



HAL
open science

Conception d'un réseau à fente sur technologie SIW grâce à la méthode de Elliott

Théo Dubasque, Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Benjamin Coquillas,
Thomas Merlet

► **To cite this version:**

Théo Dubasque, Benjamin Potelon, Cédric Quendo, Benjamin Coquillas, Thomas Merlet. Conception d'un réseau à fente sur technologie SIW grâce à la méthode de Elliott. XXIIIèmes Journées Nationales Microondes, Jun 2024, Antibes (06), France. hal-04588496

HAL Id: hal-04588496

<https://hal.science/hal-04588496>

Submitted on 27 May 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Conception d'un réseau à fente sur technologie SIW grâce à la méthode de Elliott

T. Dubasque^{1,2}, B. Potelon¹, C. Quendo¹, B. Coquillas², T. Merlet²

¹ IMT, Lab-STICC, CNRS, UMR 6285, F-29200 Brest, France

² Thales LAS, Elancourt, 78995, France
theo.dubasque@imt-atlantique.fr

Résumé – Ce papier présente la conception d'un réseau d'antennes à fente conforme en bande Ku. Pour des raisons liées au cas d'usage (aéronautique), la conformation sur une surface courbe est nécessaire, aussi la technologie SIW avec substrat flexible est utilisée pour répondre au problème. La démarche adoptée est de débiter par la conception d'un réseau MxN plat qui est ensuite conformé tout en adaptant les dimensions/distributions pour atteindre le diagramme de rayonnement souhaité. La synthèse électrique du réseau est réalisée à l'aide d'algorithmes récursifs en langage python basés sur la méthode de Elliott. L'outil logiciel HFSS est ensuite utilisé pour la simulation et l'optimisation électromagnétique de l'implémentation physique du réseau synthétisé.

1. Introduction

L'objectif de ce projet est la conception d'un réseau à fentes MxN conforme, M guides d'ondes à entrées indépendantes en amplitude et en phase comportant chacune N fentes placées dans le sens longitudinal de la partie supérieure du guide. Dans ces conditions, il est possible de mettre en place une distribution de champs particulière dans les plans **E** et/ou **H** ainsi qu'un dépointage du lobe principal dans le champ **E**.

Les réseaux d'antennes courbés sont étudiés depuis plusieurs dizaines d'années, souvent dans le but d'être appliqués sur le fuselage d'un avion, sous le radôme d'un navire ou une tête de missile. Le type d'antennes retenu pour ces réseaux est souvent l'antenne fente[1] (slot antenna) car elle reste très compacte et se conforme facilement sur un guide d'ondes courbé. De plus, sa conception et sa réalisation sont industriellement relativement bien maîtrisées. Cependant, l'implémentation de ces antennes fentes est généralement réalisée sur des guides d'ondes volumiques, ce qui est encombrant et coûteux à produire.

La solution que nous avons choisie repose sur l'utilisation de la technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) flexible. Dans un premier temps, une présentation de la technologie SIW avec une étude sur les matériaux pouvant être utilisés ainsi que la technologie employée pour réaliser le dispositif est donc proposée.

La méthodologie de conception sera ensuite détaillée, elle repose sur un volet théorique basé sur les équations proposées dans [2], [3], [4] puis sur l'implémentation physique et son optimisation qui sont réalisées sur un

logiciel de simulation électromagnétiques. Finalement, les résultats obtenus seront présentés et discutés.

2. Technologie SIW flexible

2.a. Technologie SIW

Depuis une vingtaine d'années, une nouvelle technologie de guide d'onde permet, dans certaines conditions d'utilisation, de trouver un juste milieu entre les avantages et inconvénients des lignes microruban et les guides d'ondes rectangulaires (RWG - Rectangular WaveGuide). En effet, les RWG permettent l'utilisation de puissances importantes avec de faibles pertes mais restent volumineux et coûteux en raison des tolérances de fabrication requises. D'autre part, l'utilisation des lignes microruban, bon marché et faciles à produire, se trouve limitée par leurs pertes et par leur puissance admissible.

La technologie SIW constitue une approche intermédiaire [5], [6], [7] permettant de proposer des compromis différents. Son principe repose sur l'intégration d'un guide d'ondes directement dans un substrat diélectrique. Pour ce faire, 2 plans conducteurs encadrent le substrat diélectrique tout en étant reliés par des conducteurs électriques (souvent des trous métallisés) (figure 3 [6]). Nous retiendrons les mêmes noms des variables que dans l'article précédemment cité, à savoir d , s , w et h pour, respectivement, le diamètre des vias, leur espacement dans la direction de propagation, leur espacement transverse et finalement l'épaisseur du substrat.

L'idée première réside dans le fait de reproduire le comportement électromagnétique d'un RWG. Cependant, en plus des pertes par conduction ou diélectrique, α_c et α_d , communes avec le RWG, le SIW possède des pertes par 'fuite' α_l (leakage) dues à l'espacement entre les vias et donc aux dimensions s et d . Par conséquent, un ensemble de règles de dessin se doivent d'être respectées pour limiter les pertes [6] :

$$0.05 < \frac{s}{\lambda_c} < 0.25 \quad (1a)$$

$$0.025 < \frac{d}{\lambda_c} < 0.25 \quad (2b)$$

$$d < s < 2d \quad (3c)$$

Afin d'étudier ou dimensionner le SIW, on cherche souvent à se rapporter au RWG équivalent (ayant le même comportement EM). Les 2 formules les plus classiques pour trouver la largeur du SIW W_{SIW} à partir de W_{RWG} sont :

$$W_{rwg} = W_{siw} - 1.08 \frac{d^2}{s} + 0.1 \frac{d^2}{W_{siw}} \quad (2a)$$

$$W_{rwg} = W_{siw} - \frac{d^2}{0.95s} \quad (2b)$$

Aux fréquences qui nous intéressent, en bande Ku, la différence entre ces 2 formules reste cependant minime. La seconde équation est donc retenue. Ainsi, pour dimensionner notre SIW, il suffit alors de partir de la fréquence porteuse f_p pour déterminer f_{c10} et donc en déduire la largeur W_{rwg} propre à la permittivité du diélectrique et f_{c10} . Ensuite, en respectant les conditions entre les rapports de s , d et λ_c , on obtient la largeur W_{siw} en se basant sur (2).

2.b. Choix des matériaux

En plus de ses caractéristiques intéressantes en RF, la technologie SIW peut permettre de réaliser des structures conformées par l'utilisation de substrats flexibles sous réserve d'un choix judicieux des matériaux conducteurs et diélectriques. Pour cela, un ensemble de paramètres mécaniques (module de Young, limite d'élasticité), thermiques (coefficient d'expansion thermique, température de transition vitreuse/fusion), électriques ($\tan\delta$, ϵ_r , σ) et industriels (coût, conception, vieillissement) doivent être pris en compte.

Le choix du matériau pour le conducteur reste assez simple : devant la faible conductivité des polymères conducteurs ($\approx 10^4$ S/m) ou la complexité des encres conductrices, l'utilisation de feuillards fins (quelques microns d'épaisseur) de métaux est retenue.

Concernant le diélectrique, le substrat FR4 est écarté à cause de sa rigidité, de même pour les polymères naturels à cause de leurs caractéristiques thermiques. On se tourne donc vers les polymères synthétiques avec les élastomères (PDMS) [8], thermoplastiques semi-cristallins (LCP, PTFE, PET, PEN) [9], [10] et les thermodurcissables (Kapton) [11]. Une étude comparative de ces différents matériaux est donnée dans le tableau 1.

matériau	$\epsilon_{r,0dB}$	$\tan\delta$	CTE (ppm/°C)	T_g (°C)	Water absorption (%)	E_s (GPa)	Tensile strength (MPa)
FR-4	4.34 (GHz)	0.05 (GHz)	14	130 O	0.09	28	330
PET - Melmax 401	3.0	0.015	8	80/270	0.2	9	150
PEN - Teconex Q83	2.8	0.001	-	120/270	0.1	5.5	250
PTFE - RT/Duroid 5070	2.33 (GHz)	0.001 (GHz)	25/170	120/330	0.02	1.3/0.5 (23/100°C)	50/34 (23/100°C)
LCP - Rogers ultracon 3650	2.9 (10GHz)	0.0025 (10 GHz)	17/150	120/315	0.04	2.25	200
PDMS - sylgard184	2.7	0.001	340	-120 O	0.2	0.001	5
Kapton Dupont	FN	1.5 (23°C)	0.008 (23°C)	20	360 O	2.8	231/139 (23/200°C)
	HPP-ST	3 (200°C)	0.005 (200°C)		Does not melt	-	231
	FN				Decomposes at 520	2.5	207/121 (23/200°C)

Tableau 1 : étude comparative de différentes caractéristiques électriques, thermiques et mécaniques de plusieurs polymères

En observant l'ensemble des caractéristiques de chaque polymère et nos disponibilités industrielles, nous nous sommes alors tournés vers le LCP.

3. Conception du réseau d'antenne

3.a. Modèle théorique

Dans plusieurs études de réseau d'antennes à fente, les formules empiriques de la méthode de Stevenson [12] ou de Elliott [2] sont utilisées. L'idée est de représenter chaque fente par une admittance normalisée Y_n/G_0 dont la valeur dépend de l'offset x_n par rapport au centre du RWG et la demi-longueur de fente l_n . Cependant, ces formules ne sont valables que dans des guides vides, avec un rapport hauteur sur largeur (b/a) du guide d'ondes supérieur à 0.25 et le couplage mutuel (MC) est ignoré ou peu pris en compte. Elliott est alors revenu sur ses premiers travaux pour prendre en compte l'ajout d'un diélectrique et le couplage mutuel externe MC_{ext} (couplage entre les fentes rayonnantes par l'extérieur du guide d'ondes) dans un premier temps [3] puis le couplage mutuel interne MC_{int} (couplage entre les fentes rayonnantes par l'intérieur du guide d'ondes) [4] très important pour un rapport b/a faible. L'idée reste globalement la même : plutôt qu'un raisonnement complexe strictement vectoriel basé sur les équations de Maxwell, une approche simplifiée avec un raisonnement scalaire permet de représenter chaque fente comme une admittance normalisée parallèle Y_n^a/G_0 dite 'active' [2] car sa valeur dépend, en plus du couple (x_n, l_n), du couplage mutuel MC_n calculé à partir de tous les autres couples (x_i, l_i). Le réseau d'antennes à fente est donc représenté par un circuit équivalent.

La logique de cette méthode est directement basée sur l'utilisation de 2 égalités :

$$Y_n^a/G_0 = K_1 f_n \frac{V_n^s}{V_n} \quad (3a)$$

$$Y_n^a/G_0 = \frac{2f_n^2}{\frac{2f_n^2}{Y/G_0} + MC_n} \quad (3b)$$

K_1 et f_n sont des fonctions données en (11) et (12) de [3] qui dépendent de la fréquence, les dimensions du guide et son diélectrique. $Y/G_0(x_n, l_n)$ est l'admittance normalisée de la fente n en l'absence de toute autre antenne ($\emptyset MC$). V_n est la tension locale équivalente où la fente est placée. V_n^s est la tension aux bornes centrales de la fente n étudiée. Une grande partie de l'intérêt du travail de Elliott fut de définir cette tension V_n^s comme la somme de 4 tensions $V_{n,1}^s, V_{n,2}^s, V_{n,3}^s$ et $V_{n,4}^s$. Les 2 premières tensions $V_{n,1}^s$ et $V_{n,2}^s$ sont dues aux amplitudes des ondes incidentes $A_{10,n}$ et $D_{10,n}$ venant de $z=\pm\infty$ ($\emptyset MC$). $V_{n,3}^s$ découle du MC_{ext} avec les $N-1$ autres antennes et $V_{n,4}^s$ représente le MC_{int} d'ordre supérieur avec les antennes $n-1$ et $n+1$ du même guide. Ces 2 dernières tensions sont obtenues à l'aide de calculs électromagnétiques complexes en partant du théorème d'équivalence. Ce travail permet d'obtenir la valeur de MC_n donnée en (37) de [4].

La méthode d'Elliott permet donc de trouver le couple (x_n, l_n) propre à chaque antenne en respectant les 3 égalités suivantes :

$$\frac{Y_p^a/G_0}{Y_n^a/G_0} = \frac{f_p V_p^s V_n}{f_n V_n^s V_p} \quad (4a)$$

$$\forall n : \text{Im} \left(Y_n^a/G_0 \right) = 0 \quad (4b)$$

$$\sum_n Y_n^a / G_0 = a + 0j \quad (4c)$$

L'égalité 1 permet de prendre en compte la distribution souhaitée entre les antennes, la seconde assure que pour toutes antennes l'admittance normalisée équivalente est à partie imaginaire nulle (résonance), la dernière assure l'adaptation d'impédance en entrée du circuit avec a égal 1 ou $1/2$ suivant si le RWG est alimenté par une extrémité ou le centre.

3.b. Algorithme de détermination des dimensions

Différents points doivent être éclairés avant la réalisation d'un algorithme :

- Pour une antenne n donnée, il existe tout un ensemble de couples (x_n, l_n) qui répondent à (4b). De même pour une antenne m , toute une famille de couples (x_m, l_m) répond à (4b). En revanche, pour un couple choisi dans la famille n , il n'en existe qu'un dans la famille m qui valide à la fois (4b) et (4a). On se retrouve donc avec tout un ensemble de familles $((x_{ni}, l_{ni}), (x_{mj}, l_{mj}), \dots)$ validant à la fois (4b) et (4a). Celle qui doit alors être retenue est celle qui s'approche le plus de (4c).

- la fonction $Y/G_0(x_n, l_n)$ (1 seule fente sans MC) doit être connue. Pour ce faire, on utilise la méthode de Stegen [13] basée ici sur des simulations HFSS afin d'obtenir les règles de dessin d'une fente, soit la valeur de $Y/G_0(x_n, l_n)$ suivant les variations de x_n et/ou l_n .

- il nous faut trouver pour chaque fente n , le couple (x_n, l_n) avec les équations (4) sachant que la valeur de MC_n dépend elle-même de tous les couples recherchés du réseau. Un algorithme récursif doit donc être mis en place où chaque itération i consiste à rechercher les nouveaux couples $(x, l)_i$ avec la valeur de MC_n précalculée avec les couples de l'itération précédente $(x, l)_{i-1}$.

L'idée est donc de partir des premiers couples obtenus avec la fonction $Y/G_0(x_n, l_n)$ (\emptyset MC) afin de calculer le MC et de se lancer dans la récurrence décrite précédemment jusqu'à convergence des résultats. En général, une dizaine d'itérations est suffisante pour chaque ligne M du réseau.

4. Simulations HFSS

La procédure de design décrite dans la section précédente est utilisée pour concevoir un réseau à fente 6×8 à distribution uniforme dans les champs \mathbf{E} et \mathbf{H} . L'outil logiciel Ansys HFSS est ensuite utilisé pour simuler le comportement électromagnétique de notre structure.

La fréquence de travail retenue est $f_0 = 15$ GHz avec une fréquence de coupure $f_{c10} = 10$ GHz. Le diélectrique utilisé a une permittivité relative $\epsilon_r = 2.9$ et est sans pertes ($\tan\delta = 0$). La largeur du guide est obtenue à partir de f_{c10} et ϵ_r soit $a_{\text{rwg}} = 9.676$ mm. La hauteur retenue est du même ordre que celles des études sur SIW flexible soit ici $b_{\text{rwg}} = 0.5$ mm. On peut ici noter le faible rapport $b_{\text{rwg}}/a_{\text{rwg}}$ proche de 5%. La prise en compte du MC_{int} est alors essentielle. Les fentes sont espacées de $d_z = \lambda_g/2$ dans le sens longitudinal (λ_g la longueur d'onde guidée) et de $d_x = a_{\text{rwg}}$ dans le sens transversal en plus de leur offset.

Les dimensions obtenues avec notre code récursif sont utilisées pour construire notre modèle sur HFSS comme illustrée figure 1.

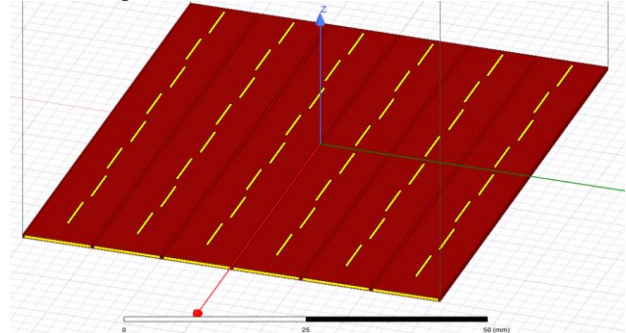


Figure 1 : Structure simulée, 6 guides d'ondes rectangulaires, chacun percés par 8 fentes

Six excitations indépendantes sont placées à l'entrée de chaque guide d'onde. Une simulation est lancée avec une variation de la fréquence autour de 15 GHz sur une bande de 800 MHz.

Les formules empiriques utilisées étant basées sur quelques simplifications électromagnétiques (plan réflecteur infini, épaisseur du conducteur nulle, largeur de fente W_{slot} négligeable, etc), un léger facteur de réajustement sur les dimensions est nécessaire pour une adaptation à 15 GHz.

En prenant en compte la symétrie du réseau, seuls les résultats sur les 3 premiers ports sont relevés. Les grandeurs d'abord observées sont les paramètres S_{ii} (figure 2) et les valeurs de la conductance et susceptance d'entrée normalisées (figure 3) qui sont idéalement égales à 1 et 0. Les courbes suivantes sont obtenues :

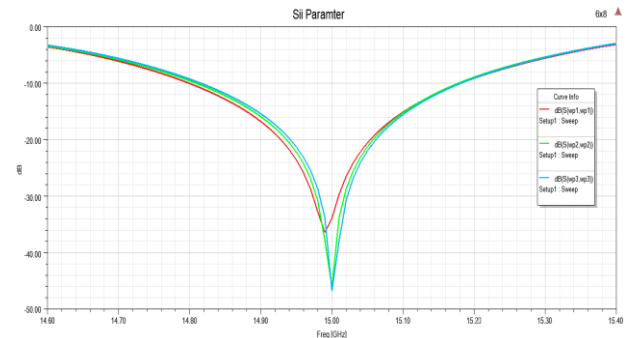


Figure 2 : variations des paramètres S_{11} , S_{22} et S_{33} en fonction de la fréquence

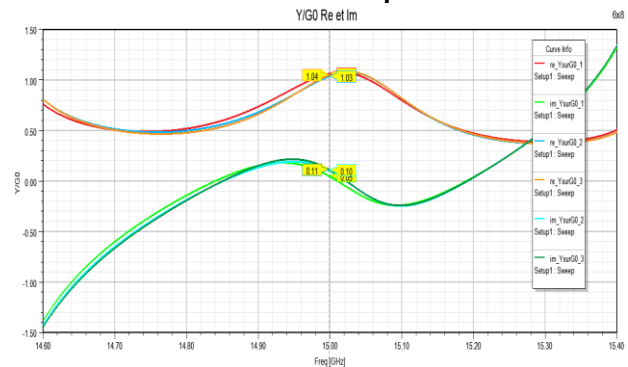


Figure 3 : variations des admittances normalisées d'entrée sur les 3 premiers ports en fonction de la fréquence

Une très bonne adaptation d'impédance peut être notée en observant les courbes de nos paramètres S_{ii} . Ceci est en accord avec les valeurs des parties réelles et imaginaires de Y_{in}/G_0 respectivement proches de 1 et 0 à 15 GHz (figure 3).

Le réseau étant adapté à notre fréquence de travail, on peut alors observer son diagramme de rayonnement dans les plans **E** et **H** (vert et rouge dans la figure 4 suivante).

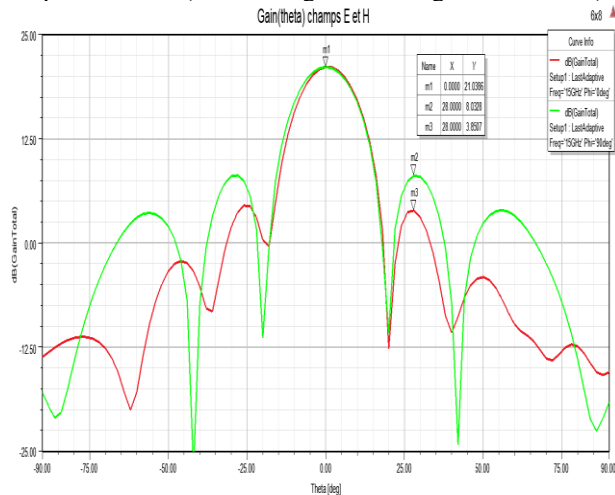


Figure 4 : diagramme de rayonnement dans les plans E et H

On peut noter une très bonne symétrie dans le plan **E** avec un lobe secondaire à -13dB. La symétrie est moins nette dans le plan **H** avec un lobe secondaire à -16dB. Ceci peut être expliqué par la différence de longueur du réflecteur en $\pm z$ avec l'alimentation à $\lambda_g/2$ en $+z$ et le court-circuit en bout de guide en $-z$ à $\lambda_g/4$.

5. Conclusion

Une méthode de conception d'un réseau d'antennes à fente a été décrite avec dans un premier temps une présentation de la technologie SIW flexible puis, dans un second temps, une explication de la méthode de Elliott permettant de dimensionner le réseau. Un code récursif en langage python a été développé afin d'obtenir les dimensions du réseau et de venir le construire sur le logiciel de simulation Ansys HFSS. Les résultats alors obtenus nécessitent un faible facteur de redimensionnement afin de converger vers les résultats attendus. La suite de ce projet consiste alors à adapter nos précédents travaux pour un réseau courbé.

Références

[1] S. Abedrabba, R. Allanic, N. Dubroca, J. Haumant, C. Quendo and T. Merlet, "A 3D-Printed Coaxial-fed Waveguide 2-Slot Array for an AESA Radar Application in the Ku-band," *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, 2019

[2] R. S. Elliott and L. A. Kurtz, "The Design of Small Slot Arrays", *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. AP-26, pp. 214-219, March 1978.

[3] R. S. Elliott, "An improved design procedure for small arrays of shunt slots" *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-31, pp. 48-53, Jan. 1983.

[4] R. S. Elliott and W. R. O'Loughlin, "The design of slot arrays including internal mutual coupling," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, pp. 1149-1154, Sept. 1986.

[5] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 11, pp. 68-70, Feb. 2001

[6] Xu Feng and Wu Ke, "Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide", *IEEE Trans. Micro. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005.

[7] J. E. Rayas-Sanchez and V. Gutierrez-Ayala, "A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions," *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Atlanta, GA, USA, 2008

[8] D. Le Goff, Y. Song, L. Barbier, T. H. Chio and K. Mouthaan, "Low-Cost and Highly Flexible Antenna for 2.4 GHz IoT applications," *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*

[9] E. Haque, S. Mahmuda and F. Ahmed, "A flexible polymer substrate based wideband antenna for WBAN applications," *2017 IEEE International Conference on Telecommunications and Photonics*

[10] S. M. Saeed, C. A. Balanis and C. R. Birtcher, "Radiation characteristics of flexible reconfigurable antenna with curved cylindrical configurations," *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*

[11] D. L. Goff, Y. Song, G. Riondet and K. Mouthaan, "Conformal 2.4 GHz Antenna with Room Temperature Vulcanized (RTV) Silicone Rubber Substrate," *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation*

[12] A. F. Stevenson, "Theory of slots in rectangular waveguides", *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 24-38, Jan. 1948.

[13] R. J. Stegen, "Longitudinal Shunt Slots Characteristics", *Hughes Technical Memorandum*, No. 261, Nov 1951