

La multiplicité des sous-bandes de la gamme UHF, la diversité des applications de ces bandes permettent aux équipements UHF un essor dans des domaines diversifiés : militaires (faisceaux hertziens, radars bande L), civils (télécommunications, télévision), privés (radio-téléphone), amateurs (radio-amateurs).

L'utilisation de certaines méthodes de calculs, l'emploi de technologies appropriées, procurent aux montages à transistors des performances appréciables, ceci pour une fiabilité excellente, un encombrement réduit et un prix concurrentiel par rapport aux anciens systèmes à tubes.

Application de la technologie Microstrip et de l'Abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF (430-470 MHz/40 W)

Nous rappelons tout d'abord le principe de l'adaptation d'une charge à un générateur en déterminant les relations existantes entre les deux impédances. Puis nous mettrons en évidence la constitution et la forme de l'abaque de Smith. Par des exemples concrets, nous illustrerons la manière de l'utiliser facilement. Pour les filtres d'adaptation, nous emploierons des lignes microstrip.

Nous allons décrire l'application de ces méthodes et technologie dans l'étude et la réalisation d'un amplificateur à transistors, fonctionnant dans les bandes 430 - 440/440 - 470 MHz et délivrant une puissance de sortie de l'ordre de 40 W sur une impédance de 50Ω .

Choix des spécifications et des éléments

Nous avons retenu le créneau 435-480 car il présente l'avantage d'être accessible aux utilisateurs privés (radio-amateurs, radio-téléphones). Ceci leur permettra de trouver un intérêt supplémentaire à l'étude de la maquette exposée en leur offrant la possibilité de tester, de manière utile, leur réalisation dans des conditions réelles de fonctionnement. La limitation de la puissance de sortie à 40 W a été dictée par deux considérations : technique et économique. 40 W est une puissance de sortie respectable qui permet des liaisons efficaces et peut être atteinte par un montage de structure conventionnelle ne compor-

tant que 3 ou 4 transistors. De ce fait, la mise en œuvre devient abordable par tous.

Il est toutefois à noter qu'en utilisant des transistors plus puissants et des coupleurs directifs évolués, nous aurions pu atteindre une puissance de sortie de quelques centaines de watts ! Mais tel n'est pas notre propos.

La tension d'alimentation de 12 V permet l'usage en « mobile » ; le choix des éléments se résume principalement aux éléments semi-conducteurs. Après expériences personnelles et conseils de radio-amateurs, nous nous sommes fixés des transistors CTC (Communications Transistor Corporation), modèles CD 1559, CM 2512, CM 4012. Nous approfondirons les motifs de ce choix dans l'étude du schéma synoptique.

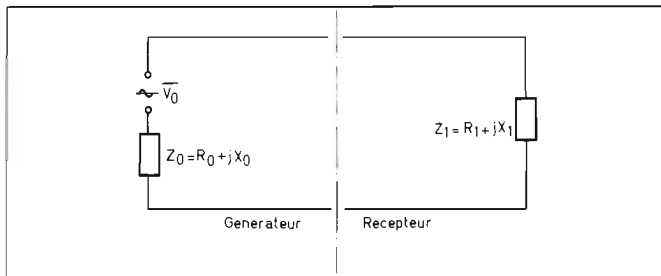


Fig. 1. - X_1 et X_0 sont positifs ou négatifs. \bar{V}_0 est la tension efficace.

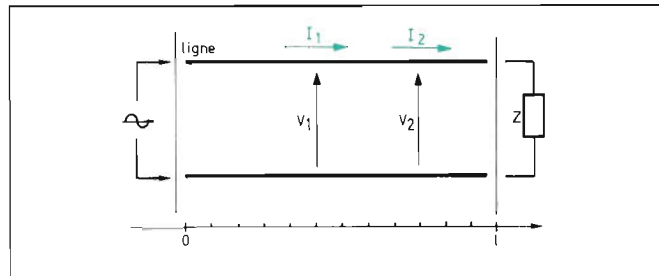


Fig. 2. - l est la longueur géométrique de la ligne.

Etudes préliminaires

Principe de l'adaptation

Un générateur de tension, par exemple, ne peut transmettre toute l'énergie dont il dispose. Une partie de celle-ci est dissipée inutilement dans son impédance interne. Il est donc intéressant de trouver une relation entre les impédances du récepteur et du générateur permettant de minimiser cette puissance perdue (voir fig. 1).

Nous appelons P la puissance efficace consommée par l'impédance Z_1 :

$$P = \frac{R_1 \cdot \bar{V}_0^2}{(R_1 + R_0)^2 + (X_1 + X_0)^2}$$

Pour que P soit maximale, nous devons minimiser le dénominateur de l'équation précédente. Tout d'abord en annulant $(X_1 + X_0)^2$, ce qui nous donne la première condition $X_1 = -X_0$. P devient :

$$\frac{R_1 \bar{V}_0^2}{(R_1 + R_0)^2} = \frac{\bar{V}_0^2 (R_1/R_0^2)}{(1 + R_1/R_0)^2}$$

Posons $A^2 = \frac{R_1}{R_0}$

$$P = \frac{\bar{V}_0^2}{R_0} \frac{1}{(1/A + A)^2}$$

La somme des deux termes $1/A$, A , dont le produit est constant ($P = 1/A \cdot A = 1$) est minimale lorsque les deux termes sont égaux : $1/A = A$; A ne pouvant être négatif est donc égal à 1. La deuxième condition est alors $R_1 = R_0$.

$$P \text{ max.} = \frac{\bar{V}_0^2}{4 R_0}$$

En résumé, pour qu'un générateur d'impédance interne $Z_0 = R_0 + jX_0$ délivre le maximum de puissance à une charge d'impédance $Z_1 = R_1 + jX_1$, les deux résistances R_1 et R_0 doivent être égales, et les deux réactances X_1 et X_0 opposées : $X_1 = -X_0$.

Pour le bon rendement de notre montage, il est important d'adapter correctement chaque étage en considérant son impédance d'entrée

comme étant l'impédance de charge de l'étage précédent, son impédance de sortie l'impédance de source de l'étage suivant. Il est à noter que le bon fonctionnement de l'adaptation est primordial car une mauvaise adaptation en UHF entraîne une puissance réfléchie proportionnelle à la puissance incidente qui retourne vers les transistors et peut provoquer leur destruction.

Moyens de calculs

Pour éviter les calculs longs et fastidieux des cellules d'adaptation, nous utilisons une des méthodes graphiques les plus répandues dans les bureaux d'études : l'utilisation de l'abaque de Smith.

Les lignes hyperfréquences à constantes non localisées (bifilaires, coaxiales, à rubans parallèles, microstrip, stripline) servent à guider les signaux.

Pour une ligne fermée sur une charge d'impédance Z , excitée à son

autre extrémité à l'instant 0 par un signal de pulsation ω , telle que celle de la figure 2, les courants et les tensions, pour un mode de propagation TE 10, vont satisfaire les équations suivantes en fonction du temps t :

$$V_1 = V_{10} \cdot e^{j(\omega t - \beta l)}$$

$$I_1 = I_{10} \cdot e^{j(\omega t - \beta l)}$$

(Propagation vers les « l » positifs).

Une partie de l'énergie va être absorbée par la charge Z , l'autre sera réfléchie sous forme d'une onde se propageant en sens inverse de la précédente :

$$V_2 = V_{20} \cdot e^{j(\omega t + \beta l)}$$

$$I_2 = I_{20} \cdot e^{j(\omega t + \beta l)}$$

(Propagation vers les « l » négatifs).

En chaque point de la ligne, nous avons une tension totale et un courant :

$$V = V_1 + V_2$$

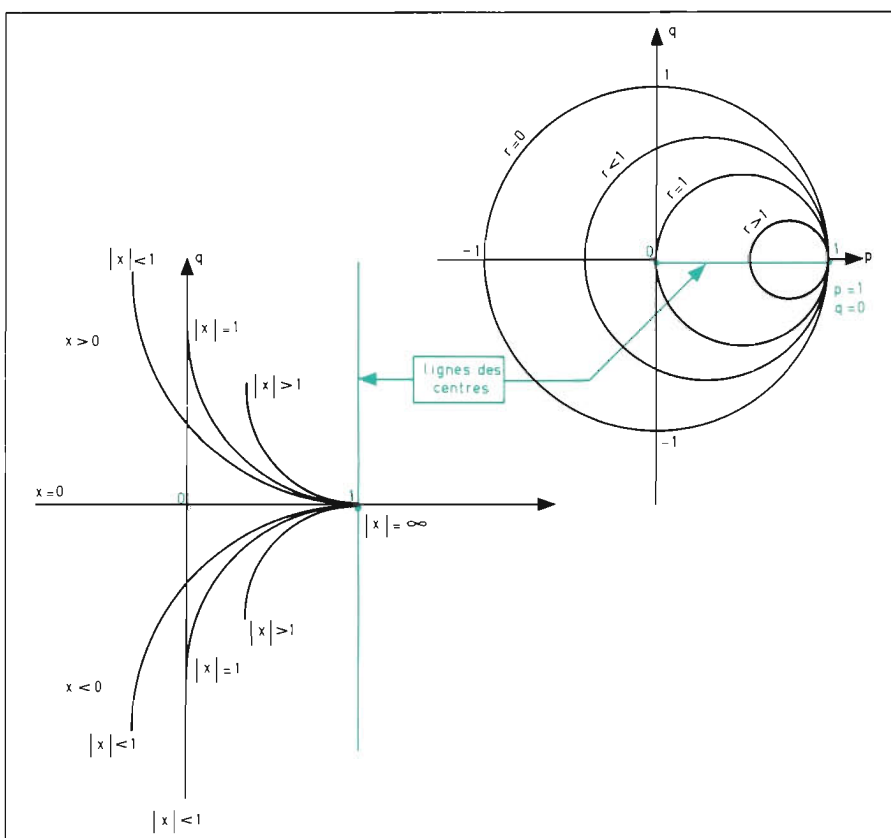


Fig. 3. - Le plan de Smith.

$$l = l_1 + l_2$$

Si nous considérons l'instant d'observation comme temps de référence :

$$V = V_{10} \cdot e^{j\beta l} + V_{20} \cdot e^{-j\beta l}$$

Z_c étant l'impédance caractéristique de la ligne, et $Z_i (= V/I)$ l'impédance en chaque point, nous pouvons écrire :

$$\frac{Z_i}{Z_c} = r + j X \text{ (impédance réduite)}$$

$$= \frac{1 + R \cdot e^{-2j\beta l}}{1 - R \cdot e^{-2j\beta l}}$$

Le plan de Smith est celui de la variable complexe :

$$\Gamma = R \cdot e^{-2j\beta l} = p + j q$$

Dans ce plan, les lieux à $r = \text{cte}$ sont des circonférences centrées sur l'axe des p et passant par le point $p = 1, q = 0$.

Les lieux à $X = \text{cte}$ sont des cercles de rayons $1/X$ et de centres situés à $p = 1$ et $q = 1/X$.

Le diagramme contenant l'ensemble de ces circonférences est connu sous le nom de diagramme de Smith. A chaque point correspond une seule valeur de l'impédance réduite.

Lorsque nous nous déplaçons le long d'une ligne de transmission en partant de la charge, le point représentatif de l'impédance réduite Z se déplace sur une circonférence de rayon $|R|$ et de centre $p = 0, q = 0$. Il tourne d'un angle $\varphi = -4\pi \cdot l/\lambda$ où λ est la longueur d'onde ; en clair, le sens de rotation est celui des aiguilles d'une montre si l'on s'éloigne de la charge. La circonférence entière est parcourue pour un déplacement du point de mesure sur la ligne de $\Delta l = \lambda/2$.

Les admittances réduites sont de la forme

$$\frac{1}{Z} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}$$

qui est identique à celle des impédances ; le diagramme de Smith est donc directement utilisable pour les admittances réduites.

Le point représentatif de l'admittance en un point d'une ligne est le symétrique par rapport au centre du diagramme du point représentatif de l'impédance (il suffit, en effet, de chan-

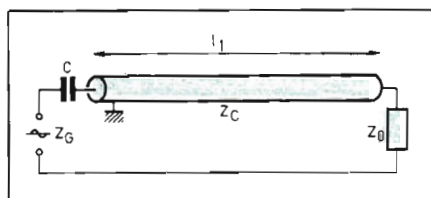


Fig. 4

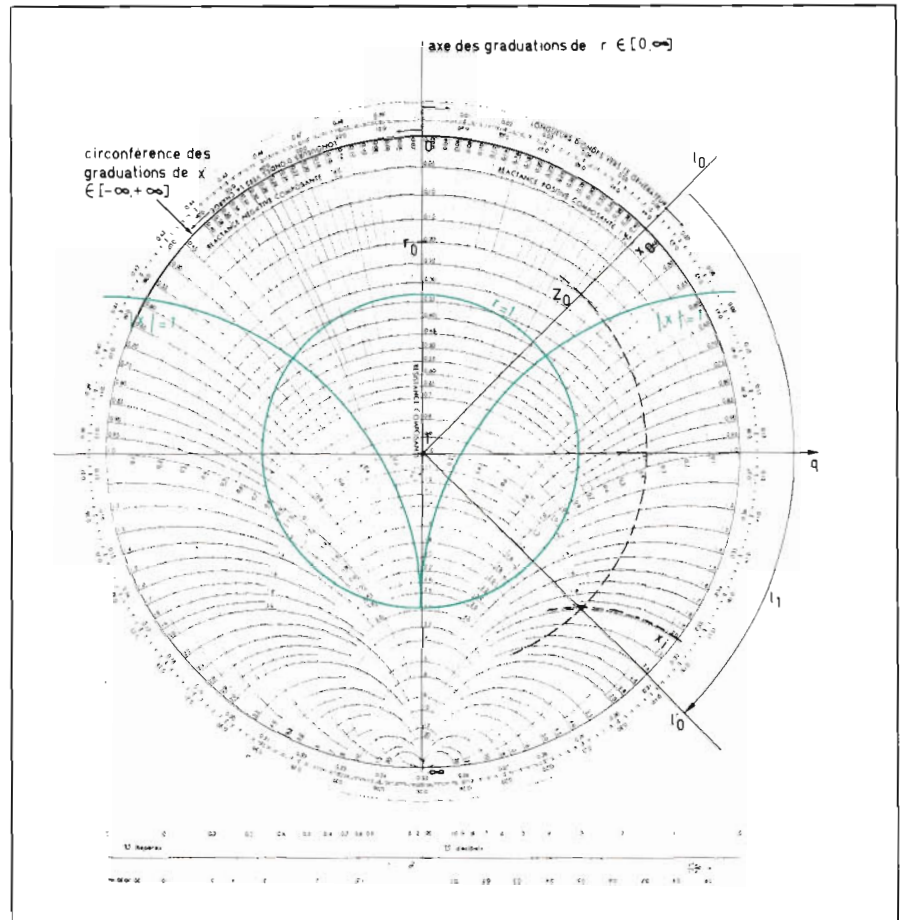


Fig. 5. - Le tracé de l'abaque dans le cas de l'exemple cité.

ger Γ en $-\Gamma$ pour passer de l'expression de l'impédance réduite à celle de l'admittance réduite).

La mise en parallèle des admittances obéit à la même loi que la mise en série des impédances.

Exemple d'utilisation

Adaptation par des circuits « série » réactifs purs (voir fig. 4).

L'impédance réduite de la charge est représentée par $r_0 + j X_0$ ($x > 0$, réactance inductive ; $x < 0$, réactance capacitive) que nous positionnons dans l'abaque. Nous ajoutons une longueur de ligne l_1 (déterminée par différence de deux simples lectures : $[(l_0 - l_0) \times \lambda = l_1]$ pour obtenir $r = 1$; pour l'instant l'impédance ramenée par l'ensemble ligne/charge est $1 + j X_i$; l'impédance interne du générateur étant égale à l'impédance caractéristique de la ligne, l'adaptation idéale sera réalisée lorsque l'impédance, au bout de notre réseau d'adaptation, sera la conjuguée de celle du générateur soit $1 - 0j$. Pour ce faire, nous ajoutons un élément capacitif C dans notre cas :

$$C = \frac{1}{X_i \cdot \omega \cdot Z_c}$$

Le tracé de l'abaque est donné à la figure 5.

Synoptique de l'amplificateur

Celui-ci est montré à la figure 6.

Critère de choix des transistors

Deux des considérations importantes sont le rendement collecteur et le gain au même titre que la puissance de sortie et la fréquence de coupure ; prenons un exemple concret illustré par la figure 7.

Le premier montage a un rendement collecteur de 50 % pour un gain de 10 dB alors que pour un gain identique, le deuxième a un rendement collecteur total de 23 % et, par conséquent, une consommation continue deux fois plus importante que la précédente avec une dissipation du deuxième transistor beaucoup plus importante. Donc, pour effectuer le choix d'un synoptique, il faut aussi tenir compte de ces éléments.

Un autre paramètre non négligeable est le choix judicieux du type de boîtiers ; ceux-ci doivent avoir de bonnes propriétés thermiques, des réactances parasites et des pertes résistives faibles car celles-ci sont déterminantes pour la bande passante et la stabilité (voir tableau).

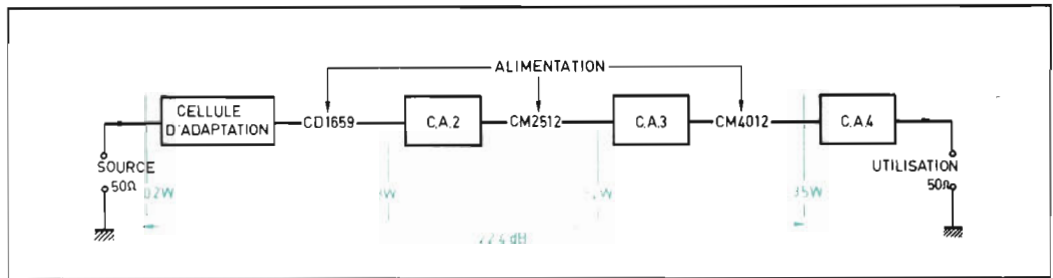


Fig. 6. - Synoptique de l'amplificateur.

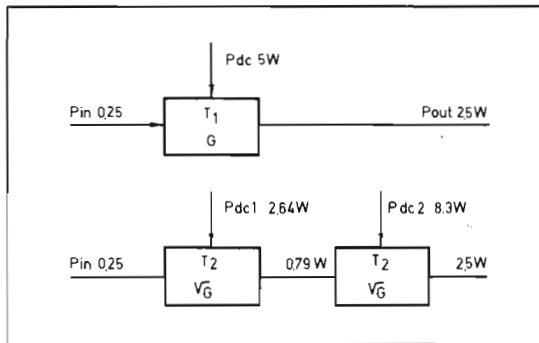


Fig. 7

Boîtiers	Inductance émetteur (nH)	Inductance base (nH)
TO 39	3	3
TO 60 (émetteur isolé)	3	3
TO 60 (émetteur ou boîtier)	0,6	2
HF 19 (strip)	0,6	2
HF 11 (boîtier coaxial)	0,1	0,1

Caractéristiques maxima			
CARACTÉRISTIQUE	CD 1659	CM 25-12	CM 40-12
Températures de stockage	- 65 à + 200 °C	- 65 à + 200 °C	- 65 à + 200 °C
Température de jonction max.	200 °C	200 °C	200 °C
Température des connexions à 0,1 mm du boîtier (temps de soudure max. = 8 s)	260 °C	260 °C	260 °C
Dissipation totale à 25 °C de température du boîtier	25 W	75 W	100 W
Courant collecteur max.	2 A	5 A	7 A

Caractéristiques électriques à 25 °C						
Caractéristique	CD 1659	CM 25-12	CM 40-12	Unité	Limite	Conditions de test
Puissance de sorties	3	25	40	watts	min.	f=470 MHz, Vcc=12,5 V
Puissance d'entrée (puissance sortie nominale)	0,25	6	15	watts	max.	f=470 MHz, Vcc=12,5 V
Rendement collecteur (à puissance sortie nominale)	60	60	60	%	min.	f=470 MHz, Vcc=12,5 V
Impédance d'entrée	4+j6	1,3+j4,2	1,3+j4,2	ohms	typ.	Puissance de sortie
Impédance de sortie	18+j12	1,2-j3	1,0-j3,3	ohms	typ.	et fréquence nominale
Capacité base collecteur (f = 1 MHz)		55	80	pF	max.	V _{CB} =12 V, I _E =0
Tension émetteur-collecteur	16	16	16	volts	min.	I _C =50 mA, I _E =0
Tension émetteur-base	4,0	4,0	4,0	volts	min.	I _C =0, I _E =5 mA
Tension de breakdown collecteur-émetteur	36	36	36	volts	min.	I _C =5 mA, I _E =0
					min.	I _C =10 mA, I _E =0
					min.	I _C =20 mA, I _E =0

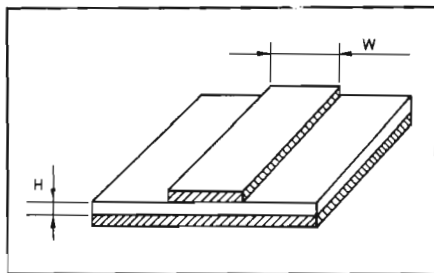


Fig. 8

Nous optons pour le type HF 19 qui offre la particularité d'être utilisable facilement sur des circuits imprimés comportant, comme nous le verrons par ailleurs, des lignes « microstrip ». Les transistors CTC ont été retenus pour leurs performances et leurs prix compétitifs.

Cellules d'adaptation

Pour la maquette décrite ci-après, nous avons conçu des réseaux d'adaptation ne comportant aucun réglage. Ce qui présente l'avantage de n'avoir aucun élément ajustable (prix, encombrement), de ne pas prévoir dans la réalisation un accès à ces réglages, d'éviter l'utilisation d'appareils de mesures évolués pour la mise au point. Technologiquement, les cellules ont été réalisées avec des lignes « microstrip ».

Constitution et avantages des lignes microstrip

La ligne à rubans parallèles dissymétriques (microstrip) se compose d'un ruban métallique et d'une plaque métallique parallèles, séparés par un diélectrique. Le ruban peut être obtenu par photogravure ce qui permet un dimensionnement facile et l'introduction aisée de constantes localisées (voir fig. 8).

Les éléments « conventionnels » présentent pour les fréquences UHF des réactances parasites et il faut leur

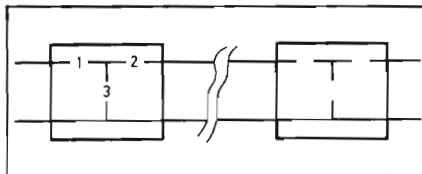


Fig. 9

substituer des composants spécialisés de prix élevés. Les lignes microstrip permettent de diminuer le nombre de ces composants ; de plus, leurs caractéristiques ne s'altèrent pas avec le temps. Par rapport aux autres lignes, l'emploi des lignes microstrip est plus simple, plus adapté à l'utilisation sur circuit imprimé et leur impédance caractéristique peut être choisie par l'utilisateur par simple modification de ses dimensions ! Pour des fabrications en série, la rapidité et la reproductibilité sont d'autres facteurs de contentement, ainsi que le prix de revient fort avantageux.

Calculs concernant les réseaux d'adaptation

En UHF, les impédances d'entrée et de sortie des transistors sont de faibles valeurs ohmiques et, de manière courante, les adaptations entrée/premier étage du montage ou inter étages se résument à une même structure de cellule d'adaptation ; celle-ci peut être doublée dans certains cas.

1, 2, 3 sont des éléments capacitifs ou des lignes microstrip ; 1 ou 2 est toujours un élément capacitif. Cette configuration en T permet d'adapter des impédances variées pour des variations non prohibitives des valeurs des éléments, et l'élément capacitif en série assure le blocage de la composante continue (voir fig. 9).

Nous allons expliciter le calcul d'un réseau d'adaptation car l'étude des quatre serait fastidieuse. Remarquons que ces explications ajoutées à la définition succincte de l'abaque de Smith permettent de calculer des filtres d'adaptation de forme plus élaborée ou de créer un amplificateur avec des

transistors différents de ceux présentés ici.

– Les paramètres des transistors nous sont fournis par le constructeur à la fréquence de 470 MHz pour une tension d'alimentation et une puissance de sortie nominales. Leur variation dans la bande qui nous intéresse est faible.

– La longueur d'onde dans le vide

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}{470 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 64 \text{ cm.}$$

– L'épaisseur de la plaque d'époxy est de 1,544 mm (de nombreux constructeurs considèrent en effet que l'usage du Téflon n'est pas nécessaire pour des fréquences < 500 MHz.

– La constante diélectrique de ce matériau est 5.

En fixant la largeur de nos lignes, nous déterminons la valeur de l'impédance caractéristique Z_m de la ligne et la « longueur d'onde microstrip » par lecture d'abaques (annexe 1).

Pour une largeur de ligne de 2,8 mm, nous avons un W/H de 1,8 ce qui nous donne une impédance caractéristique $Z_m = 50 \Omega$ et une longueur d'onde microstrip $\lambda_m = 1/2 \lambda_0 = 32 \text{ cm}$.

Calculons l'adaptation entre le générateur et le premier étage par exemple : CD 1659 ; $Z_{in} = 4 \Omega + j6 \Omega$; $Z_{in} \text{ normalisée} = 0,08 + j0,12$.

Schéma électrique de la cellule d'adaptation

Considéré comme le générateur par le CD 1659, la cellule d'adaptation doit présenter une impédance de sortie la plus proche de l'impédance d'entrée

Rappel des notations

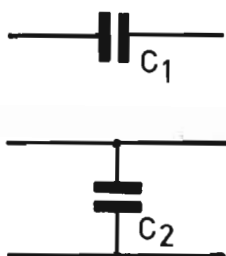
Paramètres : admittance $Y = G \pm jB$; normalisée $y = g \pm jb$
 impédance $Z = R \pm jX$; normalisée $z = r \pm jx$

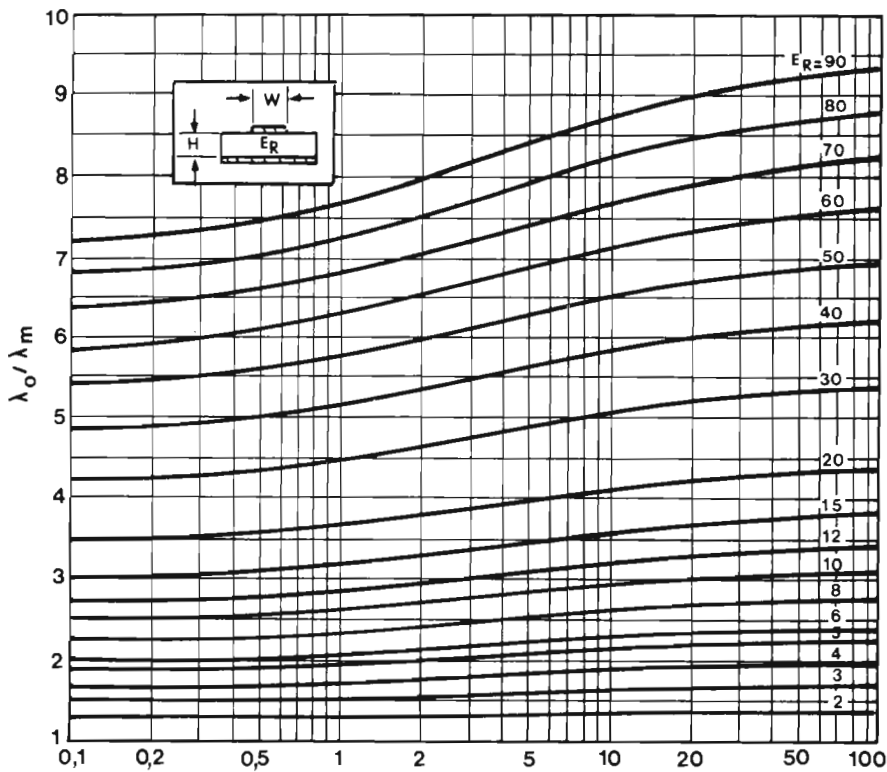
$$-j X_{C1} = -j \frac{1}{C_1 \cdot \omega \cdot Z_m} \quad C_1 = \frac{1}{X_{C1} \cdot \omega \cdot Z_m}$$

$$j b_{C2} = j \cdot C_2 \cdot \omega \cdot Z_m \quad C_2 = \frac{b_{C2}}{\omega \cdot Z_m}$$

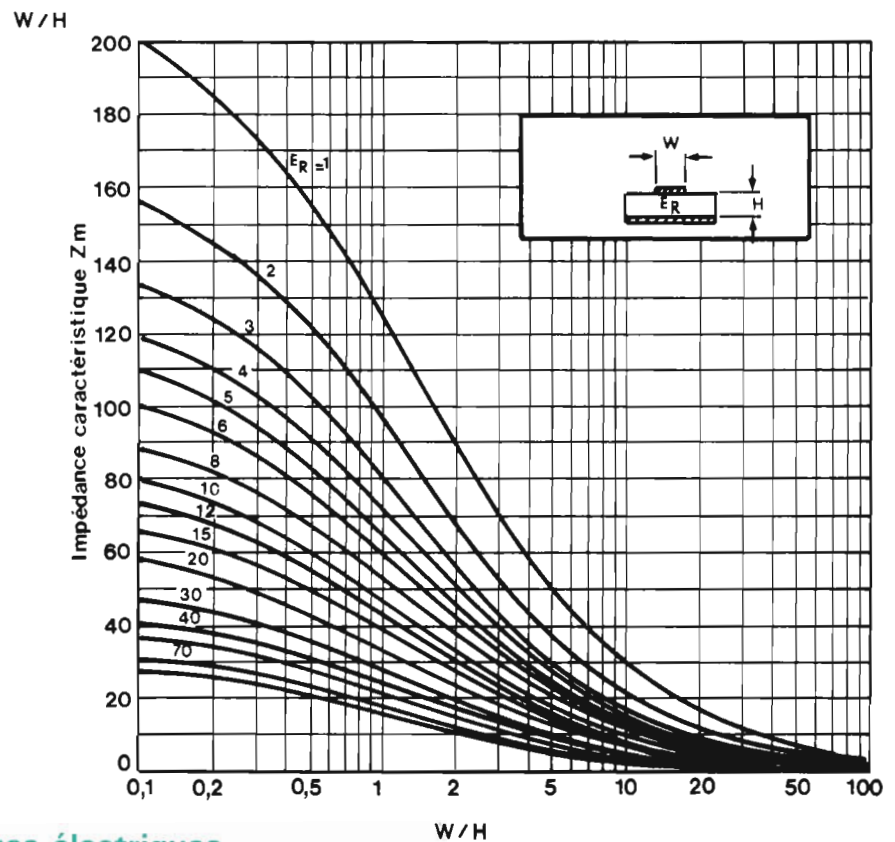
$$\omega = 2\pi F = 2 \cdot 3,14 \cdot 470 \cdot 10^6 = 2,951 \cdot 10^9$$

$$\omega \cdot Z_m = 2,951 \cdot 10^9 \cdot 50 = 147,58 \cdot 10^9 \approx 0,148 \cdot 10^{12}$$





1



2

Annexe 1 : Caractéristiques électriques des lignes microstrip en fonction de leurs dimensions

① Rapport entre la longueur d'onde dans le vide (λ_0) et la longueur d'onde réelle à l'intérieur de la ligne microstrip (λ_m) en fonction du rapport existant entre la largeur de la ligne (W) et l'épaisseur du diélectrique (H). Plusieurs courbes sont données en fonction de la constante diélectrique du substrat ϵ_R . Signalons que, pour le verre époxy, la constante diélectrique est $\epsilon_R = 5$.

② Impédance caractéristique de la ligne microstrip (Z_m) en fonction du rapport existant entre la largeur de la ligne (W) et l'épaisseur du diélectrique (H).

Plusieurs courbes sont données en fonction de la constante diélectrique du substrat (ϵ_R).

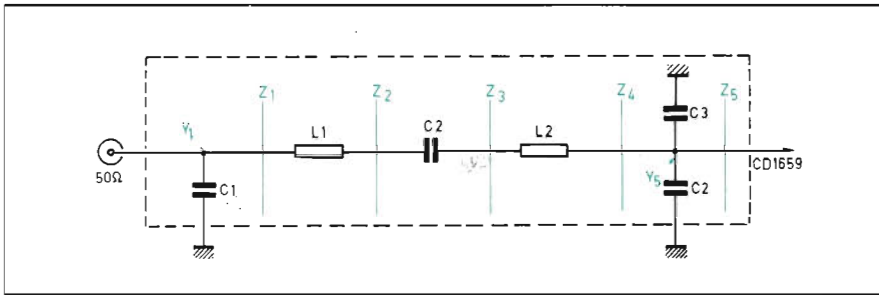


Fig. 10. – Schéma électrique de la ligne d'adaptation.

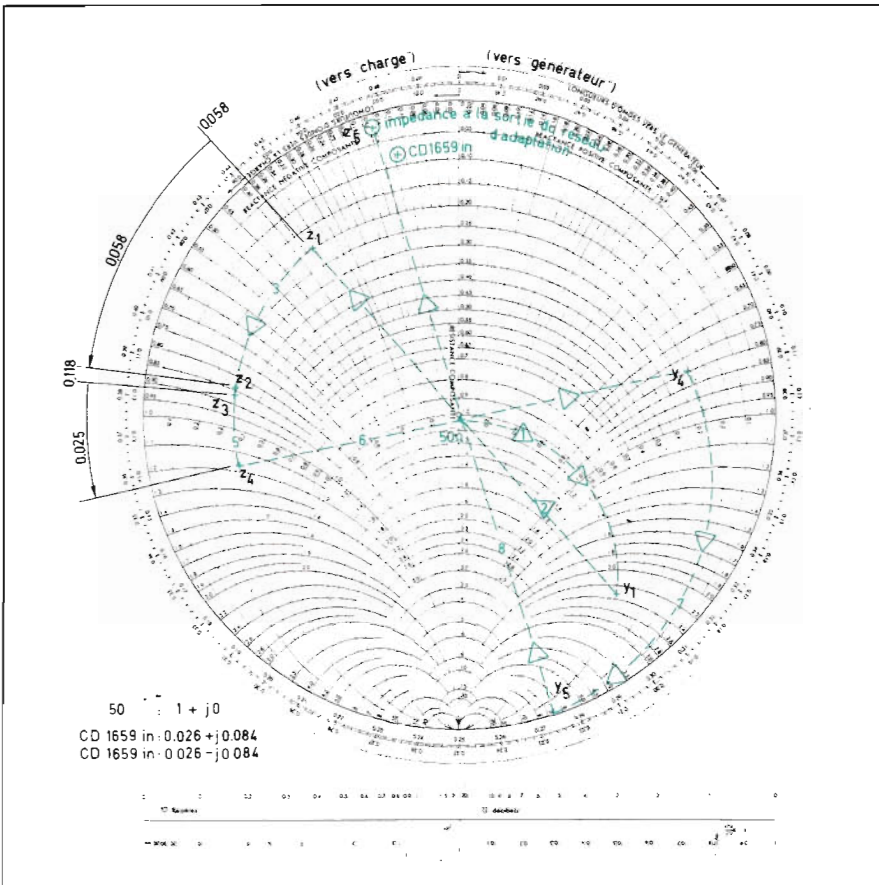


Fig. 11. – L'abaque servant à effectuer le calcul.

conjuguée du CD 1659 (voir fig. 10).

Nous partons de 50Ω représenté en impédance réduite par $1 + j 10$ (même forme pour son admittance réduite) et nous allons suivre le calcul sur l'abaque donné à la figure 11.

Opération 1

Nous mettons en parallèle un élément capacitif C_1 de 15 pF.

$$b_{C1} = C_1 \cdot \omega \cdot Z_m$$

$$= 15 \cdot 10^{-12} \cdot 0,148 \cdot 10^{12} = 2,22$$

L'admittance y_1 est égale à $y_1 = 1 + j 2,22$.

Les éléments suivants sont sous forme « série » ; nous transformons donc y_1 en z_1 , par symétrie par rapport à $1 + j 0$: $z_1 = 0,170 - j 0,37$.

Opération 2

La longueur physique de la ligne L_1 est de 1,85 cm. Sa « longueur électri-

que » est de $1,85 \text{ cm} / 32 \text{ cm} = 0,058$; pour z_1 nous avons sur le repère circulaire représentant les « longueurs électriques » : 0,058. Nous y ajoutons 0,058 en tournant à l'inverse du sens des aiguilles d'une montre puisque nous allons vers la charge. Nous obtenons 0,116. L'intersection entre le rayon passant par 0,116 et le cercle à rayon constant passant par z_1 nous donne z_2 dont nous lisons directement la valeur sur l'abaque :

$$z_2 = 0,25 - j 0,86$$

Opération 3

La capacité C_2 en série avec la ligne a une valeur de 220 pF.

$$X_{C2} = 1 / 220 \cdot 0,148 = 0,0307$$

$$z_3 = z_2 - j X_{C2} = 0,25 - j 0,89$$

Opération 4

La longueur de la ligne L_3 est de 0,8 cm et provoque une rotation de

$0,8 / 32 = 0,025$ « vers la charge ». Nous étions situés à 0,118 pour z_3 . Nous sommes à 0,143 pour z_4 .

$$z_4 = 0,35 - j 1,18$$

$$y_4 = 0,230 + j 0,78$$

Opération 5

En parallèle sur y_4 , nous avons C_3 et C_4 ($2 \times 18 \text{ pF}$) ; leur susceptance (partie imaginaire d'une admittance) s'ajoute à celle de y_4 .

$$b_{C4} = 36 \cdot 10^{-12} \cdot 0,148 \cdot 10^{12} = 5,32$$

$$y_5 = y_4 + j 5,32 = 0,230 + j 6,1$$

L'impédance en sortie du filtre d'adaptation est $z_5 = 0,02 - j 0,15$.

L'adaptation réalisée par ces éléments fixes est de bonne qualité ; nous pouvons le constater graphiquement sur l'abaque en remarquant que z_5 est très peu différente de l'impédance d'entrée conjuguée du CD 1659.

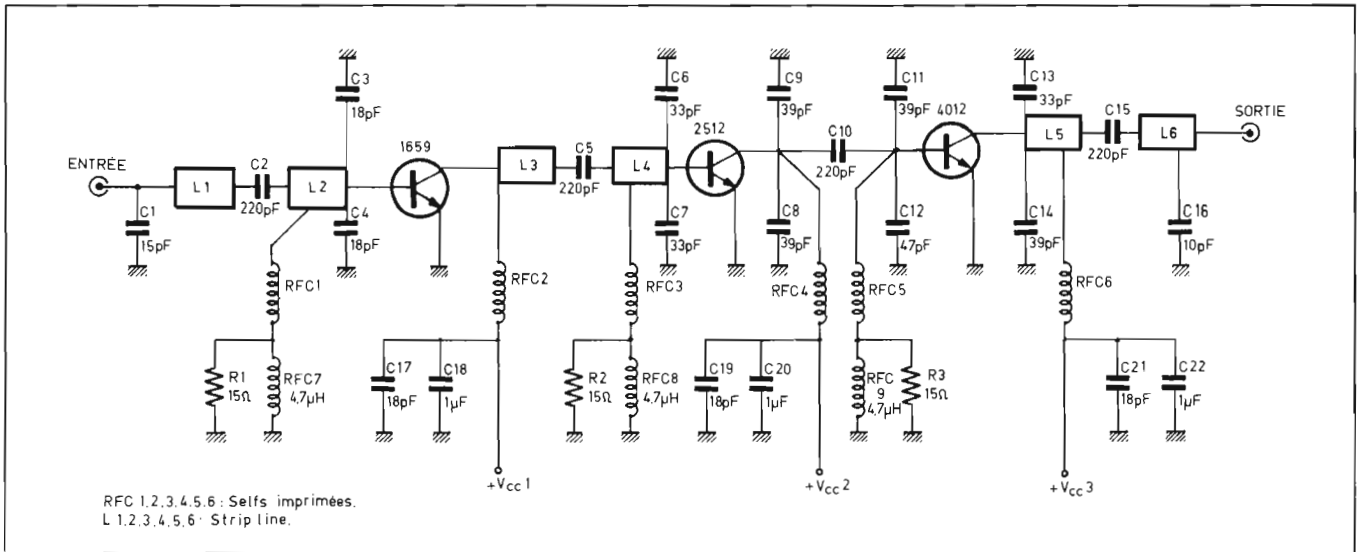


Fig. 12. - Schéma électrique de l'amplificateur.

Schéma électrique

On peut le voir à la figure 12. RFC 1, 2, 3, 4, 5 et 6 sont des selfs imprimées sur le circuit alors que RFC 7, 8 et 9 sont des selfs moulées.

Réalisation / mesures

L'utilisation des lignes microstrip et des transistors permet d'obtenir un amplificateur d'encombrement réduit comme le montre les figures 13 et 14 représentant respectivement le circuit imprimé vu du côté composant (échelle 1) et du côté refroidisseur.

Il convient tout d'abord de couper le substrat diélectrique aux dimensions désirées puis de percer les trous nécessaires. Ensuite, il faut installer des strappes de masse en feuillard de cuivre reliant les deux faces du circuit sur le pourtour de la plaquette et autour des trous, aux emplacements correspondant aux émetteurs des transistors, comme on peut le voir sur la figure 15.

La plaquette est fixée sur un radiateur, selon le plan de montage de la figure 16.

Certains transistors présentent des connexions argentées qui sont ternies. Il est préférable de les nettoyer car la présence de cet oxyde peut retarder la soudure de celles-ci sur le circuit. Quant au corps céramique des transistors, il ne doit jamais être limé ou écrasé car il contient généralement de l'oxyde de beryllium dont l'inhalation peut être dangereuse.

Choix des composants

Les capacités parcourues par les tensions UHF doivent être en cérami-

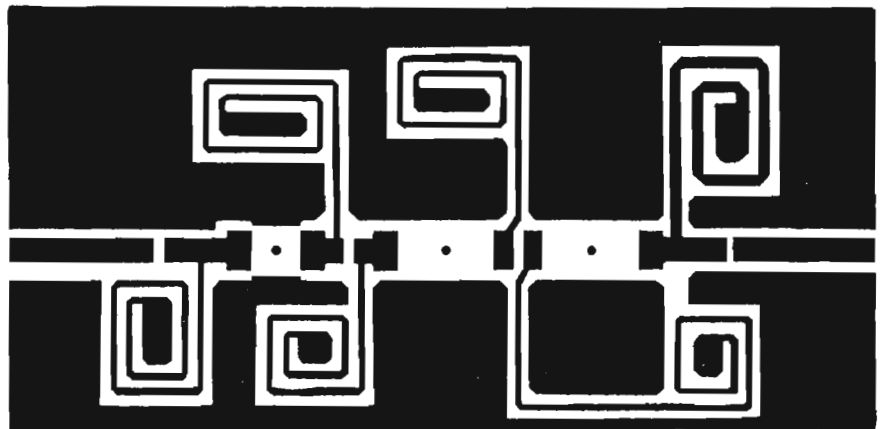


Fig. 13. - Circuit imprimé vu du côté composants à l'échelle 1. (Document RADIO-REF. fév. 75).

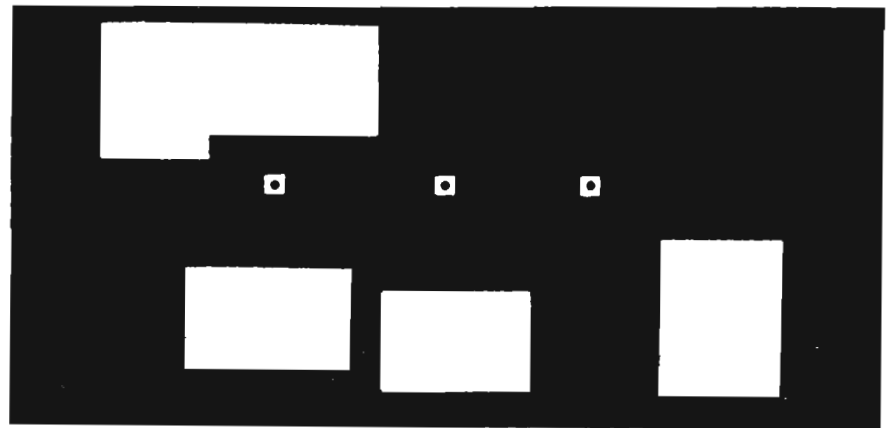


Fig. 14. - Circuit imprimé vu du côté refroidisseur à l'échelle 1. (Document RADIO-REF. fév. 75).

que et de type « chip » ou en « uncased mica » (pavé de mica sans enrobage). Il en est de même pour les capacités « by pass » de collecteur. Les condensateurs en disque céramique ou mica argenté sont inacceptables car elles présentent des inductances de connexion trop élevées.

Les selfs d'arrêt ne doivent pas résonner pour nos fréquences d'utilisation et doivent être dimensionnées de façon à permettre l'alimentation continue des transistors. Elles sont en partie

réalisées en microstrip et ont les caractéristiques définies dans la référence (1) de la bibliographie.

Mesures

Ces mesures sont très simples puisque nous avons réalisé un montage ne comportant pas de réglages ; il convient tout d'abord de vérifier la bonne polarisation continue. Nous relevons principalement la puissance de sortie de notre montage chargé par

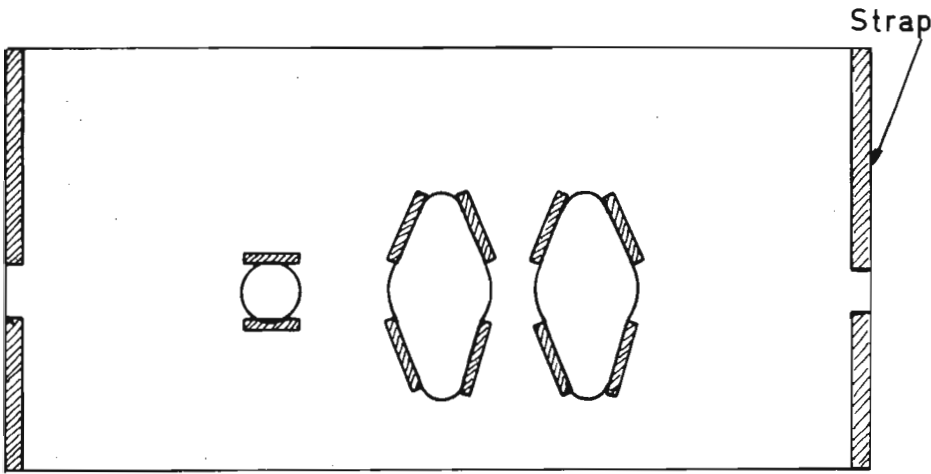


Fig. 15. - En couleur, les strappes de masse en feuillard de cuivre. (Document RADIO-RÉF. fév. 75)

une charge de 50Ω en fonction de la fréquence d'excitation pour une puissance d'excitation donnée (ces courbes nous ont été fournies par les ingénieurs de chez CTC).

Par mesure protective, il est nécessaire de tracer $P_s = f(P_e)$ pour des valeurs de tension d'alimentation V_{CC} faibles, puis de plus en plus élevées jusqu'à V_{CC} nominal. Toute non-linéarité devra être étudiée avec attention car elle peut être représentative d'un régime oscillatoire (destructif) du transistor à une fréquence différente de celle de l'excitation, régime non décelable à la sortie car localisé dans le transistor et à sa proximité. Nous vérifierons son établissement par une augmentation du courant de polarisation de base I_B et sa fréquence à l'aide d'un analyseur de spectre. Une petite modification géométrique du circuit ou une meilleure disposition des éléments doivent annuler ce phénomène.

Il est évidemment sous-entendu que, pendant toutes ces manipulations, on veillera à ne jamais dépasser le courant maximum autorisé par le constructeur.

A titre indicatif, nous donnons à la figure 17 deux courbes de puissance de sortie en fonction de la fréquence

(pour deux puissances d'entrée données) ne dépassant pas ces limites maximum de courant.

Il est à noter que pour une « attaque » de 300 mW, la puissance de sortie n'est que légèrement supérieure à celle obtenue pour une excitation de 200 mW. Simplement, parce que l'adaptation a été réalisée en tenant compte des paramètres des transistors fournis pour une puissance nominale d'entrée de 200 mW. Ces paramètres fluctuent légèrement avec cette puissance et, de ce fait, l'adaptation devient moins performante.

Conclusion

La réalisation de cet amplificateur UHF a mis en évidence la compétitivité des montages à transistors et la facilité d'emploi des lignes microstrip.

L'utilisation de l'abaque de Smith a permis de calculer aisément les valeurs des éléments des filtres d'adaptation et son explicitation permet maintenant de déterminer des réseaux d'adaptation de formes quelconques, de connaître l'impédance équivalente d'un ensemble en UHF ou encore de déterminer le coefficient de réflexion (donc le taux d'onde stationnaire) théorique d'un montage.

Beaucoup d'autres possibilités sont encore offertes par l'abaque de Smith et par l'utilisation des « éléments microstrip » :

- Dans le domaine UHF/VHF des amplificateurs à transistors il est primordial que le montage n'ait pas tendance à osciller car ceci peut entraîner rapidement sa destruction dès la mise sous tension. Il est donc important de pouvoir déterminer à l'avance la stabilité du montage. La mise en œuvre de la théorie de Linvill avec l'abaque de Smith le permet. Les calculs sont plus ou moins fastidieux suivant la formulation des paramètres du transistor fournis par le constructeur, mais toujours accessibles aux possesseurs d'une règle à calcul ou d'une petite calculatrice scientifique. Nous reviendrons dans un prochain article sur l'application de cette théorie.

- Les emplois des « éléments microstrip » sont nombreux et variés. A titre d'exemple : coupleurs directifs, selfs, filtres, lignes d'adaptation. Nous nous intéresserons aux applications pour des fréquences de 100 à 1000 MHz en illustrant par la réalisation simple d'un T.O.S. mètre, maillon essentiel d'une chaîne de mesure UHF.

Alain Leszla

Références bibliographiques

- [1] Royal Aircraft Establishment/Technical Report 71037.
- [2] Microwave Engineers' Handbook.
- [3] C.T.C. Application Note 2.1.B.6D/« Broadband UHF Land Mobile Applications ».
- [4] Motorola Application Note AN 548 / « Microstrip Design Techniques for UHF Amplifiers ».
- [5] Handbook of Microwave Measurements (Polytechnic Institute of Brooklyn).
- [6] RCA R.F. / Microwave Devices.
- [7] Radio REF, février 1975, article de M. Chamley (F3YX)

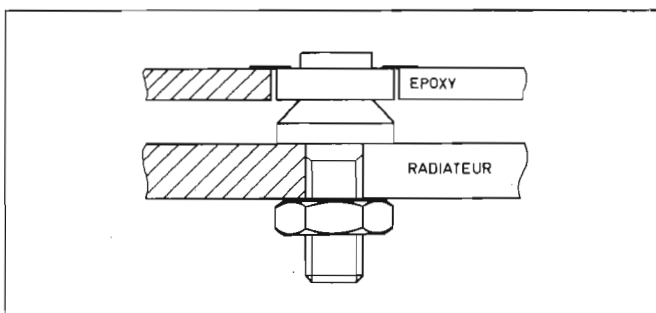


Fig. 16. - Fixation du circuit au radiateur.

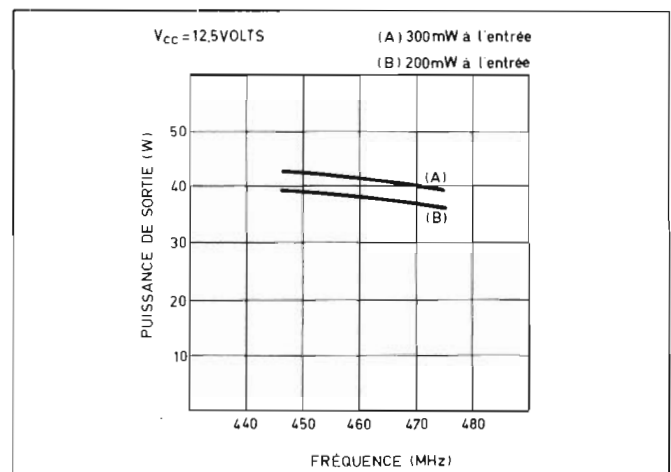


Fig. 17