

Zeitschrift:	Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri
Herausgeber:	Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafenbetriebe
Band:	33 (1955)
Heft:	4
Artikel:	Découplage aux basses fréquences de la cathode et de la grille-écran d'un tube amplificateur
Autor:	Dessoulavy, Roger
DOI:	https://doi.org/10.5169/seals-874224

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. 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. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

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. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

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. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 19.01.2026

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

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telephonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicato dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

Découplage aux basses fréquences de la cathode et de la grille-écran d'un tube amplificateur

Par Roger Dessoulavy, Lausanne

621.375.2.029.4

Résumé. Les condensateurs de découplage de la cathode et de la grille-écran d'un tube amplificateur sont chacun la cause d'une baisse de l'amplification aux basses fréquences. L'auteur montre que cet effet peut être déterminé tant en phase qu'en amplitude à l'aide du diagramme de Smith (ou du coefficient de réflexion), lequel est généralement utilisé dans le domaine très différent de la transmission sur lignes ou par ondes. D'autre part, quelques formules pratiques, ainsi qu'un graphique, permettent de déterminer rapidement la valeur à donner aux condensateurs de découplage pour que l'amplification baisse d'une valeur donnée à une certaine fréquence, ou inversement.

Le problème posé par le choix judicieux d'un condensateur de découplage de cathode ou de grille-écran a déjà été approfondi et résolu par de nombreux auteurs [1], [2], de sorte qu'il ne semble pas, à première vue, mériter de retenir l'attention. Toutefois, nous pensons opportun d'en exposer quelques aspects sous une forme inédite et susceptible d'intéresser autant le théoricien que le praticien.

Zusammenfassung. Kathoden- und Gitterentkopplungskondensatoren verursachen bei niedrigen Frequenzen einen Verstärkungsabfall. Der Verfasser zeigt, dass es möglich ist, diese Erscheinung sowohl in Phase als auch in Amplitude anhand des Smith-Diagrammes (d. h. des Reflexionsdiagrammes) – das sonst gewöhnlich für ganz andere Zwecke der drahtgebundenen und drahtlosen Übermittlung benutzt wird – zu bestimmen. Einige praktische Formeln und ein Diagramm ermöglichen eine schnelle Bestimmung der Werte, die einen gegebenen Verstärkungsabfall bei einer bestimmten Frequenz bewirken, und umgekehrt.

1. Effet du condensateur de découplage de cathode

Déterminons le rapport F_c du courant alternatif de plaque I au courant I_{max} que l'on obtiendrait avec un découplage parfait ($C = \infty$).

L'analyse du circuit de la figure 1a nous donne la relation suivante:

$$I = \frac{-\mu U}{\varrho + (\mu+1) Z_c + R} \quad (1)$$

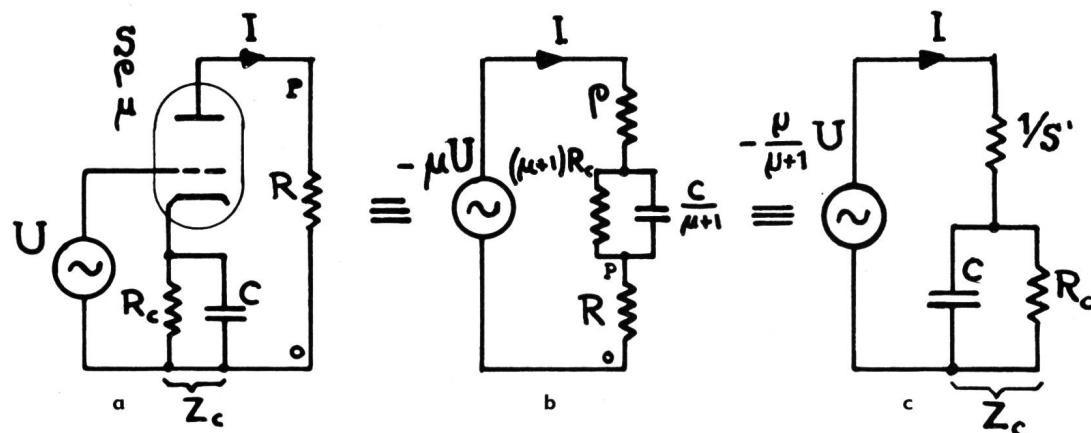


Fig. 1a. Schéma alternatif d'un tube amplificateur avec polarisation automatique de grille. La résistance de cathode R_c découpée par le condensateur C forme l'impédance de cathode Z_c

Fig. 1b. Schéma de remplacement équivalent au montage de la figure 1

Fig. 1c. Schéma de remplacement simplifié équivalent aux précédents

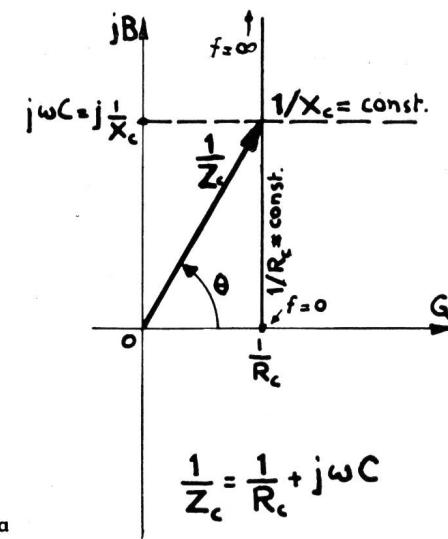


Fig. 2a. Représentation vectorielle de l'admittance $1/Z_c$ et de sa variation suivant la droite $1/R_c = \text{const.}$ lorsque la fréquence varie

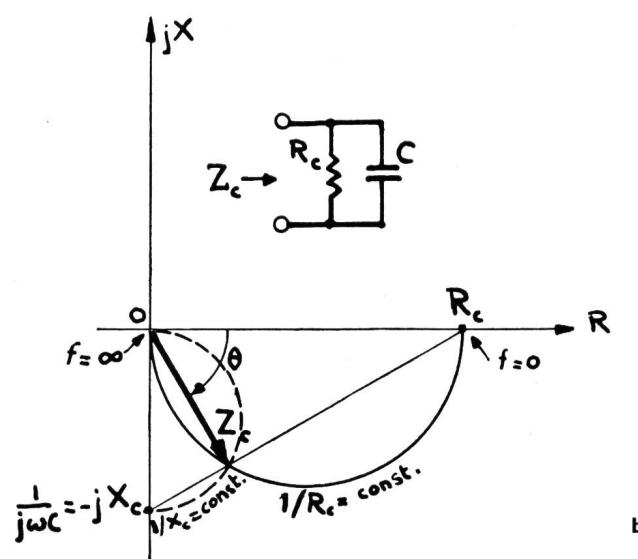


Fig. 2b. Représentation vectorielle de l'impédance de cathode Z_c . Le lieu de Z_c lorsque la fréquence varie est le demi-cercle marqué $1/R_c = \text{const.}$

laquelle peut se traduire par le schéma équivalent de la figure 1b ou 1c.

Les symboles ont pour signification :

μ = coefficient d'amplification du tube

ϱ = résistance interne de plaque (appelée souvent R_i)

S = pente du tube

$S_d = \frac{S}{I + R/\varrho}$ = pente dynamique du tube

R = résistance de charge du circuit de plaque

Z_c = impédance de cathode formée par la mise en parallèle de R_c et de C

$X_c = \frac{1}{\omega C}$ = réactance de la capacité de découplage C

Pour un découplage parfait ($Z_c = 0$) on obtient :

$$I_{\max} = \frac{-\mu U}{\varrho + R} \quad (2)$$

ce qui donne :

$$F_c = \frac{I}{I_{\max}} = \frac{1}{1 + \frac{(1 + 1/\mu)}{(1 + R/\varrho)} S Z_c} = \frac{1}{1 + S' Z_c} \quad (3)$$

avec : $S' = \frac{(1 + 1/\mu)}{(1 + R/\varrho)}$ $S \approx S_d$ lorsque $\mu \gg 1$

Nous nous proposons de déterminer le lieu du vecteur F_c dans un plan complexe lorsque la fréquence varie.

La mise en parallèle de la résistance R_c et du condensateur C détermine l'admittance $1/Z_c$ représentée à la figure 2a. Lorsque X_c varie avec la fréquence, l'admittance $1/Z_c$ décrit la droite $1/R_c = \text{constante}$.

L'impédance Z_c représentée à la figure 2b résulte de l'inversion de la figure 2a. Z_c peut également être trouvé directement en abaissant la perpendiculaire sur la droite joignant R_c à $-jX_c$. Lorsque la fréquence varie, l'impédance Z_c décrit le cercle $1/R_c = \text{constante}$.

Le lieu des points pour lesquels la susceptance $1/X_c = \text{constante}$ (en supposant R_c variant de zéro

à l'infini) est également un cercle orthogonal au premier. Ces deux cercles sont les courbes transformées des droites $1/R_c = \text{constante}$ et $1/X_c = \text{constante}$ de la figure 2a.

Le vecteur $1/F_c$ peut être construit aisément en multipliant Z_c par S' et en additionnant 1 (partie inférieure de la figure 3).

Une simple inversion permet d'obtenir finalement F_c dont le lieu est également un cercle (désigné par $1/S' R_c = \text{constante}$), étant donné que la transformation est conforme. Il en est de même de la transformation du cercle $1/S' X_c = \text{constante}$.

Toutes les valeurs possibles du vecteur F_c sont situées à l'intérieur d'un demi-cercle de diamètre unité, alors que $1/F_c$ occupe un quadrant s'étendant à l'infini.

Si l'on dessinait dans ce demi-cercle une série de cercles correspondant à des valeurs consécutives de $1/S' R_c$ et de $1/S' X_c$, on obtiendrait un réseau orthogonal grâce auquel F_c pourrait être trouvé rapidement étant données des valeurs quelconques de S' , R_c et X_c . Un tel réseau n'est pas autre chose que celui formé par les cercles d'égale conductance et d'égale susceptance dans le *diagramme du coefficient de réflexion*, appelé également *diagramme de Smith* [3].

Pour le prouver, calculons la valeur du vecteur a reliant le point $\frac{1}{2}$ à l'extrémité du vecteur F_c (fig. 3).

$$a = F_c - \frac{1}{2} = \frac{1}{1 + S' Z_c} - \frac{1}{2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{S' Z_c - 1}{S' Z_c + 1} \right) \quad (4)$$

De même que le coefficient de réflexion r déterminé par une impédance Z sur une ligne d'impédance caractéristique Z_o s'obtient par la relation :

$$r = \frac{Z/Z_o - 1}{Z/Z_o + 1} \quad (5)$$

l'analogie avec la formule précédente nous permet de définir :

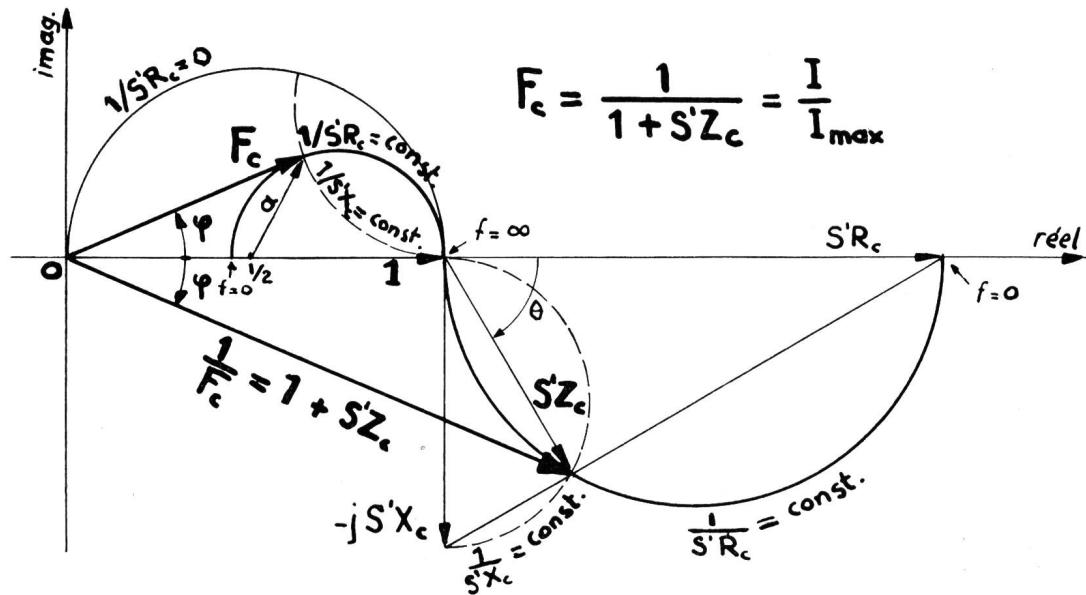


Fig. 3. Détermination des vecteurs $1/F_c$ et $F_c = I/I_{max}$ à partir de $S'Z_c$. Lorsque la fréquence varie chacun de ces deux vecteurs décrit un demi-cercle marqué $1/S' R_c = \text{const.}$

$$r = \frac{S'Z_c - 1}{S'Z_c + 1} \quad (6)$$

comme étant le coefficient de réflexion de l'impédance Z_c par rapport à l'impédance $1/S'$. On aura donc:

$$a = -\frac{1}{2} r \text{ et } F_c = \frac{1}{2} (1 - r) \text{ ou } 2F_c = 1 - r \quad (7)$$

La valeur de F_c pourra donc directement être trouvée sur le diagramme du coefficient de réflexion dessiné sommairement à la figure 4. Les relations de correspondance sont les suivantes:

$$g = \frac{G}{Y_o} = \frac{1}{S'R_c} = \text{constante pour les cercles d'égale conductance relative.} \quad (8)$$

$$b = \frac{B}{Y_o} = \frac{1}{S' X_c} = \frac{\omega C}{S'} = \text{const. pour les cercles d'égale susceptance relative.} \quad (9)$$

Le cercle $g = \text{constante}$ est donc le lieu du vecteur F_c lorsque la fréquence varie et que $S'R_c$ peut être considéré comme constant.

En principe, seule la moitié supérieure du diagramme suffit. Nous l'avons représentée à la figure 5 en y ajoutant en pointillé des arcs de cercle correspondant chacun à un affaiblissement constant. Cet affaiblissement ainsi que la valeur modulaire de F_c peuvent être relevés sur les échelles correspondantes. L'angle φ donnant le déphasage (avance) du courant

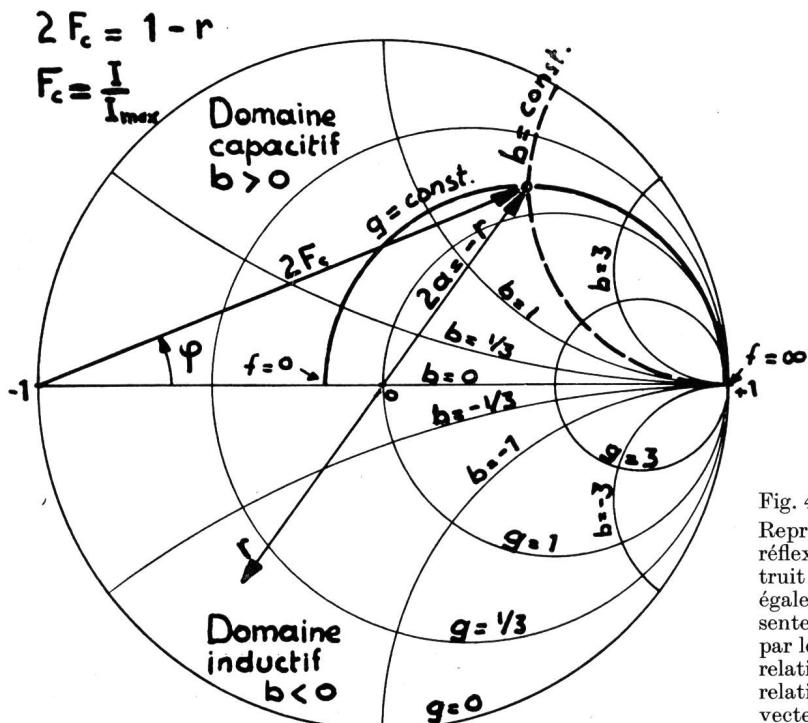
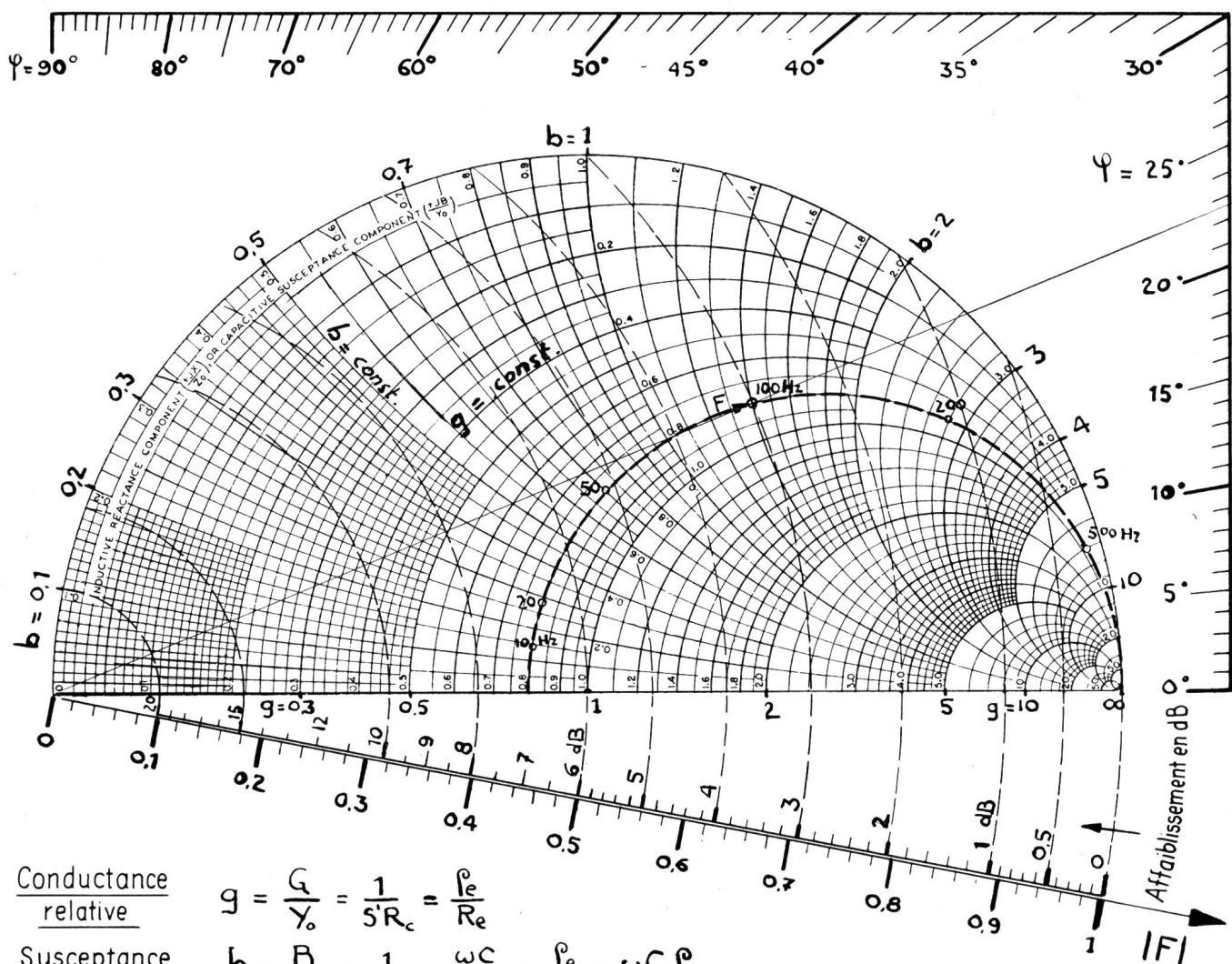


Fig. 4.

Représentation sommaire du diagramme du coefficient de réflexion r ou diagramme de Smith sur lequel a été construit le vecteur $2F_c$. En considérant la résistance $1/S'$ égale à l'impédance caractéristique $Z_0 = 1/Y_o$, on représente sur ce diagramme l'admittance $1/Z_c = 1/R_c + j1/X_c$ par le point situé à l'intersection du cercle de conductance relative $g = \text{const.} = 1/S'R_c$ avec le cercle de susceptance relative $b = \text{const.} = 1/S'X_c$. Ce point détermine le vecteur $-r$ ainsi que $2F_c = 1 - r$.



$$\text{Conductance relative} \quad g = \frac{G}{Y_0} = \frac{1}{S'R_c} = \frac{P_e}{R_e}$$

$$\text{Susceptance relative} \quad b = \frac{B}{Y_0} = \frac{1}{S'X_c} = \frac{\omega C}{S'} = \frac{P_e}{X_e} = \omega C_e P_e$$

Fig. 5. Moitié du diagramme du coefficient de réflexion (ou diagramme de Smith) permettant la détermination du vecteur $F = I/I_{max} = F_c$ ou F_e . Les cercles en pointillés ajoutés au diagramme original correspondent à des valeurs

constantes de l'affaiblissement ($|F| = \text{const.}$). Le cercle $g = 0,8$ passant par les points marqués 10, 20, 50, 100, 200 et 500 Hz est le lieu du vecteur F_c en fonction de la fréquence pour l'exemple numérique du texte

I par rapport au courant I_{max} peut être lu sur l'échelle extérieure.

Pour illustrer l'emploi du diagramme, nous en donnons un exemple numérique :

Soit un circuit amplificateur caractérisé par les grandeurs suivantes :

résistance de cathode	$R_c = 1,5 \text{ k}\Omega$
pente du tube	$S = 2,4 \text{ mA/V}$
résistance interne	$\rho = 10 \text{ k}\Omega$
coefficient d'amplification	$\mu = 24$
résistance de plaque	$R = 20 \text{ k}\Omega$

Nous désirons que pour une fréquence de 100 Hz l'amplification baisse de 3 dB. Quelle devra être la valeur du condensateur de découplage de cathode C ?

$$\text{On obtient: } S' = \frac{1 + 1/24}{1 + 20/10} 2,4 = 0,835 \text{ mA/V}$$

$$S'R_e = 0,835 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 1,25$$

$$g = 1/S'R_c = 0,8$$

L'intersection du cercle $g = 0,8$ avec le cercle correspondant à 3 dB d'affaiblissement donne le

point marqué 100 Hz pour lequel $b = 1,4$. On en déduit :

$$C = \frac{bS'}{\omega} = \frac{1,4 \cdot 0,835 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 100} = 1,86 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 1,86 \mu\text{F} \approx 2 \mu\text{F}$$

Le déphasage φ sera d'environ 23°.

L'affaiblissement pour d'autres fréquences peut être trouvé rapidement en remarquant que b est proportionnel à la fréquence. Par exemple, pour une fréquence double ($f = 200 \text{ Hz}$) $b = 2 \cdot 1,4 = 2,8$, ce qui donne un affaiblissement de 1,2 dB.

A titre d'exemple les points pour les fréquences successives de 10, 20, 50, 100, 200 et 500 Hz ont été portés sur le cercle $g = 0,8$, ce qui donne une idée de la variation de l'amplification en fonction de la fréquence, tant en amplitude qu'en phase.

Détermination par le calcul de l'affaiblissement

La construction de la figure 3 permet d'écrire la relation suivante :

$$\left| \frac{1}{F_c} \right|^2 = 1 + |S'Z_c|^2 - 2|S'Z_c| \cos(180^\circ - \theta) \quad (10)$$

$$\cos(180^\circ - \theta) = -\cos\theta = -\frac{|S'Z_c|}{S'R_c}$$

$$\left| \frac{1}{F_c} \right|^2 = 1 + \left(1 + \frac{2}{S'R_c} \right) |S'Z_c|^2 = 1 + \frac{1+2g}{g^2+b^2} \quad (11)$$

formule permettant de calculer F_c

En résolvant cette équation par rapport à $b = \frac{1}{S'R_c}$ on obtient:

$$b^2 = \left(\frac{1}{S'R_c} \right)^2 = \frac{1 + \frac{2}{S'R_c}}{\left| \frac{1}{F_c} \right|^2 - 1} = \left(\frac{1}{S'R_c} \right)^2 = \frac{1+2g}{\left| \frac{1}{F_c} \right|^2 - 1} - g^2 \quad (12)$$

En reprenant l'exemple précédent on obtient:

$$\left| \frac{1}{F_c} \right|^2 = 2 \text{ pour un affaiblissement de } 3 \text{ dB } g = \frac{1}{S'R_c} = 0,8,$$

$$b^2 = \frac{1 + 2 \cdot 0,8}{2 - 1} - 0,8^2 = 1,96$$

$$b = \frac{1}{S'R_c} = \sqrt{1,96} = 1,4$$

Résultat concordant avec celui fourni par le diagramme de la figure 5.

2. Effet du condensateur de découplage de grille-écran

Considérons une pentode (ou tétrode) connectée suivant le schéma usuel de la figure 6a. La polarisation de grille est choisie fixe de telle sorte que seul l'effet du condensateur de découplage de grille-écran intervienne aux basses fréquences.

Le schéma alternatif correspondant est représenté à la figure 6b, Z_e étant l'impédance du circuit de grille-écran.

L'ensemble formé par la cathode, la grille de commande et la grille-écran d'une pentode peut être considéré comme une triode caractérisée par les coefficients suivants:

$$\varrho_e = \left(\frac{\Delta V_e}{\Delta i_e} \right)_{V_g=const.} = \text{résistance interne de la grille-écran}$$

$$V_p = \text{const.}$$

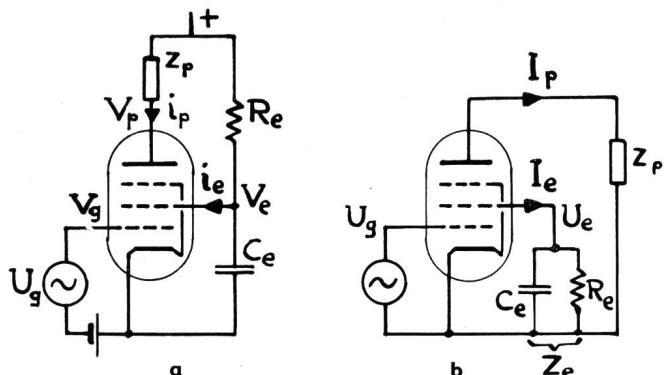


Fig. 6a. Schéma usuel de montage d'une pentode
Fig. 6b. Schéma alternatif correspondant. Z_e est l'impédance externe du circuit de grille-écran

$S_e = \left(\frac{\Delta i_e}{\Delta V_g} \right)_{V_p=const.}$ = pente pour le courant de grille-écran

$V_p = \text{const.}$

$\mu_e = S_e \cdot \varrho_e$ = coefficient d'amplification

Il s'avère commode pour la simplification des calculs d'émettre les hypothèses suivantes:

1. Résistance interne (de plaque) de la pentode considérée comme infinie.

2. Répartition constante du courant de cathode entre la plaque et la grille-écran, indépendamment de V_p , de V_e et de V_g . Définissons le rapport constant du courant de plaque au courant de grille-écran par: $a = \frac{i_p}{i_e} = \frac{I_p}{I_e} = \text{const.}$ (i = valeur du courant continu) (I = valeur du courant alternatif.)

Dans ces conditions, la tension de plaque n'aura pas d'influence sur le courant de grille-écran qui peut s'écrire:

$$I_e = -S_e U_g - \frac{U_e}{\varrho_e} \quad (13)$$

avec: $U_e = Z_e I_e$ on obtient:

$$I_e = \frac{-S_e U_g}{1 + \frac{Z_e}{\varrho_e}} \quad (14)$$

$$I_p = a I_e = \frac{-a S_e U_g}{1 + \frac{Z_e}{\varrho_e}} \quad (15)$$

Pour un découplage parfait: $Z_e = 0$ et $I_p = I_{pmax} = -a S_e U_g$.

De même que précédemment établissons le rapport F_e du courant de plaque I_p au courant I_{pmax} obtenu avec un découplage parfait.

$$F_e = \frac{I_p}{I_{pmax}} = \frac{1}{1 + \frac{Z_e}{\varrho_e}} \quad (16)$$

Nous reconnaissions là une formule de forme identique à celle trouvée pour F_c (3). A l'impédance de grille-écran Z_e correspond celle de cathode Z_c , à la résistance ϱ_e correspond $1/S'$.

Il est donc également possible d'utiliser le diagramme du coefficient de réflexion (fig. 5) pour trouver F_e dont le lieu est le cercle $g = \frac{\varrho_e}{R_e} = \text{constante}$.

La susceptance relative b a pour valeur:

$$b = \frac{\varrho_e}{X_e} = \omega C_e \varrho_e$$

On obtient de même les relations analytiques suivantes permettant de calculer $|F_e|$ ou b :

$$\left| \frac{1}{F_e} \right|^2 = 1 + \left(1 + 2 \frac{\varrho_e}{R_e} \right) \frac{|Z_e|^2}{\varrho_e^2} = 1 + \frac{1+2g}{g^2+b^2} \quad (17)$$

$$b^2 = \left(\frac{\varrho_e}{X_e} \right)^2 = \frac{1+2g}{\left| \frac{1}{F_e} \right|^2 - 1} - g^2 \quad g = \frac{\varrho_e}{R_e} \quad (18)$$

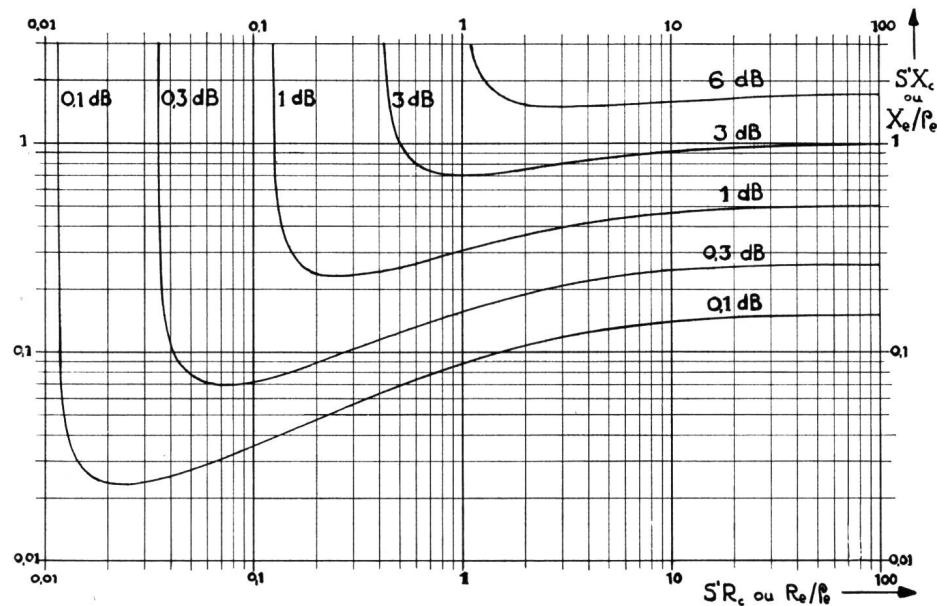


Fig. 7. Graphique permettant de déterminer rapidement la réactance X_c ou X_e du condensateur de découplage de cathode

ou de grille-écran, étant donnés l'affaiblissement toléré et la valeur de $S'R_c$ ou de R_e/Q_e

Rappelons que ces formules ont été établies en émettant deux hypothèses simplificatrices ($\varrho = \infty$ et $a = \text{constante}$), lesquelles ne sont en réalité jamais entièrement satisfaites. Les résultats obtenus seront toutefois généralement d'une approximation suffisante pour déterminer l'ordre de grandeur du condensateur de découplage.

La valeur de ϱ_e , de l'ordre d'une dizaine à une centaine de $k\Omega$, suivant le type de pentode, n'est généralement pas donnée par les fabricants de tubes. On la tirera des caractéristiques de grille-écran ($\varrho_e = \Delta V_e / \Delta i_e$). Si l'on connaît la valeur de la résistance interne ϱ_t de la pentode connectée en triode, on obtient approximativement :

$$\varrho_e = (1 + a) \varrho_t$$

Le facteur de répartition a du courant de plaque au courant de grille-écran est de l'ordre de 3 à 5 pour les pentodes usuelles et d'une dizaine pour les pentodes à faisceau.

La détermination de la valeur du condensateur de découplage de cathode ou de grille-écran peut également être obtenue rapidement à l'aide du graphique de la figure 7. Ce dernier a été établi en attribuant dans l'équation (12) ou (18) des valeurs fixes à $|F_c|$ ou $|F_e|$, valeurs correspondant aux affaiblissements successifs de 0,1 à 6 dB.

Retenant le premier exemple, on voit que pour $S'R_c = 1,25$ et pour 3 dB d'affaiblissement il faut donner à $S'X_c$ une valeur de 0,71. Cette valeur correspond à celle trouvée précédemment : $b = 1/S'X_c = 1/0,71 = 1,4$.

3. Effet combiné du condensateur de découplage de cathode et de celui de grille-écran

Au chapitre premier nous avions supposé que la pente dynamique S_d (et en conséquence $S' \approx S_d$)

était constante. Le découplage imparfait de la grille-écran a pour effet de faire diminuer la valeur effective de S_d aux très basses fréquences. On peut en tenir compte dans la formule (3) qui devient alors :

$$F_c^* = \frac{1}{1 + F_e S' Z_c} \quad (20)$$

Cette valeur exprimant l'effet du découplage de cathode dans une pentode peut être soit calculée, soit obtenue graphiquement. Notons que pour F_e voisin de 1 $F_c^* \approx F_c$.

En tenant compte de l'effet de chacun des condensateurs de découplage de cathode et de grille-écran, la baisse totale de l'amplification aux basses fréquences peut s'exprimer par le facteur F_{tot} :

$$F_{tot} = \frac{I}{I_{max}} = F_c^* \cdot F_e \quad (21)$$

4. Conclusion

Il est à première vue curieux de constater que le diagramme de Smith, destiné dans l'esprit de son auteur à résoudre des problèmes relatifs à la transmission sur une ligne, trouve une application dans un domaine bien différent. Nous remarquerons toutefois que le diagramme de Smith n'est qu'un cas particulier de transformation conforme d'une grandeur complexe. Avant son apparition en 1939 [3], des diagrammes très semblables et plus généraux étaient utilisés pour résoudre des problèmes sur les quadripôles ; citons par exemple ceux décrits par Feldtkeller dans son introduction à la théorie des quadripôles [4]. En les appliquant au circuit de la figure 1c, nous aurions été conduits par une voie différente au même résultat.

Il va de soi que le diagramme du coefficient de réflexion (ou de Smith) permet de résoudre d'autres

problèmes que celui traité ici, entre autres ceux dont le schéma de remplacement se ramène à celui de la figure 1c. Leur étude sortirait du cadre de cet exposé, mais ne manquerait certes pas d'intérêt.

Bibliographie

- Terman, F. E.* Radio Engineering. 3^e édition. New York 1947.
p. 236...239.
Strutt, M.J.O. Verstärker und Empfänger. 2^e édition. Berlin 1951.
p. 117 et 155.

- Smith, P. H.* Transmission Line Calculator. Electronics **12** (1939), 29...31.
Smith, P. H. An Improved Transmission Line Calculator. Electronics **17** (1944), 130...133; 318...325.
Feldtkeller, R. Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik. 4^e édition. Leipzig 1944.
p. 34...45.

Adresse de l'auteur: Roger Dessoulaury, professeur à l'école polytechnique de l'Université de Lausanne, 45, avenue Vulliemin, Lausanne.

Die Messung kleiner Reflexionen in Koaxial- und Hohlleitersystemen

Messresultate an koaxialen Steckerpaaren

Von G. W. Epprecht und C. Stäger, Bern

621.317.336.6 : 621.372.8

Zusammenfassung. Im ersten Teil der vorliegenden Arbeit werden verschiedene Methoden für die Messung kleiner Reflexionen in Koaxial- und Hohlleitersystemen beschrieben. Diese erlauben zum Teil mit handelsüblichen Instrumenten eine Messgenauigkeit bis zu etwa $\pm 0,3\%$ zu erreichen. Ferner werden weitere Anordnungen vorgeschlagen, mit denen noch grössere Genauigkeiten erreicht werden können. Die Vor- und Nachteile dieser Messmethoden, besonders ihre Fehlerquellen werden kritisch beleuchtet.

Der zweite Teil bringt Messresultate von 15 verschiedenen koaxialen Steckertypen für das Frequenzgebiet von 1,8 bis 4 GHz. Dabei zeigt sich, dass einige der bestehenden Typen durch geeignete Montage wesentlich verbessert werden können, und zwar sowohl in Bezug auf den Betrag der Reflexion als auch auf die Streuung der Reflexionswerte. So wurde zum Beispiel die mittlere Reflexion von $10 \pm 5\%$ eines in üblicher Weise sorgfältig montierten, weitverbreiteten Steckers durch eine spezielle Montageart auf $3 \pm 1\%$ verbessert.

Einleitung

In der Koaxial- und Wellenleitertechnik stellt sich heute immer mehr die Forderung nach reflexionsarmen Leitungen. Ein Hauptgrund dafür ist die steigende Verwendung von Multiplexsystemen. Im Falle von Frequenzmodulation entstehen Modulationsverzerrungen durch Mehrfachreflexionen, was ein Übersprechen zwischen den Kanälen zur Folge hat.¹⁾ Auch bei den Zeitmultiplexsystemen ergibt sich durch die Laufzeitverzerrungen ein Übersprechen in benachbarte Kanäle.

Grössenordnungsmässig toleriert man heute Reflexionen von zum Beispiel $1 \dots 5\%$ oder weniger, und dies, je nach System, über eine relativ grosse Bandbreite. Für die Entwicklung, den Abgleich und die Prüfung der Komponenten solcher Anlagen muss man deshalb in der Lage sein, Reflexionen mit einer Genauigkeit von besser als 1% zu bestimmen.

Im Bereich der Dezimeter- und Zentimeterwellen benutzt man zur Messung von Impedanzen hauptsächlich Messleitungen oder Richtungskoppler. Das Hauptanwendungsgebiet dieser Messinstrumente liegt

Résumé. Dans la première partie de cet article, les auteurs décrivent diverses méthodes de mesure de faibles réflexions dans des systèmes de conducteurs coaxiaux et de guides d'ondes. Ces méthodes permettent d'atteindre une précision de mesure de l'ordre de $\pm 0,3\%$ en utilisant des instruments, en partie courants dans le commerce. Les auteurs proposent ensuite d'autres méthodes grâce auxquelles on peut obtenir une précision encore meilleure. Ils examinent et critiquent les avantages et les inconvénients de ces méthodes de mesure, en particulier leurs sources d'erreurs.

La seconde partie de l'article est consacrée aux résultats de mesures de 15 types différents de fiches pour câbles coaxiaux dans la bande de fréquences de 1,8 à 4 GHz. Il s'avère que l'on peut nettement réduire le coefficient de réflexion et la dispersion des valeurs de ce dernier en adoptant un montage approprié pour certains types de fiches usuelles.

C'est ainsi que grâce à un montage spécial les réflexions d'une certaine fiche très répandue ont été réduites à $3 \pm 1\%$ alors qu'elles atteignent $10 \pm 5\%$, lorsqu'on la monte soigneusement selon les règles habituelles.

aber auch heute noch bei der Radartechnik, bei der nicht die gleichen Anforderungen gestellt werden bezüglich Reflexionsfreiheit (1-Kanal-System!). Aus diesem Grunde sind im Handel praktisch keine Geräte erhältlich, die selbst die gewünschte Reflexionsfreiheit aufweisen. Auch steigt der konstruktive und damit finanzielle Aufwand beträchtlich mit der geforderten Genauigkeit. Wir haben uns deshalb nach Methoden umgesehen, die es erlauben, möglichst mit handelsüblichen Messleitungen die geforderte Präzision zu erreichen.

I. Messmethoden

a) Allgemeines

In fast allen Fällen ist der zu messende Vierpol ein von der Messapparatur unabhängiges Schaltelement mit Anschlussflanschen oder koaxialen Kontakten an den beiden Enden. Nur wenn der Vierpol ein Teil der Messapparatur selbst ist, trifft dies nicht zu. Die Anschlüsse des Vierpols verursachen meistens Reflexionen, die von gleicher Grössenordnung oder sogar wesentlich grösser sind als die gesuchten Reflexionen des Vierpols. In allen diesen Fällen müssen diese störenden Reflexionen getrennt werden von der eigentlichen Vierpolreflexion. Dies kann so erfolgen, dass der Vierpol zunächst durch ein elektrisch gleich

¹⁾ *F. Assadourian.* Distortion of a Frequency-Modulated Signal by Small Loss and Phase Variations. Proc. Inst. Radio Eng. **40** (1952), 172...176.

L. J. Libois. Administration française des PTT, Service des Recherches et du Contrôle technique. Etude n° 231 T.