LIGNES DE TRANSMISSION SUPRACONDUCTRICES
« MICRORUBAN » ET « TRIPLAQUES »

H. A. COMBET

Centre National d'Etudes des Télécommunications
Centre de Recherches de Lannion, 22-Lannion

Résumé. — Après quelques rappels théoriques, cet article de revue sur les lignes de transmission supraconductrices « microruban » et « triplaques », présente quelques réalisations expérimentales et discute des applications rendues possibles par la supraconductivité.

Abstract. — After recalling some theoretical results, this review article on stripline and microstrip superconducting transmission lines, presents some experimental results and discusses of the possible applications of superconductivity.

Généralités. — La réalisation de circuits intégrés hyperfréquences utilisant des lignes de transmission « microruban » (Fig. 1a) ou « triplaques » (Fig. 1b) est maintenant classique [1]. Le but de cet article de revue est de préciser l'intérêt qu'offre l'utilisation des supraconducteurs dans cette technique hyperfréquence et les applications nouvelles qu'elle permet d'envisager.

FIG. 1. — a) Ligne « microruban ». b) Ligne « triplaque ».

Le tableau I rappelle quelques formules classiques de la théorie des lignes de transmission à constantes réparties. La détermination des éléments $Z(\omega)$ et $Y(\omega)$ du schéma équivalent dépend du type de ligne considéré et du mode (supposé unique) qui s'y propage.

TABEAU I

$Z(\omega)$	Impédance linéique série
$Y(\omega)$	Admittance linéique shunt
$\gamma = \beta - j\alpha$	Constante de propagation : $\exp[-j\gamma z]$ $\alpha \ll \beta$
$\gamma^2 = -Y(\omega)Z(\omega)$	
Z_c	Impédance caractéristique
$Z_c^2 = Z(\omega)/Y(\omega)$	
$\lambda_g = 2\pi/\beta$	Longueur d'onde guidée
$V_\phi = \omega/\beta$	Vitesse de phase
$Q = \pi/\alpha\lambda_g = \beta/2\alpha$	Coefficient de surtension.

Les méthodes de calcul des lignes supraconductrices et les difficultés de définition des schémas équivalents ont été indiquées dès 1961 par Swihart [2] et Meyers [3]. Dans le cas de la ligne triplaque, le mode de propagation dominant est T. E. M. Dans le cas de la ligne microruban, il ne l'est rigoureusement que

- 1) si l'on néglige les champs à l'interface diélectrique-air (sinon, il faut considérer tous les modes, pour pouvoir satisfaire aux conditions de raccordement des champs à cet interface) ;
- 2) si l'on néglige les effets de pénétration dans les conducteurs d'épaisseur supposée grande devant λ ou δ (λ profondeur de pénétration supraconductrice, δ épaisseur de peau classique).

La première hypothèse est faite de façon courante dans la théorie des lignes microruban classiques. Sa limite de validité est discutée dans la référence [4]. La deuxième hypothèse est assez bien vérifiée : le mode dominant étant en fait T. M., les champs électriques à la surface des conducteurs sont dans un rapport

$$\left| \frac{E_z}{E_y} \right| \simeq \frac{\lambda}{\lambda_g} \ll 1$$

pour les fréquences couramment utilisées (1 à 10 GHz).

Dans le cas d'une ligne microruban, le schéma équivalent le plus simple, négligeant les effets de bord est celui de la figure 2. Les impédances de surface Z_{s1} et

FIG. 2. — Schéma équivalent d'une ligne microruban.

Z_{s2} des supraconducteurs tiennent compte des épaisseurs d_1 et d_2 et dépendent du modèle électrodynamique choisi pour la description de ceux-ci (voir des exemples de calcul dans [5]). Dans la mesure où $d \gg \lambda, \delta$, la ligne triplaque peut être considérée simplement comme la mise en parallèle de deux lignes micro-ruban.

Réalisations expérimentales et applications. — L'intérêt des coefficients de surtension élevés pour le traitement des signaux hyperfréquences a été démontré par Newhouse [6]. Or, l'utilisation de conducteurs normaux, même refroidis, ne permet pas d'obtenir des valeurs de Q importantes, les pertes par conduction demeurant prépondérantes (voir tableau II). Par contre, les pertes diélectriques des isolants habituels sont faibles à 4,2 °K : (téflon : $\text{tg } \delta \sim 5 \times 10^{-6}$; mylar : $\text{tg } \delta \sim 10^{-4}$) et les pertes par rayonnement sont minimisées par l'utilisation de lignes triplagues.

TABLEAU II

T	300 °K	77 °K	4,2 °K
Q	440	750	2 300

Ligne triplaque en cuivre, isolant téflon [7]

$$d_{\text{cu}} = 4 \mu, \quad l = \lambda_g/2.$$

Nous avons pu mettre en évidence [7] sur des circuits triplagues supraconducteurs en Plomb ou en Niobium utilisant des effets de compensation de réactance entre résonateurs de longueurs légèrement différentes, des coefficients de surtension $Q \simeq 10^5$.

Etudes fondamentales de supraconductivité. — De tels circuits peuvent être utilisés pour des études fondamentales de supraconductivité. Dans la référence [8], nous décrivons des études d'effets de proximité entre matériaux supraconducteurs et normaux à l'aide de ces circuits. La figure 3 donne les variations en fonction d'un champ magnétique continu extérieur, de l'affaiblissement et de la fréquence passante centrale d'un circuit du même type réalisé avec des lignes triplagues dont le conducteur central est une couche d'alliage In-1,7 % Bi. Ces courbes mettent en évidence le champ H_{FE} correspondant à l'entrée du premier vortex dans la couche. Les valeurs de $H_{\text{FE}}(T)$ obtenues par cette méthode sont en accord avec les mesures plus classiques du groupe d'Orsay [9].

Eléments de filtres à grandes performances. — Le C. N. E. T. a réalisé des filtres à plusieurs circuits résonants à couplage capacitif [10]. La figure 4 donne les caractéristiques d'un tel filtre à trois cellules. L'intérêt potentiel de tels filtres pour la sélection ou la coupure d'une bande de fréquences dans un spectre donné, directement en hyperfréquences, est évident. Le calcul précis de ces filtres nécessite la révision d'un certain nombre d'approximations sur la répartition des champs dans les lignes, approximations qui deviennent insuffi-

FIG. 3. — Variations de l'affaiblissement $A_0(F_0)$ et de la fréquence centrale F_0 d'un circuit en In-Bi en fonction d'un champ magnétique. Les variations de l'impédance de surface des conducteurs extérieurs en plomb laminé et recuit sont négligeables pour les valeurs de champ considérées.

FIG. 4. — Affaiblissement et T. O. S. dans la bande passante d'un filtre à trois cellules en plomb à couplage capacitif.

santes lorsque les lignes sont sans pertes. Un champ magnétique extérieur permet d'ailleurs d'introduire ces pertes de façon progressive et contrôlable [8].

Lignes dispersives. — Gandolfo et al. [11] ont réalisé des lignes en méandre en plomb ayant un Q de 11 000 à 5 GHz et 4,2 °K. L'utilisation de telles lignes pour la compression d'impulsions est discutée par Newhouse [6] : on gagne environ un ordre de grandeur sur les autres procédés de compression.

Lignes lentes. Lignes à retard variable. — Pour $d_1 \gg \lambda_1 \simeq w$, la vitesse de phase sur une ligne microruban est [5] :

$$v_\phi = (\epsilon\mu_0)^{-1/2} \left[1 + \frac{\lambda_1 + \lambda_2}{w} \right]^{-1/2}. \quad (1)$$

Elle est donc très réduite par rapport à $c_D = (\epsilon\mu_0)^{-1/2}$ et s'annule si $T \rightarrow T_c$. On peut ainsi réaliser des lignes lentes [5] utilisables pour des mémoires à circulation. D'autre part, de nombreux dispositifs hyperfréquences sont accordables par variation de la longueur électrique d'éléments de ligne [6]. D'après la formule (1) cela est possible sur une ligne lente grâce à l'influence de la température ou du champ magnétique sur λ . Dans le cas des effets de proximité, les profondeurs de pénétration sont supérieures à celles des supraconducteurs non plaqués et leur variation avec le champ magnétique est plus importante [8]. Néanmoins, les plages d'accord pratique restent assez faibles, surtout si l'on ne veut pas trop perturber le Q du dispositif. Par contre, un accord mécanique est toujours possible sur une grande gamme de fréquences sans dégradation des performances [7].

Dispositifs actifs. — L'emploi des supraconducteurs ne deviendra vraiment intéressant que lorsqu'on pourra faire le traitement complet du signal hyperfréquence à très basse température et dans un ensemble intégré. Il faut donc disposer d'éléments non linéaires ou actifs. On pourrait espérer utiliser les non-linéarités de l'impédance de surface des supraconducteurs pour obtenir de l'amplification paramétrique distribuée sur une ligne de transmission [12]. Nous avons calculé le gain théorique d'un tel amplificateur [13] ; mais ces non-linéarités semblent difficilement utilisables car les

phénomènes sont peu reproductibles d'une couche mince à l'autre.

Si l'isolant est d'épaisseur suffisamment faible ($W \sim 100 \text{ Å}$), un courant tunnel de quasi-particules peut le traverser : les possibilités d'amplification et d'oscillation distribuées qui en résultent ont été étudiées dans les références [14], [15]. Elles ne conduisent pas à des dispositifs utilisables à des fréquences supérieures à 1 GHz.

Si l'on diminue encore l'épaisseur du diélectrique ($w \simeq 20 \text{ Å}$), on peut obtenir un courant tunnel de paires de Cooper : la propagation régénérative de fronts d'ondes sur des diodes Josephson formant de longues lignes « microruban » a été étudiée expérimentalement et théoriquement [16], [17]. On pourrait utiliser les propriétés non linéaires de l'effet Josephson alternatif pour obtenir des mélangeurs répartis. Une autre approche du même problème [18] consiste à utiliser un sandwich S-I₁-S-I₂-S pour coupler une ligne microruban dont l'isolant I₁ est épais et une diode Josephson répartie (S-I₂-S) par l'intermédiaire d'un supraconducteur d'épaisseur comparable à λ .

On peut songer aussi à rapporter des diodes de petites dimensions sur une ligne microruban ordinaire.

Conclusion. — Dans un avenir assez proche, on peut donc espérer voir apparaître en laboratoire des ensembles complets de réception à faible bruit associant des filtres de présélection ou d'aiguillages supraconducteurs, des amplificateurs paramétriques à varactors refroidis (comme ceux existant actuellement dans la station de Pleumeur-Bodou) ou bien des mélangeurs intégrés à effet Josephson et des amplificateurs hyperfréquences à transistors refroidis [19].

Cependant, la motivation économique de tels dispositifs restera faible tant que les supraconducteurs à haute T_c ne seront pas utilisables pour ces applications.

Remerciements. — Je remercie les personnes du Groupement « Composants » du Centre de Recherches de Lannion, qui ont contribué aux études mentionnées ci-dessus.

Bibliographie

- [1] I. E. E. E., Transactions on M. T. T., juillet 1968. Numéro spécial sur les circuits intégrés hyperfréquences.
- [2] SWIHART (J. C.), *J. Appl. Phys.*, 1961, **32**, 461.
- [3] MEYERS (N. H.), *P. I. R. E.*, 1961, **49**, 1640.
- [4] ZYSMAN (G. I.), VARON (D.), G-MTT International Microwaves Symposium Digest Dallas, 1969.
- [5] MASON (P. V.), GOULD (R. W.), *J. Appl. Phys.*, 1969, **40**, 2039.
- [6] NEWHOUSE (V. L.), BOBITT (J. S.), Proceedings of the Europhys. Applied Superconductivity Colloquium. Surolenice, 1969. *Electrotechniky casopis* (Bratislava), 1970, **31**, 4-6 336 et Rapport TR-EE 70-4, 1970. Purdue University Lafayette (Indiana).
- [7] MINET (R.), COMBET (H. A.), Colloque International sur la Microélectronique Avancée, Paris 1970. (Chiron Editeur).
- [8] COMBET (H. A.), CHOUAN (Y.), THEPAULT (E.), *Cryogenics*, avril 1971.
- [9] HOLZER (W.), WAYSAND (G.), GUYON (E.), Proceedings of the 12th Intern. Conf. on Low Temp. Phys. Tokyo, 1970.
- [10] RICHARDSON (J. K.), « Microwaves » 100-105, juin 1968 ; cette référence contient une bibliographie complète des filtres à capacité série.
- [11] GANDOLFO (D. A.), BOURNARD (A.), MORRIS (L. C.), *J. Appl. Phys.*, 1968, **39**, 2657.
- [12] BURA (P.), *RCA Review*, 1968, **29**, 386.
- [13] COMBET (H. A.), MINET (R.), GUENAI (C.), *Ann. Télécomm.*, 1970, **25**, 129.
- [14] SCOTT (A. C.), *Solid State Electron.* (G. B.), 1964, **7**, 137.
- [15] YUAN (H. T.), SCOTT (A. C.), *Solid State Electron.* (G. B.), 1966, **9**, 1149.
- [16] PARMENTIER (R. D.), *Solid State Electron.* (G. B.), 1969, **12**, 287.
- [17] SCOTT (A. C.), *Il Nuovo Cimento*, 1970, **LXIX-B**, 241.
- [18] OWEN (C. S.), SCALAPINO (D. J.), *J. Appl. Phys.*, 1970, **41**, 2047.
- [19] LORIOU (B.), BELLEC (M.), LE ROUZIC (M.), *Electronic Letters*, 1970, **6**.