

CALCUL ET APPLICATIONS DES LIGNES MICROSTRIP

Joël Redoutey - F6CSX

Une ligne microstrip est constituée d'un ruban conducteur placé sur une face d'un matériau diélectrique dont l'autre face constitue un plan de masse (figure 1).

L'exemple le plus connu de ligne microstrip est le circuit imprimé double face dont l'une des faces est entièrement cuivrée.

De nombreuses études ont montré qu'une telle ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnetic), c'est à dire que les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation.

L'impédance caractéristique d'un microstrip dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant.

On trouve dans la littérature plusieurs équations empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée. Pour plus de détails, on pourra se référer à un excellent article de synthèse de W1HR [1].

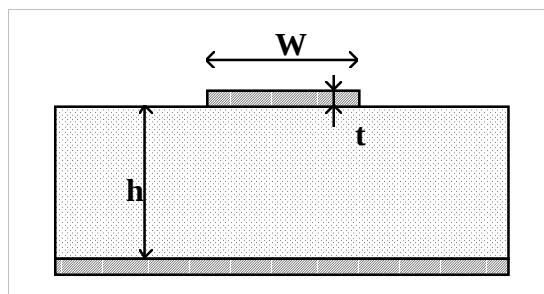


Figure 1 - constitution d'une ligne microstrip

Les formules les plus précises sont dues à E. O. Hammerstad et ont été publiées en 1975.

La complexité de ces formules les rend quasi inexploitable à la main, mais une fois rentrées dans un tableur tel que EXCEL, elles constituent un outil très précieux.

Ces équations utilisent les paramètres suivants:

Z_0	impédance caractéristique de la ligne
W	largeur de la piste
t	épaisseur de la piste
h	épaisseur du diélectrique
ϵ_r	Constante diélectrique du matériau isolant (permittivité relative)

Equations de synthèse

Un premier jeu d'équation permet de calculer le rapport W/h correspondant à une impédance Z_0 donnée. Pour une meilleure précision on utilise deux équations différentes selon la valeur de W/h

Pour $W/h < 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2}$$

avec

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right)$$

pour $W/h > 2$:

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}$$

avec

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}$$

Equations d'analyse

Ces équations permettent de calculer l'impédance caractéristique d'une ligne microstrip dont on connaît les dimensions. Pour une meilleure précision on utilise ici encore deux équations différentes selon la valeur de W/h :

Pour $W/h < 1$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right)$$

avec

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0,04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right]$$

Pour $W/h > 1$

$$Z_0 = \frac{120\pi / \sqrt{\epsilon_{eff}}}{\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1,444 \right)}$$

avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

Les relations précédentes ont été établies en supposant que l'épaisseur t du conducteur est très faible devant l'épaisseur h de l'isolant ($t/h < 0,005$). Dans les autres cas, il faut apporter une correction, la plupart du temps négligeable. Pour les puristes, voici la relation à utiliser:

Pour $W/h > 0,16$ (ce qui est toujours le cas dans notre domaine)

$$\frac{W_{eff}}{h} = \frac{W}{h} + \frac{t}{\pi h} \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right)$$

Pour les impédances caractéristiques faibles ($< 60 \Omega$), la correction peut être ignorée.

La courbe de la figure 2 permet de déterminer, pour du circuit imprimé en verre époxy standard, la largeur de piste à utiliser pour atteindre une valeur donnée de l'impédance caractéristique. Cette courbe est tracée à partir des formules précédentes et en prenant une permittivité relative de l'époxy $\varepsilon_r = 4,8$.

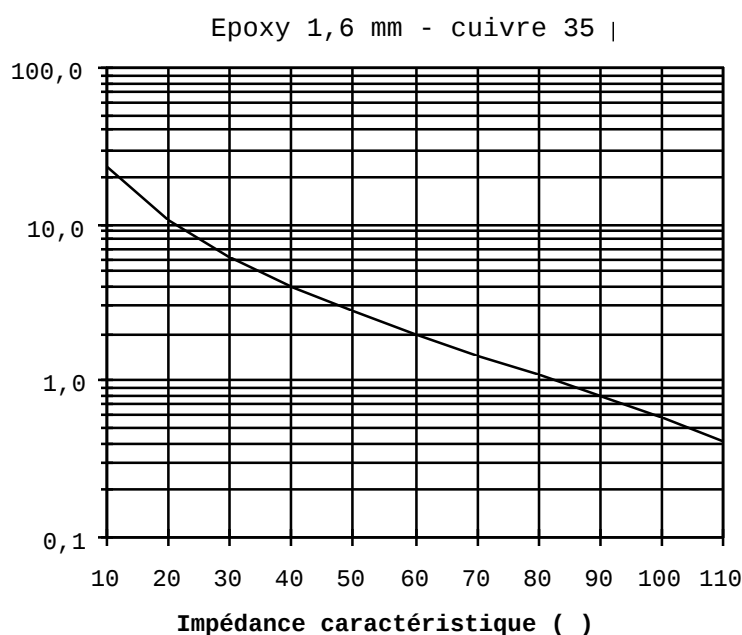


Figure 2 - Largeur de piste en fonction de l'impédance caractéristique pour des microstrips réalisés sur verre époxy standard de 1,6 mm d'épaisseur avec 35 microns de cuivre.

Pour ceux qui désirent rentrer ces formules dans leur ordinateur, nous donnons dans le tableau suivant quelques exemples permettant d'effectuer les vérifications nécessaires...

N.B : Les paramètres utilisés correspondent au circuit imprimé classique en verre époxy grade G10 ou FR4 d'épaisseur 1,6 mm avec 35 microns de cuivre.

Synthèse

Z0 (Ω)	h (mm)	ε _r	t (mm)	W (mm)	W _{eff} (mm)
30	1,6	4,8	0,035	6,217	6,155
50	1,6	4,8	0,035	2,865	2,803
70	1,6	4,8	0,035	1,529	1,467

Analyse

W (mm)	h (mm)	W/h	ε _r	t (mm)	Z0 (Ω)
2,54	1,6	1,5875	4,8	0,035	53,787
1	1,6	0,625	4,8	0,035	84,245

Dans la pratique, il existe d'un fournisseur à l'autre une certaine dispersion de la permittivité relative qui n'a, dans le domaine amateur, que des conséquences mineures.

Par exemple, pour un microstrip voisin de 50Ω, une variation de ± 10% de la permittivité entraîne une variation de l'impédance caractéristique inférieure à 5% en sens inverse.

De même une variation de ± 10% de la largeur de la piste entraîne une variation de 5 à 6 % de l'impédance caractéristique (autour de 50Ω). On voit donc que les microstrips sont somme toute assez tolérants.

COEFFICIENT DE VELOCITE D'UN MICROSTRIP

Dans une ligne microstrip, comme dans un câble coaxial, la vitesse de propagation de l'onde dépend du matériau isolant et est inférieure à sa vitesse dans l'air :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{où } c \text{ est la vitesse de la lumière}$$

La longueur d'onde λ_g dans la ligne microstrip est donc plus petite que la longueur d'onde dans l'air λ_0 :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \lambda_0 \quad \text{le terme } \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \text{ est le coefficient de vélocité bien connu.}$$

Mais contrairement au cas des câbles coaxiaux, le coefficient de vélocité d'un microstrip dépend aussi de ses dimensions et doit être recalculé à chaque fois à l'aide des équations indiquées précédemment.

A titre indicatif, le coefficient de vélocité d'un microstrip de 50 Ω sur verre époxy de 1,6 mm avec 35 microns de cuivre est de 0,528 (0,66 pour les câbles coaxiaux des séries RG xx ou KX xx).

LIGNES QUART D'ONDE

On appelle ligne quart d'onde une ligne d'impédance caractéristique Z_0 dont la longueur est égale à un quart de la longueur d'onde λ_g dans la ligne (λ_0 dans l'air, corrigée par le coefficient de vitesse de la ligne)

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \lambda_0$$

Dans la suite on considérera que la ligne est sans perte.

LIGNE QUART D'ONDE COURT CIRCUITEE A UNE EXTREMITE

On sait qu'une ligne quart d'onde dont une extrémité est en court circuit se comporte comme un circuit résonnant parallèle.

Il en résulte qu'aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance, la ligne court circuitée à une extrémité se comporte comme une inductance, alors qu'aux fréquences supérieures à la fréquence de résonance elle aura un comportement capacitif.

Ceci veut aussi dire qu'à une fréquence donnée, une ligne plus courte qu'un quart d'onde à cette fréquence, se comporte comme une inductance.

De manière à quantifier ce phénomène, on définit une longueur électrique de la ligne telle qu'à la longueur physique λ_g corresponde une longueur électrique θ de 360° .

Si la ligne est sans perte, on montre que l'impédance vue de l'extrémité de la ligne s'écrit:

$$Z = Z_0 \tan \theta$$

Cas particuliers:

$l = \lambda_g/2$	$\theta = 180^\circ$	$Z = 0$
$l = \lambda_g/4$	$\theta = 90^\circ$	$Z \rightarrow \text{infini}$
$l = \lambda_g/8$	$\theta = 45^\circ$	$Z = X_L = Z_0$ réactance inductive

On retrouve ainsi quelques résultats connus.

LIGNE QUART D'ONDE OUVERTE A UNE EXTREMITE

Dans une ligne quart d'onde ouverte à une extrémité, la distribution du courant et de la tension est inversée par rapport au cas précédent. On montre que l'impédance vue de l'extrémité de la ligne s'écrit:

$$Z = Z_0 \cot \theta$$

Cas particuliers:

$l = \lambda_g/2$	$\theta = 180^\circ$	$Z \rightarrow \text{infini}$
$l = \lambda_g/4$	$\theta = 90^\circ$	$Z = 0$
$l = \lambda_g/8$	$\theta = 45^\circ$	$Z = X_C = Z_0$ réactance capacitive

TRANSFORMATEUR D'IMPEDANCE A LIGNE QUART D'ONDE

Considérons une ligne de longueur $l = \lambda_g/4$ et d'impédance caractéristique Z_0 , terminée à une extrémité par une impédance Z_1 . L'impédance vue de l'autre extrémité de la ligne s'écrit:

$$Z_2 = Z_0^2 / Z_1$$

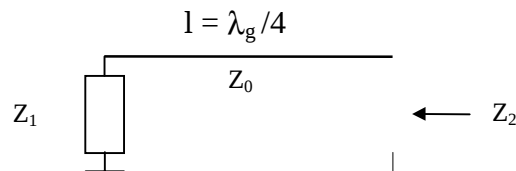


Figure 3 - Transformateur d'impédance à ligne quart d'onde.

D'après la forme de l'équation, on note que si Z_1 est une réactance capacitive, Z_2 est une réactance inductive et vice versa.

Exemple : coupleur 3 dB

On désire coupler deux sources identiques d'impédance 50Ω sur une même charge d'impédance 50Ω .

La solution consiste à élever l'impédance de chaque source de 50 à 100Ω et à les mettre ensuite en parallèle.

$Z_1 = 50\Omega$ $Z_2 = 100\Omega$ on en déduit la valeur de l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne quart d'onde à utiliser :

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2} = \sqrt{50 \cdot 100} = 70,7\Omega$$

Il suffit de rajouter une résistance de 100Ω entre les deux ports source pour absorber les éventuels déséquilibres et l'on obtient la structure bien connue du coupleur de Wilkinson.

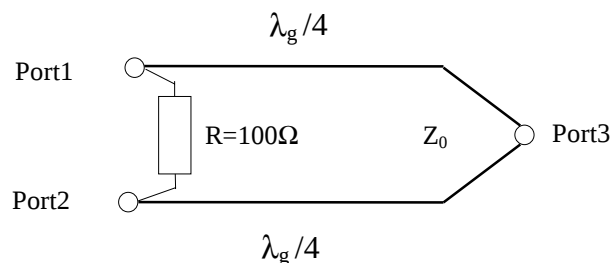


Figure 4 - Coupleur de Wilkinson

On notera que cette structure est réversible et peut servir de coupleur ou de diviseur.

REALISATION D'INDUCTANCES ET DE CAPACITES QUASI-STATIONNAIRES

Nous avons vu précédemment qu'un tronçon de ligne peut se comporter comme une inductance ou une capacité. Cependant les éléments ainsi réalisés ne sont pas indépendants de la fréquence, ce qui est gênant dans certaines applications telles que les filtres.

A condition d'utiliser des tronçons de faible longueur ($< \lambda_g / 8$), il est possible de réaliser des éléments passifs quasi-stationnaires (indépendants de la fréquence).

On sait que toute ligne de transmission présente une capacité et une inductance linéiques (par unité de longueur) et peut être modélisée par une succession de filtres en π ou en T.

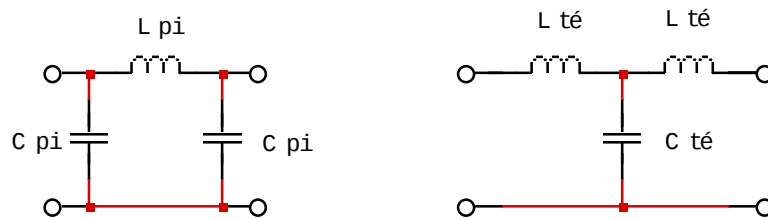


Figure 5 - Modélisation d'une ligne de transmission par une cellule en π ou en T

Dans le cas de lignes microstrips, on voit de manière intuitive qu'à épaisseur constante, une piste large (faible impédance caractéristique) aura un comportement plutôt capacitif, alors qu'une ligne étroite (impédance caractéristique élevée) aura un comportement plutôt inductif.

On peut en conséquence réaliser des condensateurs, des inductances et des circuits résonants à l'aide de tronçons de microstrips.

La valeur de l'inductance ou de la capacité équivalente à un tronçon de microstrip s'obtient à partir de l'équation des lignes de transmission:

$$Z_0 = v_p L = \frac{1}{v_p C} \quad \text{où } L \text{ et } C \text{ représentent l'inductance et la capacité linéiques.}$$

On en déduit la relation donnant l'inductance équivalente à un tronçon de ligne de longueur l :

$$L(nH) \approx \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}}{300} l(mm)$$

Cette formule, valable pour des longueurs l inférieures à un huitième de longueur d'onde, n'est pas absolument rigoureuse à cause des effets d'extrémité de la ligne, cependant la précision obtenue est suffisante pour des besoins amateur.

Si l'on désire réaliser un circuit accordé, la valeur de la capacité C nécessaire pour faire résonner ce tronçon de ligne à la fréquence F s'obtient par la classique équation:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

De la même manière on peut établir la relation donnant la capacité équivalente d'un tronçon de ligne de longueur l:

$$C(pF) \approx \frac{3,33\sqrt{\epsilon_{eff}}}{Z_0} l(mm)$$

Une autre méthode consiste à utiliser directement les formules données par Clemm [2] :

$$L_{\pi}(nH / cm) = 197,5 Ln \left\{ 1 + \frac{6,28}{W / h} \left[1 + 0,27 \tanh^2 \left(\frac{1,4}{W / h} \right) \right] \right\}$$

où tanh représente la tangente hyperbolique.

Cette formule donne l'inductance linéique équivalente d'un microstrip modélisée par une cellule en π .

On montre que pour des microstrips d'impédance relativement forte (de l'ordre de 80Ω), les capacités C_{π} peuvent être négligées, on obtient donc une inductance à faible capacité parasite.

Pour réaliser un condensateur, on utilisera la formule :

$$C_T(pF / m) = \frac{56,22\epsilon_r}{Ln \left\{ 1 + \frac{6,28}{W / h} \left[1 + 0,27 \tanh^2 \left(\frac{1,4}{W / h} \right) \right] \right\}}$$

On montre que pour des microstrips de faible impédance (de l'ordre de 10Ω), les inductances L_T peuvent être négligées, on obtient ainsi une capacité à faible inductance parasite.

Les inductances et capacités ainsi réalisées peuvent être utilisées pour réaliser des filtres (en général passe bas), des selfs de choc et des capacités de découplage.

REALISATION DE FILTRES DE BANDE

Les filtres de bande sont nécessaires pour éliminer les fréquences indésirables présentes par exemple en sortie d'un mélangeur, notamment la fréquence image et la fréquence de l'oscillateur local qui sont les plus proches de la fréquence utile.

De nombreuses solutions existent pour la réalisation d'un filtre passe bande.

Pour les raisons de simplicité et de reproductibilité, les filtres réalisés en microstrip s'avèrent particulièrement intéressants.

Une première solution est de réaliser des filtres entièrement imprimés, sans réglage. Cependant, compte tenu de la dispersion de permittivité du verre époxy, une reproductibilité parfaite ne peut être obtenue qu'en utilisant toujours le même type de circuit imprimé provenant du même fournisseur...

Une autre solution consiste à réaliser des lignes de type quart d'onde en microstrip accordées par un condensateur ajustable. Cette solution présente à mon sens un bon compromis entre simplicité, reproductibilité et performances.

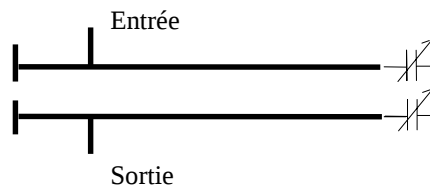


Figure 6 - Filtre de bande à lignes quart d'onde couplées, accordées par condensateur ajustable

Il est évident qu'à cause des pertes dans le verre époxy aux fréquences élevées (notamment en 1300 MHz), le facteur de qualité de ces lignes est inférieur à celui de lignes montées en l'air et la perte d'insertion est supérieure. Ceci pourra être compensé par la mise en cascade de plusieurs filtres.

APPLICATION A UN FILTRE DE BANDE 23 CM

Nous désirons réaliser un filtre à deux lignes de type quart d'onde accordées sur 1296 MHz par condensateurs ajustables.

Diverses études [2] ont montré qu'en ce qui concerne les résonateurs quart d'onde, le facteur de qualité maximum était atteint pour des impédances caractéristiques voisines de 70Ω .

La première étape consiste à définir le microstrip. Pour des raisons de facilité de réalisation j'ai choisi une largeur de piste de 2,54 mm (en pensant à ceux qui collent directement les bandes sur le cuivre...) et un support standard en verre époxy de 1,6 mm avec cuivre de 35 microns. L'impédance caractéristique est alors de $53,8 \Omega$ et le coefficient de vélocité de 0,531.

La longueur d'onde dans le microstrip pour une fréquence de 1296 MHz est de 122,9 mm et le huitième de longueur d'onde de 15,4 mm.

La ligne devant être plus courte que un huitième d'onde, calculons la valeur de la capacité nécessaire pour faire résonner un huitième d'onde de microstrip à 1296 MHz.

On calcule d'abord la valeur de l'inductance équivalente, puis la capacité nécessaire pour obtenir la résonance. On trouve 3 pF.

Nous choisirons donc un condensateur ajustable de bonne qualité (isolant téflon) de 5 pF qui est la valeur standard la plus proche.

On se fixe alors une valeur de capacité comprise entre 3 et 5 pF. J'ai choisi 3,5 pF de manière à garder suffisamment de marge pour pouvoir couvrir toute la bande 23 cm.

Nous pouvons ensuite calculer la longueur de microstrip nécessaire pour résonner à 1296 MHz avec 3,5 pF. On trouve 13 mm.

Notre filtre sera donc constitué de deux lignes couplées de 2,54 mm de large et de 13 mm de long. Une extrémité de chaque ligne est reliée à la masse, l'autre à un condensateur ajustable de 5 pF retournant à la masse.

Le couplage entre les deux lignes dépend pour un microstrip donné de la distance qui les sépare et de leur longueur, mais il faut également tenir compte du couplage capacitif existant entre les deux condensateurs d'accord, s'ils sont placés côte à côte.

Ceci fait beaucoup trop de paramètres inconnus pour pouvoir être résolu de manière analytique. On peut tenter une simulation numérique (à condition d'avoir accès à un logiciel suffisamment performant), mais l'incertitude sur certains paramètres est telle que les résultats sont assez éloignés de la réalité [3][4].

A ce niveau rien ne peut remplacer l'expérimentation.

Je me suis donc inspiré d'une réalisation de DJ9HO [8] en adoptant un écartement de 3,5 mm.

Les prises d'adaptation d'impédance à $50\ \Omega$ ont été placées empiriquement au quart de la longueur totale de la ligne, ce qui semble une valeur communément utilisée.

REALISATION DES MICROSTRIPS

Nous avons vu comment calculer les dimensions géométriques d'un microstrip, passons maintenant à la réalisation.

Pour le dessin du circuit on pourra utiliser quasiment n'importe quel logiciel de circuit imprimé (Layo1, ORCAD PCB, EAGLE LAYOUT, ...) ou un logiciel spécialisé pouvant en même temps effectuer une simulation comme PUFF.

Pour un tracé précis, on peut dessiner le contour du microstrip à l'aide d'un stylo fin et remplir ensuite la zone ainsi délimitée. Cette méthode est surtout utile lorsque le tracé n'est pas droit.

Si pour des raisons d'encombrement, on doit effectuer des coudes, il faut impérativement couper les coins, comme indiqué figure 7, car les angles vifs apportent une rupture d'impédance.

Pour un coude à 90° , la longueur du pan coupé doit être de $1,6W$ fois la largeur W de la piste, pour un coude à 120° il doit être de $1,9W$ et de $2W$ pour un coude à 135° [7].

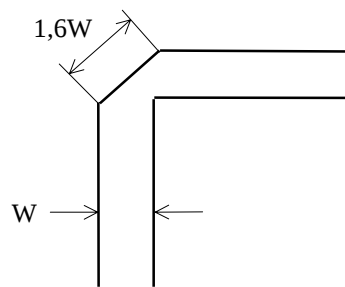


Figure 7 - Les coins d'une ligne en microstrip doivent être coupés pour conserver une impédance constante.

Lorsque l'on réalise des stubs capacitifs ou inductifs, par exemple pour adapter l'impédance d'un circuit actif, il est commode de se réserver une marge de réglage en taillant la ligne un peu plus court et en prévoyant des petites plages adjacentes que l'on pourra ajouter par pontage.

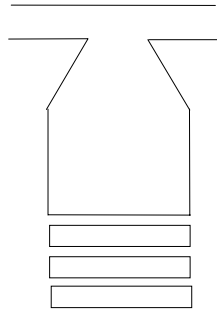


Figure 8

Possibilité d'ajustement d'un stub

Au niveau du câblage on soignera particulièrement les connexions de masse [6] : extrémité des lignes quart d'onde, mise à la masse ou découplage des émetteurs de transistors bipolaires ou des sources de MOS FET's, etc.

On utilisera de préférence plusieurs rivets ou des morceaux de clinquant le plus large possible.

REFERENCES

- [1] J. R. Fisk W1HR - Microstrip transmission line - Ham Radio janvier 1978.
- [2] K. Hupfer - Technologie des circuits à microstrips - Actualités de Rhodes & Schwarz 1 et 2 1981.
- [3] J. Hinshaw N6JH - MMIC multiplier chain for the 902 MHz band - Ham Radio février 1987.
- [4] J. Hinshaw N6JH - Modular transmit and receive converters for 902 MHz band - Ham Radio mars 1987
- [5] J. Redoutey F6CSX - Guide d'utilisation des amplificateurs large bande intégrés. Radio Ref
- [6] P. Shuch N6TX - Improved grounding for the microstrip filter - Ham Radio Août 1978
- [7] The ARRL UHF/Microwave experimenter's manual
- [8] K. Weiner DJ9HO - Manuel VHF-UHF - tome V