

DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT ANTENİN VERİMİ ÜZERİNDE DİELEKTRİK TABANIN ETKİSİ

Kerim GÜNEY, Necmi TAŞPINAR, Şaban ERGÜN

Erciyes Üniversitesi Müh. Fak. Elektronik Böl. KAYSERİ

ÖZET

Dikdörtgen mikroşerit antenin işleme verimliliği ifadesini belirlemek için genel bir yaklaşım metodu ve transmisyon hat modeli sunuldu. Genel yaklaşım metodu, transmisyon hat modeli ile karşılaştırıldı. $h/\lambda_e \geq 0.02$, $\lambda_e = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r}$ ifadesi ile belirtilen frekans aralığı için, taban kalınlığı artarken anten veriminin düştüğü bulundu. Bu çalışmada elde edilen sonuçların literatürdeki sonuçlarla uygunluğu görüldü.

EFFECT OF THE DIELECTRIC SUBSTRATE ON THE EFFICIENCY OF A RECTANGULAR MICROSTRIP ANTENNA

SUMMARY

A general approach method and the transmission line model are presented for the determination of the rectangular microstrip antenna radiation efficiency. The general approach has been compared with the transmission line model. It has been found that for the frequency range $h/\lambda_e \geq 0.02$, $\lambda_e = \lambda_o / \sqrt{\epsilon_r}$ the antenna efficiency decreases with increase of the substrate thickness. The results obtained in this study are in conformity with those reported in the literature.

1. GİRİŞ

Son yıllarda mikroşerit antenler uzay araçlarında, uçaklarda, radarlarda, uydu haberleşmesinde, güdümlü mermi gibi bir çok askeri alanda, adaptif anten dizilerinde ve biomedikal uygulamalarda geniş bir şekilde kullanılmaktadır. Baskı devre teknolojisi gibi kolay üretim tekniği ile imal edilmeleri, bu tür antenleri

mikrodalga antenleri içinde başlı başına bir konu biçimine getirmiştir.

Yaklaşık olarak 100 MHz'den 60 GHz'e kadar geniş bir frekans aralığında kullanılan mikroşerit antenlerin, bilinen mikrodalga antenlerine göre bazı üstünlükleri şunlardır: Hafifliği, küçük hacimli olması, düşük üretim maliyeti, düzlemsel biçimliliği sebebiyle kullanışlı olması, çok ince yapılabilmesi nedeniyle uzay araçlarının aerodinamik yapısını bozmamaları, güdümlü mermiler, uydular ve roketler üzerine önemli değişikliklere sebep olmaksızın yerleştirilebilmeleri, düşük sacılma ara kesitine sahip olmaları, besleyici hatları ve uyumlandırma devrelerinin antenle birlikte aynı zamanda üretilebilir biçimde olması, osilatör, yükselteç, modülatör, karıştırıcı v.b. gibi katı hal araçlarının tabanına ilave edilerek bileşik sistemlerin geliştirilmesidir. Bu üstünlüklerinin yanı sıra bazı dezavantajları da şöyle sıralanabilir: Dar band genişliği, düşük kazançlı olmaları, çoğunun yarı düzlem içinde ışınması, besleyici ve ışınma elemanı arasındaki zayıf yalıtım, yüzey dalgalarının uyarımının mümkün olması ve düşük güç kapasitesidir. Bu dezavantajlardan bazıları, tasarım ve üretimde en düşük düzeye indirilebilir.

Dikdörtgen mikroşerit anten Şekil-1'den görüldüğü gibi, bir toprak düzlemi üzerinde aynı taban alanına sahip bir dielektrik taban ve onun üzerinde bulunan ışınma alanından meydana gelir. Yama iletkeni ideal iletken olup, bakır veya altından yapılır. a yamanın genişliği, b yamanın uzunluğu, ϵ_r tabanın relative dielektrik sabitidir. Dikdörtgen mikroşerit antenin verimli bir şekilde kullanılabilmesi için, ışınma verimliliğinin bilinmesi gerekir. Bundan dolayı özellikle dielektrik tabanın anten verimi üzerindeki etkisi konusunda bir çok ilim adamı çalışmıştır [1, 2, 3, 4, 5, 6].

Bu çalışmada dikdörtgen mikroşerit antenin ışınma

verimliliğini belirlemek için, genel bir yaklaşım metodu ve transmisyon hat modeli sunuldu. Dielektrik tabanın relative dielektrik sabitinin ve kalınlığının anten verimi üzerindeki etkisi, bu iki metodla belirlendi. Bu iki metoddan elde edilen nümerik sonuçların yorumu yapılarak, en iyi metod tespit edildi.

2. GENEL YAKLAŞIM METODU

Sekil-2'de gösterildiği gibi, herhangi bir şekilde bir mikroşerit anten düşünülür. ϵ_r tabanın relative dielektrik sabiti, h tabanın kalınlığıdır. $e^{j\omega t}$ zaman değişimi, analiz boyunca kabul edilecektir.

Mikroşerit antenin magnetik akım modelinde eşdeğerlik prensibi kullanıldığında, açıklık elektrik alanı, eşdeğer magnetik akım kaynağı ile yer değiştirir [7]. Bu magnetik akımla üretilen elektrik ve magnetik alanlar, dalga denklemi çözülerek bulunabilir.

Mikroşerit yama antenin çevresindeki eşdeğer magnetik akım yoğunluğu, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\vec{J}_m = \left(\vec{x}_m(x,y) + \vec{y}_m(x,y) \right) \delta(z) \quad (1)$$

Bu ifade de, \vec{x} ve \vec{y} birim vektörler, $\delta(z)$ dirak delta fonksiyonudur. Denklem (1)'de verilen magnetik akım kaynağı ile üretilen elektromagnetik alanlar hesaplanmalıdır. Bu elektromagnetik alanlar referans [8] de hesaplanmış ve bu alan ifadeleri kullanılarak hesaplanan ışıma gücü yine aynı referansta aşağıdaki şekilde verilmiştir.

$$P_r = \frac{j\omega}{4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \frac{L_1(k_x, k_y)}{y_{in}(k_x^2 + k_y^2)} dk_x dk_y + \frac{1}{j\omega 4\pi^2} \iint_{-\infty}^{+\infty} \frac{L_2(k_x, k_y)}{y'_{in}(k_x^2 + k_y^2)} dk_x dk_y \quad (2)$$

Burada,

$$L_1(k_x, k_y) = k_y^2 |M_x|^2 + k_x^2 |M_y|^2 - k_x k_y (M_x M_y^* + M_x^* M_y) \quad (3)$$

$$L_2(k_x, k_y) = k_x^2 |M_x|^2 + k_y^2 |M_y|^2 + k_x k_y (M_x M_y^* + M_x^* M_y) \quad (4)$$

$$Y_{in} = jy_{01} \tan(k_{1z} d) + y_{01} \frac{y_{02} + jy_{01} \tan(k_{1z} d)}{y_{01} + jy_{02} \tan(k_{1z} d)} \quad (5)$$

$$Y'_{in} = jy'_{01} \tan(k_{1z} d) + y'_{01} \frac{y'_{02} + jy'_{01} \tan(k_{1z} d)}{y'_{01} + jy'_{02} \tan(k_{1z} d)} \quad (6)$$

ile verilir. Yukarıda verilen denklemlerde, M_x ve M_y sırasıyla $m_x(x, y)$ ve $m_y(x, y)$ 'nin iki boyutlu Fourier dönüşümleri, $d = h/2$, $y_{01} = jk_{1z}/\epsilon_1$, $y_{02} = jk_{0z}/\epsilon_0$, $k_{1z}^2 = \omega^2 \mu_1 \epsilon_1 - k_x^2 - k_y^2$, $k_{0z}^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 - k_x^2 - k_y^2$, $y'_{01} = -j\mu_1/k_{1z}$, $y'_{02} = -j\mu_0/k_{0z}$, $\omega = 2\pi f$, ϵ_0 boşluğun permitivitesi ($\epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi$ F/m), μ_0 boşluğun permeabilitisi ($\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m), ϵ_1 ve μ_1 sırasıyla dielektrik tabana ilişkin permitivite ve permeabilite, f frekans, * işareti kompleks eşleniktir.

Denklem (2) ile verilen güç integrali için, $k_x = k_\rho \cos \phi$ ve

$k_y = k_\rho \sin \varphi$ değişken dönüşümü yapılır. k_ρ için limit 0'dan ∞ 'a kadar, φ için ise 0'dan 2π 'e kadar olacaktır. Tabii ki $dk_x dk_y$ de $k_\rho dk_\rho d\varphi$ 'e dönüşecektir. Bu dönüşümler yapıldığında, güç integrali için aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P_r = \frac{j\omega}{4\pi^2} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \frac{L_1(k_\rho, \varphi)}{y_{in} k_\rho} dk_\rho d\varphi + \frac{1}{j\omega 4\pi^2} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \frac{L_2(k_\rho, \varphi)}{y_{in} k_\rho} dk_\rho d\varphi \quad (7)$$

2.1 UZAY DALGASI VE YÜZEY DALGASI YOLUYLA İŞİMLANAN GÜÇ

Uzay dalga gücü, $0 < k_\rho < k_0$ aralığında denklem (7)'de verilen integralden bulunabilir. Çünkü bu aralıkta k_ρ ve k_z reeldir. Ancak $k_\rho > k_0$ için, k_z değerleri imajinerdir. Bu durum, tabandan uzaklaştıkça alanın hızla düştüğünü gösterir. Ayrıca $k_\rho > k_0$ için denklem (7) ile verilen integral, integralin tekil noktası dışında imajinerdir. k_0 ile k_1 arasındaki integralin tekilliği, yüzey dalga modlarıyla ilgilidir. Yüzey dalgası yoluyla yayılan güç, tekil noktaların komşuluğunda integralin hesaplanmasıyla belirlenir. Küçük kalınlıktaki taban için ($h/\lambda_e < 0.02$, $\lambda_e = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$), yalnız bir tekil noktası vardır. Bu nokta, $y_{in} = 0$ denkleminin kökü bulunarak elde edilir. Yaklaşık değeri, aşağıdaki gibi verilir [9].

$$k_{\rho 0} = k_0 + 0.5 \left(k_0^3 h^2 / k_1^4 \right) \left(k_1^2 - k_0^2 \right)^2 / \left(1 - d^2 k_1^2 + d^2 k_0^2 \right)^2 \quad (8)$$

Burada, $k_0 = 2\pi/\lambda_0$, λ_0 boşluktaki dalga boyu, $k_1^2 = \omega^2 \mu_1 \epsilon_1$ 'dir. Tekil noktası $k_{\rho 0}$ 'ın komşuluğunda, (7) ifadesindeki birinci integralin değeri, tekillik çıkarma tekniği [8] ile aşağıdaki gibi bulunur.

$$P_{su} = \frac{\omega \epsilon_0 F}{4\pi k_{\rho 0}^2} \int_0^{2\pi} L_1(k_{\rho 0}, \varphi) d\varphi \quad (9)$$

Burada,

$$F = \frac{1 + \epsilon_r d \sqrt{k_{\rho 0}^2 - k_0^2}}{(2h/\epsilon_r) + (k_{\rho 0}^2 - k_0^2)^{-1/2}} \quad (10)$$

ile verilir. Büyük tabanlar için, y_{in} ve y'_{in} 'nin sıfırlarından ortaya çıkan tekil noktalar vardır. y_{in} 'nin sıfırları ile ilgili tekil noktalar TM yüzey dalga modlarından, y'_{in} 'nin sıfırları ile ilgili tekil noktalar TE yüzey dalga modlarından dolayıdır. Böyle bütün modlar tarafından taşınan yüzey dalga gücü, referans [8]'de verilen tekil çıkarma tekniği kullanılarak belirlenebilir.

2.2 DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT ANTENE UYGULAMA

Şekil-3'de gösterilen TM_{10} modunda çalışan dikdörtgen mikroşerit anten için ışıma açıklığındaki ışıma elektrik alanları, aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$E_z = E_0, \quad x = a/2, \quad -b/2 < y < b/2, \quad -h/2 < z < h/2$$

$$E_z = -E_0, \quad x = -a/2, \quad -b/2 < y < b/2, \quad -h/2 < z < h/2$$

Böylece eşdeğer magnetik akım,

$$\vec{I}_m = E_0 \vec{y}, \quad x = \pm a/2 \text{ de ışıma kenarlarında}$$

ile verilir. Tabanın küçük kalınlıkları için yüzey akımı \vec{I}_m , $z=0$ düzleminde uzanan ve genişliği h olan diğer bir yüzey akımıyla yaklaşık olarak ifade edilebilir. Bu yaklaşıklıkta dolayı doğacak yayılan güçteki farklılık,

ihmal edilir.

İki hat akımı için magnetik akım yoğunluğu, aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\vec{J}_m = E_0 \delta(z) \vec{y} ; \quad \begin{cases} (-a/2-h/2) < x < (-a/2+h/2), & -b/2 < y < b/2 \\ (a/2-h/2) < x < (a/2+h/2), & -b/2 < y < b/2 \end{cases} \quad (11)$$

(1) ile (11) denklemleri karşılaştırıldığında,

$$m_y(x, y) = E_0 \quad \text{ve} \quad m_x(x, y) = 0$$

olduğu görülür. $m_x(x, y)$ ve $m_y(x, y)$ 'in 2-boyutlu Fourier dönüşümleri alınır ve (7) ifadesinde yerine konulursa, aşağıdaki ifade elde edilir.

$$P_r = \frac{E_0^2 j \omega b^2 h^2}{\pi^2} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \frac{k_x^2 S_n^2(k_y b/2) S_n^2(k_x h/2) \cos^2(k_\rho a \cos \varphi / 2)}{k_\rho^2 y_{in}} dk_\rho d\varphi$$

$$+ \frac{E_0^2 b^2 h^2}{\pi^2 j \omega} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \frac{k_y^2 S_n^2(k_y b/2) S_n^2(k_x h/2) \cos^2(k_\rho a \cos \varphi / 2)}{k_\rho^2 y_{in}} dk_\rho d\varphi \quad (12)$$

Burada, $S_n(x) = \sin(x)/x$ 'dir. (9) ifadesinden, yüzey dalga gücü aşağıdaki gibi bulunur.

$$P_{su} = \frac{E_0^2 \pi \omega \epsilon_0 b^2 h^2}{\pi^2} F \int_0^{2\pi} \cos^2 \varphi S_n^2 \left(\frac{k_{\rho 0} b \sin \varphi}{2} \right) S_n^2 \left(\frac{k_{\rho 0} h \cos \varphi}{2} \right) \cos^2 \left(\frac{k_{\rho 0} a \cos \varphi}{2} \right) d\varphi \quad (13)$$

Uzay dalga gücü, (12) ifadesinden elde edilir. Integral, $0 < k_p < k_0$ ve $0 < \varphi < 2\pi$ aralığında alınır. Böylece verimlilik,

$$\eta = \frac{P_{sp}}{P_{sp} + P_{su}} \quad (14)$$

bağıntısı ile bulunur. Burada, P_{sp} uzay dalga gücüdür.

3. TRANSMİSYON HAT MODELİNDEN ELDE EDİLEN VERİM İFADESİ

Mikroşerit antenlerde ışınım, mikroşerit antenin kenarları ve toprak düzlemi arasındaki kenar alanlarından oluşur. Bu modelde, elektrik alanın mikroşerit yapının kalınlığı ve genişliği boyunca değişmediği kabul edilebilir. Alanlar, yaklaşık yarım dalga boyunda ($\lambda_g/2$) olan yama uzunluğu boyunca değişir. Işınım, yamanın açık devre edilmiş kenarlarındaki kenar alanlarından oluşur. Uçlardaki bu alanlar, toprak düzlemine göre dik ve teğet iki bileşene ayrılabilir. Dik bileşenler aynı fazda değildirler ve bu sebeple uzak alanda birbirlerini yok ederler. Toprak düzlemine paralel olan teğetsel bileşenler ise, aynı fazdadırlar ve uzak alanda antenin yüzeyine dik olarak en yüksek ışınım alan değerini verecek şekilde toplanırlar. Böylece anten, $\lambda_g/2$ uzaklığında yerleştirilmiş, eş fazda uyarılmış ve toprak düzleminin üstünde yarım uzayda ışınım yapan iki yarık olarak gösterilebilir. Işınım alanları da, açıklık gibi anteni ele alarak bulunabilir. Aşağıda dikdörtgen mikroşerit antenin verim ifadesi elde edilirken, genellikle yukarıdaki esaslara dayanan transmisyon hat modeli kullanılmıştır [10, 11]. Bu arada rezonatör modelinden de faydalanılmıştır [12].

Anten parametrelerinin bir fonksiyonu olarak Q faktörünü veren ifadeler vardır. Bu ifadeler içerisinde en çok faydalı olanlarından biri, Q faktörü ile absorbe edilen güç

ve depolanan enerji arasında ilişki kuran aşağıdaki ifadedir.

$$Q_r = 2\pi \frac{W_s f_r}{P_r} \quad (15)$$

Burada, W_s rezonansda antende depolanan enerji, f_r rezonans frekansı ve P_r ışınma gücüdür. W_s ,

$$W_s = \frac{1}{2} \int_v \epsilon_r \epsilon_0 |E_z|^2 dv = \frac{h}{2} \int_a \epsilon_r \epsilon_0 |E_z|^2 da \quad (16)$$

ile verilir. Dikdörtgen yama antenin elektrik alan z bileşeni ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir [12].

$$E_z = \frac{V_0}{h} \cos \frac{n\pi}{a} x \cos \frac{m\pi}{b} y \quad (17)$$

Burada, V_0 yarıık uçlarındaki gerilimdir. Denklem (17) denklem (16)'da yerine konularak,

$$W_s = \epsilon_r \epsilon_0 V_0^2 ab \delta_m \delta_n / (2h) \quad (18)$$

elde edilir. Burada, $L = 0$ için $\delta_L = 1$, $L = 1, 2, 3, \dots$ için $\delta_L = 1/2$ 'dir. Pratikte mikroşerit anten dizaynında aşağıda verilen yaklaşık ifadeler, yamanın a ve b boyutları için kullanılabilir [10].

$$a = \frac{Z_0}{2\pi} \frac{\lambda_0}{R_r}, \quad b = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \quad (19)$$

Burada, R_r ışınma direnci ve $Z_0 = 120\pi$ Ohm'dur. TM_{10} modu için, bu yaklaşık ifadeler (18) ifadesinde yerine konularak,

$$W_s = \frac{\epsilon_0 \sqrt{\epsilon_r} V_0^2 \lambda_0^2 Z_0}{16\pi R_r h} \quad (20)$$

elde edilir. Işıma gücü,

$$P_r = \frac{V_0^2}{2R_r} \quad (21)$$

olarak verilir. (20) ve (21) denklemleri, denklem (15)'de yerine konulduğunda,

$$Q_r = \frac{\sqrt{\epsilon_r} c}{4hf_r} \quad (22)$$

elde edilir. Burada, c boşluktaki ışık hızı olup $1/(\mu_0 \epsilon_0)$ 'a eşittir. Işıma direnci,

$$R_r = \frac{120\pi^2}{I} \quad (23)$$

olarak verilir [13]. Burada,

$$I = \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{k_0 a \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta$$

ile verilir. Bakır kayıpları için eşdeğer direnc aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [14].

$$R_c = 0.00027 \sqrt{f_r} \frac{b}{a} Q_r^2 \quad (24)$$

Burada, f_r GHz cinsindedir. Dielektrik kayıpları için eşdeğer direnc ise,

$$R_d = \frac{30 \tan \delta}{\epsilon_r} \frac{h \lambda_0}{ab} Q_r^2 \quad (25)$$

ile verilir [14]. Burada, $\tan \delta$ dielektrik tabanın kayıp tanjantıdır. Dikdörtgen mikroşerit antenin a ve b boyutları için, (19) denklemlerinin yerine aşağıdaki denklemler de kullanılabilir.

$$a = \frac{c}{2f_r} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-1/2} \quad (26)$$

ve

$$b = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \quad (27)$$

Denklem (27)'de efektif dielektrik sabiti ϵ_e ve hat uzaması ΔL için, aşağıdaki denklemler kullanılabilir [14].

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12h}{a} \right)^{-1/2} \quad (28)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_e + 0.3)(a/h + 0.264)}{(\epsilon_e - 0.258)(a/h + 0.8)} \quad (29)$$

Toplam kalite faktörü aşağıdaki şekilde verilir.

$$Q_T = \frac{Q_r R_T}{R_r} \quad (30)$$

Burada, $R_T = R_r + R_d + R_c$ 'dir.

Işımlanan gücün giriş gücüne oranı olarak tarif edilen anten verimi, yukarıda belirtilen dirençlere göre aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\eta \% = \frac{R_r}{R_T} 100 \quad (31)$$

4. NÜMERİK SONUÇLAR

Yukarıda elde edilen bütün ifadelerin nümerik sonuçları, boyutları, dielektrik taban kalınlıkları, dielektrik sabitleri ve çalışma frekansları farklı antenler için bilgisayar yardımıyla hesaplanmıştır [15]. Denklem (22)'de ϵ_r yerine daha iyi sonuçlar veren ϵ_e kullanılmıştır. a ve b boyutları için ise (26)-(27) denklemleri kullanılmıştır. Denklem (23)'deki I integralinin değeri, Simpson kuralı ile bulunmuştur. Transmisyon hat ve rezonatör modellerinden elde edilen ve denklem (31) ile verilen verim ifadesi kullanılarak çizdirilen Şekil-4'deki grafikten, dielektrik taban kalınlığı artarken verimin arttığı görülmektedir. Dielektrik taban kalınlığı artarken verimin arttığı sonucu, referans [14]'de de elde edilmiştir. Genel metoddan elde edilen denklem (14) kullanılarak çizilen Şekil-5'deki grafikte ise, tam tersi bir durum görülmektedir yani dielektrik taban kalınlığı artarken verim düşmektedir. Bu zıd durumun sebebi şu şekilde izah edilebilir: Transmisyon hat modelinde verim ifadesi elde edilirken, dielektrik taban kalınlığı çok küçük kabul edilerek yüzey dalga gücü ihmal edilmiştir. Mikroşerit antenler dar band genişliğine sahip oldukları için, bu gibi ihmallere pratikte yanlışlıklara sebep olmaktadır. Genel metod da ise, yüzey dalga gücü verim ifadesine dahil edilmiştir. Denklem (13)'den de görüldüğü gibi dielektrik taban kalınlığı artarken yüzey dalga gücü artmakta, dolayısıyla uzay dalga gücü düşmektedir. Bu durumda da denklem (14)'den de açıkça görüldüğü gibi, verimin düşmesine sebep olmaktadır. Elektriksel olarak kalın dikdörtgen mikroşerit antenler ($h/\lambda_e \geq 0.02$, $\lambda_e = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$) için, kalınlık artarken verimin düşmesi sonucu literatürdeki sonuçlarla da [2, 4, 5] uyumluluk içindedir.

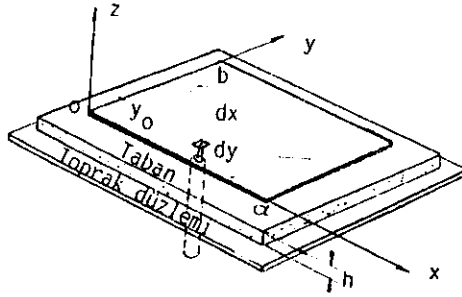
5. SONUÇLAR

Herhangi bir şekildeki yama anten tarafından ışılanan yüzey dalga gücü ve uzay dalga gücü için, genel ifadeler verildi. Bu ifadeler, dikdörtgen mikroşerit antene uygulandı. Antenin verim ifadesi elde edildi. Daha sonra transmisyon hat ve rezonatör modeli kullanılarak aynı tip anten için, ayrı bir verim ifadesi bulundu. Elde edilen nümerik sonuçlardan genel metoda göre; taban kalınlığı artarken verimin düştüğü, transmisyon hat ve rezonatör modellerinde ise taban kalınlığı artarken verim arttığı görüldü. Bu iki methodan elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında, genel methodan elde edilen sonucun daha doğru olduğu tespit edildi. Çünkü genel methoda yüzey dalga gücü ihmal edilmemiştir. Transmisyon hat ve rezonatör modellerinde ise, taban kalınlığı çok küçük kabul edilerek yüzey dalga gücü ihmal edilmiştir. Fakat aşağıda verilen denklemi sağlayan dielektrik taban kalınlıkları için, transmisyon hat modeli ve rezonatör modellerinin de kullanılabilceği belirlendi.

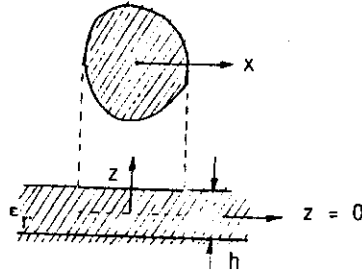
$$h/\lambda_e < 0.02, \quad \lambda_e = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (32)$$

Yukarıdaki şartı sağlamayan elektriksel olarak kalın dielektrik tabanlar, daha hassas ve daha güvenilir dikdörtgen mikroşerit anten tasarımları için ise yüzey dalga gücünü ihmal etmeyen genel metodun kullanılması gerektiği tespit edildi.

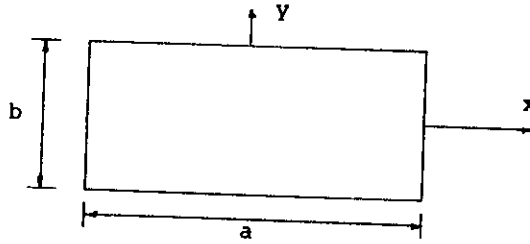
Transmisyon hat modeli yalnız dikdörtgen veya kare yamalara uygulanabilirken, genel metod ve rezonatör modeli genelde her çeşit şekildeki yamaya uygulanabilmektedir. Bu çalışmaya benzer bir çalışma daire, üçgen, halka, yarım daire ve koni şeklindeki yamalar için de yapılabilir.



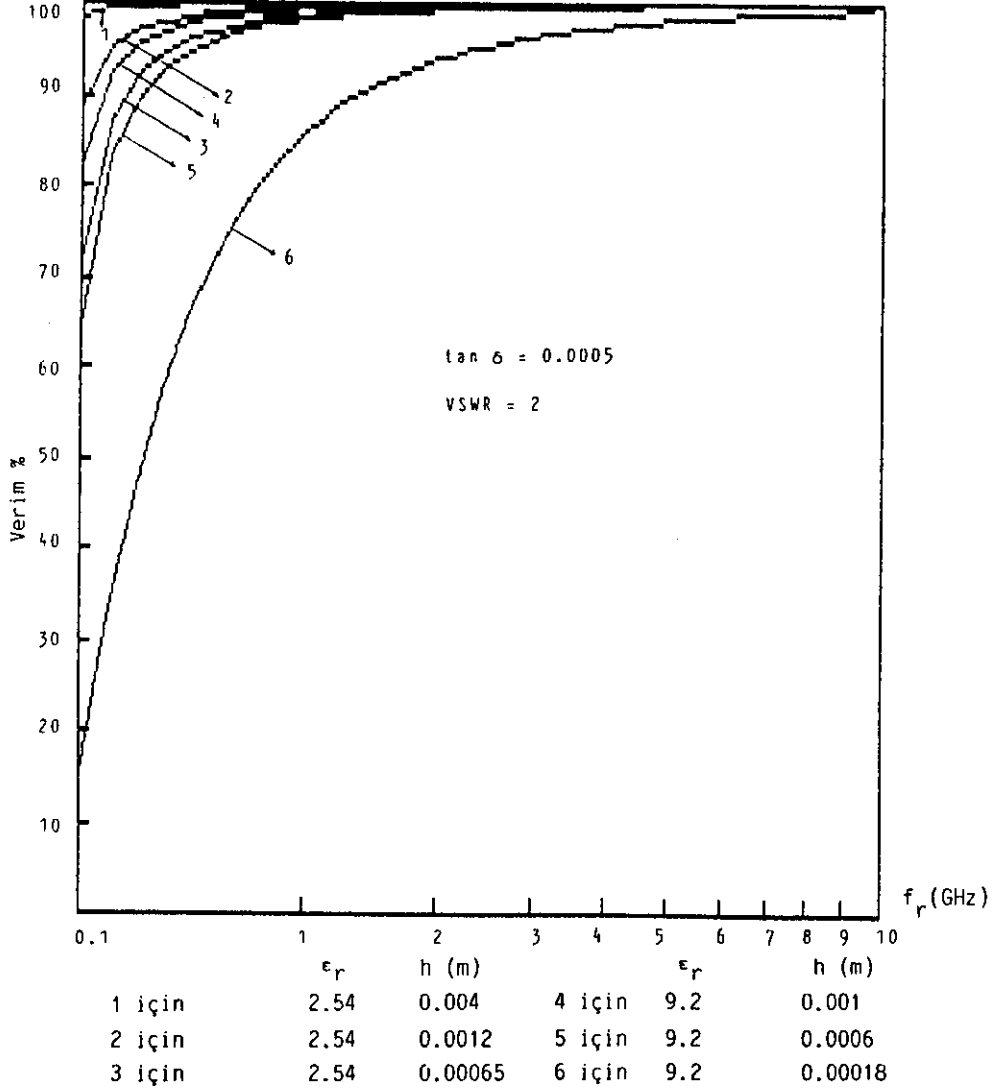
Şekil-1 Koaksiyel besleme noktasıyla dikdörtgen mikroşerit anten.



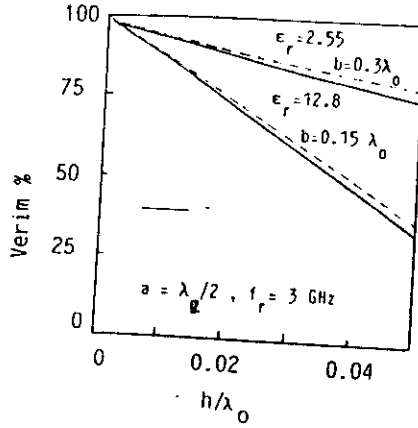
Şekil-2 Genel mikroşerit yama konfigürasyonu.



Şekil-3 Dikdörtgen yama geometrisi.



Şekil-4 Farklı dielektrik tabana sahip dikdörtgen mikroşerit antenler için verimin frekansa göre değişimi.



Şekil-5 Dikdörtgen yama antenin normalize taban kalınlığıyla veriminin değişimi.

— Sunulan teori
- - - Teori [5]

KAYNAKLAR

- [1] I.E Rana and N.G. Alexopoulos, "Current distribution and input impedance of printed dipoles," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, pp. 99-105, Jan. 1981.
- [2] P. Perlmutter et al., "Electric surface current model for the analysis of a microstrip rectangular element," in Proc. Int. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp., vol.II, pp. 577-580, Boston 1984.
- [3] P.B. Katehi and N.G. Alexopoulos, "On the effect of substrate thickness and permittivity on printed circuit antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, pp. 34-39, Jan. 1983.
- [4] N.G. Alexopoulos and D.R. Jackson, "Fundamental süperstrate (cover) effects on printed circuit antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, pp. 807-816, Aug. 1984.
- [5] D.M. Pozar, "Consideration for millimeter wave printed antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, pp.740-747,Sept. 1983
- [6] N.G. Alexopoulos et al., "Substrate optimization for integrated circuit antennas," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT- 31, pp. 550-557, July 1983.
- [7] R.F. Harrington, Time Harmonic Electromagnetic Fields. New York: McGraw-Hill, 1961.
- [8] A.K. Bhattacharyya and R. Garg, "Effect of substrate on the efficiency of an arbitrarily shaped microstrip patch antenna," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp. 1181-1188, Oct. 1986.

- [9] A.K. Bhattacharyya and R. Garg, "Spectral domain analysis of wall admittances for circular and annular microstrip patches and the effect of surface waves," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-33, pp. 1067-1073, Oct. 1985.
- [10] R. E. Munson , "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22 pp. 74-78, 1974.
- [11] A. G. Derneryd, "Microstrip array antenna," Proc. 6th European Microwave Conference, pp. 339-343, 1976.
- [12] Y. T. Lo, D. Solomon and W. F. Richards, " Theory and experiment on microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-27, March 1979.
- [13] A. G. Derneryd, "Linearly polarized microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-24, pp. 846-851, Nov. 1976.
- [14] I. J. Bahl and P. Bhartia, Microstrip Antenna. Dedham, MA: Artech House, 1980.
- [15] K. Güney, Dikdörtgen Mikroşerit Anten Analizi, Yüksek Lisans Tezi, İ.T.Ü., Haziran 1988.