HAL open science

Conception d'un circulateur autopolarisé en bande E en technologie guide d'ondes pour applications spatiales

Evan Roué, Vincent Laur, Alexis Chevalier, Antoine Hoez, Gérard Tanné, Olivier Vendier, Rose-Marie Sauvage, Richard Lebourgeois

To cite this version:

Evan Roué, Vincent Laur, Alexis Chevalier, Antoine Hoez, Gérard Tanné, et al.. Conception d'un circulateur autopolarisé en bande E en technologie guide d'ondes pour applications spatiales. 17èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux (JCMM 2023), Apr 2023, Tours, France. hal-04047293

HAL Id: hal-04047293

https://hal.science/hal-04047293v1

Submitted on 27 Mar 2023

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 circulateur autopolarisé en bande E en technologie guide d'ondes pour applications spatiales

Evan Roué[1], Vincent Laur[1], Alexis Chevalier[1], Antoine Hoez[1], Gérard Tanné[1], Olivier Vendier[2], Rose-Marie Sauvage[3], Richard Lebourgeois[4]

[1]*Lab-STICC, UMR 6285, CNRS, Université de Bretagne Occidentale, Brest, France*
[2]*Thales Alenia Space, Toulouse, France*
[3]*Agence de l'Innovation de Défense, Direction Générale de l'Armement, Paris, France*
[4]*Thales Research & Technology, Palaiseau, France*
Evan.Roue@univ-brest.fr, Vincent.Laur@univ-brest.fr

***Résumé**— Le développement des nouvelles générations de systèmes de télécommunications spatiaux repose sur l'utilisation de nouvelles bandes de fréquences telles que les bandes E ou W. Les circulateurs sont des composants clés dans ces systèmes mais, traditionnellement, leur taille et leur poids limitent leur utilisation. Dans ce papier, un circulateur autopolarisé (sans aimant) en bande E en technologie guide d'ondes est présenté. La méthode de synthèse est détaillée et adaptée aux contraintes de fabrication. Des simulations électromagnétiques sont réalisées pour valider le design avant la production. Le composant réalisé présente de bonnes performances RF avec des pertes d'insertion minimales de 0,37 dB et un niveau d'isolation maximal de 17,8 dB à 71,6 GHz. Ce circulateur ouvre la voie à la conception de circulateurs planaires miniatures en bande E.**

I. INTRODUCTION

Les circulateurs sont des composants importants dans les systèmes de télécommunication modernes. Ils permettent les communications « full-duplex » avec une seule antenne. Ils peuvent être utilisés en tant que commutateur si le sens de circulation est réglable. Si un des ports est terminé par une charge adaptée, le circulateur devient un isolateur. Les isolateurs sont utilisés dans les chaînes RF pour protéger certains composants, comme les amplificateurs, contre d'éventuels signaux agresseurs à proximité en provenance de l'antenne ou contre les désadaptations d'impédances.

Les circulateurs à bases de ferrite sont connus pour être encombrants, lourds et chers ce qui limite leurs utilisations. Différentes techniques ont été proposées pour résoudre ces problèmes. Néanmoins, les circulateurs à base de ferrite doux restent encombrants et lourds puisqu'ils requièrent la présence d'un champ magnétique externe créé, le plus souvent, par un ou plusieurs aimants permanents. La taille de ceux-ci tend à augmenter à mesure que la fréquence de fonctionnement du circulateur augmente. Enlever les aimants devient alors nécessaire dans les bandes millimétriques. L'utilisation de ferrites durs, comme les hexaferrites pré-orientés est une solution couramment utilisée pour supprimer les aimants [1]–[6]. Des démonstrateurs existent en bandes Ku [2], Ka [3], [5], Q [1], [4] et en bande V [5], [6].

A notre connaissance, il n'existe qu'une seule tentative en bande E [7], qui peut être amélioré en utilisant un matériau avec des pertes magnétiques plus faibles.

Ce travail a été financé par Thales Alenia Space et l'Agence de l'Innovation de Défense (DGA). Les auteurs tiennent à remercier Alain Peden du Lab-STICC à l'Institut Mines-Telecom Atlantique (IMT-A) pour son aide lors des mesures.

Les designs documentés en bande W quant à eux, semblent être tous basé sur des ferrites doux (spinelles) [8]–[10].

Dans ce papier, nous proposons la réalisation d'un circulateur autopolarisé en technologie guide d'ondes pour la bande SATCOM descendante 71-76 GHz.

II. CONCEPTION DU CIRCULATEUR

A. *Vue d'ensemble*

Une vue d'ensemble de la jonction Y est disponible sur la Fig. 1. Le composant est construit autour de guides d'ondes WR-12 ($a \times b = 3{,}1 \times 1{,}55\ mm^2$). L'adaptation d'impédance large bande est réalisée à l'aide de sections de guide à hauteur réduite b_t, de longueur l_t. Pour faciliter le placement du disque de ferrite, un disque métallique d'une hauteur $step_h = 100\ \mu m$ a été ajouté sous celui-ci et dépasse d'une valeur $step_r = 100\ \mu m$ autour du ferrite. Le disque de ferrite est fixé au guide d'onde à l'aide d'un scotch double face d'épaisseur $100\ \mu m$ (non représenté ici).

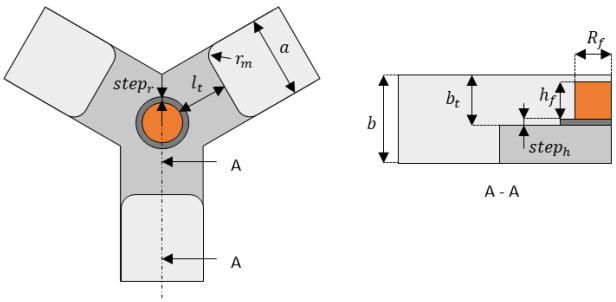


Fig. 1. Schémas de la jonction Y.

B. *Propriétés du ferrite*

Le matériau ferrite utilisé est un hexaferrite de strontium commercial, basé sur la structure magnétoplombite (type M) [11]. Ses propriétés électromagnétiques statiques et dynamiques sont indiquées dans le Tableau I.

TABLEAU I. PROPRIETES DU FERRITE

Matériau	ϵ_r	$tan\ \delta_e$	$4\pi Ms\ (G$	M_r/M_s	$H_k\ (kOe)$	$\Delta H\ (Oe)$
SrM	21.3	5.10^{-4}	4800	0,85	17,5	200 @ 45 GHz

C. *Contraintes de fabrication du boitier*

Le boiter du circulateur est réalisé sous la forme d'un bloc divisé en deux, voir Fig. 2 et Fig. 3. Les deux moitiés sont usinées en aluminium pour créer la jonction en Y du guide d'ondes. Elles sont assemblées avec 5 vis CHC M2x12. Des plots et des trous d'alignements sont ajoutés pour assurer un bon placement des deux demi-coques. Afin de garantir un bon contact entre les deux parties aux endroits critiques, la face inférieure comporte des rebords tout autour du chemin RF. Une fine couche d'argent ($\sigma = 61\ MS/m,\ t \geq 5\ \mu m$) est déposée sur la surface interne du guide. La profondeur de peau étant de l'ordre de 200 µm à 300 µm en bande E, l'épaisseur du dépôt d'argent est suffisante pour assurer de faibles pertes métalliques.

Les guides d'ondes d'entrée sont courbés, avec un rayon $r_{wg} = 6{,}2\ mm$ (qui correspond à au moins deux fois la largeur du guide d'ondes) pour accommoder la jonction en Y à la forme en T du boitier. Les chanfreins et congés dus à la forme de l'outil de la fraiseuse doivent être pris en compte comme par exemple, le rayon r_m, voir Fig. 1, dû à la fraise, qui est fixé à $0{,}55\ mm$. Il est préférable d'éviter toute protrusion au-delà de la moitié inférieure. Ainsi, la hauteur réduite b_t doit être supérieure à $0{,}875\ mm$. Cela oblige la hauteur réduite b_t à être de $0{,}9\ mm$ avec quelques marges pour les tolérances de fabrication.

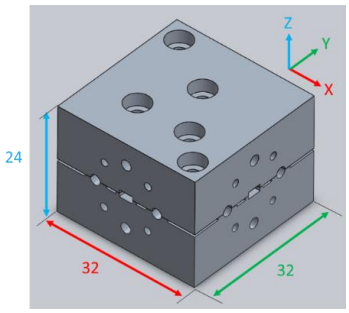
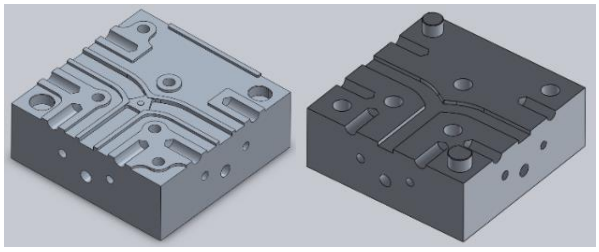


Fig. 2. Modèle Solidworks du boitier du circulateur. Les dimensions sont en millimètres.



(a) (b)

Fig. 3. Modèles Solidworks des deux demi-coquilles : (a) Partie basse ; (b) Partie haute.

III. METHODE DE SYNTHESE

A. *Conception de la jonction Y*

La méthode classique de synthèse des circulateurs en guide d'ondes a été suivie [12]. Le rayon du disque de ferrite est calculé avec l'équation de Bosma [13] :

$$J_1'(kR_f) = 0 \Rightarrow kR_f = 1{,}84 \tag{1}$$

$$k = \frac{2\pi f\sqrt{\mu_{eff}\epsilon_r}}{c_0} \tag{2}$$

Avec R_f, le rayon du ferrite et k, le nombre d'onde dans le ferrite. La perméabilité effective μ_{eff} est calculé avec le modèle de Polder [14]. Le champ interne est déterminé par

$$H_{int} = H_k - N_z M_r \tag{3}$$

Où $H_k = 17{,}5\ kOe$ est le champ d'anisotropie magnetocrystalline de l'hexaferrite et $M_r = 4080\ G$ son aimantation rémanente, voir Tableau 1. Le coefficient démagnétisant selon l'axe z N_z pour un disque est calculé en utilisant la formule suivante [15]

$$N_z = 1 - \frac{\left(\frac{h_f}{2R_f}\right)}{\sqrt{1 + \left(\frac{h_f}{2R_f}\right)^2}} \tag{4}$$

Avec R_f, le rayon du disque et h_f, son épaisseur. Celui-ci doit respecter la contrainte suivante

$$0{,}7b_t < h_f < 0{,}85b_t. \tag{5}$$

Cependant, en tenant compte de l'épaisseur du ruban adhésif double face ($0{,}1\ mm$), la valeur de h_f est fixée à $0{,}6\ mm$.

B. *Conception des lignes d'adaptation*

Dans le but d'améliorer la bande passante du circulateur, des lignes d'adaptation « quart d'ondes » sont ajoutée. Dans un guide d'onde rectangulaire, la longueur d'onde guidée est déterminée par

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \tag{6}$$

Où λ_0 est la longueur d'onde en espace libre et $\lambda_c = 2a$ est la longueur d'onde à la fréquence de coupure du premier mode TE_{10} du guide. Ce type de lignes est réalisé à l'aide d'une section de guide à hauteur réduite b_t. La transition entre la hauteur normale et la hauteur réduite est faite via une marche asymétrique [12]. Cette marche ajoute un effet capacitif parallèle équivalent à l'interface. Il est donc nécessaire de compenser cet effet en réduisant la longueur des lignes d'adaptation. Les équations suivantes, présentées dans [12], sont utilisées pour déterminer la longueur de correction ΔL. Tout d'abord, il faut calculer la susceptance normalisée

$$\frac{B}{Y_0} = \frac{4b}{\lambda_g}\left\{\begin{array}{c} \ln\left[\left(\frac{1-\alpha^2}{4\alpha}\right)\left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)^{\left(\frac{\alpha}{2}+\frac{1}{2\alpha}\right)}\right] \\ +2\frac{A+A'+2C}{AA'-C^2} \\ +\left(\frac{b}{2\lambda_g}\right)^2\left(\frac{1-\alpha}{1+\alpha}\right)^{4\alpha}\left(\frac{5\alpha^2-1}{1-\alpha^2}+\frac{4\alpha^2 C}{3A}\right)^2 \end{array}\right\} \tag{8}$$

Avec λ_g, la longueur d'onde guidée, $\alpha = \frac{b_t}{b}$, le rapport de la hauteur réduite sur la hauteur normale du guide, et

$$A = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)^{2\alpha} \frac{1+\sqrt{1-\left(\frac{2b}{\lambda_g}\right)^2}}{1-\sqrt{1-\left(\frac{2b}{\lambda_g}\right)^2}} - \frac{1+3\alpha^2}{1-\alpha^2} \qquad (9)$$

$$A' = \left(\frac{1+\alpha}{1-\alpha}\right)^{\frac{2}{\alpha}} \frac{1+\sqrt{1-\left(\frac{2b_t}{\lambda_g}\right)^2}}{1-\sqrt{1-\left(\frac{2b_t}{\lambda_g}\right)^2}} - \frac{3+\alpha^2}{1-\alpha^2} \qquad (10)$$

$$C = \left(\frac{4\alpha}{1-\alpha^2}\right)^2. \qquad (11)$$

Ensuite, la valeur d'ajustement de la phase, permettant la correction de l'effet capacitif de la marche, est calculée avec

$$X = \frac{1}{2}\left[\tan^{-1}\left(\frac{B}{Y_0}\frac{\alpha}{1-\alpha}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{B}{Y_0}\frac{\alpha}{1+\alpha}\right)\right]. \qquad (12)$$

Enfin, la longueur de correction ΔL peut être calculée ainsi (avec les fonctions trigonométriques exprimées en radians)

$$\Delta L = \frac{X\lambda_g}{2\pi}. \qquad (13)$$

IV. REALISATION DU CIRCULATEUR

A. *Simulations électromagnétiques*

La méthode présentée précédemment a été suivie afin de dimensionner le circulateur en guide d'ondes bande E (71-76 GHz) autopolarisé. Les valeurs calculées par le modèle sont utilisées comme point de départ puis une étape d'optimisation numérique est réalisée sur HFSS. L'équation du facteur démagnétisant N_z pour un disque est prise en compte dans les simulations. Les dimensions issues de la synthèse et celles obtenues après optimisation sont indiquées dans le Tableau II. La Fig 5 présente les paramètres S obtenus après l'étape d'optimisation sur HFSS.

TABLEAU II. DIMENSIONS CALCULEES ET FINALES DU CIRCULATEUR

Valeurs	R_f (mm)	h_f (mm)	l_t (mm)	b_t (mm)
Calculées	0,313	0,6	1,09	0,9
Optimisées	0,42	0,6	1,05	0,9

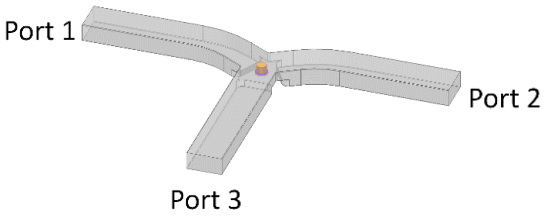


Fig. 4. Vue 3D du circulateur bande E simulé.

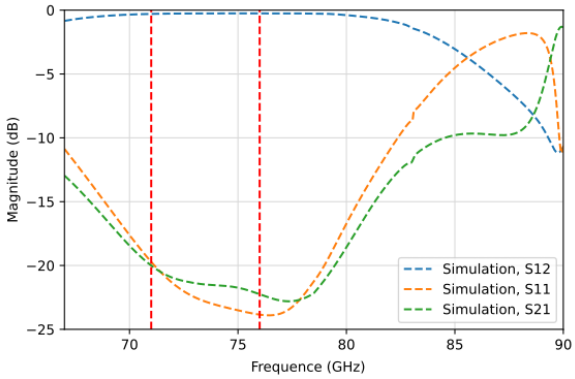


Fig. 5. Paramètres S simulés du circulateur ainsi conçu. Les lignes rouges verticales délimitent la bande de fréquence d'intérêt (71 – 76 GHz).

Les pertes d'insertions minimales sont de 0,26 dB à 76,3 GHz. Le niveau maximum d'isolation est de 22,8 dB à 76,4 GHz. Dans la bande de fréquences d'intérêt (71 – 76 GHz), les niveaux d'isolation et d'adaptation sont supérieures à 20 dB ($S < -20\ dB$) et les pertes d'insertions sont inférieures à 0,3 dB. Des simulations paramétriques ($\pm 20\ \mu m$ sur les dimensions horizontales, $\pm 10\ \mu m$ sur les dimensions verticales) ont été réalisées afin d'anticiper les variations de performances RF dues aux tolérances de fabrication. Aucune dégradation significative des performances n'a été observée, voir Fig. 6.

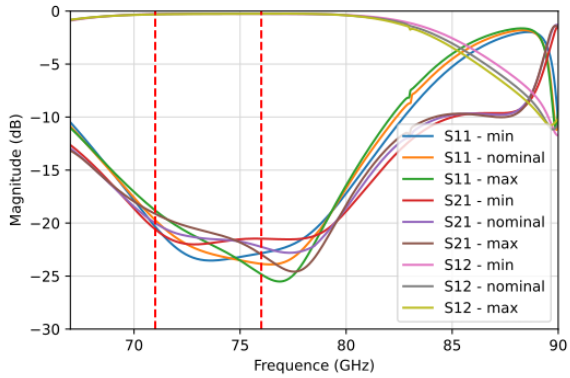


Fig. 6. Paramètres S simulés du circulateur ainsi conçu. Les lignes rouges verticales délimitent la bande de fréquence d'intérêt (71 – 76 GHz).

B. *Tests et mesures*

Le composant a été mesuré à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel Rohde & Schwartz ZVA67 avec les convertisseurs de fréquence ZVA-110 (75 - 110 GHz) ayant des ports de sortie au standard WR-10. Le banc de test ne possédant que 2 ports, le troisième port est connecté à la charge adaptée du kit d'étalonnage, voir Fig. 7. Des transitions guide d'ondes WR-10 vers WR-12 sont ajoutées pour connecter le composant au banc de mesure. Un étalonnage Thru-Reflect-Line (TRL) est effectué en WR-10 en raison de l'absence de kit en guide d'ondes WR-12. Les pertes d'insertion des transitions sont mesurées afin de les enlever *a posteriori* des coefficients de transmission S_{12} et S_{21}. Le balayage en fréquence est réglé sur la bande 67 GHz - 90 GHz. La comparaison entre les paramètres S simulés et mesurés est présentée sur la Fig. 8.

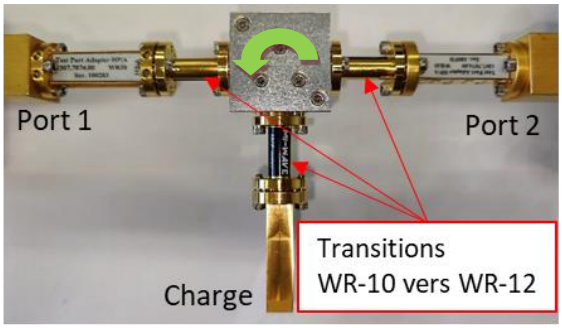


Fig. 7. Banc de mesure du circulateur.

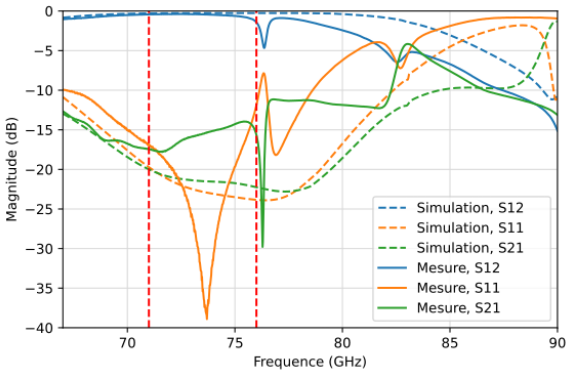


Fig. 8. Comparaison des performances simulées et mesurées. Les lignes rouges verticales délimitent la bande de fréquence d'intérêt (71 – 76 GHz).

Un assez bon accord entre la simulation et la mesure est observé. Les pertes d'insertions minimales sont de 0,37 dB à 71,6 GHz. Le niveau d'isolation maximal est de 17,8 dB à 71,6 GHz. Dans la bande d'intérêt (71 - 76 GHz), les niveaux d'isolation et d'adaptation sont supérieurs à 14,3 dB et les pertes d'insertions sont inférieures à 1,45 dB. Les pertes d'insertions plutôt élevées entre 72 GHz et 76 GHz pour un composant en guide d'ondes, sont dues à un décalage de la réponse du circulateur vers les basses fréquences. De meilleures performances peuvent être remarquées entre 68,4 GHz et 74,2 GHz avec un niveau d'isolation supérieur à 15 dB et des pertes d'insertion inférieures à 0,83 dB. Ce décalage en fréquence pourrait s'expliquer par des tolérances sur le placement du disque de ferrite et/ou une estimation inexacte des propriétés de celui-ci.

V. CONCLUSION

Dans ce papier, un circulateur bande E autopolarisé en guide d'ondes a été fabriqué et présente de très bonnes performances RF ($S_{21} < -15\,dB, S_{12} > -0{,}83\,dB$ @ $68{,}4\,GHz - 74{,}2\,GHz$). Comparé aux autres composants de la littérature (Fig. 9), celui-ci offre les pertes d'insertions minimales les plus faibles des circulateurs autopolarisé en guide d'onde dans les bandes millimétriques (30 - 100 GHz) grâce à l'utilisation d'un hexaferrite de strontium commercial à faibles pertes ($\Delta H = 200\,Oe$ @ $45\,GHz$). Ce travail ouvre la voie à d'autres composants à ferrites dans les bandes E et W, en technologies guide d'ondes ou planaire.

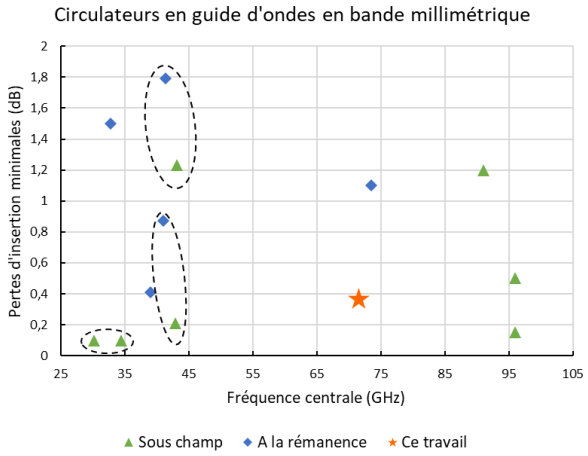


Fig. 9. Etat de l'art des circulateurs en guide d'ondes en bande millimétrique (30 – 100 GHz).

REFERENCES

[1] Xu Zuo, H. How, S. Somu, and C. Vittoria, "Self-biased circulator/isolator at millimeter wavelengths using magnetically oriented polycrystalline strontium M-type hexaferrite," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, Art. no. 5, Sep. 2003.

[2] J. Wang *et al.*, "Self Biased Y-Junction Circulator at Ku Band," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 21, no. 6, Art. no. 6, Jun. 2011.

[3] Y. Cui *et al.*, "Integration of Self-Biased Circulators on GaN/SiC for Ka-band RF application," in *2019 Device Research Conference (DRC)*, Jun. 2019, pp. 41–42.

[4] N. Parker-Soues *et al.*, "Compact Self-Biased Q-Band Circulators," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 57, no. 4, pp. 1–6, Apr. 2021.

[5] Y. Cui *et al.*, "Monolithically Integrated Self-Biased Circulator for mmWave T/R MMIC Applications," in *2021 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Dec. 2021, p. 4.2.1-4.2.4.

[6] W. Quan, V. J. Koomson, and M. N. Afsar, "Hexagonal Nano-ferrites used on a V-band Self-bias On-chip Circulator for CMOS," in *2022 Joint MMM-Intermag Conference (INTERMAG)*, Jan. 2022, pp. 1–5.

[7] Y. Akaiwa and T. Okazaki, "An application of a hexagonal ferrite to a millimeter-wave Y circulator," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 10, no. 2, pp. 374–378, Jun. 1974.

[8] W. Piotrowski and S. Schell, "Low Loss 92-100 Ghz Circulators," in *1982 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Jun. 1982, pp. 252–254.

[9] H. D. Kim, I. Kirsanov, and N. Volobouev, "The new approach to designing W-band Y-junction circulator with small insertion loss," in *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.98CH36192)*, Jun. 1998, vol. 2, pp. 637–639 vol.2.

[10] E. K.-N. Yung, R. S. Chen, K. Wu, and D. X. Wang, "Analysis and development of millimeter-wave waveguide-junction circulator with a ferrite sphere," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 11, Art. no. 11, Nov. 1998.

[11] R. C. Pullar, "Hexagonal ferrites: A review of the synthesis, properties and applications of hexaferrite ceramics," *Prog. Mater. Sci.*, vol. 57, no. 7, Art. no. 7, Sep. 2012.

[12] D. K. Linkhart, *Microwave circulator design*, Second edition. Boston: Artech House, 2014.

[13] H. Bosma, "On Stripline Y-Circulation at UHF," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 12, no. 1, Art. no. 1, Jan. 1964.

[14] D. Polder, "On the theory of ferromagnetic resonance," *Lond. Edinb. Dublin Philos. Mag. J. Sci.*, vol. 40, no. 300, pp. 99–115, Jan. 1949.

[15] J. Helszajn, *The stripline circulator: theory and practice*. Hoboken, New Jersey: J. Wiley & Sons, 2015.