}^a h_{22}^b + h_{12}^b h_{22}^a}{h_{22}^a + h_{22}^b}$	$\frac{h_{21}^a h_{22}^b + h_{21}^b h_{22}^a}{h_{22}^a + h_{22}^b}$	$\frac{h_{22}^a h_{22}^b}{h_{22}^a + h_{22}^b}$
 Parallèle	$\frac{h_{11}^a h_{11}^b}{h_{11}^a + h_{11}^b}$	$\frac{h_{12}^a h_{11}^b + h_{12}^b h_{11}^a}{h_{11}^a + h_{11}^b}$	$\frac{h_{21}^a h_{11}^b + h_{21}^b h_{11}^a}{h_{11}^a + h_{11}^b}$	$\frac{\varphi(h)}{h_{11}^a + h_{11}^b}$
 Série-Parallèle	$h_{11}^a + h_{11}^b$	$h_{12}^a + h_{12}^b$	$h_{21}^a + h_{21}^b$	$h_{22}^a + h_{22}^b$
 Parallèle-Série	$\frac{h_{11}^a \Delta h^b + h_{11}^b \Delta h^a}{\mu(h)}$	$\frac{h_{12}^a \Delta h^b + h_{12}^b \Delta h^a}{\mu(h)}$	$\frac{h_{21}^a \Delta h^b + h_{21}^b \Delta h^a}{\mu(h)}$	$\frac{h_{22}^a \Delta h^b + h_{22}^b \Delta h^a}{\mu(h)}$

Dans lesquelles:  $\varphi(h) = \Delta h^a + \Delta h^b + h_{11}^a h_{22}^b + h_{11}^b h_{22}^a + h_{12}^a h_{21}^b + h_{12}^b h_{21}^a$   
 et  $\mu(h) = \Delta h^a + \Delta h^b + h_{11}^a h_{22}^b + h_{11}^b h_{22}^a - h_{12}^a h_{21}^b - h_{12}^b h_{21}^a$

fig. 7 de quelle manière deux quadripôles représentant l'un le transistor, l'autre le transformateur, peuvent être associés pour représenter ce circuit. C'est une association série-parallèle.

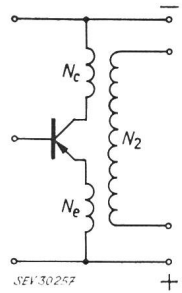


Fig. 5  
Schéma de principe du montage «split-load»  
 $N_c$  Enroulement de collecteur;  $N_e$  Enroulement d'émetteur;  $N_2$  Enroulement secondaire

Le courant d'entrée et la tension de sortie étant communs aux deux quadripôles, la matrice de l'ensemble s'obtient en additionnant les matrices  $h$  de chacun d'eux (tableau III).

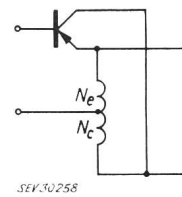


Fig. 6  
Equivalent alternatif du schéma de la fig. 5  
 $N_e$  Enroulement d'émetteur;  $N_c$  Enroulement de collecteur

Soient  $N_c$ ,  $N_e$ ,  $N_2$ , les nombres de spires respectifs du collecteur, de l'émetteur et du secondaire. Pour simplifier, nous ne tiendrons pas compte de l'enroule-

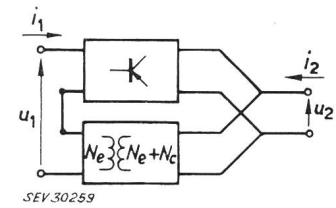


Fig. 7  
Association de quadripôles représentant le montage «split-load»  
 $N_e$ : Enroulement d'émetteur  
 $N_c$ : Enroulement de collecteur  
Indications voir fig. 1

ment secondaire et considérerons la sortie aux bornes du primaire total  $N_e + N_c$ . Le rapport de transformation du transformateur sera:

$$\ddot{u} = \frac{N_e}{N_e + N_c}$$

Comme il nous faut produire un déphasage de  $180^\circ$ , les équations du transformateur seront:

$$u_1 = -\ddot{u} \cdot u_2 \quad \text{et} \quad i_2 = \ddot{u} \cdot i_1$$

La matrice du transformateur sera:

$$\| H' \| = \begin{vmatrix} 0 & -\ddot{u} \\ \ddot{u} & 0 \end{vmatrix}$$

Le transistor étant donné par ses paramètres  $h$  en montage émetteur à la masse, sa matrice est:

$$\| H'' \| = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{vmatrix}$$

Pour l'ensemble, il vient alors:

$$\| H \| = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} - \ddot{u} \\ h_{21} + \ddot{u} & h_{22} \end{vmatrix}$$

Si le montage fait partie d'un circuit comportant d'autres éléments, la matrice sera utilisée sous cette forme pour être associée avec celles des autres parties.

Sinon, les gains et impédances seront donnés par les formules du paragraphe 4 qui deviennent

$$Z_I = \frac{h_{11} + R_{ch} [\Delta^h + \ddot{u} (h_{21} - h_{12}) + \ddot{u}^2]}{1 + h_{22} R_{ch}}$$

$$Z_o = \frac{h_{11} + R_i}{\Delta^h + \ddot{u} (h_{21} - h_{12}) + \ddot{u}^2 + h_{22} R_i}$$

$$G_v = \frac{-R_{ch} (h_{21} + \ddot{u})}{h_{11} + R_{ch} [\Delta^h + \ddot{u} (h_{21} - h_{12}) + \ddot{u}^2]}$$

$$G_i = \frac{h_{21} + \ddot{u}}{1 + h_{22} R_{ch}}$$

### 8. Exemple no 2: Calcul d'un amplificateur à deux étages avec contre-réaction

Soit à calculer le gain de courant, le gain de tension et les résistances d'entrée et de sortie de l'amplificateur de la fig. 8:

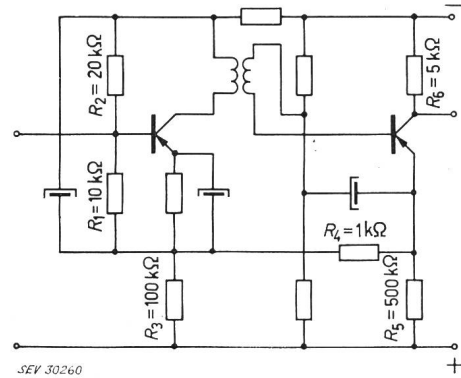


Fig. 8  
Amplificateur à deux étages avec contre-réaction  
 $R_1, R_2$  Résistances de polarisation;  $R_3, R_4, R_5$  Résistances de contre-réaction;  $R_6$  Résistances de charge

Seules ont été indiquées sur le schéma les valeurs d'éléments intervenant dans le circuit alternatif. La fig. 9 montre l'association de quadripôles représentant l'amplificateur. Le procédé de calcul le plus simple consiste à établir les matrices des différents quadripôles et à les associer à l'aide des règles établies précédemment.

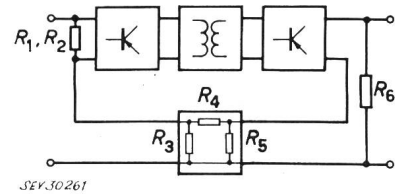


Fig. 9  
Association de quadripôles représentant l'amplificateur de la fig. 8  
Indications voir fig. 8

Les transistors sont du même type et leur point de travail est semblable. Leurs paramètres, donnés pour le montage en émetteur à la masse sont:

$$\| h \| = \begin{vmatrix} h_{11} = 800 \Omega & h_{12} = 5 \cdot 10^{-4} \\ h_{21} = 50 & h_{22} = 80 \mu S \end{vmatrix}$$

<sup>1)</sup> S (Siemens) =  $\frac{1}{\Omega}$

Montage	$H_{11}$	$H_{12}$	$H_{21}$	$H_{22}$
	$\frac{h_{11} Z}{h_{11} + Z}$	$\frac{h_{12} Z}{h_{11} + Z}$	$\frac{h_{21} Z}{h_{11} + Z}$	$\frac{\Delta^h + h_{22} Z}{h_{11} + Z}$
	$h_{11}$	$h_{12}$	$h_{21}$	$h_{22} + \frac{1}{Z}$
	$h_{11} + Z$	$h_{12}$	$h_{21}$	$h_{22}$
	$\frac{h_{11} + \Delta^h Z}{1 + h_{22} Z}$	$\frac{h_{12}}{1 + h_{22} Z}$	$\frac{h_{21}}{1 + h_{22} Z}$	$\frac{h_{22}}{1 + h_{22} Z}$
	$h_{11} + \frac{Z(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{1 + h_{22} Z}$	$\frac{h_{12} + h_{22} Z}{1 + h_{22} Z}$	$\frac{h_{21} - h_{22} Z}{1 + h_{22} Z}$	$\frac{h_{22}}{1 + h_{22} Z}$
	$\frac{h_{11} Z}{h_{11} + Z}$	$\frac{h_{11} + h_{12} Z}{h_{11} + Z}$	$\frac{h_{21} Z - h_{11}}{h_{11} + Z}$	$h_{22} + \frac{(1 + h_{21})(1 - h_{12})}{h_{11} + Z}$
	$\frac{h_{11}}{\ddot{u}^2}$	$\frac{h_{12}}{\ddot{u}}$	$\frac{h_{21}}{\ddot{u}}$	$h_{22}$
	$h_{11}$	$\frac{h_{12}}{\ddot{u}}$	$\frac{h_{21}}{\ddot{u}}$	$\frac{h_{22}}{\ddot{u}^2}$

L'entrée du premier transistor est shuntée par les résistances  $R_1$  et  $R_2$  en parallèle. C'est le premier cas du tableau IV. Les paramètres deviennent:

$$\|h\| = \begin{vmatrix} 714 & 4,46 \cdot 10^{-4} \\ 44,6 & 76,7 \cdot 10^{-6} \end{vmatrix}$$

Le transformateur de liaison doit provoquer un déphasage de  $180^\circ$  pour obtenir la contre-réaction. Son rapport de transformation sera:

$$\ddot{u} = -\frac{1}{4}$$

La combinaison du premier étage avec ce transformateur donne la matrice (dernier cas du tableau IV):

$$\|h\| = \begin{vmatrix} 714 & -17,8 \cdot 10^{-4} \\ -178 & 1,227 \cdot 10^{-3} \end{vmatrix} \quad \Delta^h = 0,558$$

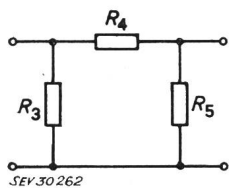


Fig. 10  
Représentation quadripolaire du réseau de contre-réaction

Indications voir fig. 8

Le quadripôle représenté par cette matrice peut à son tour être couplé en cascade avec le deuxième transistor (tableau III):

$$\|H_a\| = \begin{vmatrix} 586 & -44,9 \cdot 10^{-8} \\ 4490 & 64,5 \cdot 10^{-6} \end{vmatrix} \quad \Delta H_a = 39,82 \cdot 10^{-3}$$

Le réseau de contre-réaction peut être représenté par le quadripôle de la fig. 10, dont la matrice  $h$  peut facilement être déduite des lois de Kirchhoff:

$$\|H_b\| = \begin{vmatrix} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} & \frac{R_3}{R_3 + R_4} \\ -R_3 & \frac{R_3 + R_4 + R_5}{R_5 (R_3 + R_4)} \end{vmatrix}$$

En remplaçant les valeurs il vient:

$$\|H_b\| = \begin{vmatrix} 91 & 0,091 \\ -0,091 & 2,91 \cdot 10^{-3} \end{vmatrix} \quad \Delta H_b = 0,273$$

Ce quadripôle doit être associé en couplage série avec celui représentant l'amplificateur (deuxième cas du tableau III):

$$\|H\| = \begin{vmatrix} 138000 & 1,973 \cdot 10^{-3} \\ 4400 & 63,1 \cdot 10^{-6} \end{vmatrix}$$

Il ne reste alors plus qu'à placer la résistance  $R_6$  à la sortie de l'amplificateur (deuxième cas du tableau IV):

$$\|H\| = \begin{vmatrix} 138000 & 1,973 \cdot 10^{-3} \\ 4400 & 2,63 \cdot 10^{-4} \end{vmatrix} \quad \Delta H = 27,6$$

On peut maintenant calculer les gains de tension et de courant, ainsi que les résistances d'entrée et de sortie. Supposons que l'amplificateur débite dans une résistance de charge de 10 kΩ et que la résistance interne du générateur soit de 5 kΩ. Les formules données au paragraphe 4 nous donnent:

$$G_v = \frac{-4400 \cdot 10000}{138000 + 27,6 \cdot 10000} = 106$$

$$G_i = \frac{4400}{1 + 2,63} = 1210$$

$$R_I = \frac{138000 + 27,6 \cdot 10000}{1 + 2,63} = 117 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = \frac{138000 + 5000}{27,6 + 2,63 \cdot 0,5} = 4950 \Omega$$

En combinant la matrice  $H_a$  avec la résistance  $R_6$ , on trouverait à l'aide des mêmes formules les caractéristiques de l'amplificateur sans le réseau de contre-réaction:

$$G_v = 20800 \times \quad R_I = 593 \Omega$$

$$G_i = 1230 \times \quad R_o = 3780 \Omega$$

La contre-réaction a donc pour effet d'élever considérablement la résistance d'entrée, et stabilise la résistance de sortie, puisqu'elle est pratiquement égale

à la résistance de charge du collecteur de l'étage de sortie; elle stabilise le gain de tension, mais n'affecte que très peu le gain de courant.

## 9. Conclusion

La méthode décrite n'est pas nouvelle, mais elle présente l'avantage d'être adaptée à un seul système de paramètre et permet de résoudre aisément la plupart des problèmes d'amplificateurs basse-fréquence. Les exemples qui ont été donnés sont simples, mais des circuits beaucoup plus complexes peuvent être traités sans plus de difficulté. Le plus délicat est souvent la représentation correcte, à l'aide d'une association de quadripôles, du schéma étudié. (Voir à ce sujet les tests de validité traités dans les ouvrages 1 et 3.) Les paramètres représentant un quadripôle peuvent naturellement être des grandeurs complexes, mais le schéma équivalent de la fig. 3 n'est pas toujours très pratique pour le calcul d'étages à haute fréquence. On utilisera plus avantageusement la matrice  $Y$ .

## Bibliographie

- [1] *Shea, R. F.*: Principles of Transistor Circuits. New York: Wiley; London: Chapman & Hall 1953.
- [2] *Hunter, L. P.*: Handbook of Semiconductor Electronics. New York, Toronto, London: McGraw-Hill 1956.
- [3] *Le Corbeiller, P.*: Matrix Analysis of Electrical Networks. Cambridge, Mass.: Harvard University Press; New York: Wiley 1950. *Le Corbeiller, P.*: Analyse matricielle des réseaux électriques. Paris: Dunod 1954.

## Adresse de l'auteur:

*J. Engdahl*, technicien, Ebauches S. A., Département Oscilloquartz, Neuchâtel.

## OTTO VON GUERICKE

1602 — 1686

Am 11. Mai 1686 starb in Magdeburg Otto von Guericke. Am 20. November 1602 war er daselbst geboren worden und erlebte die Wirren und Qualen des Dreissigjährigen Krieges. 1631 fiel sein Haus dem Brande der Stadt Magdeburg zum Opfer, der der Plünderung durch die Schweden folgte. Er wurde gefangen genommen, verlor seine Frau und einen Sohn. Um 1640 las der inzwischen Ratsherr gewordene Guericke im Buche Hiob über das «Nichts». Diesem «Nichts» ging er auf die Spur, machte viele Versuche, ersann eine Luftpumpe und demonstrierte die Wirkung des luftleeren Raumes mit den weltberühmt gewordenen «Magdeburger Halbkugeln». 24 Pferde vermochten die allein durch den Luftdruck zusammengehaltenen Halbkugeln nicht zu trennen; Guericke aber brauchte nur den Hahn zu öffnen und schon fielen diese auseinander. Das war 1655.

Guericke hatte von den Versuchen Gilberts über Magnetismus und Elektrizität gehört, die dieser um 1600 in England ausgeführt hatte. Er stellte sich eine Schwefelkugel her, versah sie mit einer Kurbel und hatte so die erste Elektrisiermaschine geschaffen. Während er mit der einen Hand die Kugel drehte, konnte er mit der behandschuhten andern Hand elektrische Ladungen abnehmen. Er erkannte auch, dass die Kugel bei rascher Drehung zu leuchten anfangt. Die 1663 ersonnene Elektrisiermaschine ist für die Entwicklung der Elektrizität von grosser Bedeutung gewesen, hat sie doch für längere Zeit die einzige Quelle namhafter Elektrizitätsmengen dargestellt. Zahllos sind die Beschreibungen oft recht grotesk anmutender Experimente.

H. W.

