

# Efeito da Variação da Espessura do Substrato Ferrimagnético em Antenas de Microfita

M. R. M. L. Albuquerque, S. G. Silva, J. R. S. Oliveira, A. G. d'Assunção

**Resumo**—Neste trabalho são analisadas antenas de microfita com substratos ferrimagnéticos em rampa. O objetivo é avaliar o efeito da utilização do substrato em rampa no desempenho da antena, incluindo sua largura de banda. É também examinada a influência do campo magnético DC aplicado no comportamento da antena. Resultados numéricos são apresentados.

**Palavras-Chave**—Antenas planares, antenas de microfita afiladas, substratos ferrimagnéticos, estruturas planares.

**Abstract**—This work presents an analysis of microstrip antennas on tapered ferrimagnetic substrates. The objective is to evaluate the effect of the substrate height variations on the antenna performance, including the operating bandwidth. The influence of the applied DC magnetic field on the antenna behavior is also examined. Numerical results are presented.

**Index Terms**—Planar antennas, tapered microstrip antennas, ferrimagnetic substrates, planar structures.

## I. INTRODUÇÃO

As antenas de microfita têm grande potencial de aplicação nos sistemas de comunicações móveis e comunicações por satélite. A escolha dessas estruturas, em relação a outros tipos de antenas, decorre, em grande parte, da demanda do mercado pelo desenvolvimento de antenas com pequenas dimensões, baixo peso, versatilidade e capacidade de instalação em superfícies curvas [1]-[4].

Por outro lado, as antenas impressas em ferrita têm grande aplicabilidade em sistemas de radar, pois apesar de exibirem larguras de faixa estreitas, suas frequências de ressonância podem ser sintonizadas variando-se o campo magnético DC de polarização aplicado ao substrato. Isto é importante nos projetos de dispositivos que necessitam de uma sintonia externa para melhor adequá-los à sua utilização [5]-[9].

As antenas de microfita apresentam limitações, que comprometem seu desempenho elétrico, como faixa de passagem estreita, baixa potência, perdas elevadas. Várias técnicas para a eliminação ou redução dessas características indesejáveis têm sido apresentadas na literatura [1]-[3].

M.R.M.L. Albuquerque, S.G. Silva, A.G. d'Assunção, Depto. Engenharia Elétrica, UFRN, Natal, RN. E-mails: [ela@ufrnet.br](mailto:ela@ufrnet.br), [sandro@ct.ufrn.br](mailto:sandro@ct.ufrn.br), [adaildo@ct.ufrn.br](mailto:adaildo@ct.ufrn.br), J.R.S. Oliveira, CEFET-RN, Natal, RN. E-mail: [ribamar@digizap.com.br](mailto:ribamar@digizap.com.br).

Este trabalho foi parcialmente financiado pelo CNPq.

O estudo de antenas de microfita contendo substratos ferrimagnéticos em rampa é desenvolvido como proposta para melhorar a largura de banda das antenas planares. A estratégia utilizada é simples e consiste em considerar o efeito das variações na altura do substrato em rampa que apóia o *patch* metálico. Nesse sentido, vários trabalhos já foram dedicados à análise de linhas de microfita afiladas [10]-[14] e de antenas de microfita afiladas impressas em substratos dielétricos isotrópicos e anisotrópicos [15]-[19].

A utilização de um procedimento de onda completa, através do método dos potenciais vetoriais de Hertz, associado ao método dos momentos, permite determinar a frequência de ressonância [9], bem como os parâmetros de entrada da antena com substrato em rampa, tais como coeficiente de reflexão e coeficiente de onda estacionária [11].

## II. FORMULAÇÃO TEÓRICA

A Fig. 1 ilustra uma aproximação da antena *patch* de microfita impressa em substrato ferrimagnético em rampa, considerando-a como sendo formada de seções uniformes. O *patch* retangular tem largura  $W$  e comprimento  $L$ . A ferrita que compõe o substrato (região 1) tem permissividade elétrica  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_{r1}$  e permeabilidade tensorial  $\bar{\mu}$ . A região 2 é o ar com permissividade elétrica  $\epsilon_0$  e permeabilidade magnética  $\mu_0$ . A espessura do substrato em rampa varia linearmente de  $h_1$  para  $h_2$ , conforme as variações do ângulo  $\tau$  entre o plano contendo o *patch* condutor e o plano paralelo ao plano de terra.

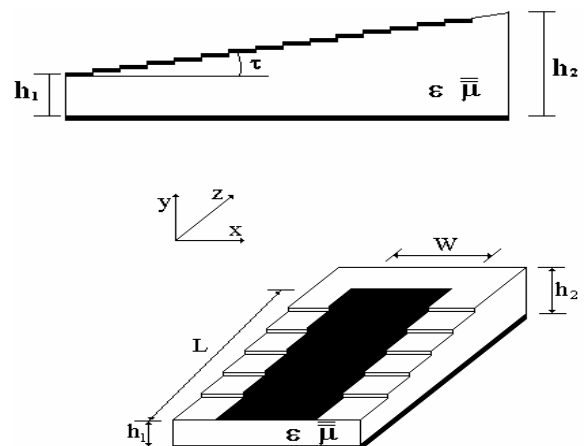


Fig. 1. Antena de microfita sobre substrato ferrimagnético em rampa.

A ferrita pode ser descrita pelo tensor de Polder expresso por [20]:

$$\bar{\bar{\mu}} = \begin{bmatrix} \mu & 0 & j\kappa \\ 0 & \mu_0 & 0 \\ -j\kappa & 0 & \mu \end{bmatrix} \quad (1)$$

cujas componentes são escritas como:

$$\frac{\mu}{\mu_0} = 1 - \frac{\gamma^2 H_0 4\pi M_s}{\omega^2 - (\gamma H_0)^2}; \quad \frac{\kappa}{\mu_0} = \frac{\gamma 4\pi M_s}{\omega^2 - (\gamma H_0)^2} \quad (2)$$

onde  $\gamma$  é a razão giromagnética da ferrita,  $H_0$  é a intensidade do campo magnetostático aplicado,  $4\pi M_s$  é a magnetização de saturação do material e  $\omega$  é a frequência de operação.

O desenvolvimento teórico emprega o método dos potenciais vetoriais de Hertz, no domínio da transformada de Fourier, em combinação com o método de Galerkin.

Na aplicação do método dos potenciais vetoriais de Hertz, os campos estão expressos em termos dos potenciais de Hertz elétrico ( $\bar{\pi}_e$ ) e magnético ( $\bar{\pi}_h$ ), orientados ao longo do eixo  $y$ , sendo dados por [11]:

$$\bar{E} = -j\omega\mu\nabla \times \bar{\pi}_h + \omega^2 \epsilon \mu_0 \left( \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu^2} \right) \bar{\pi}_e + \frac{\mu_0}{\mu} \nabla \nabla \cdot \bar{\pi}_e \quad (3)$$

$$\bar{H} = j\omega\epsilon\mu_0 \left( \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu^2} \right) (\bar{\mu})^{-1} \nabla \times \bar{\pi}_e + \omega^2 \epsilon \mu \bar{\pi}_h + \nabla \nabla \cdot \bar{\pi}_h \quad (4)$$

onde  $\bar{\pi}_e$  e  $\bar{\pi}_h$  devem satisfazer às equações de onda:

$$\nabla^2 \bar{\pi}_e + \omega^2 \frac{(\mu^2 - \kappa^2)}{\mu} \epsilon \pi_e = 0 \quad (5)$$

$$\nabla^2 \bar{\pi}_h + \omega^2 \mu_0 \epsilon \pi_h + \frac{(\mu_0 - \mu)}{\mu} \frac{\partial^2 \bar{\pi}_h}{\partial y^2} = 0 \quad (6)$$

Para a região 2 (ar), as expressões para os campos elétrico e magnético são obtidas como um caso particular, bastando fazer  $\mu = \mu_0$ ,  $\kappa = 0$  e  $\epsilon = \epsilon_0$ .

A análise, no domínio da transformada de Fourier, requer a solução do problema de contorno. Impondo as condições de contorno adequadas à estrutura, as transformadas de campo elétrico  $\tilde{E}_x$  e  $\tilde{E}_z$  são expressas em função das transformadas da densidade de corrente no *patch*, representadas por  $\tilde{J}_x$  e  $\tilde{J}_z$ . Assim, obtém-se [9]:

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{xx} & \tilde{Z}_{xz} \\ \tilde{Z}_{zx} & \tilde{Z}_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} \quad (7)$$

onde  $\tilde{Z}_{xx}$ ,  $\tilde{Z}_{xz}$ ,  $\tilde{Z}_{zx}$  e  $\tilde{Z}_{zz}$  são as componentes da função diádica de Green no domínio da transformada de Fourier.

Após a obtenção das expressões para os elementos da matriz impedância, usa-se o método de Galerkin e o teorema de Parseval na determinação da frequência de ressonância do modo dominante.

Para a determinação dos parâmetros de entrada da antena afilada, a estrutura é modelada como uma linha de microfita formada de várias seções de linha uniformes (sem afilamento na espessura do substrato), cujas características de propagação variam, contínua e suavemente, de seção para seção [10]. O método dos potenciais vetoriais de Hertz e o procedimento clássico do método dos momentos permitem determinar as constantes de fase normalizadas e as impedâncias características de cada seção uniforme ( $W$  e  $h$  constantes). A teoria de linhas de transmissão é empregada e, usando um processo iterativo, o coeficiente de reflexão e o coeficiente de onda estacionária, na entrada da antena de microfita em rampa, são determinados [15].

O coeficiente de onda estacionária SWR é calculado através da expressão:

$$SWR = 20 \log_{10} \left( \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} \right) \quad (8)$$

onde  $\Gamma_{in}$  representa o coeficiente de reflexão na entrada da antena.

### III. RESULTADOS NUMÉRICOS

Foram obtidos resultados para antenas *patch* de microfita com substrato ferrimagnético em rampa ( $h_1 = 0,254$  cm,  $h_2 = h_1 + L \sin \tau$ ). O *patch* retangular tem dimensões  $W = 0,91$  cm e  $L = 1,20$  cm. A ferrita tem permissividade elétrica  $\epsilon_r = 11,41$ , magnetização de saturação  $4\pi M_s = 985$  G e razão giromagnética  $\gamma = 2,855$  MHz/Oe.

A Fig. 2 mostra as curvas de frequência de ressonância em função do ângulo de inclinação  $\tau$ , para diferentes valores da intensidade do campo magnético DC aplicado.

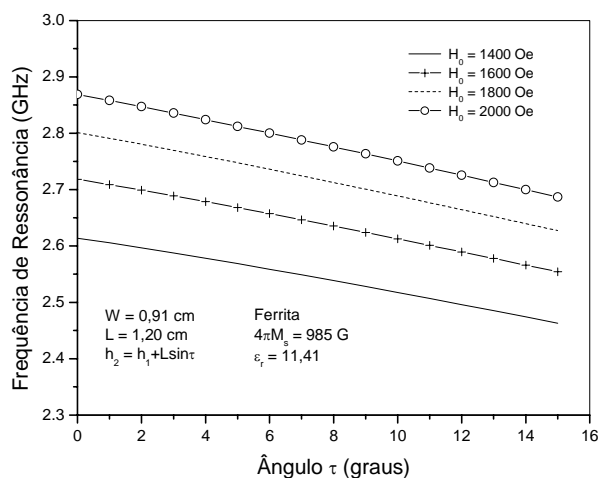


Fig. 2 – Curvas da frequência de ressonância em função do ângulo  $\tau$ .

Verifica-se, na Fig. 2, que para um determinado valor de  $H_0$ , a frequência de ressonância decresce à medida que  $\tau$  aumenta. Por outro lado, observa-se ainda que a frequência de ressonância cresce quando a intensidade do campo magnetostático de polarização aumenta. Essa propriedade permite realizar uma sintonia externa da antena, sem alterar suas características físicas.

O comportamento em frequência do coeficiente de reflexão  $\Gamma_{in}$  e do coeficiente de onda estacionária de tensão VSWR, na entrada da estrutura, tendo como parâmetro o ângulo  $\tau$ , são mostrados, respectivamente, na Fig. 3 e na Fig. 4. As curvas são obtidas para  $H_0 = 1800$  Oe. A espessura do substrato ferrimagnético varia de  $h_1 = 0,254$  cm (em  $z=0$ ) para  $h_2 = h_1 + L \sin \tau$  (em  $z = L$ ), sendo  $\tau = 0^\circ, 2^\circ, 5^\circ$  e  $8^\circ$ . As curvas mostram que os valores de  $\Gamma_{in}$  e VSWR são minimizados na frequência de ressonância. Para  $\tau = 8^\circ$ , obtém-se o casamento da antena com  $Z_0 = 75 \Omega$ . Observa-se ainda que à medida que  $\tau$  aumenta, os valores de  $\Gamma_{in}$  (dB) e VSWR variam e indicam uma maior largura de banda.

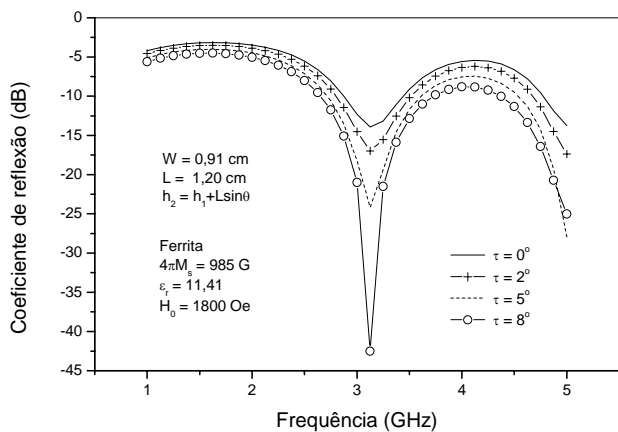


Fig. 3 – Curvas do coeficiente de reflexão em função da frequência.

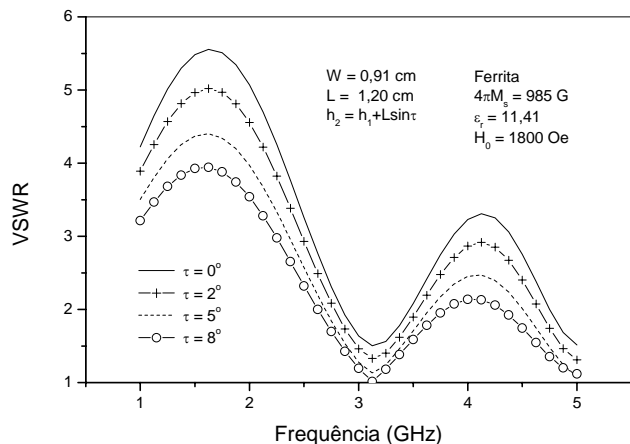


Fig. 4 – Curvas do coeficiente de onda estacionária de tensão em função da frequência.

As Figs. 5 e 6 mostram, respectivamente, o efeito da intensidade do campo magnético estático de polarização  $H_0$  nas curvas obtidas para o coeficiente de reflexão  $\Gamma_{in}$  (dB) e para o coeficiente de onda estacionária SWR (dB), na entrada da estrutura. A espessura do substrato varia de  $h_1 = 0,254$  cm para  $h_2 = 0,359$  cm ( $\tau = 5^\circ$ ). O efeito da variação da intensidade do campo magnético DC aplicado mostra a possibilidade de sintonia magnética da antena. Os resultados apontam que, embora a frequência de ressonância varie com  $H_0$ , a largura de banda da estrutura é pouco afetada, podendo essa característica ser interessante para aplicações em microondas.

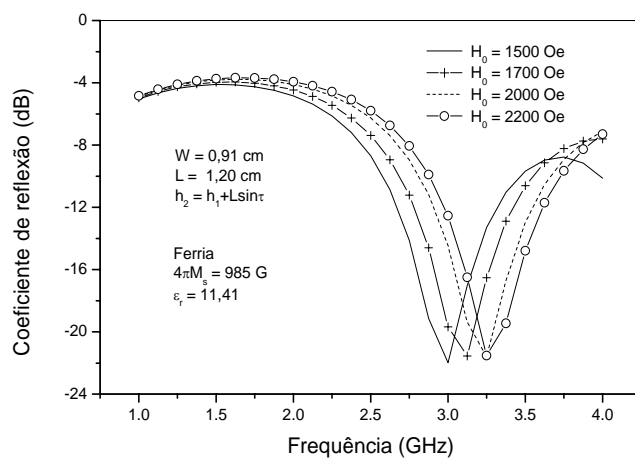


Fig. 5 – Curvas do coeficiente de reflexão em função da frequência.

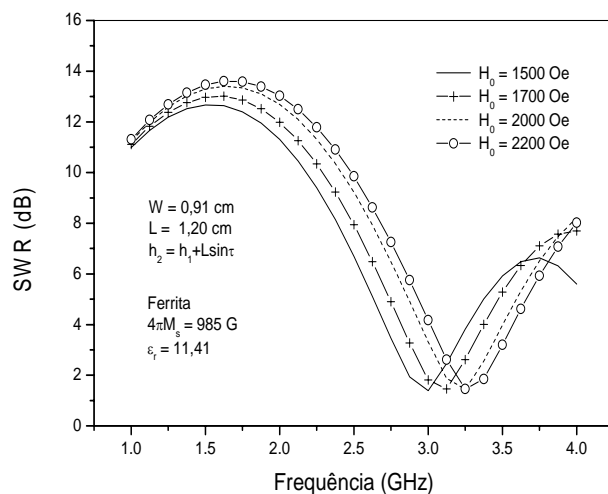


Fig. 6 – Curvas do coeficiente de onda estacionária em função da frequência.

Na Fig. 7, os resultados obtidos nessa análise, para a frequência de ressonância de uma antena de microfita sobre ferrita, são comparados com aqueles publicados em [6]. A antena de microfita com *patch* quadrado ( $W = L = 0,91$  cm) está impressa em um substrato ferrimagnético ( $\epsilon_r = 11,41$ ,  $4\pi M_s = 985$  G) com espessura constante ( $h = 0,03$  cm), ou seja,  $\tau = 0^\circ$ , na análise efetuada. Verifica-se que os resultados numéricos deste trabalho, quando comparados com os resultados apresentados em [6], mostram uma boa concordância.

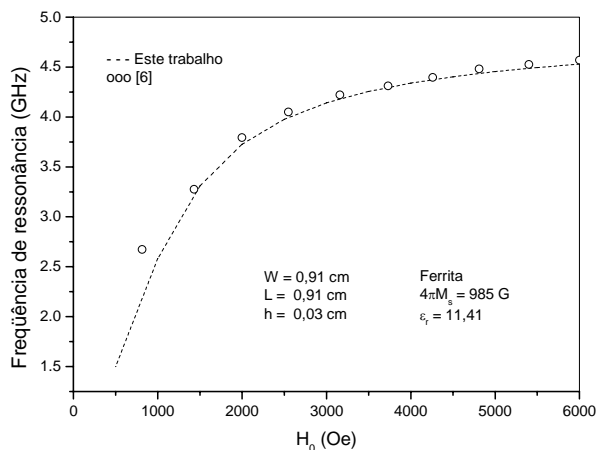


Fig. 7 – Curvas da frequência de ressonância em função do campo magnético estático externo.

#### IV. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise de antenas de microfita sobre substratos ferrimagnéticos em rampa, no domínio espectral. Os resultados numéricos mostram como o comportamento da antena é afetado em decorrência da variação da espessura do substrato e de suas características ferrimagnéticas. Todas as simulações obtidas para  $\tau = 0^\circ$  são válidas para antenas de microfita convencionais ( $h_1 = h_2$ ). Observou-se que a antena em rampa oferece uma largura de banda maior que a antena convencional. O efeito da variação da intensidade do campo magnético DC aplicado foi também examinado, verificando-se ser possível realizar uma sintonia externa da antena, sem alterar suas características físicas.

Por fim, o comportamento das estruturas analisadas sugere a utilização dessa técnica como ferramenta para controle da largura de banda em projetos de antenas de microfita e para estender o uso da tecnologia de antenas de microfita e suas aplicações.

#### REFERÊNCIAS

[1] J. R. James and P. S. Hall, Eds., Handbook of Microstrip Antennas, Peter Peregrinus, London, England, 1989.  
[2] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, Eds., Microstrip Antennas-The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays, IEEE Press, New York, USA, 1995.

[3] P. Bhartia, K. Rao, and R. Tomar, Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas, Artech House, Canton, MA, USA, 1991.  
[4] K-L. Wong, Planar Antennas for Wireless Communications, John Wiley & Sons, Inc., USA, 2003.  
[5] G. Léon, R. R. Boix, and F. Medina, "Full-wave analysis of a wide class of microstrip resonators fabricated on magnetized ferrites with arbitrarily oriented bias magnetic field," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 50, pp. 1510-1519, 2002.  
[6] H. How, T. M. Fang, and C. Vittoria, "Intrinsic modes of radiation in ferrite patch antennas," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 42, pp. 988-994, 1994.  
[7] D. M. Pozar, "Radiation and scattering characteristics of microstrip antennas on normally biased ferrite substrate," IEEE Trans. Antennas Propagat. 40, pp. 1084-1092, 1992.  
[8] P. J. Rainville and F. J. Harackiewicz, "Magnetic tuning of a microstrip patch antenna fabricated on a ferrite film," IEEE Microwave Guided Wave Lett. 2, pp. 483-485, 1992.  
[9] J. R. S. Oliveira, A. G. d'Assunção, and C. S. Rocha, "Effect of the magnetic anisotropy on the characteristics of microstrip antennas with several layers," The Applied Computational Electromagnetics Society Journal 12, pp. 26 - 29, 1997.  
[10] M. R. M. L. Albuquerque and A. G. d'Assunção, "Effect of the dielectric anisotropy on the propagation properties of microstrip tapers with height variations," Int. J. Infrared Millimeter Waves 21, pp. 1517-1528, 2000.  
[11] M. R. M. L. Albuquerque, A. G. d'Assunção, and F. Lima, "Microstrip transmission lines tapers on ferrites," J. Applied Phys. 81, pp. 4304-4306, 1997.  
[12] A. B. Kouki, A. Khebir, R. G. Bosisio and F. M. Ghannouchi, "A novel technique for the analysis of dielectric height variations in microstrip circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 42, pp. 73-77, 1994.  
[13] M. Kobayashi and N. Sawada, "Analysis and synthesis of tapered microstrip transmission lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 40, pp. 1642-1646, 1992.  
[14] P. Pramanick and P. Bhartia, "A generalized theory of tapered transmission line matching transformers and asymmetric couplers supporting non-TEM modes," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 37, pp. 1184-1191, 1989.  
[15] M. R. M. L. Albuquerque, A. G. d'Assunção, and S. G. Silva, "Broadband microstrip patch antennas on anisotropic substrates," Proc. IEE Eleventh Int. Conf. on Antennas and Propagat., ICAP, Manchester, England, pp. 49-51. 2001.  
[16] M. R. M. L. Albuquerque, A. G. d'Assunção e S. G. Silva, "Arranjos de antenas de microfita sobre substratos anisotrópicos em rampa," Anais do XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, CD-Rom, Fortaleza, CE, 2001.  
[17] L.G. de Sousa, M. R. M. L. Albuquerque, S. G. da Silva e A. G. d'Assunção, "Antenas de microfita suspensas com dielétricos em rampa," Anais do XX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, CD-Rom, Rio de Janeiro, RJ, pp. 539-543, 2003.  
[18] R. K. Mishra and S. S. Pattinaik, "Resonant frequency of wedge shaped microstrip antenna," Electron. Lett. 26, pp. 912-913, 1990.  
[19] D. R. Poddar, J. S. Chatterjee, and S. K. Chowdhury, "On some broad band microstrip resonators," IEEE Trans. Antennas Propagat 31, pp. 193-194, 1983.  
[20] B. Lax and J. Button, Microwave Ferrites and Ferrimagnetics, McGraw-Hill, New York, 1962.