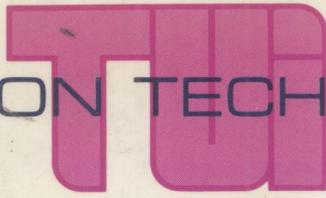


COLLECTION TECHNOLOGIES



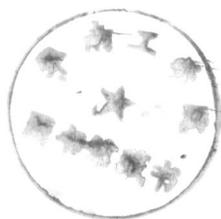
SÉRIE ÉLECTRONIQUE

amplificateurs et oscillateurs micro-ondes

Ch. GENTILI

MASSON 

AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS
MICRO-ONDES



CHEZ LE MÊME ÉDITEUR

Dans la même collection :

LES MICRO-ONDES, par R. BADOUAL.

Tome 1. — Circuits, microrubans, fibres. 1984, 320 pages.

Tome 2. — Composants, antennes, fonctions, mesures. 1984, 272 pages.

CONCEPTION DES CIRCUITS MICRO-ONDES. Microélectronique, par T.C. EDWARDS. 1984, 356 pages.

PRATIQUE DE L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL, par A. PELAT.

Tome 1. — Circuits fondamentaux. 1983, 144 pages.

Tome 2. — Filtrés actifs et oscillateurs sinusoïdaux. 1983, 128 pages.

LES FILTRES ÉLECTRIQUES DE FRÉQUENCE. La pratique des modèles et la simulation, par C. GIMENES. 1983, 240 pages.

FILTRES NUMÉRIQUES. Principes et réalisations, par P. FONDANÈCHE et P. GILBERTAS. 1981, 216 pages.

Autres ouvrages :

ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE A LA TRANSMISSION DE L'INFORMATION, par J. HERVÉ.

Tome 1. — Conception et calcul pratique des circuits non linéaires. 1981, 364 pages.

Tome 2. — Principe et réalisation des systèmes de communication. 1982, 360 pages.

LA MATRICE S. Du numérique à l'optique, par E. RIVIER et R. SARDOS. *Monographies d'électronique*. 1982, 392 pages.

LES SYSTÈMES DE TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITES, par G. MARAL, M. BOUSQUET et J. PARES. 1982, 2^e édition, 256 pages.

ANTENNES MICRO-ONDES. Applications aux faisceaux hertziens, par NHU BUI-HAI. 1978, 528 pages.

L'AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL ET SES APPLICATIONS, par J.-C. MARCHAIS. 1981, 4^e édition, 288 pages.

PROPAGATION LIBRE ET GUIDÉE DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES. RAYONNEMENT. Exercices avec solutions et rappels de cours, par G. DUBOST. 1981, 240 pages.

MÉTHODES DE CALCULS EN ÉLECTRONIQUE. Programmes en LSE et Basic, par A. BILLÈS. *Méthode + Programmes*. 1984, 140 pages.

TN722

9338

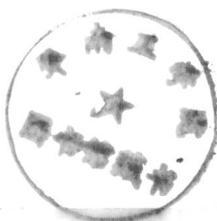
8660824

Collection
TECHNOLOGIES
de l'Université à l'Industrie

AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS MICRO-ONDES

Christian GENTILI

*Ingénieur ESE
Professeur à l'École de l'air*



E8660824

MASSON
Paris New York Barcelone Milan
Mexico Sao Paulo
1984

Tous droits de traduction, d'adaptation et de reproduction par tous procédés,
réservés pour tous pays.

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41,
d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du
copiste et non destinées à une utilisation collective », et d'autre part, que les analyses et
les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation inté-
grale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou
ayants cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait
donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal.

© Masson, Paris, 1984

ISBN : 2-225-80415-X
ISSN : 0223-5285

MASSON S.A.
MASSON PUBLISHING U.S.A. Inc.
MASSON S.A.
MASSON ITALIA EDITORI S.p.A.
MASSON EDITORES
EDITORIA MASSON DO BRASIL Ltda

120, bd Saint-Germain, 75280 Paris Cedex 06
133 East 58th Street, New York, N.Y. 10022
Balmes 151, Barcelona 8
Via Giovanni Pascoli 55, 20133 Milano
Dakota 383, Colonia Napoles, 03810 Mexico D.F.
Rua Dr Cesario Motta Jr., 61, 01221 Sao Paulo, S.P.

TABLE DES MATIÈRES

(Contents see page 10)

CHAPITRE 1 — MATRICE DE RÉPARTITION	11
1.1. Matrice de répartition en courant et tension	11
1.2. Matrice [S] - Lien avec les matrices impédance et admittance	18
1.3. Matrice de répartition en micro-ondes	26
1.4. Signification et propriétés de la matrice [S]	34
CHAPITRE 2 — THÉORIE DE QUADRIPOLE AMPLIFICATEUR	45
2.1. Gain de transfert en puissance du quadripôle actif	45
2.2. Adaptation et stabilité de l'amplificateur	51
2.3. Modèle du transistor unilatéralisé	64
2.4. Cercles à facteur de bruit constant	72
CHAPITRE 3 — ÉTUDES D'AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS	86
3.1. Amplificateur sélectif à constantes localisées	86
3.2. Amplificateur large bande	96
3.3. Préamplificateur faible bruit à constantes réparties	104
3.4. Oscillateurs à instabilité maximale	124
CHAPITRE 4 — MESURE DES PARAMÈTRES S ET DU BRUIT	136
4.1. Analyseur de réseau et mesure automatique des paramètres de répartition ...	136
4.2. Mesure du facteur de bruit d'un amplificateur	151
4.3. Caractérisation de la pureté spectrale des oscillateurs	164
ANNEXE A — GRAPHE DE FLUENCE	
Résolution par la règle de Mason : application au calcul du gain en tension	172
ANNEXE B — LIGNES MICRORUBANS	
B 1 — Formules de synthèse pour lignes microrubans	176
B 2 — Substrats diélectriques	180

ANNEXE C — CERCLES D'INSTABILITÉ

C 1 — Généralisation de la notion de cercle critique d'instabilité	182
C 2 — Lieu des centres des cercles d'instabilité	184
C 3 — Cercle tangentiel d'instabilité	187

ANNEXE D — VARIANCE D'ALLAN ET DENSITÉ SPECTRALE

Passage de la mesure temporelle de la variance à la mesure fréquentielle de la densité spectrale	189
--	-----

BIBLIOGRAPHIE	193
-------------------------	-----

INDEX	197
-----------------	-----

AVANT-PROPOS

Les termes hyperfréquences ou micro-ondes concernent en pratique un spectre s'étendant de 1 à 300 GHz (gigahertz) . Dans l'ordre des fréquences croissantes, il est d'usage de faire le découpage suivant :

- Ultra Hautes Fréquences (U.H.F.) de 300 mégahertz à 3 GHz.
- Supra Hautes Fréquences (S.H.F.) de 3 à 30 GHz.
- Extra Hautes Fréquences (E.H.F.) de 30 à 300 GHz.

En termes de longueurs d'ondes, cela correspond respectivement aux domaines décimétrique, centimétrique et millimétrique.

C'est l'Union Internationale des Télécommunications (U.I.T.) qui répartit le spectre électromagnétique entre les services utilisateurs. Ainsi, entre 960 MHz et 20 GHz, le partage s'effectue entre les services de terre (essentiellement services fixes à faisceaux hertziens et services de radionavigation et radiolocalisation) et les services spatiaux. Les liaisons par satellites, qui ont débuté dans la bande 4 - 6 GHz, sont maintenant opérationnelles dans la bande 11 - 14 GHz.

L'encombrement du spectre, les quantités d'informations à transmettre sans cesse croissantes, la nécessité d'affiner les pouvoirs de résolution sont à la base d'expérimentations toujours plus audacieuses dans des secteurs tels que :

- *les transmissions en propagation guidée, faisant appel à des structures circulaires, (utilisation entre 31 et 60 GHz en France) ;*

- le radar où des réalisations, certes à faible portée vu les puissances émises, ont été mentionnées à 35, 94, 140 et même 217 GHz (le choix de ces fréquences correspondant aux fenêtres d'absorption atmosphérique) ;
- les satellites où l'on s'oriente déjà vers la bande 20-30 GHz, tout en pensant à des exploitations futures vers 40, 50 et 90 GHz (divers projets européens devront aboutir vers 1987-88).

Les zones du spectre à forte atténuation, vers 60 GHz en particulier, ne sont pas pour autant délaissées, car d'une part, elles peuvent permettre d'effectuer des liaisons "discrètes" à courte distance, et, d'autre part, elles sont utilisables hors de l'atmosphère pour des échanges d'informations entre véhicules spatiaux : lors de la dernière conférence mondiale des radiocommunications, outre la bande 32-33 GHz, les bandes 54-58 GHz et 59-64 GHz ont été affectées à ces types de liaisons.

Parallèlement, des composants actifs toujours plus performants voient le jour, pouvant mener à des situations remarquables : dans la "télédiffusion" par satellites, pour une couverture au sol donnée, le flux de puissance reçu ne dépend que de la puissance émise. D'autre part, le rapport signal sur bruit ainsi que l'aérien étant imposés à la réception, il a donc fallu développer des tubes à ondes progressives (T.O.P.) embarquables délivrant un niveau suffisant, c'est-à-dire de l'ordre de 250 watts à 12 GHz. Or, à ces fréquences, il existe maintenant, sur le marché, des transistors du type MESFET, à l'arséniure de gallium, dont le facteur de bruit est de 1,5 décibel avec un gain associé de 10 décibels. Il est donc possible de réaliser des récepteurs dont le faible bruit en entrée autorise l'utilisation de T.O.P. de quelques dizaines de watts, ce qui permet de concevoir des satellites plus légers. Des répéteurs ou transposateurs entièrement à l'état solide, donc alimentés en basse tension, et de faible encombrement, permettront également un gain de poids appréciable.

Tous les composants actifs sont maintenant caractérisés par les constructeurs à l'aide des paramètres "S", non seulement dans le domaine

des micro-ondes, mais également vers les fréquences basses. Corrélativement, il existe sur le marché des analyseurs de réseaux fonctionnant de 100 MHz à 40 GHz et un appareil récent permet des mesures de 5 Hz à 200 MHz. L'électronicien doit donc être familiarisé avec ce nouveau formalisme - ondes incidentes, réfléchies, coefficients de réflexion - qui, une fois assimilé, permet de calculer avec rapidité et précision des amplificateurs et oscillateurs aux performances optimisées. D'où l'idée de présenter cet ouvrage répondant aux besoins des étudiants, ingénieurs et techniciens confrontés à ce domaine.

★

Le premier chapitre introduit progressivement; à partir des notions de courant, tension, impédance ; la matrice de répartition, ses propriétés essentielles et les précautions à prendre pour son utilisation aux fréquences élevées.

Le deuxième chapitre forge les outils issus de cette théorie et précise ainsi les notions de gain, adaptation, stabilité. Le facteur de bruit minimum ne correspondant pas forcément au plus grand gain, nous indiquons comment atteindre le meilleur compromis qui devrait, à notre sens, découler de la notion de facteur de mérite minimum.

Le troisième chapitre traite, sous forme de bureaux d'études, trois exemples fondamentaux de calcul d'amplificateurs débouchant sur la mise en œuvre de la technologie microruban. Le dernier paragraphe introduit la généralisation originale de la notion de cercle critique d'instabilité permettant de concevoir des oscillateurs à instabilité maximale.

Enfin, l'aspect mesure est envisagé au dernier chapitre, plus particulièrement consacré à l'analyseur de réseau et aux méthodes d'évaluation du bruit.

Je voudrais terminer la présentation de cet ouvrage en remerciant Madame Dubois pour la frappe du manuscrit, Monsieur Morant pour les dessins, ainsi que Monsieur Alibert.

CONTENTS

CHAPTER 1 — SCATTERING MATRIX	
1.1. — Current and voltage scattering matrices	11
1.2. — S - matrix. Link with the impedance and admittance matrices	18
1.3. — Scattering matrix in microwaves	26
1.4. — Meaning and properties of the S - matrix	34
CHAPTER 2 — TWO-PORT NETWORK AMPLIFIER THEORY	
2.1. — Active two-port network transducer power gain	45
2.2. — Amplifier matching and stability	51
2.3. — Unilateral transistor model	64
2.4. — Constant noise figure circles	72
CHAPTER 3 — AMPLIFIER AND OSCILLATOR DESIGN	
3.1. — Narrow-band amplifier using lumped elements	86
3.2. — Wide-band amplifier	96
3.3. — Low-noise preamplifier using distributed element circuits	104
3.4. — Oscillators with maximum instability	124
CHAPTER 4 — S - PARAMETERS AND NOISE MEASUREMENT	
4.1. — Network analyzer and automatic measurement of scattering parameters	136
4.2. — Amplifier noise figure measurement	151
4.3. — Characterization of the spectral purity of oscillators	164
APPENDIX A — Flow graph	172
APPENDIX B — Microstrip lines	176
APPENDIX C — Instability circles generalization	182
APPENDIX D — Allan's variance and spectral density	189
BIBLIOGRAPHY	193
INDEX	197

1 - MATRICE DE RÉPARTITION

★

1.1. MATRICE DE RÉPARTITION EN COURANT ET TENSION

Nous allons, dans un premier temps, définir les *coefficients de réflexion en courant et tension* d'un réseau à un accès représenté par la figure 1.1.

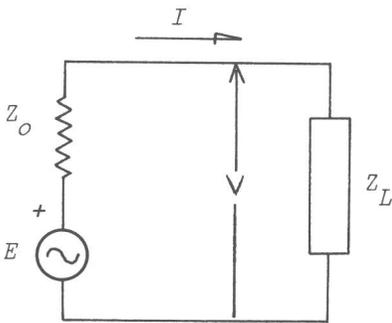


Fig. 1.1. Réseau à un accès

Il s'agit d'une charge Z_L branchée aux bornes E d'une source de tension E d'impédance interne Z_0 . Les courant et tension complexes ont respectivement pour expression :

$$(1.1) \quad I = \frac{E}{Z_0 + Z_L} \quad \text{et}$$

$$(1.2) \quad V = \frac{EZ_L}{Z_0 + Z_L}$$

Lorsque l'impédance de la charge est égale au conjugué de l'impédance interne de la source, il y a *adaptation* :

$$Z_L = Z_0^* \quad (\text{Le signe } * \text{ indique le conjugué})$$

Le *courant incident* est le courant à l'adaptation :

$$(1.3) \quad I_i = \frac{E}{Z_0 + Z_0^*} = \frac{E}{2R_0} ; R_0 \text{ étant la partie réelle de } Z_0.$$

La tension incidente est la tension aux bornes de la charge à l'adaptation :

$$(1.4) \quad \boxed{V_i = \frac{EZ_0^*}{Z_0 + Z_0^*}} = \frac{EZ_0^*}{2R_0}$$

On définit alors comme suit les composantes réfléchies du courant et de la tension :

$$(1.5) \quad \boxed{I_r = I_i - I}$$

$$(1.6) \quad \boxed{V_r = V - V_i}$$

Exprimons le courant réfléchi en fonction du courant incident :

$$I_r = \frac{E}{Z_0 + Z_0^*} - \frac{E}{Z_0 + Z_L} = \frac{E}{Z_0 + Z_0^*} \left(1 - \frac{Z_0 + Z_0^*}{Z_0 + Z_L} \right), \text{ d'où}$$

$$(1.7) \quad \boxed{I_r = \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \cdot I_i}$$

De même, exprimons la tension réfléchie en fonction de la tension incidente :

$$V_r = V_i \left(\frac{V}{V_i} - 1 \right) = V_i \left(\frac{Z_L}{Z_0^*} \cdot \frac{Z_0 + Z_0^*}{Z_0 + Z_L} - 1 \right), \text{ soit}$$

$$(1.8) \quad \boxed{V_r = \frac{Z_0}{Z_0^*} \cdot \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0} \cdot V_i}$$

Les coefficients de réflexion en courant S_I et en tension S_V se déduisent

respectivement des relations (1.7) et (1.8) :

$$(1.9) \quad S_I = \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0}$$

$$(1.10) \quad S_V = \frac{Z_0}{Z_0^*} \cdot \frac{Z_L - Z_0^*}{Z_L + Z_0}$$

Si l'impédance Z_0 est réelle, alors $Z_0 = Z_0^* = R_0$; ce n'est que dans ce cas que les coefficients de réflexion en courant et en tension sont identiques. On pose $S_I = S_V = S$, avec :

$$(1.11) \quad S = \frac{Z_L - R_0}{Z_L + R_0}$$

On introduit souvent l'impédance réduite $z = \frac{Z}{R_0}$; ainsi le coefficient de réflexion s'écrit :

$$(1.12) \quad S = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \quad ; \quad \text{inversement,}$$

$$(1.13) \quad z_L = \frac{1 + S}{1 - S}$$

La partie réelle de l'impédance de charge réduite est le double de $(z_L + z_L^*)$. Or :

$$z_L + z_L^* = \frac{1 + S}{1 - S} + \frac{1 + S^*}{1 - S^*} = \frac{1 + S - S^* - SS^* + 1 + S^* - S - SS^*}{(1 - S)(1 - S)^*} \quad \text{et donc}$$

$$(1.14) \quad z_L + z_L^* = 2 \cdot \frac{1 - |S|^2}{|1 - S|^2} \quad (|S|^2 = SS^*)$$

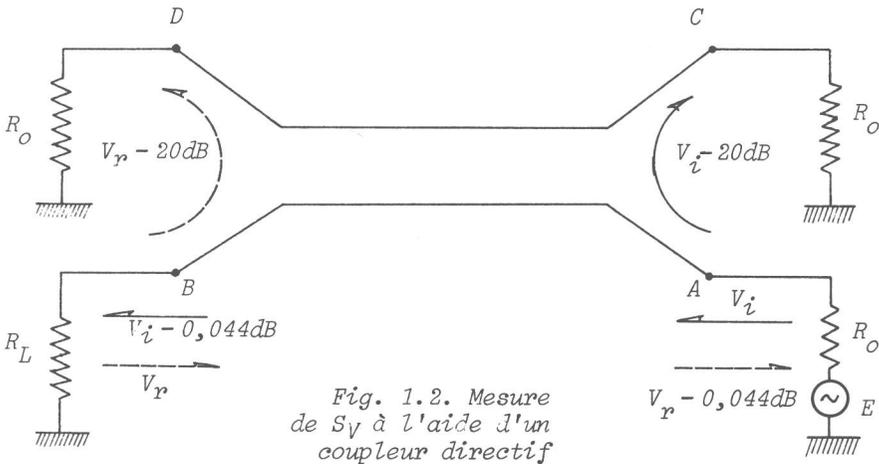
Partant de (1.12) on trouverait que :

$$(1.15) \quad 1 - |S|^2 = 2 \frac{Z_L + Z_L^*}{|1 + Z_L|^2} ; \text{ ce qui montre que pour une charge}$$

à partie réelle positive, $|S| < 1$.

REMARQUE : tensions incidente et réfléchie peuvent être mesurées directement, par exemple à l'aide d'un coupleur directif.

Considérons la figure 1.2 ci-dessous :



Nous avons un "coupleur 20 dB", c'est-à-dire que branchant un générateur en A, on retrouvera en B la fraction $\sqrt{\frac{99}{100}} V_i$ soit en décibels $V_i - 0,044 \text{ dB}$, tandis que la fraction $\frac{V_i}{10}$ soit $V_i - 20 \text{ dB}$ sera présente en C.

Le coupleur étant idéal, la sortie D est parfaitement découplée et on ne détecte donc aucune tension dans le cas où $R_L = R_O$. Si la charge inconnue R_L est différente de R_O , alors apparaît une tension réfléchie : on retrouve en A $V_r - 0,044 \text{ dB}$ et en D $V_r - 20 \text{ dB}$. Finalement, la simple mesure des tensions en C et D - en fait en pratique, il s'agit d'une mesure de puissance - permet d'accéder directement au rapport

$$\frac{V_r}{V_i} = \frac{R_L - R_O}{R_L + R_O} = S_V = S$$

On considère maintenant le réseau à n accès de la figure 1.3 :

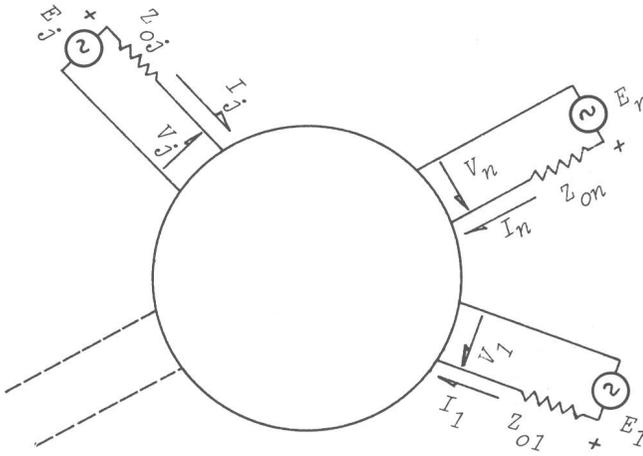


Fig. 1.3. Réseau à n accès

A partir des définitions (1.3) et (1.4), on déduit :

(1.16) $V_i = Z_0^* I_i$; par ailleurs (1.7) et (1.8) donnent

$$V_r = \frac{Z_0}{Z_0^*} \cdot \frac{I_r}{I_i} \cdot V_i, \text{ d'où}$$

(1.17) $V_r = Z_0 I_r$

La généralisation de (1.16) et (1.17) dans le cas du réseau à n accès conduit aux relations matricielles :

$$\begin{aligned} [V_i] &= [Z_0^*][I_i] \\ [V_r] &= [Z_0][I_r] \text{ avec :} \end{aligned}$$

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} z_{01} & & & & 0 \\ & \dots & & & \\ & & z_{0j} & & \\ 0 & & & \dots & \\ & & & & z_{0n} \end{bmatrix}$$

De même (1.5) et (1.6) deviennent :

$$[I] = [I_i] - [I_r]$$

$$[V] = [V_i] + [V_r]$$

La matrice impédance $[Z]$ du réseau est définie par :

$$[V] = [Z] \cdot [I]$$

Enfin, (1.7) et (1.8) vont donner :

$$(1.18) \quad [I_r] = [S^I][I_i]$$

$$(1.19) \quad [V_r] = [S^V][V_i] \quad ; \quad [S^I] \text{ et } [S^V] \text{ sont respectivement les matrices de répartition en courant et en tension.}$$

On se propose d'exprimer $[S^I]$ en fonction de la matrice impédance $[Z]$ et $[S^V]$ en fonction de la matrice admittance $[Y]$. Notons que $[Z]$ et $[Y]$ sont inverses l'une de l'autre. Tenant compte des relations matricielles introduites précédemment, on peut écrire :

$$[V_r] = [V] - [V_i] = [Z][I] - [Z_0^*][I_i]$$

$$\text{or :} \quad [V_r] = [Z_0][I_r] \quad \text{et} \quad [I] = [I_i] - [I_r] ;$$

$$\text{d'où :} \quad [Z_0][I_r] = [Z][I_i] - [Z][I_r] - [Z_0^*][I_i]. \text{ Regroupons :}$$

$$([Z] + [Z_0])[I_r] = ([Z] - [Z_0^*])[I_i]. \text{ Isolons } [I_r] :$$

$$[I_r] = ([Z] + [Z_0])^{-1} ([Z] - [Z_0^*])[I_i].$$