

CONCEPTION ET REALISATION D'UN CONVERTISSEUR

D'EMISSION POUR LA BANDE 23 CM

F6CSX - Joël Redoutey

1 - PRESENTATION

Le circuit que nous allons décrire est un convertisseur linéaire permettant de transmettre dans la bande 23 cm à partir d'un émetteur 2m. C'est en fait la partie émission d'un transverter 2m - 23 cm, dont l'oscillateur local et la partie réception pourront être inspirées des références [1] et [2].

Lors de l'étude de ce circuit nous nous sommes fixés deux objectifs:

- réaliser un circuit reproductible, ne faisant appel qu'à des composants standards, simple à mettre au point sans pour autant sacrifier les performances
- montrer qu'en utilisant une conception et des composants modernes et en s'appuyant sur des outils informatiques de grande diffusion, il est possible avec des moyens amateurs de concevoir et de réaliser des circuits performants fonctionnant dans les bandes supérieures au GHz.

Dans cet article nous nous attacherons donc plus à décrire la méthode de conception que le circuit lui même, de manière à ce que chacun puisse l'appliquer à la mise en oeuvre de ses propres idées.

Un petit retour en arrière permet de mieux saisir les raisons qui m'ont amené à cette démarche.

En 1977, DF8QK publiait dans VHF Communications la description d'un transverter 28 MHz - 1296 MHz qui connut un certain succès [3]. Ce circuit, dont la partie émission comprenait 5 transistors, délivrait 400 mW et ne comportait pas moins de 14 condensateurs ajustables et 4 potentiomètres...

Après avoir récemment "exhumé" cette réalisation et passé quelques dizaines d'heures derrière l'analyseur de spectre pour tenter d'en optimiser à la fois la pureté spectrale et la puissance de sortie, je finis par conclure à la nécessité d'une conception différente!

Cette expérience me permis d'énoncer quelques règles simples à respecter pour une nouvelle conception:

- Les condensateurs ajustables ne doivent être utilisés que pour accorder des circuits résonants et non pour réaliser l'adaptation d'impédance entre étages, ce qui sous entend que tous les étages doivent être préadaptés à une valeur fixe et standard (50Ω)

- Ne pas utiliser des composants non appariés dans les mélangeurs symétriques. Ceci est vrai aussi bien pour les diodes que pour les transistors. L'appairage statique s'avère totalement insuffisant.

Cette réflexion m'amena tout naturellement au schéma de principe de la figure 1 dont nous allons détailler les différents blocs.

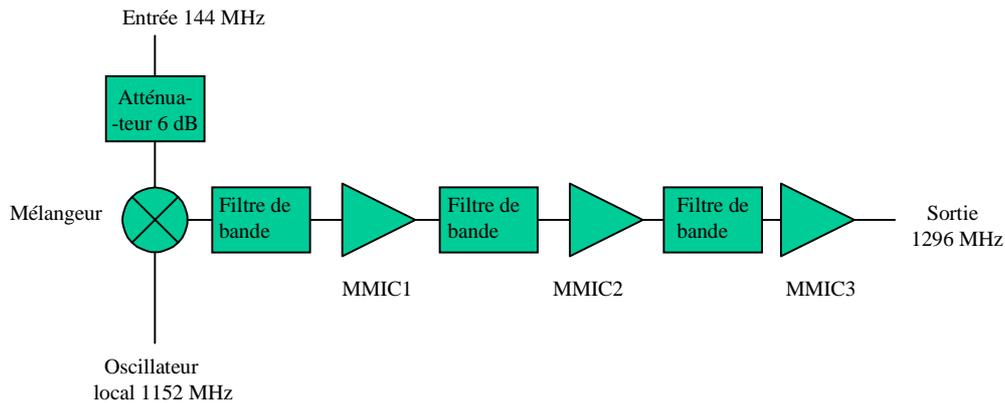


Figure 1 - Schéma synoptique du convertisseur 2m/23 cm

Le 144 MHz en provenance de l'émetteur est tout d'abord atténué, puis mélangé au signal issu de l'oscillateur local (par exemple 1152 MHz). Un premier filtre de bande sélectionne le battement supérieur (1296 MHz) qui est amplifié et filtré par trois étages amplificateurs large bande couplés par des filtres .

2 - LE MELANGEUR

Un mélangeur est un dispositif qui, recevant deux signaux de fréquence f_1 et f_2 ($f_1 > f_2$), délivre deux signaux de fréquence $f_1 + f_2$ et $f_1 - f_2$.

Dans la réalité, le signal de sortie est beaucoup plus complexe et l'on y retrouve aussi les deux signaux de départ f_1 et f_2 ainsi que leurs harmoniques et leurs produits d'intermodulation $nf_1 \pm mf_2$ où n et m sont deux nombres entiers.

On devra donc choisir un type de mélangeur qui minimise les signaux indésirables et de toute façon faire suivre le mélangeur d'un filtre adéquat.

D'une manière générale, un mélangeur présente trois "ports" dénommés RF, LO et IF.

L'entrée LO reçoit la fréquence issue de l'oscillateur local.

Les ports RF et IF jouent des rôles symétriques et peuvent être Sortie ou Entrée selon que l'on désire sélectionner le battement supérieur ($f_1 + f_2$) ou inférieur ($f_1 - f_2$) .

Dans la plupart des cas, la fréquence du signal présent sur le port RF est supérieure à celle du port IF.

Dans notre cas, l'oscillateur local est par exemple à 1152 MHz, le port IF reçoit le 144 MHz et le port RF constitue la sortie sur laquelle on trouvera les deux produits de conversion $1152 + 144 = 1296$ MHz (signal utile) et $1152 - 144 = 1008$ MHz (fréquence image)

Pour des raisons de suppression des harmoniques paires, nous ne considérerons que les mélangeurs dits "équilibrés", c'est à dire dont la structure est symétrique.

Deux choix sont alors possibles: les mélangeurs passifs (à diodes) ou les mélangeurs actifs (à transistors).

Les mélangeurs actifs ont par rapport aux mélangeurs passifs l'avantage de procurer un certain gain de conversion et de ne nécessiter qu'un faible niveau d'oscillation locale. Par contre ils doivent être parfaitement symétriques, c'est à dire que les transistors (bipolaires ou FET) qui les composent doivent être rigoureusement identiques. Comme je l'ai indiqué précédemment, l'appairage statique (équilibrage des courants de repos, ou même l'appairage en gain) est totalement insuffisant pour assurer un fonctionnement spectralement satisfaisant.

La seule solution satisfaisante est donc d'utiliser un mélangeur actif intégré.

Jusqu'à 500 MHz on trouve de nombreux circuits intégrés mélangeurs fonctionnant très correctement, mais pour les fréquences supérieures au GHz les candidats sont plus rares. Cependant cette situation devrait évoluer rapidement avec l'arrivée massive des téléphones portables GSM, DCS 1800, DECT et des réseaux locaux sans fil selon la norme IEEE 802.

C'est pour l'instant vers les mélangeurs à diodes que nous nous sommes tourné.

A nouveau deux choix sont possibles : soit le mélangeur équilibré à deux diodes (on trouve facilement des doubles diodes schottky appairées), soit le mélangeur en anneau à quatre diodes (Double-Balanced Mixer) que l'on trouve de manière très courante.

Ces deux circuits donnent des résultats sensiblement équivalents, avec cependant une meilleure isolation entre les différents "ports" dans le cas du mélangeur en anneau.

Autre avantage de ce dernier, une mise en œuvre très simple du fait de l'adaptation d'impédance à 50Ω de tous les ports et une miniaturisation plus grande puisque la fonction complète est disponible dans un seul boîtier.

Pour ces diverses raisons, j'ai choisi ce type de mélangeur.

Pour ceux que la théorie des mélangeurs équilibrés à diodes intéresse, je recommande les références bibliographiques [4] et [5].

En consultant le catalogue des fournisseurs, notamment Mini-Circuits, on trouve de nombreux modèles parfaitement adaptés comme par exemple les SRA-5, SRA-11, JMS-5 ou le ESMD-C3 chez M/A COM.

Pour des raisons de disponibilité dans les tiroirs, j'ai choisi un modèle courant et économique, le SBL-1X, qui bien que spécifié jusqu'à 1000 MHz fonctionne encore correctement à 1300 MHz.

Des essais tout à fait concluants ont également été effectués avec le SRA-2.

La figure 2 montre le schéma interne ainsi que le brochage du SBL-1X.

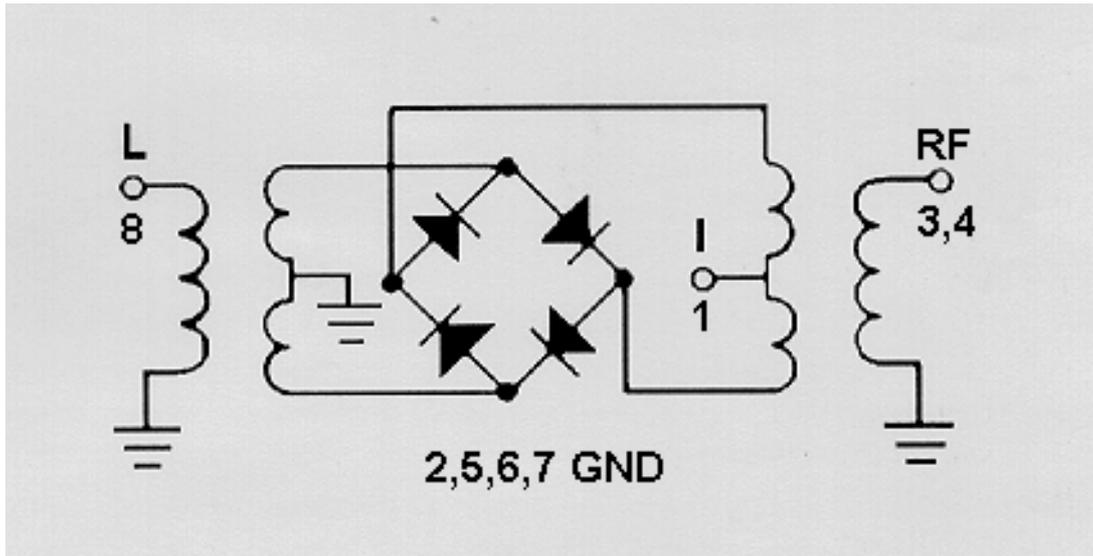


Figure 2 - Brochage du mélangeur SBL-1X

Le niveau nominal d'oscillation locale est de +7 dBm (5mW) mais il fonctionne encore bien avec + 4 dBm (2,5mw).

On n'a pas ici intérêt à augmenter le niveau d'injection de l'oscillateur local au delà de la valeur spécifiée car la perte de conversion ne varie pratiquement pas (0,15 dB pour une augmentation de 3 dB à 1000 MHz) alors que le niveau résiduel d'oscillation locale présent en sortie s'en ressent fortement.

Les principales caractéristiques du SBL-1X sont résumées dans le tableau suivant:

	435 MHz	1000 MHz	1300 MHz *
Perte de conversion	6,5 dB	6 dB	< 8 dB
Isolation LO-RF	34 dB	27,2 dB	> 20dB
ROS sur LO	2,5	3	≈ 3,5
ROS sur IF	2,4	1,95	≈ 2

* estimation

Le niveau d'injection sur l'entrée IF (144 MHz) ne devra pas dépasser 0 dBm (1mW). Mais pour un fonctionnement linéaire, en SSB par exemple, on aura intérêt à réduire ce niveau d'injection.

L'impédance présentée par les entrées LO et IF n'est pas rigoureusement égale à 50 Ω comme le montre les valeurs du ROS.

Pour masquer cette désadaptation d'impédance on peut insérer un atténuateur entre l'entrée 144 MHz et le port IF (obligatoire de toute façon pour ajuster le niveau d'injection) et entre l'oscillateur local et le port LO. Ce dernier n'est pas toujours nécessaire dans la mesure où l'oscillateur local possède souvent un réglage de niveau de sortie.

La figure 3 montre l'incidence d'un atténuateur sur le ROS pour quatre valeurs classiques d'atténuation.

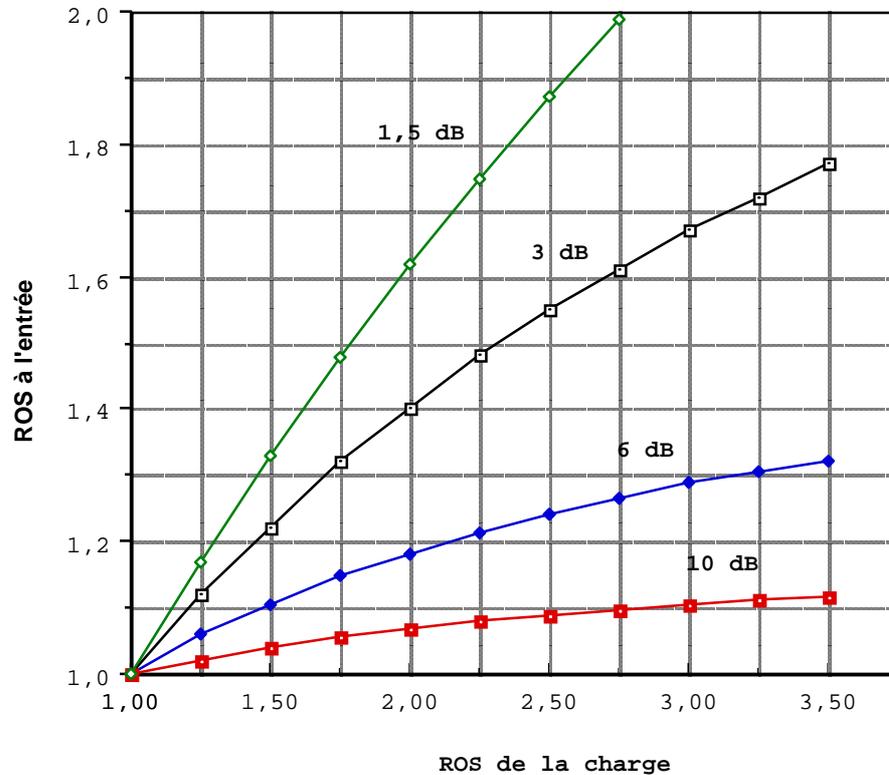


Figure 3 - Effet de masquage du ROS par l'interposition d'un atténuateur.

Si l'on appelle S_2 le ROS sur la charge et A_0 l'atténuation en décibel de l'atténuateur (ou de la ligne de transmission), le ROS vu de l'entrée de l'atténuateur S_1 est donné par l'expression [6]:

$$\frac{1}{S_1} = \text{Tanh} \left[0,1151A_0 + A \tanh \left(\frac{1}{S_2} \right) \right]$$

où Tanh représente la tangente hyperbolique et Atanh la fonction inverse (arc tangente hyperbolique). Ces deux fonctions mathématiques existent dans les tableurs comme EXCEL.

Dans notre circuit nous utiliserons un atténuateur en PI de 6 dB sur l'entrée 144 MHz. Pour éviter les ruptures d'impédance, les connexions doivent s'effectuer à l'aide de pistes de circuit imprimé présentant une impédance caractéristique de 50 Ω .

3 - RAPPEL SUR LES LIGNES MICROSTRIP

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 4).

L'exemple le plus connu de ligne microstrip est le circuit imprimé classique 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 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 fort 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 notamment à un excellent article de synthèse de W1HR [7]

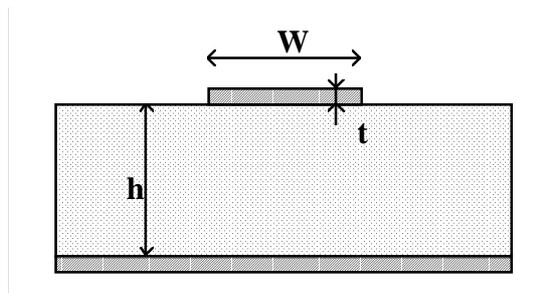


Figure 4 - constitution d'une ligne microstrip

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 par exemple, 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 permettant d'obtenir 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 donnée. 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

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

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 5 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 $\epsilon_r = 4,8$.

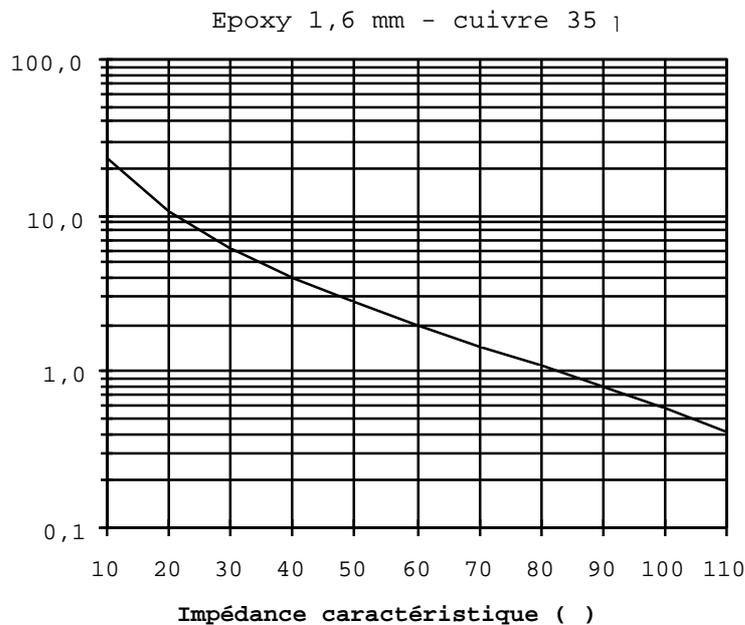


Figure 5 - Largeur de piste (en mm) en fonction de l'impédance caractéristique pour des microstrips réalisés sur verre époxy standard de 1,6 mm d'épaisseur avec 35 microns de cuivre.

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

Z_0 (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 que l'on peut estimer à $\pm 10\%$ ce qui n'a, dans le domaine amateur, que des conséquences mineures.

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

De même une variation de $\pm 10\%$ 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.

4 - LES FILTRES DE BANDE

Les filtres de bande sont nécessaires pour éliminer les fréquences indésirables présentes en sortie de mélangeur, notamment la fréquence image (1008 MHz) et la fréquence de l'oscillateur local (1152 MHz) qui sont les plus proches de la fréquence utile (1296 MHz).

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

Pour les raisons de simplicité et de reproductibilité évoquées au début de cet article, j'ai opté pour des filtres à deux circuits accordés réalisés en microstrip.

Ma première idée était 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.

J'ai donc choisi de réaliser des lignes quart d'onde en microstrip accordées par un condensateur ajustable. Cette solution présente à mon sens un bon compromis entre simplicité et reproductibilité d'une part et performances de l'autre.

Il est évident qu'à cause des pertes dans le verre époxy à 1300 MHz, le facteur de qualité de ces lignes est très inférieur à celui de lignes montées en l'air et la perte d'insertion est nettement supérieure. Ceci sera compensé par la mise en cascade de plusieurs filtres.

CALCUL DES LIGNES ACCORDEES EN MICROSTRIP

On sait que toute ligne de transmission présente une capacité et une inductance linéiques (par unité de longueur). Dans le cas de lignes microstrips, on voit de manière intuitive qu'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 [14].

Diverses études [8] 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 .

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 :

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

Contrairement au cas des câbles coaxiaux, le coefficient de vélocité d'un microstrip dépend de ses dimensions et doit être recalculé à chaque fois.

A titre indicatif, le coefficient de vélocité d'un microstrip de 50Ω 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). La longueur du quart d'onde est alors d'environ 30,5 mm.

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:

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

en remplaçant Z_0 par son expression en fonction des dimensions et de la permittivité effective.

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 largement suffisante pour des besoins amateur.

La valeur de la capacité C nécessaire pour faire résonner cette 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 capacité équivalente d'un tronçon de ligne de longueur l :

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

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.

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 Ω 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.

Par itérations successives, nous pouvons 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 parasite existant entre les deux condensateurs d'accord.

Une simulation numérique a été effectuée à l'aide du logiciel PUFF, ce qui permet de dégrossir le problème. Cependant l'incertitude sur certains paramètres est telle que les résultats peuvent parfois être assez éloignés de la réalité [9][10].

A ce niveau rien ne peut remplacer l'expérimentation.

Un écartement de 3,5 mm donne un couplage assez serré permettant une couverture totale de la bande.

Les prises d'adaptation d'impédance à 50 Ω ont été placées au quart de la longueur totale de la ligne.

5 - LA CHAÎNE D'AMPLIFICATION

La chaîne d'amplification est constituée de 3 étages utilisant des amplificateurs large bande intégrés (MMIC), séparés par des filtres de bande. Les principes généraux d'utilisation de ces circuits ayant été détaillés dans un précédent article nous n'y reviendrons pas [11].

Selon la puissance de sortie désirée, plusieurs configurations sont possibles. Le circuit est extrêmement flexible et chacun pourra l'adapter à son besoin, en fonction de ses disponibilités.

Le tableau suivant montre les caractéristiques à 1300 MHz des circuits les plus usuels. On choisira le circuit le mieux adapté, en veillant à ce qu'aucun étage ne soit saturé.

TYPE	GAIN	Pout (1dB)	POLARISATION		Résistance de polar. (12V)	
	dB	dBm (mW)	mA	V	Ω	W
MSA 0185	14,5	1,5 (1,4)	17	5	412	0,12 2 X 820 //
MSA 0385	11,5	7,5 (5,6)	35	5	200	0,25
MSA 0485	7,9	11 (12,6)	50	5,25	135	0,34 2 X 270 //
MSA 1104	9,7	17 (50,1)	60	5,5	108	0,39 2 X 220 //
INA 10386	26	10 (10)	45	6	133	0,27 2 X 270 //

Exemple de dimensionnement.

Comme nous l'avons vu précédemment, le point de compression à 1 dB du mélangeur SBL-1X est voisin de 0 dBm.

Compte tenu de l'atténuateur de 6 dB présent sur l'entrée IF, de la perte de conversion du mélangeur de 8 dB et de la perte d'insertion du filtre de bande estimée à 3 dB, le niveau de signal présent à l'entrée du premier étage sera donc de:

$$P_{e1} \text{ (dBm)} = P_e \text{ (144 MHz)} - 6 - 8 - 3 = P_{e(144 \text{ MHz})} - 17\text{dB}$$

Par exemple si l'on injecte une puissance 144 MHz $P_e \text{ (144 MHz)} = -3 \text{ dBm}$ (c'est à dire 0,5 mW) nous obtiendrons - 20 dBm à l'entrée du premier étage. Choisissons un MSA 0185 (ou MAR 1), dont le gain G_p est de 14,5 dB à 1300 MHz. Nous obtenons en sortie du premier étage une puissance:

$$P_{s1} \text{ (dBm)} = P_{e1} + G_p = -20 + 14,5 = - 5,5 \text{ dBm}$$

ce qui est acceptable puisque ce circuit admet une puissance de sortie à 1 dB de compression de 1,5 dBm.

On dimensionnera le second étage de la même manière en admettant toujours une perte d'insertion de 3 dB dans le filtre de bande

$$P_{s2} \text{ (dBm)} = P_{s1} - 3 + G_{p2}$$

Si l'on choisit un MSA 0385, on obtiendra: $P_{S2} \text{ (dBm)} = - 5,5 - 3 + 11,5 = + 3 \text{ dBm}$.

De la même manière, en choisissant un MSA 0485 pour le troisième étage on obtiendrait en sortie $P_{S3} \text{ (dBm)} = 3 - 3 + 7,9 = 7,9 \text{ dBm}$

Cette méthode de choix peut être grandement facilitée en s'aidant encore une fois d'un tableur qui permet de tester rapidement diverses configurations. Le tableau suivant montre la puissance de sortie maximale pour quelques configurations particulièrement intéressantes.

P entrée max (dBm)	MMIC1	MMIC2	MMIC3	P sortie max (dBm)
0	MSA 0185	MSA 0385	MSA 0485	10,9
+ 4	MSA 0185	MSA 0485	MSA 1104	12,7
- 4	INA 10386	MSA 0485	MSA 1104	16,7
- 6	INA 10386	MSA 1104	MSA 1104	17,4
+ 1	INA 10386	MSA 1104	-	13,7

6 - REALISATION

Le schéma complet du convertisseur est représenté figure 6.

La réalisation est effectuée sur un circuit imprimé double face en verre époxy standard d'épaisseur 1,6 mm avec couches de cuivre de 35 microns.

Le dessin du circuit imprimé, représenté figure 7, a été réalisé à l'aide du logiciel LAYO1. La figure 8 montre l'implantation des composants.

Les photos des figures 9 et 10 montrent les deux faces du circuit.

Une face du circuit imprimé est gravée comme indiqué figure 7, l'autre face est laissée vierge.

Le circuit imprimé est ensuite percé. On commence par percer tous les trous qui ne correspondent pas à la masse que l'on détournent du côté plan de masse avec un forêt de 3 mm. Puis l'on perce les autres trous. Les pastilles qui ne sont pas connectées à des pistes sont des retours de masse que l'on soudera sur l'autre face.

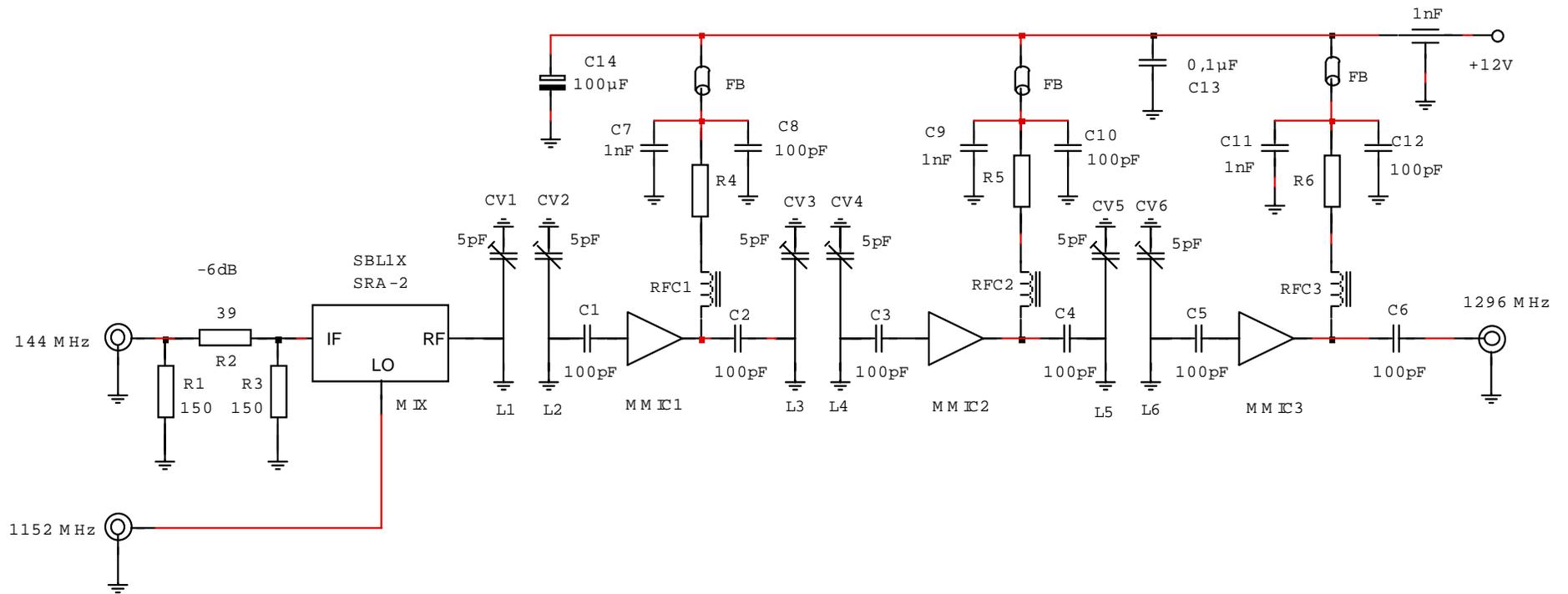


Figure 6 - SCHEMA DU CONVERTISSEUR 144 - 1296 Mhz

Du côté pistes, on remarque une large zone cuivrée qui doit être impérativement reliée au plan de masse supérieur en tous les points prévus, notamment ceux qui sont situés au pied des lignes [12]. On utilisera pour ce faire des petits rivets en cuivre utilisés pour faire des pseudo trous métallisés, de préférence sertis puis soudés.

On procédera de la même manière pour les connexions de masse situées sous le mélangeur.

Selon le type de MMIC choisi, on percera le trou central de la manière suivante:

Boîtier	86	85	04
Diamètre du trou	2,2 à 2,5 mm	2,2 à 2,5 mm	3,8 à 4 mm

Les circuits amplificateurs sont placés côté pistes, trois des pattes reposent alors sur les pistes, la dernière qui est la seconde sortie de masse est pliée à angle droit au ras du boîtier et est soudée sur la face supérieure (faire une petite échancrure à la lime si besoin est).

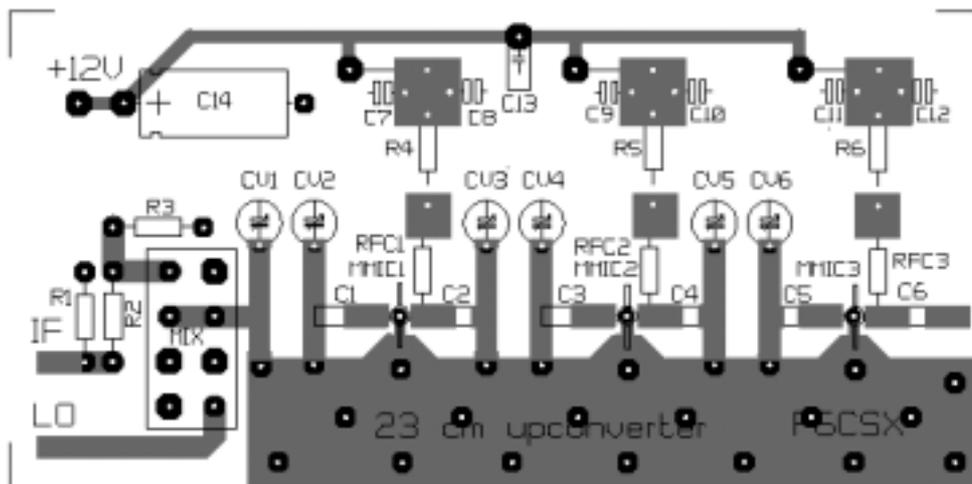


Fig.8 - Implantation des composants

Les dimensions ont été étudiées pour que le circuit puisse se loger dans un boîtier en tôle étamée de 111x55x30 mm. Les entrées et sorties s'effectuent sur des prises coaxiales miniatures "subcllic" et l'alimentation via un condensateur by-pass.

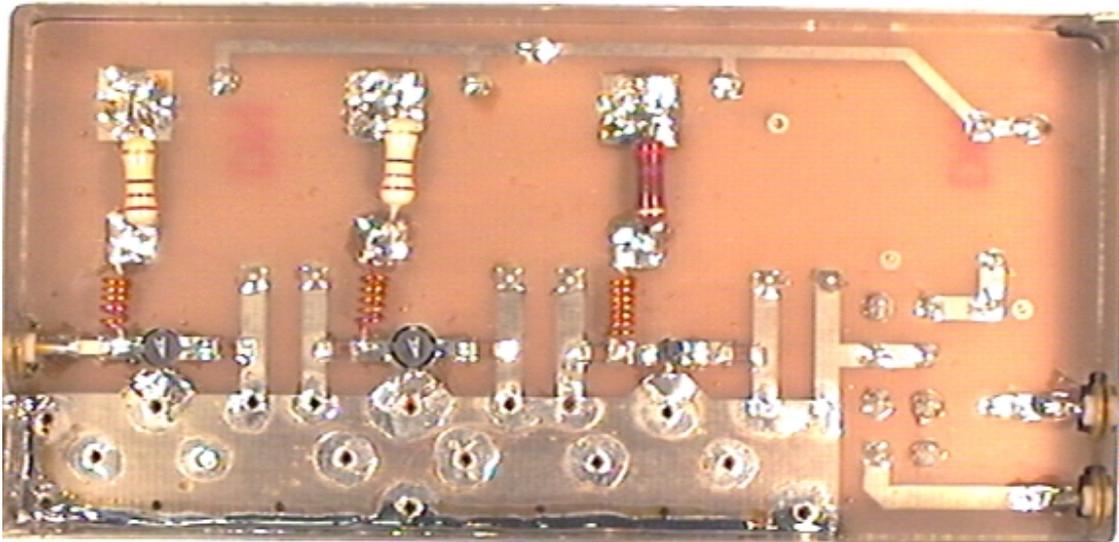


Fig. 9 – Photo du convertisseur côté cuivre

Les condensateurs ajustables (SKY vert ou équivalent) sont placés côté plan de masse. La patte correspondant au stator est soudée à l'extrémité de la ligne (on aura préalablement percé un trou détourné en bout de chaque ligne). La patte correspondant au rotor est pliée à 90° et soudée sur le plan de masse vers l'intérieur (le condensateur se trouve au dessus de la ligne, sur l'autre face).

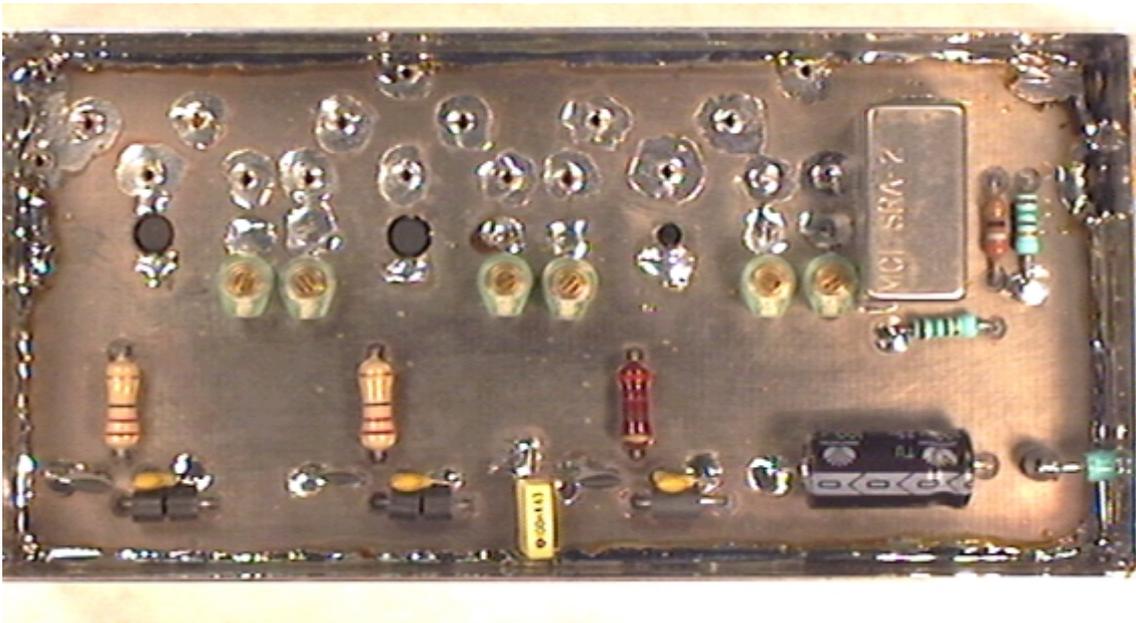


Fig. 10 – Photo du convertisseur côté composants

Les condensateurs de liaison sont des CMS de 100 pF format 1206 soudés directement sur les lignes.

Selon le type de MMIC choisi, il est parfois nécessaire d'utiliser deux résistances de polarisation connectées en parallèle. Dans ce cas on en placera une sur chaque face du circuit imprimé.

7 - MESURES

La configuration retenue pour le prototype sur lequel ont été effectuées les mesures est la suivante:

Mélangeur	MMIC1	MMIC2	MMIC3	R4	R5	R6
SRA-2	INA10386	MSA1104	MSA1104	135 Ω	110 Ω	110 Ω

L'oscillateur local utilisé était du type DJ9HO, réglé sur 1152 MHz et délivrant une puissance de + 5 dBm sur 50 Ω

La source 144 MHz était constituée d'un FT411 en puissance réduite suivi d'une paire d'atténuateurs étalonnés Hewlett Packard (résolution 1 dB).

Les mesures ont été effectuées à l'analyseur de spectre .

Nous avons relevé:

P sortie nominale: 10 mW à 1dB de compression

Gain de conversion total : 21 dB

Réjection de l'oscillateur local : - 40 à - 50 dBc selon les réglages

Réjection de la fréquence image: - 55 dBc

Réjection du 144 MHz : > - 40 dBc

Bruit à \pm 10kHz de la porteuse : - 65dBc

8 - REFERENCES

[1] C Weiner DJ9HO - Oscillateur TX/RX 1152 MHz pour station 23 cm avec FI dans la bande 2 m - Manuel VHF-UHF tome V.

[2] G. Ricaud F6CER - Convertisseur 1296/144 MHz - Radio Ref 5/1987

[3] U. Beckmann DF8QK - A linear transverter for 28 MHz-1296 MHz with push-pull mixer - VHF communications 4/1977

[4] P. Shuch WA6UAM - Rat-race balanced mixer for 1296 MHz - Ham Radio juillet 1977

[5] Mini-Circuits - Understanding mixers - RF/IF signal processing handbook

[6] ITT - Reference data for radio engineers - 6^o édition ou plus récent

[7] J. R. Fisk W1HR - Microstrip transmission line - Ham Radio janvier 1978.

[8] K. Hupfer - Technologie des circuits à microstrips - Actualités de Rhodes & Schwarz 1 et 2 1981.

[9] J. Hinshaw N6JH - MMIC multiplier chain for the 902 MHz band - Ham Radio février 1987.

[10] J. Hinshaw N6JH - Modular transmit and receive converters for 902 MHz band - Ham Radio mars 1987

[11] J. Redoutey F6CSX - Guide d'utilisation des amplificateurs large bande intégrés. Radio Ref août 95.

[12] P. Shuch N6TX - Improved grounding for the microstrip filter - Ham Radio Août 1978

[13] YU3UMV – VHF – COMMUNICATIONS 3/1986

[14] J. Redoutey F6CSX – Calcul et applications des lignes microstrip. Proceeding de CJ'98