

9-20 Queen
P
91
C655
H644
1980

2/1
ANALYSE ET CONCEPTION DE CIRCUITS
INTEGRES POUR SYSTEMES DE COMMUNI-
CATION AUX FREQUENCES MILLIMETRIQUES

Par

(Wolfgang J.R. Hoefler)

POUR:
MINISTERE DES COMMUNICATIONS
IMMEUBLE JOURNAL NORD
300 RUE SLATER
OTTAWA, ONTARIO
K1A 0C8

Industry Canada
Library - Queen
JUL 21 1998
Industrie Canada
Bibliothèque Queen

~~COMMUNICATIONS CANADA
DEC 2 1981
LIBRARY - BIBLIOTHÈQUE~~

30 mars 1980

RAPPORT FINAL

PROJET:

ANALYSE ET CONCEPTION DE CIRCUITS INTEGRES
POUR SYSTEMES DE COMMUNICATION AUX FREQUENCES MILLIMETRIQUES

POUR

MINISTERE DES COMMUNICATIONS
IMMEUBLE JOURNAL NORD

300 RUE SLATER

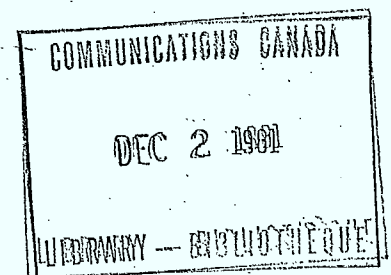
OTTAWA, ONTARIO

No. du Dossier MAS : 20SU-36100-9-2011
No. de Série du Contrat: OSU79-00262

REDIGE PAR:

Dr. W.J.R. Hoefler
Chercheur Principal
Département de Génie Electrique
Université d'Ottawa
Ottawa, Ontario
K1N 6N5

30 NOVEMBRE 1979 AU 31 MARS 1980



P E R S O N N E L

Les personnes suivantes ont fait équipe pour réaliser
les travaux décrits dans ce rapport:

Dr. Wolfgang J.R. Hoefer, Chercheur Principal

Dr. T. Bhattacharjee, Chercheur Postdoctoral

M. Y.-C. Shih, étudiant du 2e cycle

M. M. Lefebvre, étudiant du 3e cycle

Département de Génie Electrique

Université d'Ottawa

TABLE DES MATIERESPAGE

1.	RESUME	1
2.	INTRODUCTION	2
3.	FREQUENCE DE COUPURE DANS LES LIGNES A AILETTES SANS DIELECTRIQUE	5
3.1.	Analyse par la méthode TLM dans deux dimensions	8
3.1.1.	Réseau équivalent de simulation	8
3.1.2.	Evaluation et correction des erreurs	9
3.1.3.	Conclusion	17
3.2.	Analyse par la méthode des éléments finis	17
3.2.1.	Réseau de triangles	18
3.2.2.	Résultats obtenus	18
3.3.	Analyse par une méthode de perturbation	22
3.3.1.	Principe de la méthode	22
3.3.2.	Solution d'ordre premier	24
3.3.3.	Solution d'ordre second	27
3.3.4.	Résultats obtenus	29
4.	IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DES LIGNES A AILETTES SANS DIELECTRIQUE	31
4.1.	Définitions de l'impédance caractéristique	31
4.2.	Calcul d'expressions analytiques pour l'impédance caractéristique	31

	<u>PAGE</u>
5. FREQUENCE DE COUPURE DANS LES LIGNES A AISETTES AVEC DIELECTRIQUE	33
5.1. Analyse par la méthode TLM dans deux dimensions	33
5.1.1. Réseau équivalent de simulation	36
5.1.2. Evaluation et correction des erreurs	36
5.1.3. Résultats obtenus	39
5.2. Analyse par la méthode des éléments finis	40
6. LONGUEUR D'ONDE GUIDEE DANS LES LIGNES A AISETTES AVEC DIELECTRIQUE	44
6.1. Analyse par la méthode TLM dans trois dimensions	44
6.1.1. Réseau équivalent de simulation	44
6.1.2. Evaluation et correction des erreurs	46
6.1.3. Résultats obtenus	52
7. EVALUATION DE DISCONTINUITES DANS LES LIGNES A AISETTES PAR LA METHODE TLM	54
8. CONCLUSION	57
9. REFERENCES	60

1. RESUME

Le présent rapport donne une analyse systématique et originale des erreurs qui affectent la méthode TLM lorsqu'on l'applique aux lignes à ailettes. Des méthodes de correction efficaces ont été développées. Après correction, la méthode TLM permet de déterminer la fréquence de coupure des lignes à ailettes à 1% près.

Ce rapport contient également la dérivation d'une formule approximative de perturbation pour la fréquence de coupure et l'impédance caractéristique de guides à ailettes sans diélectrique.

Enfin, la méthode TLM tridimensionnelle est appliquée à la détermination des paramètres équivalents de discontinuités.

2. INTRODUCTION

Le présent rapport représente une contribution originale à la caractérisation de sections droites et de discontinuités des lignes à ailettes (fin lines). Ces structures sont particulièrement adaptées à la fabrication économique de circuits pour ondes millimétriques et possèdent des caractéristiques de dispersion très désirables. Nous avons décrit les avantages de ces lignes dans un rapport précédent [15]. Ce rapport exposait aussi une méthode de résonance transversale permettant d'évaluer la longueur d'onde dans des sections droites de ligne.

Cette méthode de résonance transversale est insuffisante pour l'analyse des discontinuités. Il faut recourir à une méthode numérique, car les configurations des champs rencontrées sont trop complexes pour un traitement analytique. Nous avons donc perfectionné la méthode TLM (Transmission Line Matrix) en vue d'analyser les discontinuités dans les lignes à ailettes.

Avant d'appliquer une méthode aussi sophistiquée à des problèmes nouveaux, nous voulions d'abord étudier les erreurs qui l'affectent. Nous avons donc analysé au départ des configurations déjà connues, comme les sections droites de lignes, d'abord à la fréquence de coupure (ce cas représente un problème dans deux dimensions seulement), et ensuite à des fréquences

plus élevées, (ce qui mène à des problèmes tridimensionnels). Les chapitres 3 et 5 décrivent ces travaux et contiennent une analyse des erreurs qui affectent la méthode TLM. En même temps, nous présentons des résultats obtenus avec la méthode des éléments finis (nous ne la maîtrisons que dans deux dimensions à l'heure actuelle).

Les résultats obtenus par les différentes méthodes sont tellement rapprochés (ils se situent dans une marge d'incertitude inférieure à 1%), que nous pouvons affirmer qu'ils sont assez justes pour servir d'étalon. Nous procédons ensuite à l'élaboration d'une nouvelle formule approximative pour la fréquence de coupure et la longueur d'onde guidée dans les lignes à ailettes. Cette formule sera particulièrement appréciée par les ingénieurs qui doivent concevoir des lignes à ailettes. En même temps, nous donnons des expressions pour l'impédance caractéristique dans le chapitre 4.

Ensuite, les chapitres 5 et 6 s'attaquent aux lignes à ailettes avec diélectrique. Nous étudions particulièrement les erreurs qui affectent le programme TLM tridimensionnel et nous présentons des diagrammes permettant de corriger ou, au moins, de considérablement réduire ces erreurs.

Enfin le chapitre 7 décrit l'application de la méthode TLM tridimensionnelle aux problèmes de discontinuités et souligne l'importance de la réduction des erreurs affectant la méthode.

La conclusion contient en plus du résumé, des résultats, une liste de projets et d'études suggérés qui se fondent directement sur les principes et les méthodes décrits ci-dessous.

3. FREQUENCE DE COUPURE DANS LES LIGNES A AILETTES SANS DIELECTRIQUE

Les guides d'ondes rectangulaires comportant des ailettes centrées dans le plan E (voir Fig. 0) ont été analysés par bien des auteurs [2], [3], [4], [5]. L'analyse la plus répandue consiste à résoudre l'équation de résonance transversale en choisissant une expression approximative pour la susceptance équivalente des ailettes et en trouvant les zéros de l'équation transcendante qui en résulte (voir l'équation 1).

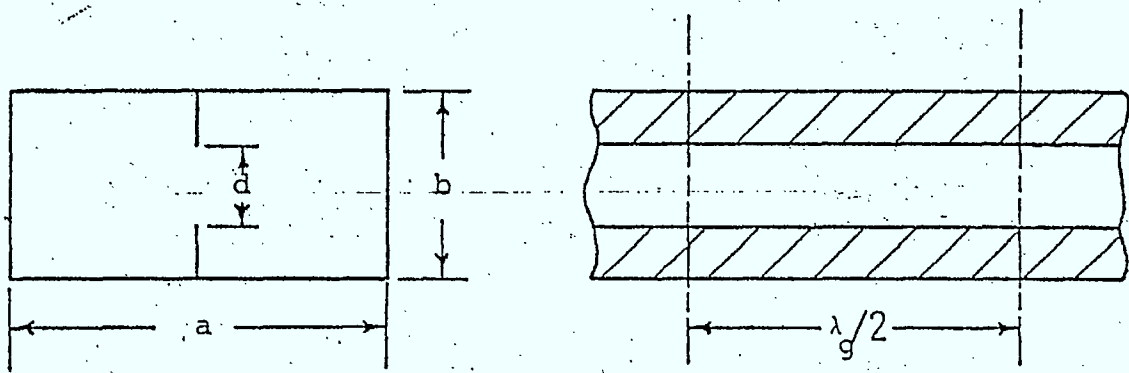


Figure 0a Ligne à ailettes centrales sans diélectrique

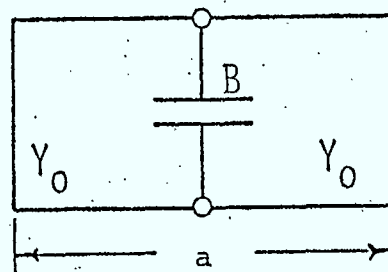


Figure 0b Circuit transversal équivalent

$$\frac{1}{2} \frac{B}{Y_0} - \cot \frac{\pi a}{\lambda_c} = 0 \quad (1)$$

où B/Y_0 est la susceptance équivalente des ailettes, et λ_c est la longueur d'onde de coupure. Selon Marcuvitz [5], B/Y_0 peut être approximée par l'expression suivante:

$$\begin{aligned} \frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_t} & \left[\ln(\csc \frac{\pi d}{2b}) + \frac{Q \cos^4 \frac{\pi d}{2b}}{1+Q \sin^4 \frac{\pi d}{2b}} + \right. \\ & \left. + \frac{1}{16} \left(\frac{b}{\lambda_t}\right)^2 (1-3 \sin^2 \frac{\pi d}{2b})^2 \cos^4 \frac{\pi d}{2b} \right] \quad (2) \end{aligned}$$

avec

$$Q = \left[1 - \left(\frac{b}{\lambda_t}\right)^2 \right]^{-1/2} - 1 \quad (3)$$

Le premier zéro de l'équation (1) correspond au mode fondamental TE_{10} , alors que les zéros d'ordre supérieur correspondent aux modes TE_{m0} avec $m = 3, 5, 7, 9, \dots$. La longueur d'onde guidée λ_g s'obtient à partir de la longueur d'onde de coupure λ_t par l'expression suivante:

$$\lambda_g = \lambda \left[1 - (\lambda/\lambda_t)^2 \right]^{-1/2} \quad (4)$$

où λ est la longueur d'onde dans l'espace vide.

La longueur d'onde de coupure obtenue par la méthode de résonance transversale (TR) est affectée par deux incertitudes. La première est l'erreur de l'expression (2) pour la susceptance des ailettes, et la deuxième réside dans

"l'effet de mur" qui traduit l'influence des parois latérales du guide sur les champs dans la discontinuité. Il faut se rappeler que l'expression (2) a été dérivée en l'absence de telles parois.

Il est alors important d'évaluer ces erreurs, (sinon directement, ce qui n'est guère facile), par comparaison avec d'autres méthodes suffisamment justes, comme la méthode TLM (Transmission Line Matrix) et la méthode des éléments finis (FEM). Dans les sections suivantes, nous analyserons la ligne à ailettes sans diélectrique par les méthodes TLM et FEM, et nous développerons même une analyse nouvelle et originale basée sur la théorie des perturbations. Cette dernière facilitera grandement l'effort de l'ingénieur qui veut concevoir des circuits du genre proposé par Konishi [14], parce qu'elle aboutit à une expression directe pour la longueur d'onde de coupure. Elle évite donc la résolution d'une équation transcendante ou les calculs onéreux associés aux méthodes numériques. Cependant, ces méthodes numériques restent les étalons auxquels nous comparerons les résultats de toute formule approximative. Elles remplacent donc, dans une certaine mesure, les vérifications expérimentales.

3.1. Analyse par la méthode TLM dans deux dimensions

La méthode TLM (Transmission Line Matrix) fût conçue par Johns et Beurle [12] et appliquée par eux à l'analyse de structures résonnantes. A cette fin, la propagation des champs dans ces structures est simulée par la propagation et la répartition d'impulsions dans un réseau bi ou tridimensionnel de lignes de transmission. Ce réseau est caractérisé par la constante du réseau Δz (distance entre deux noeuds voisins). Les limites telles que les parois magnétiques et électriques, et aussi des surfaces de diélectrique, peuvent être simulées en introduisant des court-circuits et des réactances à des endroits appropriés.

On excite ensuite ce réseau par des impulsions et simule leur propagation et répartition sur un ordinateur. On obtient ainsi la réponse impulsionnelle de la structure que l'on peut recueillir à des points stratégiques. Une transformation de Fourier en déduit la réponse spectrale de la structure, c'est-à-dire on obtient ses fréquences de résonances propres.

3.1.1. Réseau équivalent de simulation

A la fréquence de coupure, la longueur d'onde dans une ligne à ailettes est infini ce qui ramène l'analyse des champs à un problème bidimensionnel: il suffit d'évaluer les champs dans le plan transversal. La propagation transversale dans le guide est alors simulée par le réseau équivalent

à noeuds parallèles représenté Fig. 1.

3.1.2. Evaluation et correction des erreurs

Johns et Beurle [12] ont spécifié trois types d'erreurs qui sont propres à la méthode TLM: l'erreur de troncature, l'erreur de vélocité et l'erreur de résolution spatiale. Les deux premières erreurs peuvent être facilement définies et corrigées, mais la troisième qui traduit la résolution spatiale finie du réseau TLM, s'évalue plus difficilement.

L'erreur de troncature

Cette erreur est due à la nécessité de limiter dans le temps le calcul de la réponse impulsionnelle du réseau de simulation. La valeur maximum de cette erreur est, selon Johns et Beurle [12]:

$$E_T = \frac{\Delta S}{\Delta \ell / \lambda_c} = \pm \frac{3\lambda_c}{SN^2 \pi^2 \Delta \ell} \quad (5)$$

où S est la séparation en fréquence entre deux pics dans la réponse spectrale obtenue de la réponse impulsionnelle via la transformée de Fourier. Cette séparation s'exprime en termes de $\Delta \ell / \lambda$. N est le nombre d'itérations exécutées. $\Delta \ell$ est la séparation entre deux noeuds du réseau de simulation, et λ est la longueur d'onde dans le vide.

Normalement, l'erreur de troncature est inférieure à la valeur donnée ci-dessus, et elle décroît rapidement lorsque le nombre d'itérations augmente.

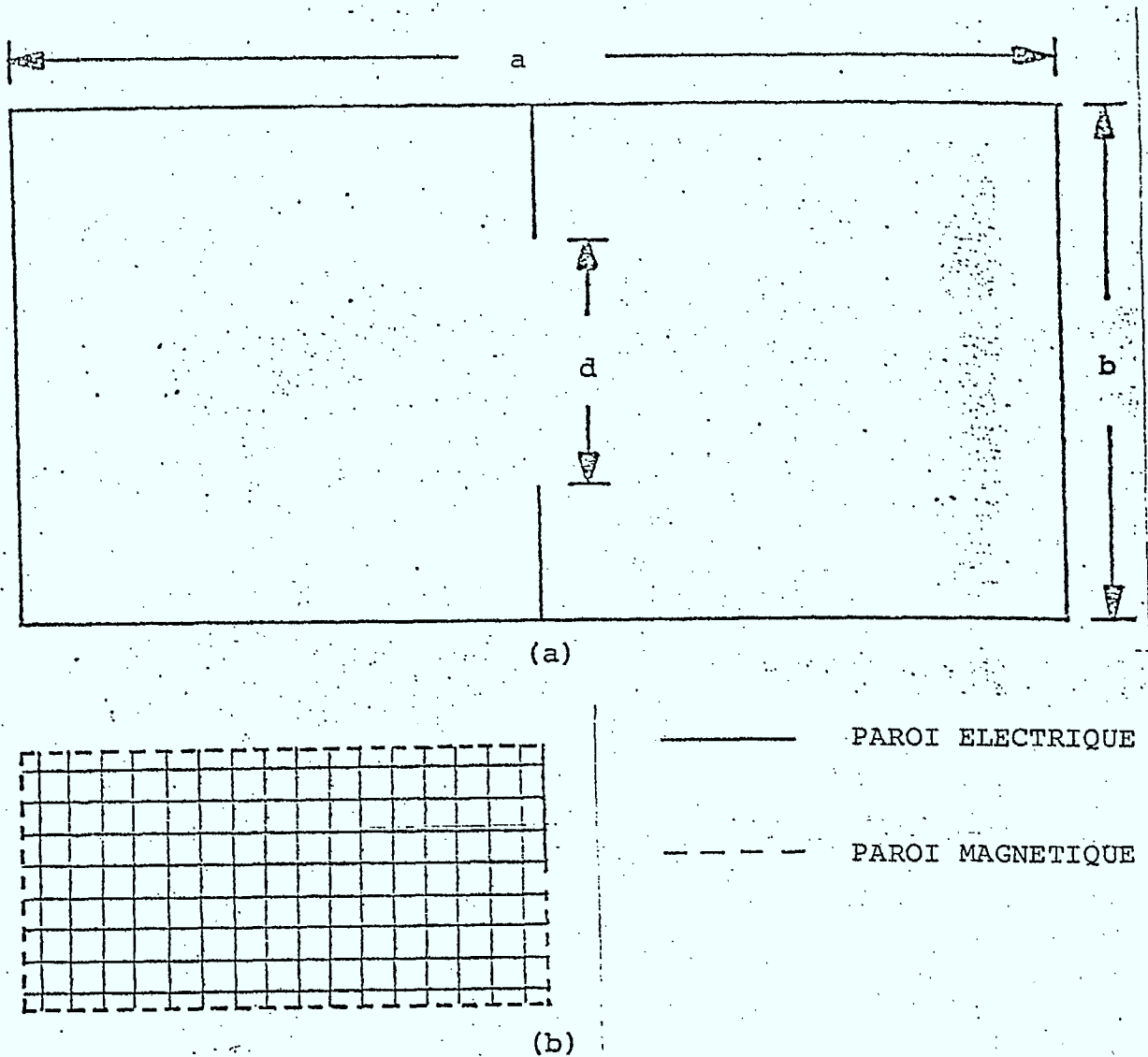


Fig. 1(a) Section d'une ligne à ailettes sans diélectrique

1(b) Réseau TLM bidimensionnel à noeuds parallèles simulant la section du guide.

En introduisant des conditions de symétrie appropriées, on se limite à l'analyse d'un quartier de la section. Notez que les parois du réseau TLM sont duales à celles de la structure réelle.

L'erreur de vitesse

En vertu de l'anisotropie du réseau de simulation, la vitesse d'une onde qui se propage à travers ce réseau, dépend de l'angle entre les axes principaux du réseau et la direction de propagation. Cependant, Johns et Beurle [12] admettent que la vitesse de propagation est constante et égale à $c/\sqrt{2}$ dans toutes les directions, pourvu que la longueur d'onde soit beaucoup plus grande que la distance entre deux nœuds voisins. Cette dernière hypothèse est à l'origine de l'erreur de vitesse. Il est facile de corriger cette erreur si l'onde se propage le long d'un des axes du réseau, comme le fait le mode TE_{10} dans un guide rectangulaire. La vitesse de propagation transversale v est alors définie par l'expression suivante:

$$\sin \frac{\omega \Delta l}{2v} = \sqrt{2} \sin \frac{\omega \Delta l}{2c} \quad (6)$$

En utilisant l'équation (6) on élimine complètement l'erreur de vitesse. Afin de démontrer l'efficacité de la correction de cette erreur, le tableau 1 présente les valeurs obtenues pour la fréquence de coupure du mode fondamental TE_{10} dans

Nombre de noeuds le long du côté b	Hypothèse: $v = c/\sqrt{2}$		Hypothèse: v définie par l'éq.(6)		Val. juste de b/λ_c
	Fréquence normalisée de coupure du mode TE_{10}	Erreurs de vélocité et de troncature $E_v + E_T$ en pourcent	Fréq. normalisée de coupure du mode TE_{10}	Erreur de vélocité et de troncature $E_v + E_T$ en pourcent	
$b/\Delta l$	b/λ_c		b/λ_c		
1	0.23570	-5.7	0.25003	0.01	0.25
2	0.24667	-1.3	0.24996	-0.02	
4	0.24924	-0.3	0.25005	0.02	
8	0.24974	-0.1	0.24994	-0.02	
16	0.24981	-0.08	0.24986	-0.06	

Tableau 1 Fréquence normalisée de coupure du mode TE_{10} dans un guide rectangulaire en utilisant cinq différents réseaux de simulation. L'erreur de troncature E_T est toujours inférieure à 0.2%. $b/a = 1/2$

un guide rectangulaire, en utilisant cinq différents réseaux de simulation. Le nombre d'itérations était suffisamment élevé dans tous les cas pour que l'erreur de troncature soit inférieure à 0.2%.

Si on admet que la vitesse de propagation dans le réseau TLM est constante et indépendante de la direction, le réseau le plus grossier induit une erreur de -5.7%. Cependant, après la correction par l'expression (6), la fréquence de coupure est juste dans les limites de l'erreur de troncature.

Dans les lignes à ailettes, la direction de propagation transversale ne coïncide pas avec les axes du réseau dans la proximité immédiate des ailettes. Néanmoins, l'erreur de vitesse est pratiquement éliminée par cette procédure étant donné que dans la plus grande partie du réseau, la propagation reste plus ou moins parallèle.

L'erreur de résolution spatiale

Nous venons de démontrer que la fréquence de coupure fondamentale d'un guide rectangulaire peut être évaluée très précisément, même si le réseau de simulation est grossier, pourvu que l'erreur de vitesse soit corrigée. Cependant, si le guide contient des discontinuités transversales, le réseau doit être suffisamment fin pour résoudre les champs dans les

régions de fort gradient du potentiel. La question se pose alors: "Combien de noeuds faut-il dans la proximité immédiate de la discontinuité pour que l'erreur de résolution spatiale reste acceptable?"

Malheureusement, il n'existe pas de formule ou règle simple qui permet de prédire cette erreur. Afin de l'étudier dans le cas des lignes à ailettes, nous avons d'abord calculé la fréquence de coupure du mode fondamental avec des réseaux possédant différentes résolutions $b/\Delta l$, dans un guide rectangulaire avec $b/a = 0.5$. Le but de cet exercice était d'apprendre comment la fréquence de coupure se comporte lorsque la constante de réseau Δl tend vers zéro (réseau infiniment fin). La Figure 2 montre qu'en effet, la fréquence de coupure varie linéairement avec $\Delta l/b$ ce qui permet d'extrapoler facilement vers $\Delta l/b = 0$ et d'éliminer ainsi l'erreur de résolution spatiale. Grâce à cette relation linéaire, il suffit d'évaluer la fréquence à l'aide de deux réseaux seulement. Notez que l'erreur de vitesse doit être corrigée avant l'extrapolation.

Le tableau 2 montre l'accord excellent entre les valeurs obtenues par extrapolation linéaire des résultats TLM et des valeurs calculées par la méthode de résonance transversale (solution de l'équation (1)).

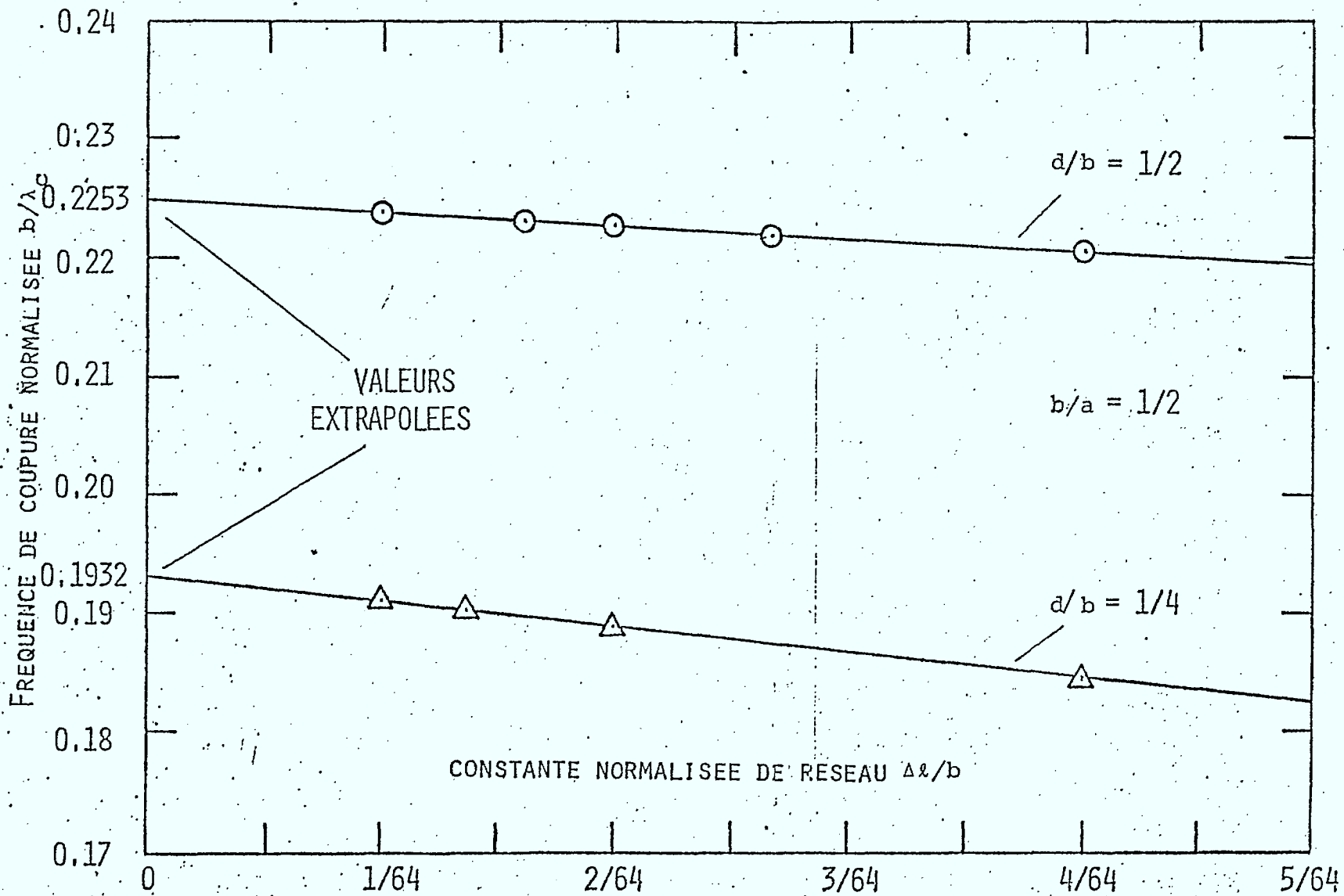


FIG. 2 Fréquence de coupure normalisée dans des guides à ailettes sans diélectrique en fonction de la constante de réseau $\Delta\lambda/b$, calculé par la méthode TLM bidimensionnelle.

Distance normalisée entre les ailettes d/b	Fréquence de coupure normalisée du mode fondamental b/λ_c		Différence en pourcent
	Méthode TLM	Méthode de Résonance Transversale	
2/3	0.2391	0.2389	0.08
1/2	0.2253	0.2249	0.19
1/3	0.2054	0.2052	0.10
1/4	0.1932	0.1928	0.21
1/8	0.1697	0.1690	0.41
1/16	0.1522	0.15183	0.24

Tableau 2: Fréquence de coupure normalisée du mode fondamental dans une ligne à ailettes sans diélectrique. Les résultats TLM ont été obtenus par extrapolation linéaire vers $d/b = 0$. Les résultats obtenus par la méthode de résonance transversale égalent les résultats TLM à un demi-pourcent près.

3.1.3. Conclusion

La méthode TLM se prête bien à l'analyse numérique de lignes à ailettes. Trois types d'erreurs affectent la solution: l'erreur de troncature, l'erreur de vélocité et l'erreur de résolution spatiale. Nous avons démontré des méthodes de correction efficaces. En particulier, nous avons conçu une procédure originale d'extrapolation pour corriger l'erreur de résolution spatiale. Après correction, les résultats obtenus pour la fréquence de coupure du mode fondamental confirment à 0.5% près les résultats obtenus par la méthode de résonance transversale. Etant donné que les deux méthodes représentent des approches totalement différentes, nous pouvons admettre que les résultats obtenus sont justes à environ 1% près. Cette hypothèse sera confirmée dans la section suivante.

3.2. Analyse par la méthode des éléments finis

Ayant récemment acquis un programme d'analyse par la méthode des éléments finis de l'Université de Manitoba, nous avons voulu vérifier les résultats présentés dans la section 3.1 par cette troisième méthode. Elle consiste en une résolution numérique de l'équation d'onde par sections triangulaires qui seront définies par les coordonnées de leurs sommets. Le programme évalue les valeurs propres de la ligne, c'est-à-dire les fréquences de coupure des modes.

3.2.1. Réseau de triangles

La figure 3 montre le réseau de triangles conçu pour le traitement de lignes à ailettes avec et sans diélectrique. Pour des raisons de symétrie, il suffit d'analyser un quartier de la section seulement. La dimension des ailettes est déterminée en spécifiant les conditions aux limites qui doivent régner entre les points 1 à 10 du réseau (Fig. 3). Par exemple, si la valeur d/b doit être $1/8$, les sections entre les points 1 et 2 aussi bien qu'entre 2 et 3 seront des parois magnétiques, alors que les sections entre les points 3 et 10 seront des parois électriques, comme d'ailleurs les autres limites du guide.

Un avantage de la méthode des éléments finis réside dans sa flexibilité d'application: on peut subdiviser la section en beaucoup de petits éléments dans les régions à fort gradient du potentiel, alors qu'il suffit de placer seulement quelques éléments assez larges dans les régions à faible gradient.

3.2.2. Résultats obtenus

Nous avons évalué la fréquence de coupure dans des guides à ailettes par la méthode des éléments finis (FE), et nous avons comparé ces résultats avec ceux obtenus par la méthode de résonance transversale (TR) et par la méthode TLM. Le tableau 3 compare les valeurs obtenues pour un guide rectangulaire avec $b/a = 0.5$. Le tableau 4 compare les résultats obtenus par les méthodes FE et TR pour un guide

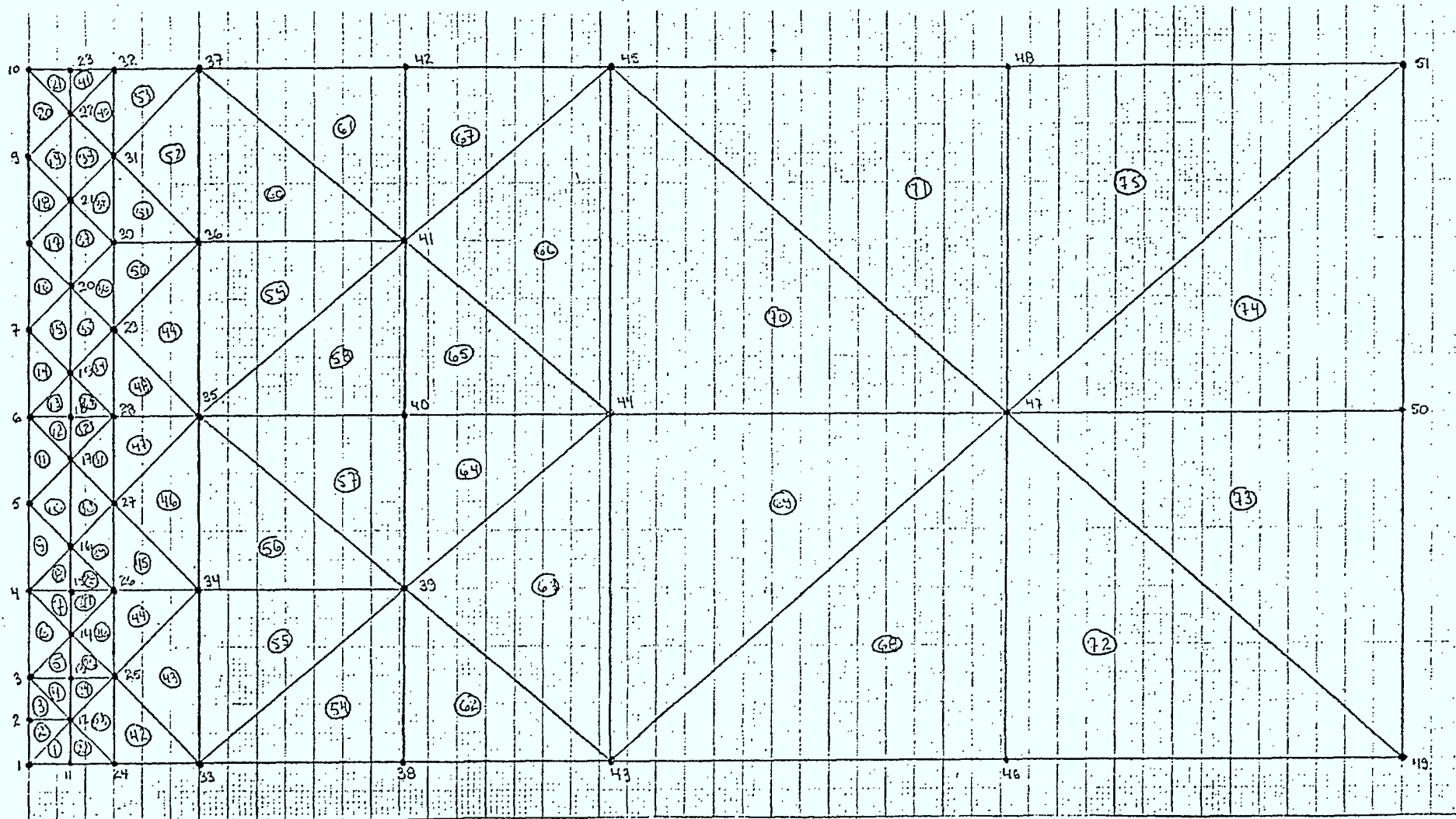


Figure 3 Réseau de triangles employé pour évaluer par la méthode des éléments finis les fréquences de coupure de guides à ailettes. L'ailette est placée dans la région à grande densité, et sa dimension est déterminée par les conditions aux limites entre les points 1 à 10.

Séparation Normalisée des ailettes d/b	Eléments Finis b/λ_c	TLM b/λ_c	Résonance Transversale b/λ_c	Valeur Moyenne b/λ_c	Déviatiion Standard en %
1	0.25000	-	0.25000	0.25000	0
1/2	0.22577	0.2253	0.22492	0.22533	0.2
1/4	0.19414	0.1932	0.19277	0.19337	0.4
1/8	0.17099	0.1697	0.16905	0.16991	0.6
1/16		0.1522	0.15183		

Tableau 3: Comparaison des valeurs de fréquence de coupure normalisée, b/λ_c , dans un guide rectangulaire à ailettes avec $b/a = 1/2$, obtenues par trois méthodes différentes.

Séparation Normalisée des ailettes d/b	Eléments Finis b/λ_c	Résonance Transversale b/λ_c	Différence en %
1	0.5	0.5	0%
1/2	0.40921	0.40684	0.6%
1/4	0.32176	0.31895	0.9%
1/8	0.27120	0.26759	1.3%
1/16	0.23638	0.23437	0.9%

Tableau 4: Comparaison des valeurs de fréquence de coupure normalisée b/λ_c , dans un guide à ailettes quadratique ($b/a = 1$), obtenues par deux méthodes différentes.

de section carré. On note l'excellent accord qui existe parmi les différentes méthodes: à l'exception d'une valeur pour le guide carré, les résultats concordent à un pourcent près. Cette observation confirme d'une part que les erreurs associées à la résonance transversale sont négligeables, et d'autre part que les erreurs affectant la méthode TLM ont été corrigées d'une manière efficace.

3.3. Analyse par une méthode de perturbation

Bien que les trois méthodes décrites ci-dessus nous permettent d'analyser avec grande précision les lignes à ailettes, elles mettent en oeuvre des moyens considérables de calcul. En plus, cette mise en oeuvre demande une certaine expérience. L'ingénieur qui conçoit de telles lignes apprécierait donc une méthode plus simple, possiblement une formule non-transcendante, qui lui permettrait de déterminer soit les caractéristiques électriques en fonction de la géométrie, soit la géométrie de la ligne à partir des caractéristiques électriques désirées.

Nous avons donc, par une méthode de perturbation, dérivé une formule approximative qui nous permet de calculer, avec une précision suffisante pour toutes les applications pratiques, la fréquence de coupure des lignes à ailettes.

3.3.1. Principe de la méthode

L'analyse qui suit se fonde sur le concept du volume effectif de petits obstacles ou ouvertures dans un champ électrique, décrit par Wheeler [16]. La Fig. 4a montre un petit obstacle conducteur placé dans un champ électrique homogène. (Nous admettons que tout est uniforme le long de l'axe normal au papier. Donc, nous regardons la section d'une bande étroite et infiniment longue placée dans un condensateur à plaques parallèles). Pour des raisons de symétrie, le champ a exactement

la même configuration lorsque nous tranchons la bande conductrice et mettons une moitié en contact avec la plaque supérieure et l'autre avec la plaque inférieure (voir Fig. 4b). Il est évident que la présence de l'obstacle augmente la capacité du condensateur, et l'augmentation est la même dans les cas Fig. 4a et b. Or, selon Wheeler [16], l'augmentation

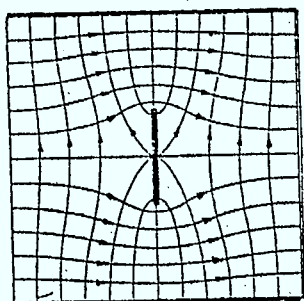


Fig. 4a Perturbation du champ électrique entre les plaques d'un condensateur par un petit obstacle conducteur. L'obstacle augmente la capacité du condensateur. Les parois latérales sont des parois magnétiques.

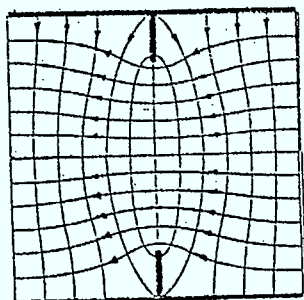


Fig. 4b Configuration analogue obtenue en tranchant l'obstacle au centre et en plaçant les moitiés près des plaques du condensateur. L'augmentation de la capacité est la même que celle en Fig. 4a. $d = b - d'$

ΔC de la capacité par unité de longueur due à l'obstacle peut s'écrire comme suit:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{A}{A} \frac{c}{A} \quad \text{pour } d' \ll b \quad (7)$$

où $A_c = \frac{d'^2 \pi}{4}$ est l'aire efficace de la section de la bande conductrice, $A = a \cdot b$ est la section du condensateur, et C sa capacité non perturbée par unité de longueur. Cette formule n'est valable que pour des valeurs d' très petites par rapport à b . En introduisant les dimensions de la structure dans l'expression (7), nous obtenons:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{d'^2 \pi}{4ab} = \frac{(b-d)^2 \pi}{4ab} \quad \text{pour } d' \ll b, \quad (8)$$

3.3.2 Solution d'ordre premier

Le champ électrique du mode fondamental dans un guide à ailettes est semblable à celui de la Fig. 4b, avec la différence que le champ devient zéro aux deux parois latérales conductrices. Ceci implique que l'énergie électrique emmagasinée dans le guide non perturbé, et par conséquent sa capacité par unité de longueur, est égale à la moitié de la valeur statique. Cependant, le champ étant pratiquement uniforme au voisinage de l'ailette, la variation ΔC introduite est pratiquement la même dans les deux cas.

Pour le guide à ailettes, l'augmentation relative de la capacité par unité de longueur devient alors:

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{d'^2 \pi}{2ab} = \frac{(b-d)^2 \pi}{2ab} \quad \text{pour } d' \ll b < a \quad (9)$$

Par conséquent, la fréquence de résonance transversale à la coupure est réduite telle que

$$\frac{f_c}{f'_c} = \sqrt{\frac{C+\Delta C}{C}} = \sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C}} \quad (10)$$

où f_c et f'_c sont les fréquences de coupure fondamentales du guide vide et du guide perturbé respectivement.

Nous obtenons donc dans le cas des guides à ailettes courtes, l'expression suivante pour la fréquence de coupure normalisée b/λ'_c :

$$b/\lambda'_c \approx \frac{b}{2a} \left[1 + \frac{\pi}{2} \frac{b}{a} \left(1 - \frac{d}{b} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad \text{pour } d/b \text{ près de } 1 \quad (11)$$

où λ'_c est la longueur d'onde de coupure fondamentale du guide à ailettes.

Malheureusement, le guide à ailettes courtes n'offre pas le même intérêt que le guide à ailettes longues, c'est-à-dire une structure dans laquelle $d \ll b$. Le dernier possède surtout une impédance caractéristique plus basse et plus proche des impédances des éléments à semiconducteurs fréquemment employés. Cependant, les résultats de Marcuvitz [5] pour la susceptance d'une fenêtre capacitive nous permettent d'exprimer la capacité d'ailettes longues en fonction de la

capacité d'ailettes courtes. Les figures 5a et b montrent deux structures complémentaires. Les susceptances respectives

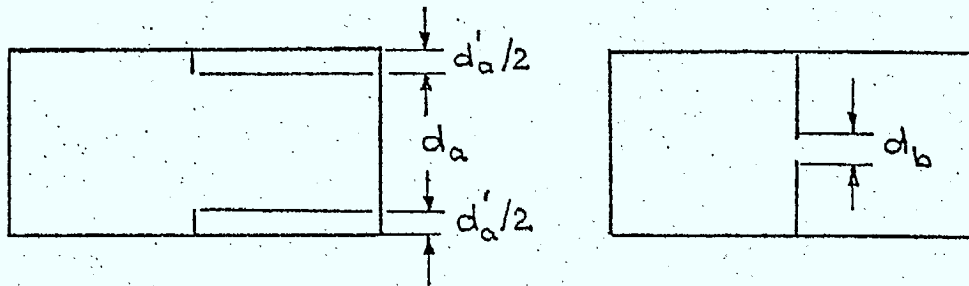


Fig. 5a Guide à ailettes courtes. La fréquence de coupure est donnée par (11), et la capacité introduite par les ailettes est ΔC_a

Fig. 5b Guide à ailettes longues. L'espace entre les ailettes, d_b , est égale à d' de la Fig. 5a, et la capacité introduite par les ailettes est ΔC_b

sont:

- pour le guide à ailettes courtes:

$$\frac{B}{Y_0} \frac{\lambda_g}{b} \approx 2 \left(\frac{\pi d'_a}{2b} \right)^2, \quad \frac{d'_a}{b} \ll 1 \quad (12)$$

- pour le guide à ailettes longues:

$$\frac{B}{Y_0} \frac{\lambda_g}{b} \approx 4 \ln \frac{2b}{\pi d_b}, \quad \frac{d_b}{b} \ll 1 \quad (13)$$

Par conséquent, le rapport entre les capacités introduites par les ailettes courtes et par les ailettes longues complémentaires

($d'_a = d_b$) devient:

$$\frac{\Delta C_b}{\Delta C_a} = 2 \left(\frac{2b}{\pi d_b} \right)^2 \ln \frac{2b}{\pi d_b} \quad (14)$$

Alors, la fréquence de coupure normalisée d'un guide à ailettes longues s'obtient par combinaison des équations (11) et (14):

$$\begin{aligned} b/\lambda'_c &\approx \frac{b}{2a} \left[1 + \frac{\Delta C_a}{C} \cdot \frac{\Delta C_b}{\Delta C_a} \right]^{-1/2} \\ &= \frac{b}{2a} \left[1 + \frac{4}{\pi} \frac{b}{a} \ln \frac{2b}{\pi d_b} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

Cette équation donne des résultats qui diffèrent des solutions obtenues par les méthodes TLM, FEM et TR, discutés ci-dessus, d'environ cinq pourcent. Ceci provient du fait que nous avons dérivé cette équation en admettant que le guide n'est que faiblement perturbé par les ailettes. Or, ceci n'est pas tout-à-fait juste dans le cas des ailettes longues ($d/b \ll 1$), et nous devons corriger (15) afin d'obtenir une expression plus juste. Cette correction est décrite dans le paragraphe suivant.

3.3.3. Solution d'ordre second

Il apparaît que l'équation (15) coïncide avec la solution par la résonance transversale (TR) si on remplace la constante $4/\pi$ par une fonction $f(b/a)$ qui est représentée graphiquement dans la Fig. 6. Cette fonction a été obtenue empiriquement et a une valeur telle que l'équation (15) donne exactement la même valeur que la méthode de résonance transversale.

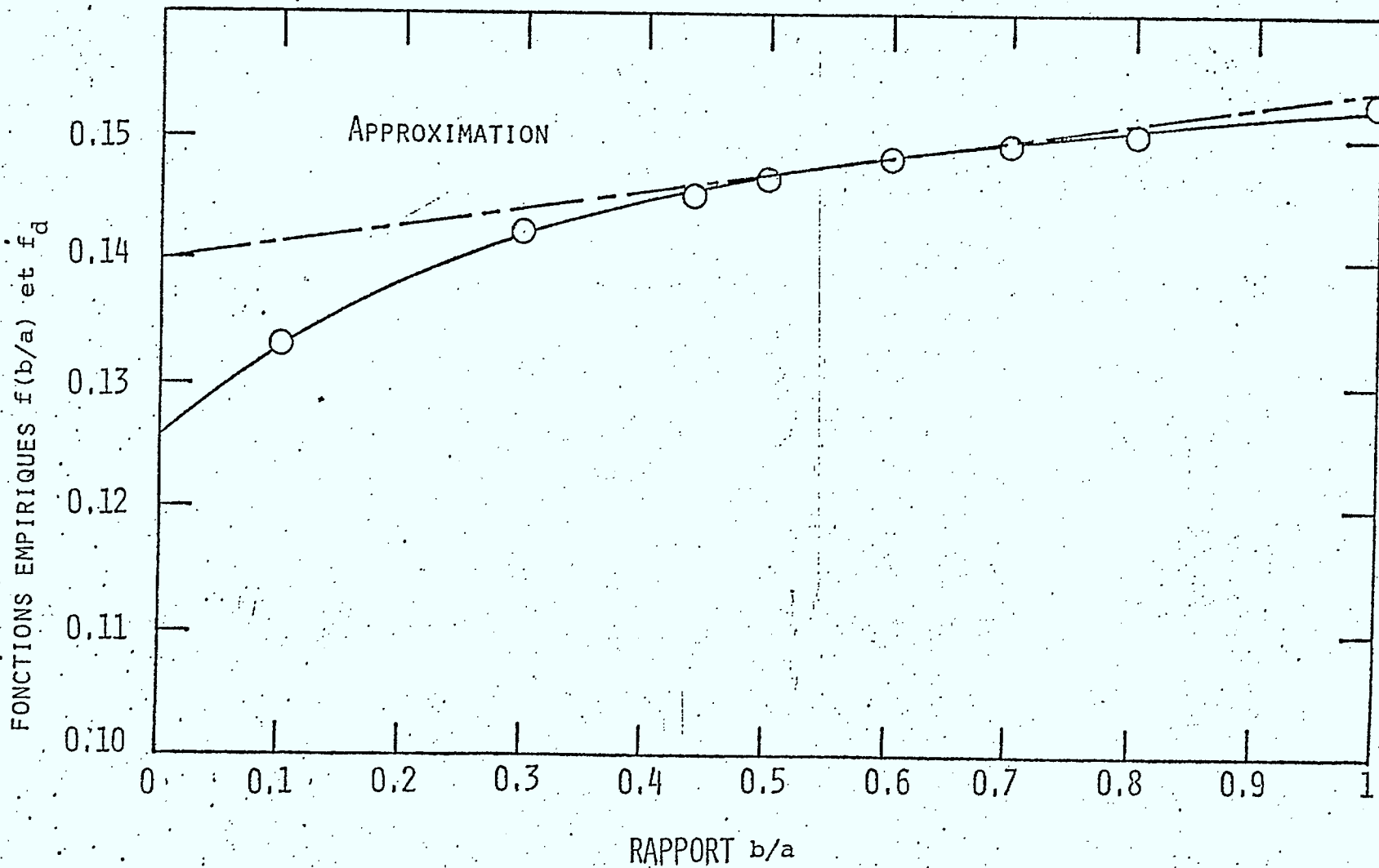


FIG. 6 Fonction empirique $f(b/a)$ et son approximation linéaire f_d

Afin de ne pas compliquer la formule (15) outre mesure, nous avons approximé la fonction $f(b/a)$ par une droite f_d telle que

$$f_d = 1.4 (1 + 0.1 b/a) \quad (16)$$

La nouvelle formule pour la fréquence normalisée de coupure d'un guide à ailettes centrales devient alors :

$$b/\lambda'_c \approx \frac{b}{2a} [1 + 1.4(1 + 0.1 b/a) (b/a) \ln \frac{2b}{\pi d}]^{-1/2} \quad (17)$$

pour $d/b \ll 1$

3.3.4 Résultats obtenus

Etant donné que les expressions (11) et (17) ne sont valables que pour des valeurs de $d/b \sim 1$ et $d/b \ll 1$ respectivement, nous les avons représenté dans le même diagramme (Fig.7) qui montre l'équation (17) dans la gamme de $0 \leq d/b \leq 0.5$ et l'équation (11) pour $0.5 \leq d/b \leq 1$. Les approximations sont comparées avec la courbe obtenue par résonance transversale, et avec quelques valeurs (représentées par des cercles) obtenues par la méthode des éléments finis. Les quatre courbes déterminent la coupure dans des guides ayant un rapport $b/a = 1, 0.75, 0.5$ et 0.25 respectivement. Dans la pratique, seules les valeurs de $d/b < 0.2$ et de $b/a \sim 0.5$ représentent un intérêt technique. On apprécie donc l'utilité et la simplicité de

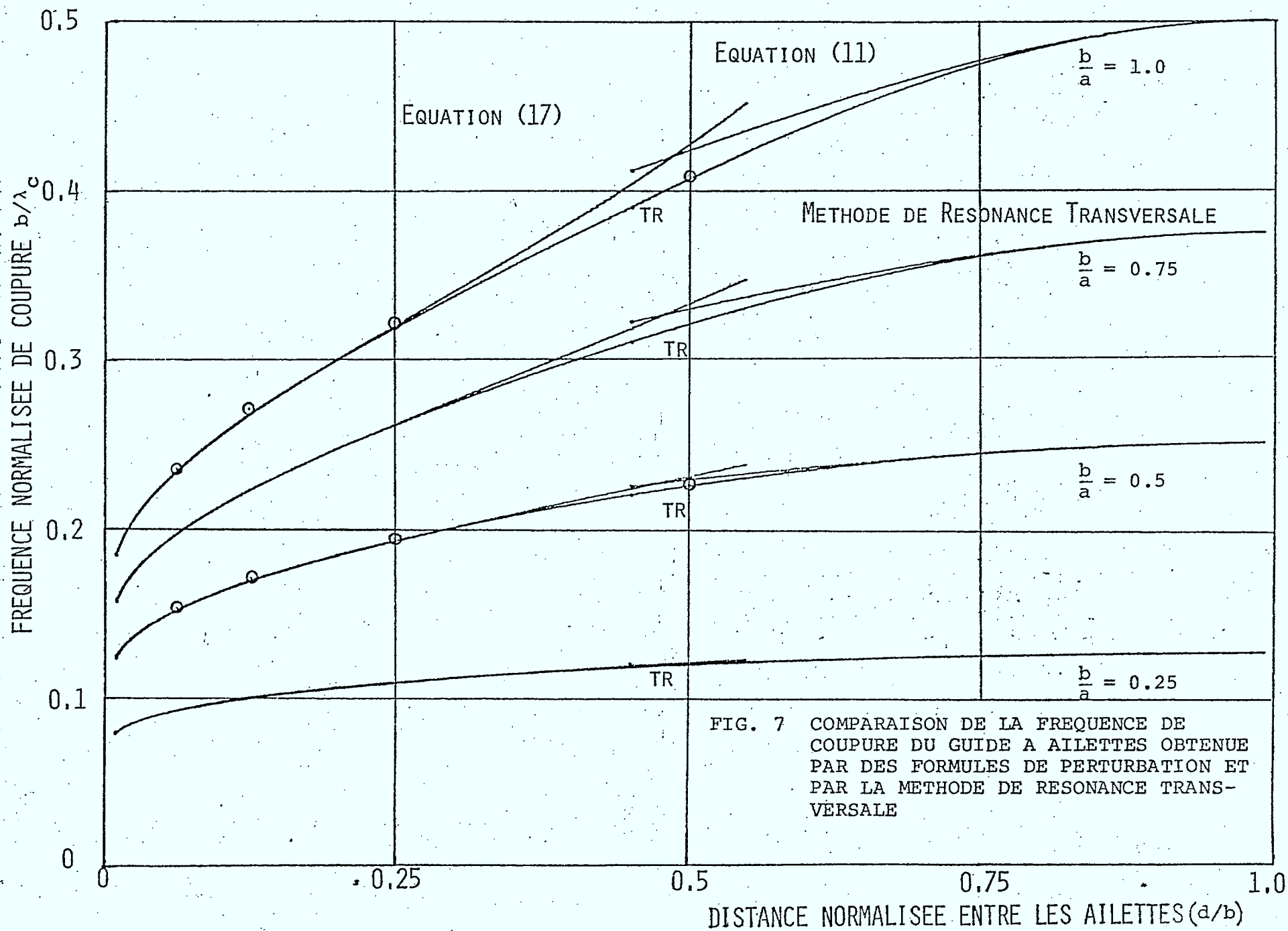


FIG. 7 COMPARAISON DE LA FREQUENCE DE COUPURE DU GUIDE A AILETTES OBTENUE PAR DES FORMULES DE PERTURBATION ET PAR LA METHODE DE RESONANCE TRANSVERSALE

Afin de ne pas compliquer la formule (15) outre mesure, nous avons approximé la fonction $f(b/a)$ par une droite f_d telle que

$$f_d = 1.4 (1 + 0.1 b/a) \quad (16)$$

La nouvelle formule pour la fréquence normalisée de coupure d'un guide à ailettes centrales devient alors :

$$b/\lambda'_c \approx \frac{b}{2a} [1 + 1.4(1 + 0.1 b/a) (b/a) \ln \frac{2b}{\pi d}]^{-1/2} \quad (17)$$

pour $d/b \ll 1$

3.3.4 Résultats obtenus

Etant donné que les expressions (11) et (17) ne sont valables que pour des valeurs de $d/b \sim 1$ et $d/b \ll 1$ respectivement, nous les avons représenté dans le même diagramme (Fig.7) qui montre l'équation (17) dans la gamme de $0 \leq d/b \leq 0.5$ et l'équation (11) pour $0.5 \leq d/b \leq 1$. Les approximations sont comparées avec la courbe obtenue par résonance transversale, et avec quelques valeurs (représentées par des cercles) obtenues par la méthode des éléments finis. Les quatre courbes déterminent la coupure dans des guides ayant un rapport $b/a = 1, 0.75, 0.5$ et 0.25 respectivement. Dans la pratique, seules les valeurs de $d/b < 0.2$ et de $b/a \sim 0.5$ représentent un intérêt technique. On apprécie donc l'utilité et la simplicité de

l'expression (17) qui procure pourtant la même justesse que des méthodes beaucoup plus onéreuses.

Pour des guides d'ondes standard dont le rapport b/a est près de 0.5, les deux expressions (17) et (11) permettent de prédire la fréquence de coupure en présence d'ailettes de toute taille avec une erreur inférieure à 2%.

4. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE DES LIGNES A AILETTES SANS DIELECTRIQUE

4.1. Définition de l'impédance caractéristique

Dans un guide d'onde, l'impédance caractéristique peut être définie de maintes façons selon l'application. Dans le cas des lignes à ailettes, il nous semble utile de définir l'impédance comme étant le rapport entre la tension V_0 mesurée en ligne directe entre les extrémités des ailettes, et le courant total I_e circulant dans la paroi supérieure ou inférieure du guide, étant donné qu'un dispositif connecté entre les ailettes est directement sujet à ces grandeurs:

$$Z_0 = \frac{V_0}{I_e} \quad (18)$$

4.2. Calcul d'une expression analytique pour l'impédance caractéristique

Dans un rapport précédent [17] nous avons dérivé une expression pour l'impédance caractéristique à la fréquence infinie (une fréquence à laquelle les vitesses de phase et de groupe deviennent toutes les deux égales à la vitesse de la lumière):

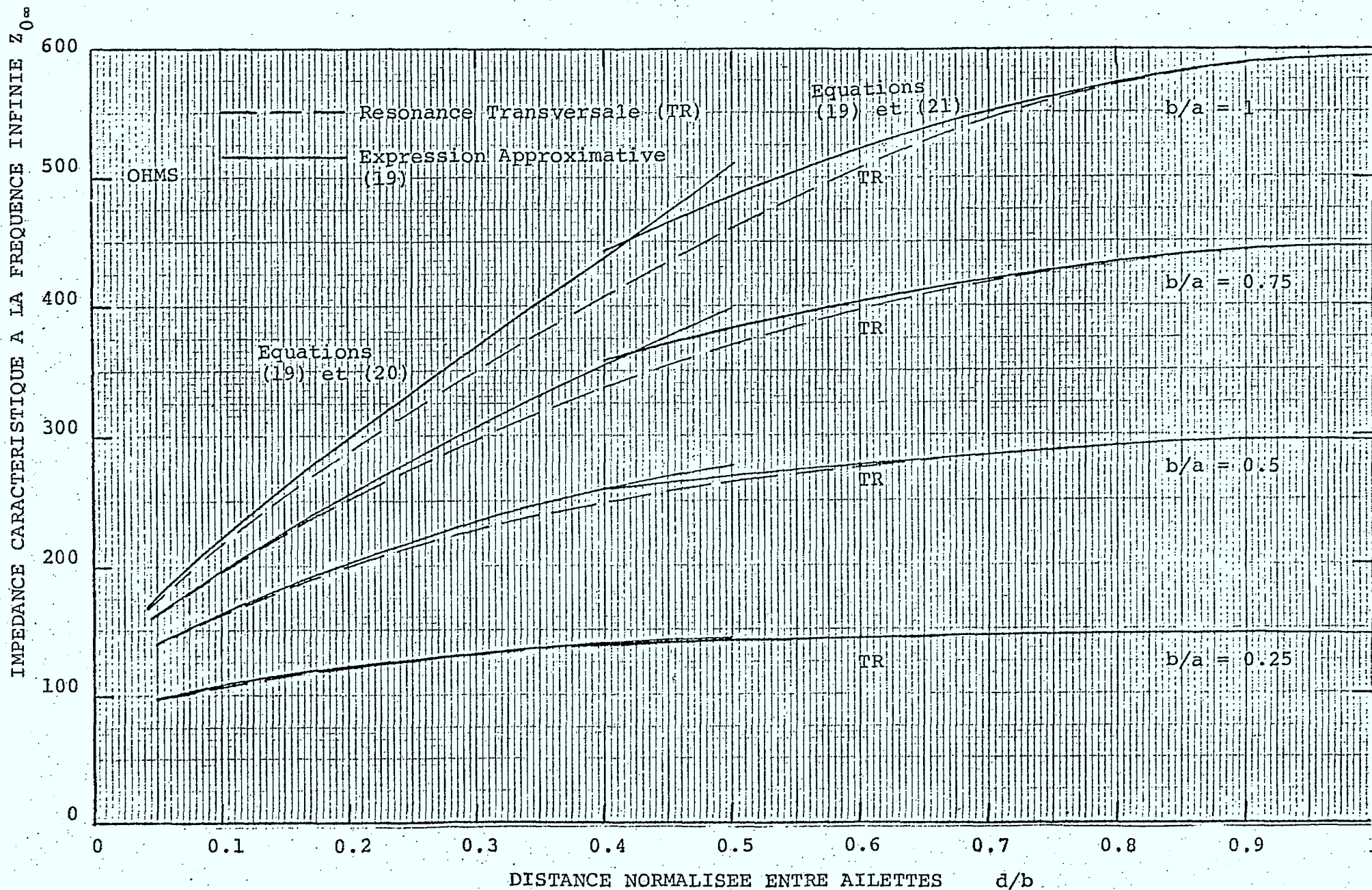


FIG. 8 COMPARAISON DE L'IMPEDANCE CARACTERISTIQUE A LA FREQUENCE INFINIE D'UN GUIDE A AILETTES OBTENUE PAR DES FORMULES DE PERTURBATION ET PAR LA METHODE DE RESONANCE TRANSVERSALE

$$Z_{O\infty} = \frac{120 \pi^2 (b/\lambda'_c)}{B_O/Y_O + \tan[-\frac{\pi}{2} (b/\lambda'_c)/(b/a)]} \quad (19)$$

où B_O/Y_O est donné, pour de faibles valeurs de d/b , par l'expression:

$$B_O/Y_O \approx (2b/\lambda'_c) \ln \frac{2b}{\pi d} \quad (20)$$

et pour des valeurs de d/b près de l'unité:

$$B_O/Y_O \approx (b/\lambda'_c) \left[\frac{\pi(b-d)}{2b} \right]^2 \quad (21)$$

Les valeurs pour b/λ'_c s'obtiennent par les expressions (17) et (11) respectivement.

L'impédance caractéristique pour une fréquence autre que la fréquence infinie est donnée par

$$Z_O = Z_{O\infty} \{ 1 - [(b/\lambda'_c)/(b/\lambda)]^2 \}^{-1/2} \quad (22)$$

La Fig. 8 compare des résultats approximatifs obtenus par la formule (19), à des valeurs calculées par la méthode de la résonance transversale.

5. FREQUENCE DE COUPURE DANS LES LIGNES A AILETTES AVEC DIELECTRIQUE

Les lignes à ailettes avec diélectrique, ou "fin lines", peuvent être du type bilatéral, unilatéral, central ou antipode. Leur structure est rappelée par la Fig. 9. Le diélectrique qui sert essentiellement de support mécanique

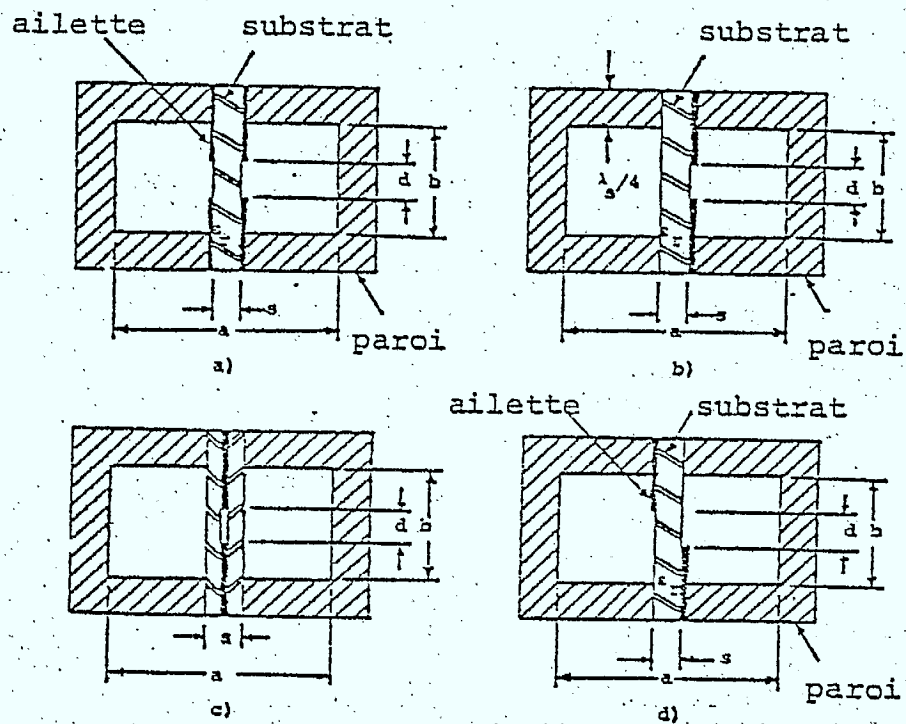


Figure 9 Section de plusieurs types de lignes à ailettes (fin lines)

- (a) ailettes bilatérales
- (b) ailettes unilatérales
- (c) ailettes centrales
- (d) ailettes antipodes

aux ailettes, introduit une complication au traitement du problème électromagnétique. En particulier, il modifie la dispersion du guide telle que la longueur d'onde guidée ne peut plus être calculée simplement à partir de la fréquence de coupure comme c'est le cas dans les guides à diélectrique homogène. Cependant, il est désirable de connaître la fréquence de coupure des structures inhomogènes pour les raisons suivantes:

- a) Elle représente la limite inférieure de la plage de propagation dans le guide,
- b) Elle permet d'établir une formule approximative pour le calcul de la longueur d'onde guidée,
- c) Elle permet d'établir une formule très précise fondée sur la méthode de résonance transversale.

Nous décrirons ces possibilités dans un paragraphe ultérieur. A présent, nous exposons les différentes méthodes employées pour calculer la fréquence de coupure dans les lignes à ailettes avec diélectrique.

5.1. Analyse par la méthode TLM dans deux dimensions

L'analyse des lignes à ailettes avec diélectrique est très semblable à celle des lignes à ailettes sans diélectrique décrite dans la section 3.1. Cependant, le réseau de simulation comporte maintenant deux régions de caractéristiques de propagation différentes.

5.1.1. Réseau équivalent de simulation

La Fig. 10 montre une section de lignes centrale et unilatérale avec leur réseau équivalent de simulation. Le diélectrique est simulé en connectant des troncs de lignes ouvertes en parallèle avec chaque noeud à l'intérieur du diélectrique. Ceci représente une charge capacitive des noeuds, simulant une constante diélectrique plus grande dans le milieu.

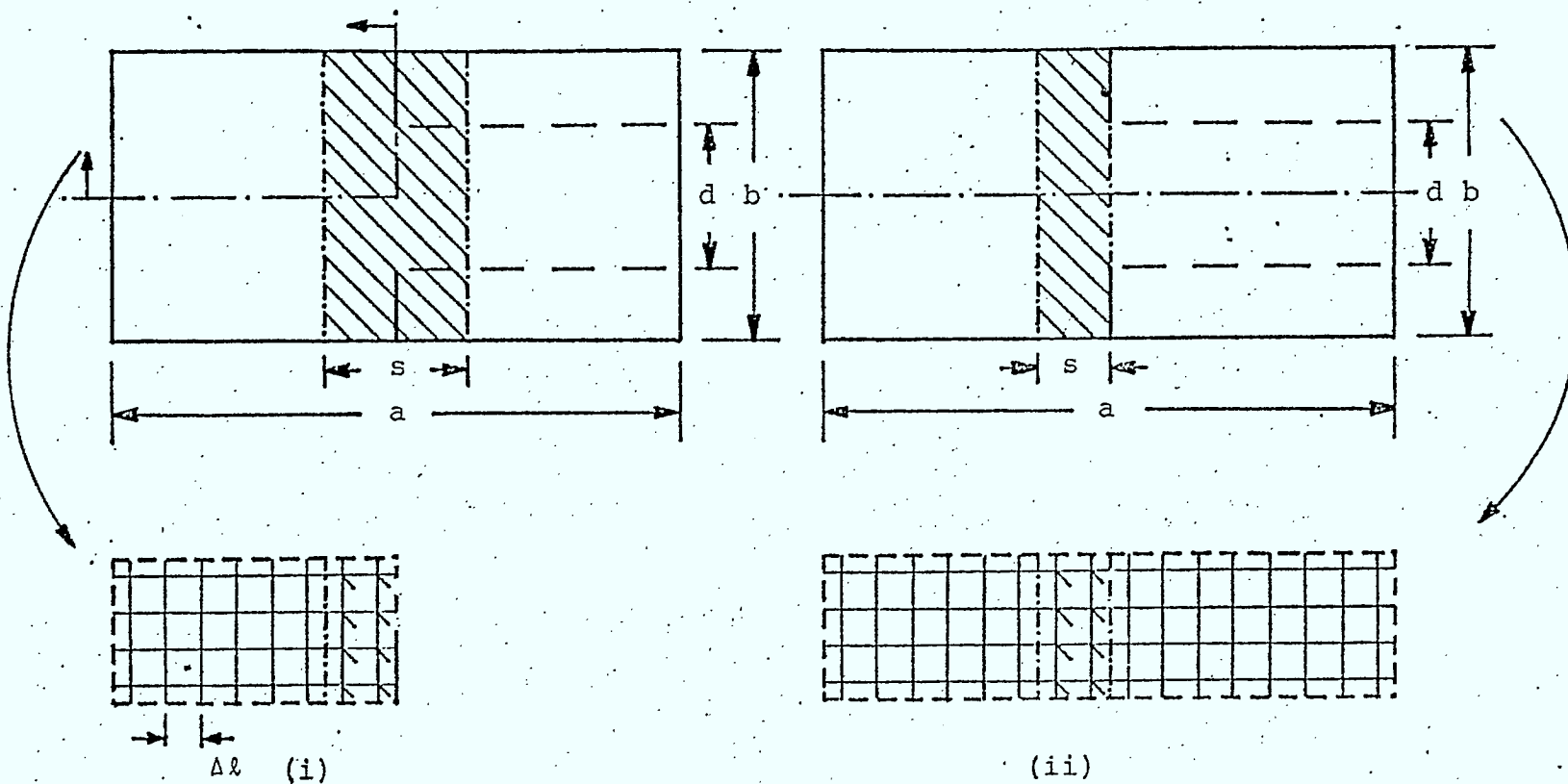
5.1.2. Evaluation et correction des erreurs

Encore une fois nous devons éliminer ou corriger trois erreurs distinctes: l'erreur de troncature, de vélocité et de résolution spatiale.

L'erreur de troncature E_T est donnée par la même formule (5) qui s'applique au cas sans diélectrique. L'erreur de vitesse doit, par contre, être corrigée en deux milieux selon les expressions suivantes:

$$\text{dans la partie air:} \quad \sin \frac{\beta_n \Delta l}{2} = \sqrt{2} \sin \frac{\omega \Delta l}{2c} \quad (23)$$

$$\text{dans la partie diélectrique:} \quad \sin \frac{\beta'_n \Delta l}{2} = \sqrt{2\epsilon_r} \sin \frac{\omega \Delta l}{2c} \quad (24)$$



Paroi Electrique.

Paroi Magnétique

Limites du diélectrique

FIG. 10 Sections de lignes à ailettes centrales (i) et unilatérales (ii)

En dessous des sections se trouvent les réseaux TLM de simulation.
 Pour des raisons de symétrie, il suffit de simuler seulement un
 quartier de la ligne centrale et une moitié de la ligne unilatérale.

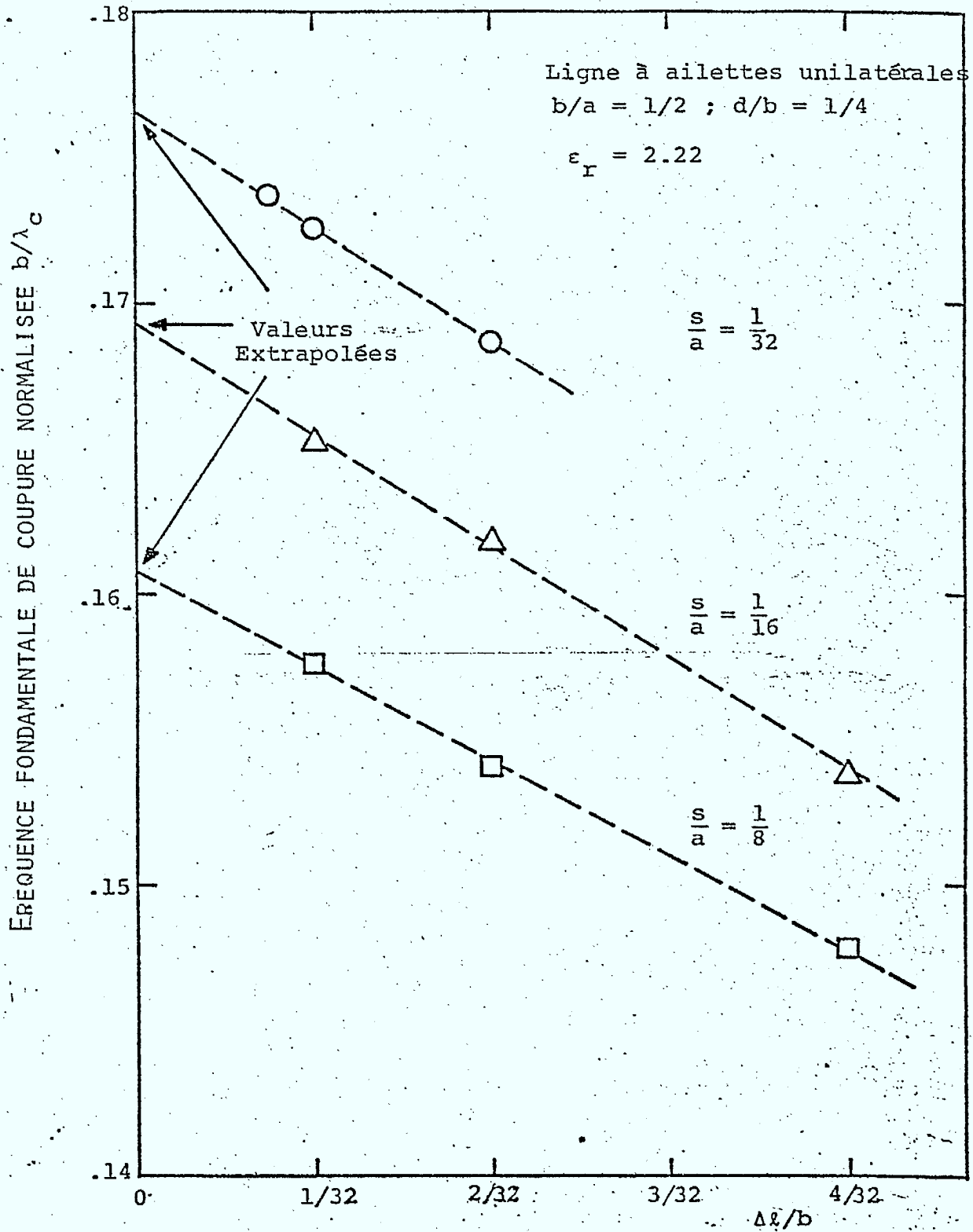


FIG. 11 Fréquence fondamentale normalisée de coupure dans des lignes à ailettes unilatérales en fonction de la constante normalisée de réseau $\Delta l/b$. La valeur de la fréquence obtenue pour $\Delta l/b = 0$ résulte d'une extrapolation linéaire.

où β_n et β'_n sont les constantes de propagation dans l'air et dans le diélectrique respectivement.

En appliquant ces expressions pour corriger l'erreur de vitesse, celle-ci devient inférieure à 0.2%. L'erreur de résolution spatiale peut être éliminée par extrapolation linéaire, heureusement, car l'erreur est directement proportionnelle au paramètre de réseau Δl . La Fig. 11 représente la fréquence de coupure normalisée d'une ligne à ailettes unilatérale calculée en utilisant plusieurs valeurs pour $\Delta l/b$. Pour trois différentes épaisseurs s/a du diélectrique ($\epsilon_r = 2.22$), les résultats se situent pratiquement sur une ligne droite, permettant ainsi d'obtenir la fréquence "juste" par extrapolation linéaire vers $\Delta l/b = 0$.

5.1.3. Résultats obtenus

Les Fig. 12 et 13 montrent la fréquence de coupure normalisée pour des lignes centrales et unilatérales. Alors que les lignes solides correspondent aux résultats obtenus par la méthode de résonance transversale développée dans [17], les cercles, triangles et carrés sont des solutions TLM corrigées. La Fig. 14 compare la constante diélectrique équivalente obtenue par les méthodes TLM et TR aux résultats publiés par Saad et Begeman [8]. Ces dernières sont approximatives, et les résultats TLM font foi. La constante diélectrique équivalente est définie comme suit:

$$k_e = f_c^2 \text{ air} / f_c^2 d \quad (25)$$

où $f_{c \text{ air}}$ est la fréquence de coupure dans la ligne sans diélectrique et f_{cd} la fréquence de coupure dans la même ligne mais avec le diélectrique en place.

5.2. Analyse par la méthode des éléments finis

Afin d'apporter une autre confirmation à ces résultats, nous avons l'aide d'un programme à éléments finis qui a été spécialement conçu pour les guides inhomogènes. La grille utilisée est celle de la Fig. 3. Cette grille a été conçue de façon à permettre l'insertion de diélectriques de six différentes épaisseurs.

Les résultats obtenus sont présentés dans le Tableau 5 et comparés aux résultats TLM. Les valeurs sont en accord à 1% près.

d/b	b/λ_c		Différence en %
	Méthode TLM	Méthode Eléments Finis	
1/8	0.1285	0.1299	1
1/3	0.1512	0.1529	1
1/2	0.1853	0.1868	0.8

Tableau 5 Fréquence de coupure normalisée du mode fondamental dans une ligne à ailettes centrales, par les méthodes TLM et FEM.
 $b/a = 1/2$; $s/a = 1/8$; $\epsilon_r = 2.22$

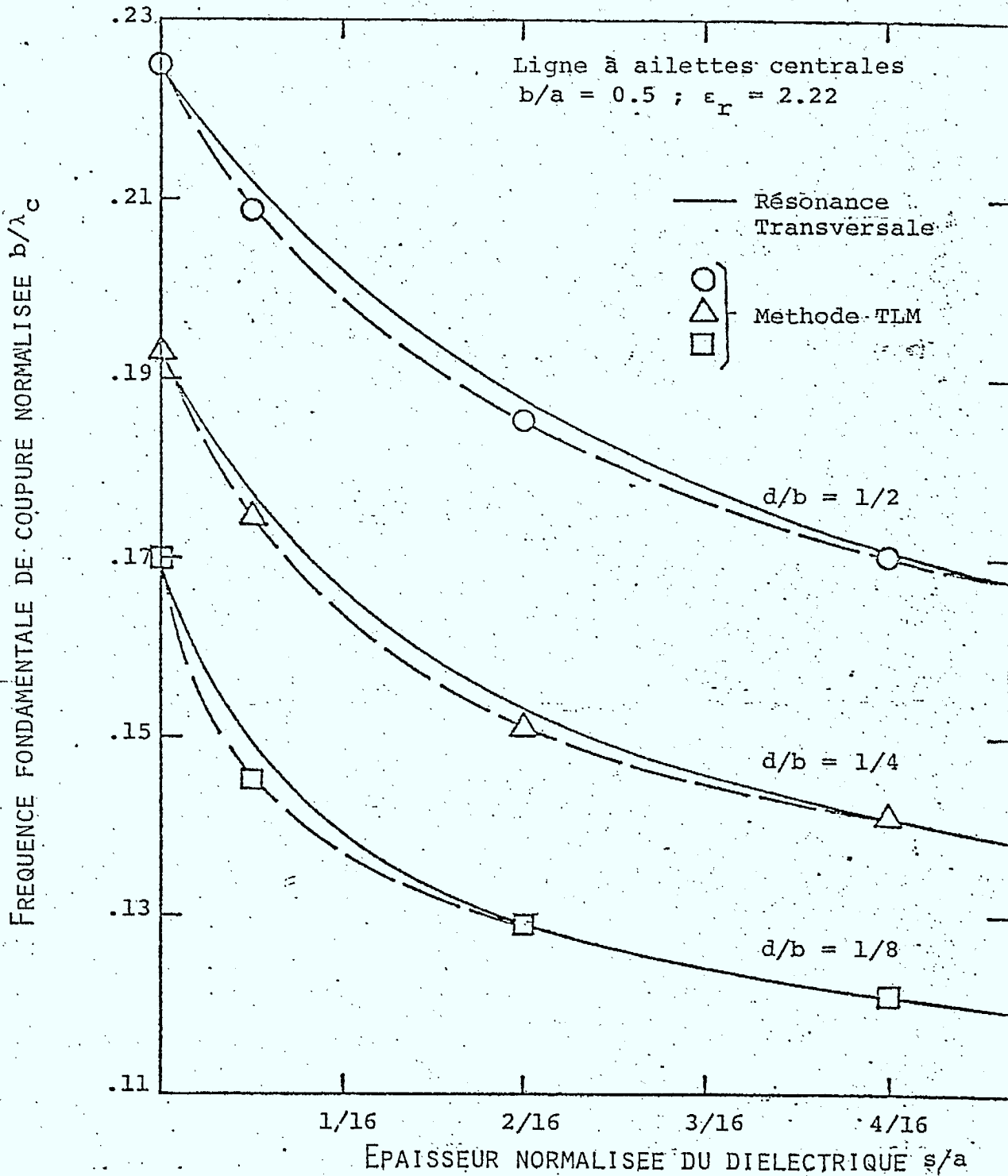


FIG. 12 Fréquence fondamentale normalisée de coupure dans des lignes à ailettes centrales. Des résultats obtenus par la méthode de la Résonance Transversale sont comparés aux solutions TLM.

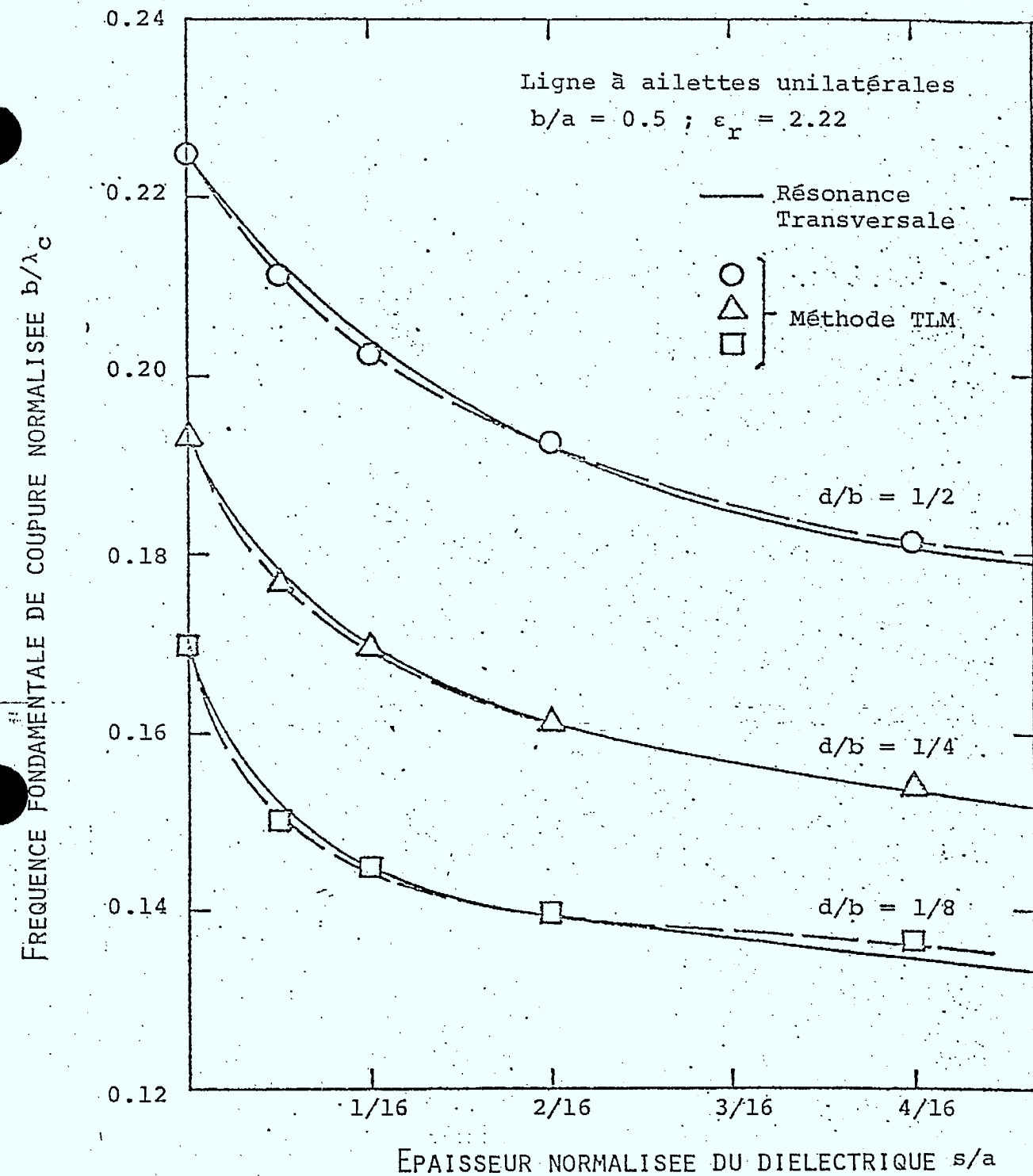


FIG. 13 Fréquence fondamentale normalisée de coupure dans des lignes à ailettes unilatérales. Des résultats obtenus par la méthode de la Résonance Transversale sont comparés aux solutions TLM.

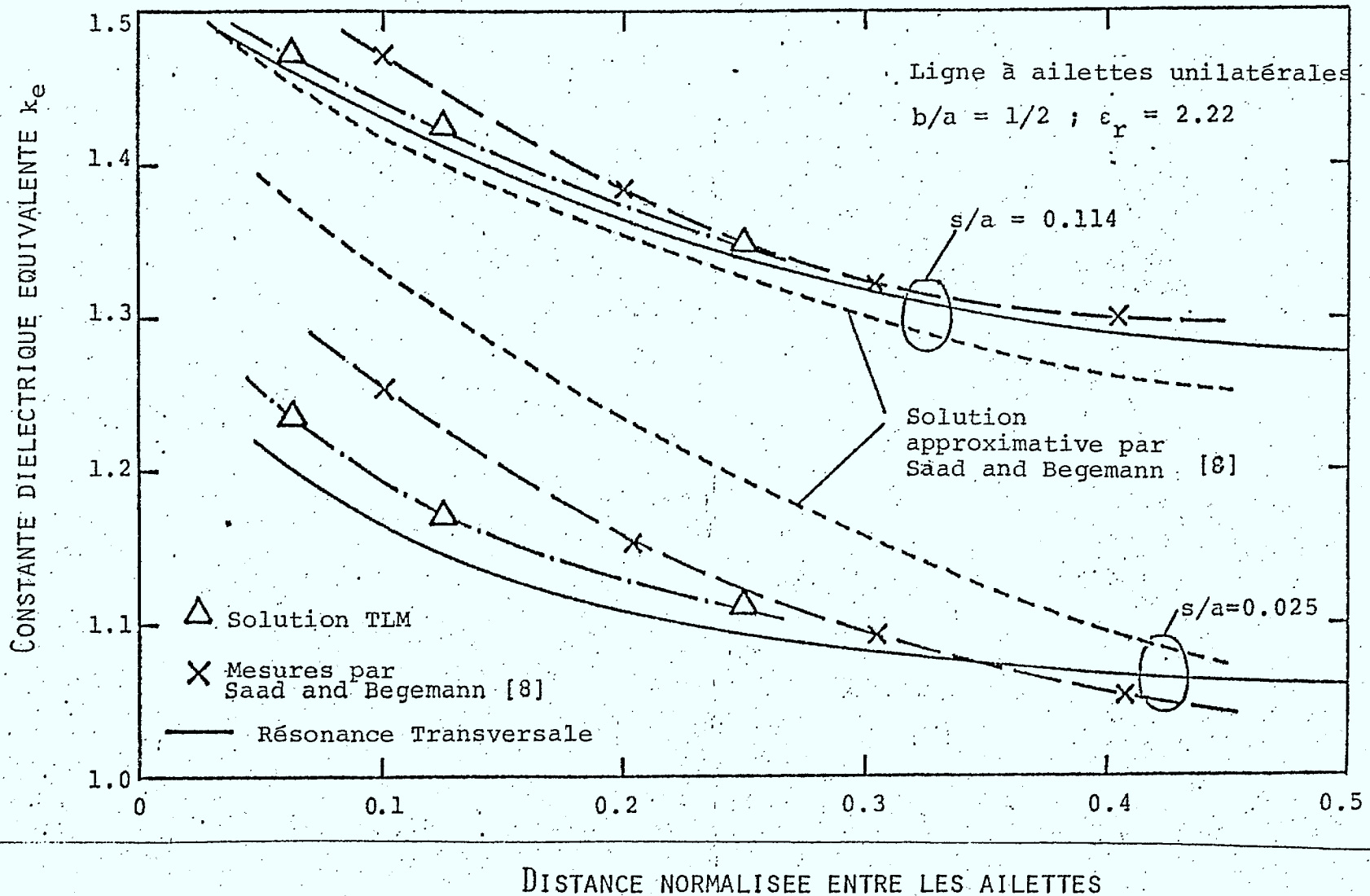


FIG. 14 Comparaison de la constante diélectrique équivalente obtenue par différentes méthodes pour les lignes à ailettes unilatérales.

6. LONGUEUR D'ONDE GUIDÉE DANS LES LIGNES A AISETTES AVEC DIELECTRIQUE

6.1. Analyse par la méthode TLM dans trois dimensions

Lorsqu'un guide d'ondes est rempli d'un diélectrique non homogène, c'est-à-dire la constante diélectrique n'est pas uniforme dans la section du guide, la longueur d'onde guidée ne se calcule plus en général par la formule (4) à partir de la longueur d'onde de coupure. Ceci implique que la longueur d'onde guidée ne peut pas être déterminée par une solution numérique en deux dimensions. Une solution tri-dimensionnelle est requise.

6.1.1. Réseau équivalent de simulation

Un réseau de simulation comporte donc des lignes bifilaires de transmission dans les trois dimensions, les courants et tensions sur ces lignes représentant les trois composantes des champs magnétique et électrique dans la structure. La troisième dimension correspond à $\lambda_g/2$ où λ_g est la longueur d'onde guidée. En calculant la fréquence de résonance d'une telle "cavité" on obtient le rapport entre fréquence et longueur d'onde guidée.

La Fig. 15 montre une cellule élémentaire du réseau, comportant des noeuds séries et parallèles. Les noeuds séries rendent compte de l'équation suivante:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = - \mu \frac{\partial H_x}{\partial t} \quad (26)$$

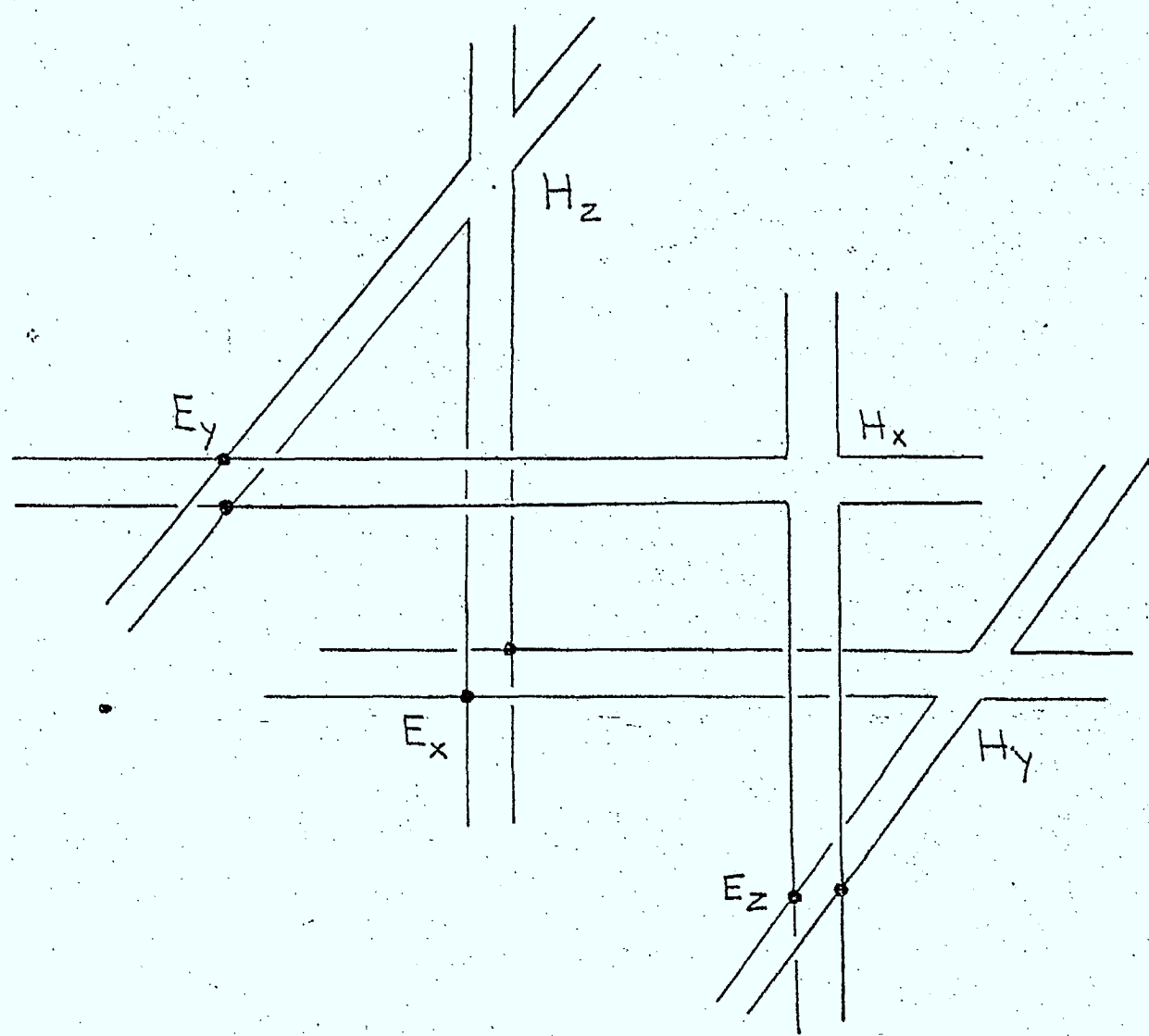


FIG. 15 Cellule élémentaire d'un réseau de simulation TLM tridimensionnel.

alors que les noeuds parallèles représentent l'identité suivante:

$$\partial H_x / \partial z - \partial H_z / \partial x = \epsilon \partial E_y / \partial t \quad (27)$$

Afin de simuler le diélectrique, on branche des tronçons de ligne ouverte de longueur $\Delta l/2$ aux noeuds parallèles dans la région du diélectrique.

Le programme tridimensionnel comporte beaucoup plus de noeuds que le programme bidimensionnel, surtout lorsque la longueur d'onde guidée est très grande. La mémoire requise atteint rapidement 1 M octet, et le temps CPU requis peut monter à 20 minutes pour 1000 itérations sur une IBM 360. Ceci est prohibitif et ne justifie pas, à présent, l'utilisation de la méthode pour la conception des lignes à ailettes. Cependant, nous avons étudié les lignes sans diélectrique - pour qui nous pouvons facilement obtenir d'autres solutions moins coûteuses - par la méthode TLM tridimensionnelle afin d'étudier l'erreur de résolution spatiale dans ce cas.

6.1.2. Evaluation et correction des erreurs

L'erreur de troncature et l'erreur de vélocité peuvent être réduites par les mesures déjà discutées dans la section 3.1.2. En ce qui concerne l'erreur de vélocité, on peut admettre que dans le réseau tridimensionnel, la vitesse de

propagation est égale à $c/2$ dans les trois directions principales aussi longtemps que la longueur d'onde est très grande par rapport à la constante de réseau Δz .

Il reste alors l'erreur de résolution spatiale qui a maintenant deux sources distinctes:

- (a) l'erreur de résolution dans le plan transversal que nous venons d'étudier dans la section 3.1.2.
- (b) l'erreur de résolution dans la dimension longitudinale.

Nous sommes en mesure de séparer les deux sources d'erreur puisque nous pouvons, dans le cas de la ligne sans diélectrique, obtenir la fréquence à partir de la longueur d'onde guidée par la formule (4) après avoir calculé la fréquence de coupure à l'aide du programme bidimensionnel en comparant cette fréquence à la fréquence obtenue par le programme tridimensionnel pour la même cavité, nous pouvons identifier l'erreur de résolution longitudinale.

Les Fig. 16 et 17 montrent ces erreurs systématiques pour plusieurs géométries et plusieurs nombres de noeuds dans l'espace entre les ailettes.

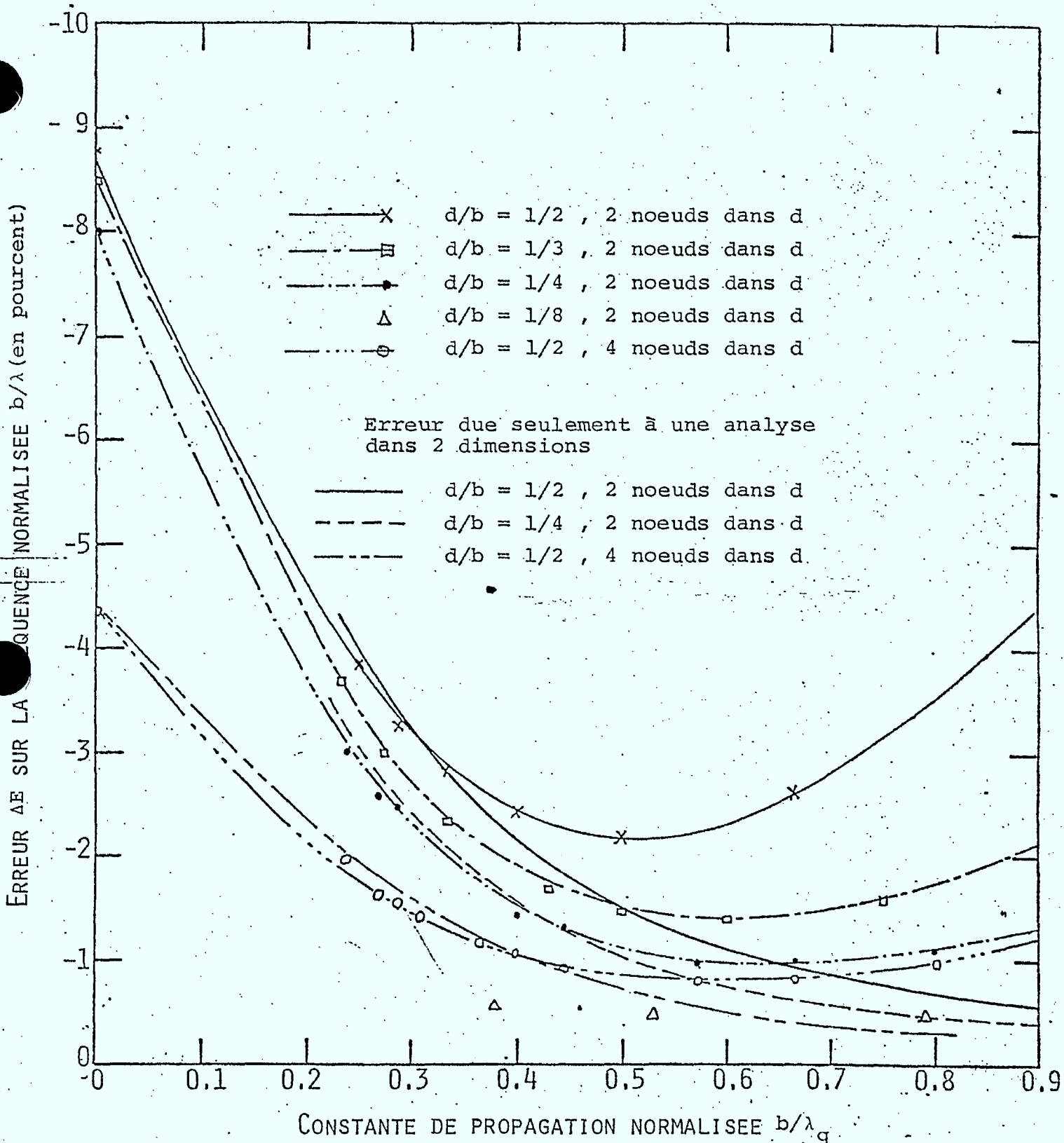


FIG. 16 Erreur de résolution spatiale affectant la fréquence normalisée dans une cavité à ailettes, lorsque celle-ci a été évaluée par un programme TLM tridimensionnel.

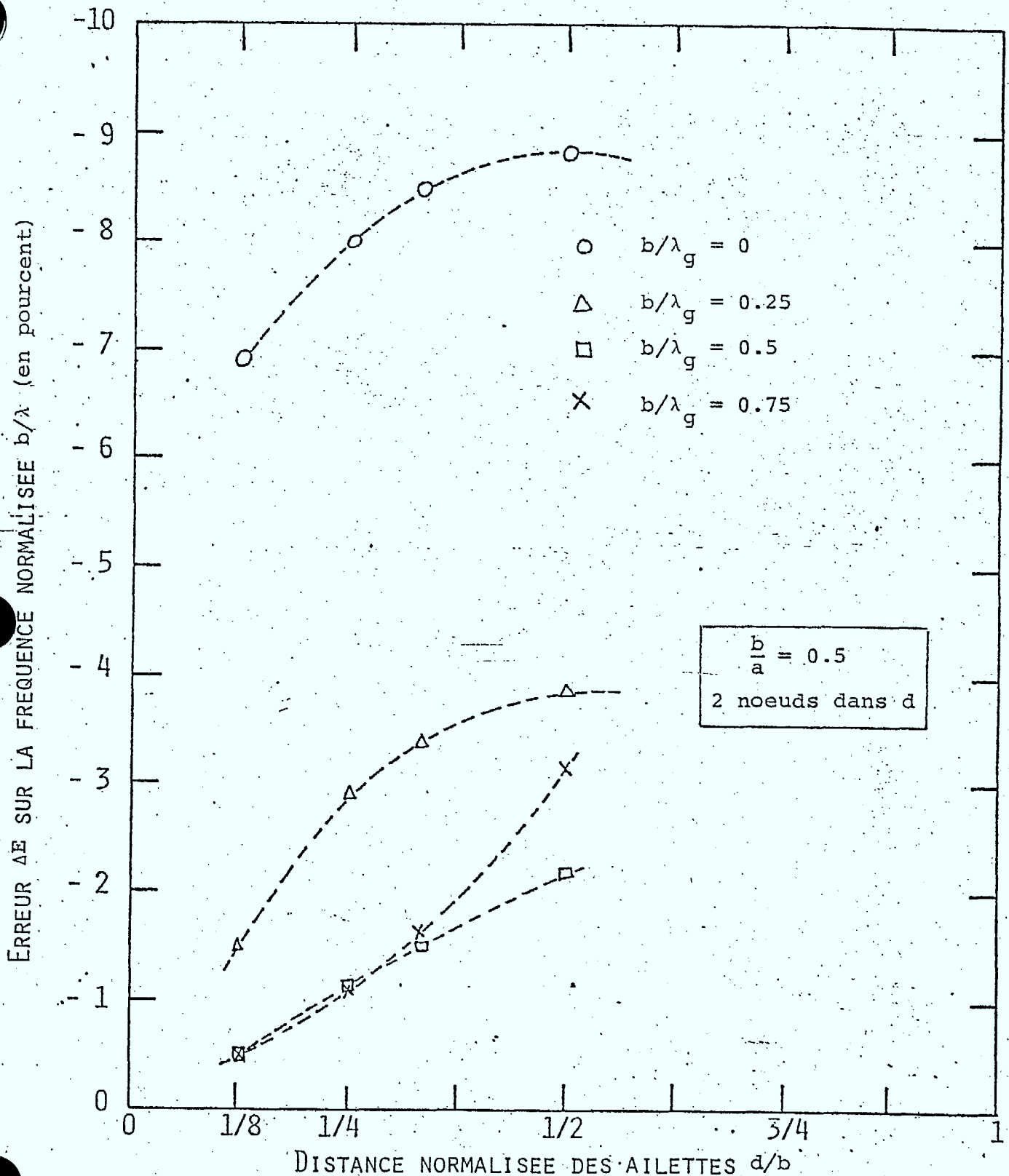


FIG. 17. Erreur de résolution spatiale affectant la fréquence normalisée dans une cavité à ailettes, lorsque celle-ci a été évaluée par un programme TLM tridimensionnel.

Revenons à l'erreur introduite par la dimension longitudinale. Elle est due au fait que l'introduction des parois dans un plan de noeuds séries court-circuite effectivement les noeuds parallèles situés dans le même plan ou vice-versa. L'information contribuée par ces noeuds est alors perdue, ce qui résulte en un "end effect" qui est d'autant plus important que la longueur de la cavité, c'est-à-dire la longueur d'onde guidée, est courte.

L'effet de l'erreur transversale est donc plus fort entre $0 \leq b/\lambda_g \leq 0.5$, et il domine entièrement à $b/\lambda_g = 0$. Par contre, au-delà de $b/\lambda_g = 0.5$, le "end-effect" se fait sentir de plus en plus, et l'erreur augmente lorsque b/λ_g croît.

L'erreur de résolution longitudinale peut être également séparée lorsqu'on détermine la longueur d'onde dans un guide partiellement rempli de diélectrique. Etant donné que l'erreur de résolution transversale est pratiquement nulle dans ce cas, l'erreur de programme tri-dimensionnel provient uniquement du "end effect". La Fig. 18 indique que cette erreur est pratiquement indépendante de la géométrie de la section transversale.

Puisque les lignes à ailettes avec diélectrique emploient exclusivement des substrats à faible permittivité, nous pouvons admettre que leur analyse TLM tridimensionnelle souffre des mêmes erreurs que celle des lignes sans diélectrique, et que pour cette raison les Fig. 16 et 17 peuvent servir à la

ERREUR ΔE SUR LA FREQUENCE NORMALISEE b/λ (en pourcent)

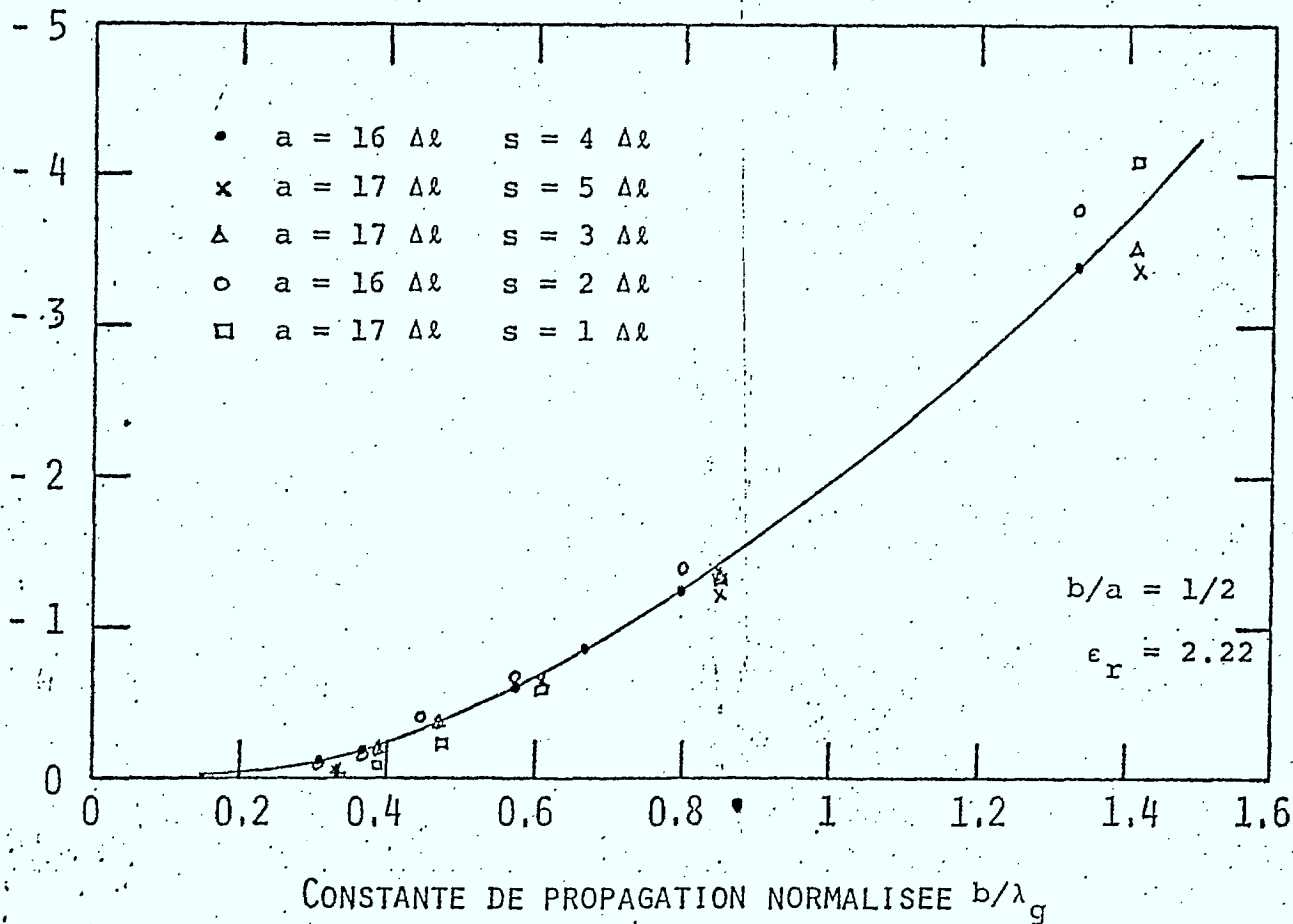


FIG. 18 Erreur de résolution spatiale due au (end effect) dans un guide rempli partiellement de diélectrique, lorsque celui-ci a été évalué par un programme TLM tridimensionnel.

correction des résultats obtenus pour des lignes sans diélectrique, pourvu que les dimensions des parties conductrices soient les mêmes.

6.1.3. Résultats obtenus

Nous avons appliqué cette procédure de correction à l'analyse de lignes à ailettes centrales (voir la Fig. 19). Cette figure montre, pour des raisons de convention, le rapport λ/λ_g en fonction de la fréquence normalisée b/λ , bien que dans l'analyse, λ_g soit choisi comme variable indépendante, et λ est déterminé en conséquence.

Prenons le cas où $s/b = 0.5$. Si la constante du réseau Δl est un huitième du côté a , les valeurs λ/λ_g sont trop élevées (croix). Si on double le nombre de mailles, λ/λ_g s'approche de la valeur juste (cercles). Enfin, un réseau avec 32 mailles le long de a (le carré) donne une valeur encore meilleure, mais à une valeur encore meilleure, mais à des frais de calcul considérables. Enfin, si on extrapole pour $\Delta l \rightarrow 0$ (ceci a été fait par une extrapolation logarithmique plutôt que linéaire), on obtient une valeur située sur la ligne pointillée. Cette ligne a été obtenue en corrigeant les valeurs indiquées par des croix, à l'aide du diagramme 16. A titre de comparaison, nous avons également présenté la solution obtenue par résonance transversale [9] (ligne solide).

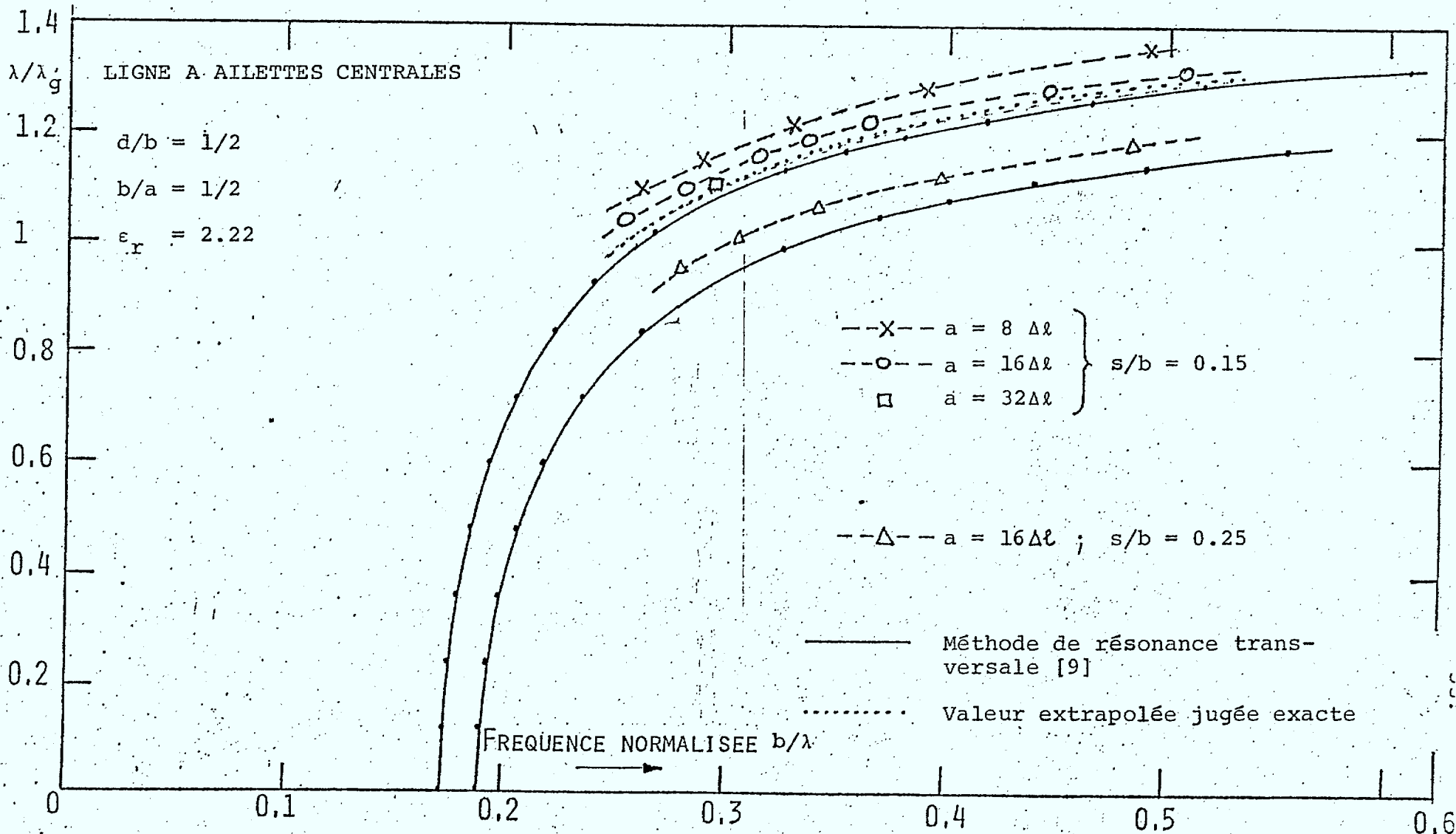


FIG. 19 Dispersion dans un guide à ailettes centrales, évaluée par la méthode TLM tridimensionnelle et par la méthode de résonance transversale.

Il apparaît que la dernière donne en effet des valeurs un peu trop faibles pour λ/λ_g et doit, en conséquence, être corrigé. Ceci fera objet d'une étude ultérieure. Elle consistera à déterminer avec précision, le facteur de correction normalisé G qui est employé dans la méthode de résonance transversale, à partir de la solution TLM.

7. EVALUATION DE DISCONTINUITES DANS LES LIGNES A AILETTES PAR LA METHODE TLM

Nous avons enfin étudié la possibilité d'évaluer les paramètres équivalents de discontinuités dans les lignes à ailettes par la méthode TLM tridimensionnelle. Le principe de la méthode consiste à évaluer la fréquence de résonance d'une cavité contenant la discontinuité. Cette fréquence est ensuite comparée à la fréquence de résonance que l'on obtiendrait si la discontinuité n'avait pas de paramètres parasites. Cette situation est représentée par un exemple dans la Fig. 20.

La théorie des lignes de transmission nous permet de déduire la susceptance de la discontinuité B/Y_0 de l'augmentation de la longueur électrique de la cavité. On obtient

$$B/Y_0 = \frac{l}{(Y_0/Y') \tan \phi'} + \frac{l}{\tan \phi} \quad (28)$$

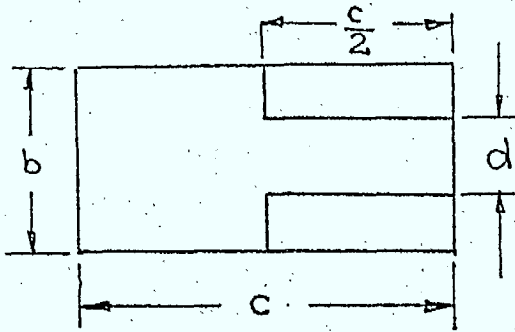


Fig. 20a Transition abrupte d'un guide d'onde à un guide à ailettes sans diélectrique

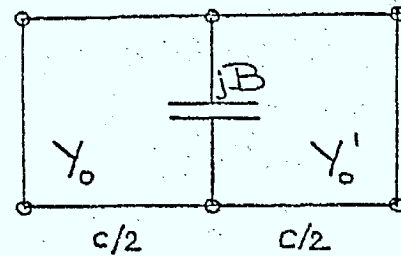


Fig. 20b Circuit équivalent. B représente la susceptance parasite de la transition

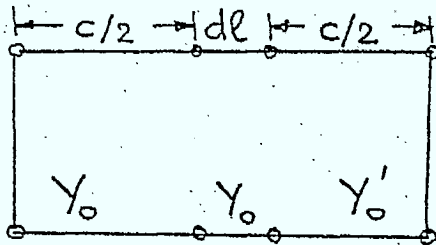


Fig. 20c Circuit équivalent dans lequel la discontinuité est remplacée par une section de ligne

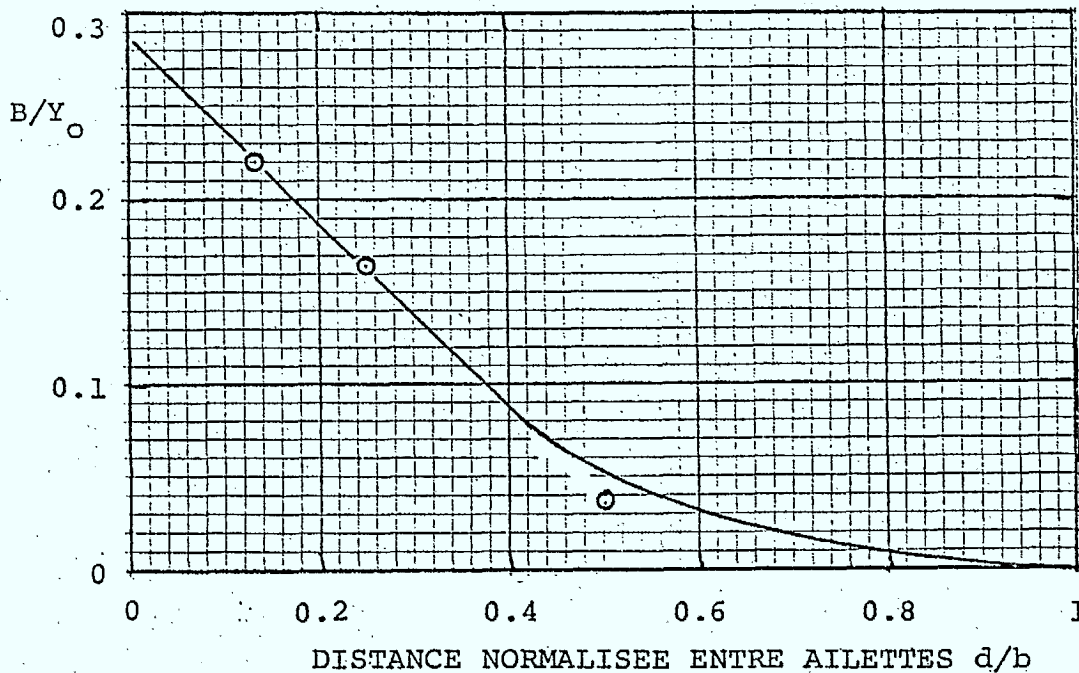


Fig. 21 Susceptance normalisée de la transition entre guide et ligne à ailettes, calculée par la méthode TLM

Y_0 et Y'_0 sont les admittances de la section vide et de la section à ailettes respectivement. Les angles ϕ et ϕ' sont donnés par:

$$\phi = (2\pi/\lambda_g)c/2 \quad (29)$$

et
$$\phi' = (2\pi/\lambda'_g)c/2 \quad (30)$$

où λ_g et λ'_g sont les longueurs d'onde guidées dans la section vide et dans la section à ailettes respectivement, toutes les deux évaluées à la fréquence de résonance.

La Fig. 21 montre les résultats obtenus pour la susceptance normalisée d'une transition entre guide d'onde et guide à ailettes. La formule indiquée que la valeur de cette susceptance est très sensible aux erreurs dans la fréquence de résonance de la cavité. Typiquement, une incertitude d'un pourcent sur la fréquence entraîne une incertitude de 10 à 20% sur la susceptance, ce qui n'est pas très acceptable, surtout en vue du coût élevé des calculs. Néanmoins, la méthode TLM est la seule méthode numérique employée jusqu'à date pour obtenir cette susceptance.

Cet exemple montre très clairement que les erreurs dans l'analyse TLM des discontinuités doivent être extrêmement faibles si on veut obtenir leurs paramètres avec une précision même modeste. C'est pourquoi l'étude présentée dans ce rapport se concentre surtout sur les erreurs affectant la méthode TLM, et sur les façons de les réduire au minimum.

8. CONCLUSION

Cette étude représente une analyse systématique et originale des erreurs qui affectent la méthode TLM lorsqu'on l'applique aux lignes à ailettes. D'abord, on identifie trois erreurs dites de troncature, de vélocité et de résolution spatiale.

Alors que les deux premières erreurs peuvent être facilement éliminées, l'erreur de résolution spatiale demande des mesures correctives plus complexes.

Dans le cas d'analyse TLM en deux dimensions, cette erreur de résolution s'élimine par extrapolation linéaire de résultats obtenus moyennant différentes constantes de réseau Δl . Ceci s'applique aux lignes sans diélectrique aussi bien qu'aux lignes avec diélectrique. En général, la fréquence de coupure des lignes à ailettes s'obtient ainsi avec une précision meilleure que $\pm 1\%$, ce qui a été confirmé par d'autres méthodes (Résonance transversale, méthode des éléments finis).

Dans le cas d'analyse TLM tridimensionnelle, l'erreur ne s'élimine plus par extrapolation linéaire. Il faudrait donc au moins trois différents points obtenus par l'analyse de trois réseaux de plus en plus fins afin de pouvoir extrapoler de manière logarithmique. Ceci entraîne des frais de calcul prohibitifs, et il est recommandé de perfectionner la méthode de résonance transversale afin d'obtenir des résultats d'une justesse comparable.

Cependant, l'analyse de discontinuités requiert l'emploi de la méthode TLM tridimensionnelle. Leurs paramètres équivalents sont évalués à travers le changement de la fréquence de résonance d'une cavité qui les contient. Le fait que ces paramètres sont très sensibles aux variations de la fréquence de résonance, souligne l'importance de l'analyse des erreurs que nous avons présentée.

Ce rapport contient également la dérivation d'une formule approximative de perturbation pour la fréquence de coupure et l'impédance caractéristique de guides à ailettes sans diélectrique. Cette formule donne des résultats qui ne diffèrent pratiquement pas des résultats obtenus par des méthodes numériques. Elles excellent surtout par leur simplicité et seront particulièrement utiles aux ingénieurs qui conçoivent des circuits dans cette technique.

Nous croyons que les méthodes développées par nous s'appliqueront directement à l'analyse d'autres structures de transmission.

Les méthodes de correction d'erreurs développées dans ce projet, et l'expérience que nous avons acquise dans l'application de la méthode TLM en deux et trois dimensions nous amènent à considérer les recherches futures suivantes:

- Développer des expressions simples mais justes pour la longueur d'onde et l'impédance caractéristique des différents types de lignes à ailettes, fondées sur la théorie des perturbations.
- Développer des méthodes approximatives d'évaluation des discontinuités.
- Développer un programme d'ordinateur, fondé sur la méthode de résonance transversale, qui permet d'évaluer des lignes à ailettes avec précision mais à des frais de calcul modeste.

Enfin, nous proposons de réaliser quelques systèmes comme des oscillateurs, mélangeurs et modulateurs de phase dans cette technique afin de vérifier la validité des approches et des résultats présentés dans ce rapport.

9. REFERENCES

- [1] P.J. Meier
"Integrated Fin Line Millimeter Components", IEEE-Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 12, Dec. 1974, pp. 1209-16.
- [2] S.B. Cohn
"Properties of Ridge Wave Guide", Proc. of the I.R.E., Vol. 35, No. 8, August 1947, pp. 783-788.
- [3] S. Hofer
"The Design of Ridged Waveguides", IRE-Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-3, pp. 20-29, Oct. 1955.
- [4] T.-S. Chen
"Calculation of the Parameters of Ridge Waveguides", IRE-Trans.-Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-5, pp. 12-17, Jan. 1957.
- [5] N. Marcuvitz
"Waveguide Handbook", MIT Radiation Laboratory Series, No. 10, Boston Technical Publishers, Inc., 1964, p. 218.
- [6] S.B. Cohn
"Slot Line on a Dielectric Substrate", IEEE-Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No. 10, Oct. 1969, pp. 768-778.
- [7] H. Hofmann
"Dispersion of Planar Waveguides for Millimeter-Wave Applications", Archiv. F. Elektron. u. Ubertrag.-Techn., Vol. 31, No. 1, Jan. 1977, pp. 40-44.
- [8] A.M.K. Saad, G. Begemann
"Electrical Performance of Fin Lines of Various Configurations", Microwaves, Optics and Acoustics, Vol. 1, No.2, Jan. 1977, pp. 81-88.
- [9] W.J.R. Hofer
"Fin Line Design Made Easy", 1978 IEEE-MTT-S Intl. Microwave Symposium, June 27-29, Ottawa, Ontario, Canada.

- [10] W.J.R. Hoefer, A. Ros
"Fin Line Parameters Calculated with the TLM-Method",
1979 IEEE-MTT-S Intl. Microwave Symposium, April 20-
May 2, Orlando, Florida, U.S.A.
- [11] S. Akhtarzad, P.B. Johns
"Three-Dimensional TLM Computer Analysis of Microstrip
Resonators", IEEE-Trans. on Microwave Theory and Tech-
niques, Vol. MTT-23, No. 12, Dec. 1975, pp. 990-997.
- [12] P.B. Johns, R.L. Beurle
"Numerical Solution of Two-Dimensional Scattering
Problems Using a Transmission-Line Matrix", Proc. IEE,
Vol. 118, No. 9, September 1971.
- [13] W.J.R. Hoefer
"Quickly Now Where Does Waveguide Cutoff Occur?",
Microwaves, Vol. 18, No. 12, Dec. 1979, pp. 70-74.
- [14] Y. Konishi
"Planar Circuit Mounted in Waveguide Used as a Down-
Converter", IEEE-Trans. on Microwave Theory and Tech-
niques, Vol. MTT-26, No. 10, Oct. 1978, pp. 716-719.
- [15] W.J.R. Hoefer
"Etude d'un Médium de Transmission Particulier pour
Systèmes de Communication Numérique Aux Fréquences
Millimétriques", Chapitre 6 du rapport final, No. de
Contrat OSU78-00264, Ministère des Communications,
Canada, Mars 1979.
- [16] H.A. Wheeler
"Coupling Holes Between Resonant Cavities or Wave-
guides Evaluated in Terms of Volume Ratios", IEEE-
Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol.
MTT- No. 3, pp. 231-244, March 1964.
- [17] W.J.R. Hoefer
"Analytical and Experimental Study of Selected Passive
Microwave Components in Planar/Fin Line Guide", Final
Report, D.O.C. Contract, serial no. OSU77-00181,
March 1979.