

Pasif Devre Elemanları ile Yüklenen Mikroşerit Yama Antenler için Verimli bir Analiz Yöntemi

Caner Bayram, Erdiñ Erçil, S. Sencer Koç*
Radar Elektronik Harp ve İstihbarat Sistemleri Sektör Başkanlığı
ASELSAN
Ankara
cbayram@aselsan.com.tr, eercil@aselsan.com.tr

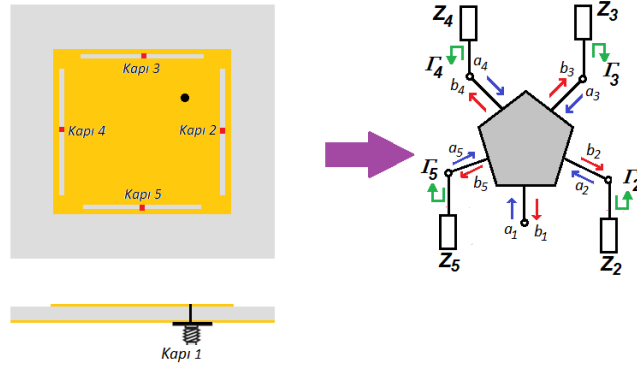
*Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara
skoc@eee.metu.edu.tr

Özet: Mikroşerit yama antenler belli noktalarda resistif, kapasitif ya da endüktif şekilde yüklendiklerinde farklı ışımaya ve frekans karakteristikleri gösterebilmektedir. Söz konusu yüklemelerin değerleri "full wave" bir benzetim ile optimize edilmeye çalışıldığında, tasarım süresi çok uzayabilmektedir. Bu bildiride yüklenmiş yama antenlerin tasarımı için verimli bir yöntem önerilmektedir. Yöntemde, yama anten yüklenmemiş vaziyette sadece 1 kere "full wave" olarak çözülmektedir. Herhangi bir yükleme durumunda oluşacak frekans tepkisi ve ışımaya örüntüsü, yüklenen kapılar dâhil tüm kapılardaki ileri yönde saçılan güç dalgalarının doğrusal bir fonksiyonu olduğundan, belli bir yükleme altındaki anten karakteristiği çok hızlı bir şekilde hesaplanabilmektedir.

Abstract: The structure of a microstrip patch antenna allows integration of the antenna with lumped RLC components. To observe the influence of a particular selection of the component values, it is customary to carry out a full wave electromagnetic analysis for that particular selection which may become time consuming. In this study, an effective way for antenna design is suggested. Only a single full wave simulation within very short times is conducted when the patch antenna is not loaded. In the case of a RLC loading, antenna return loss and radiation pattern are calculated from scattered waves at all antenna ports, including those loaded with lumped elements.

1. Giriş

Mikroşerit yama antenler, resistif, kapasitif ya da endüktif elemanlarla yüklendiklerinde, geniş frekans bandında çalışabilme, çoklu frekanslarda çalışma ya da dairesel polarizasyon gibi farklı özellikler kazanabilmektedirler [1]. Seçilecek kapasitans değerleri ile istenen yayın özellikler arasında bilinen kapalı form bir ilişki olmadığı için bu tip antenlerde tasarım süreci genellikle deneme yanılma ile yürümektedir. Bu bildiride önerilen yöntemde, reaktif yüklemenin yapılacağı pozisyonlarda noktasal kapılar tanımlanmakta ve anten sadece bir kez "full wave" olarak çözülmektedir. Bildiride seçilen anten Şekil-1'deki gibi yaklaşık karesel bir mikroşerit anten olup tüm kenarlarında birer adet yarı ve bu yarıkların ortasına lehimlenen kapasitörler ile yüklenmiştir.



Şekil-1. Antenin şekli ve beş kapılı devre eşleniği

Antendeki tüm kapıların empedans değerleri 50 ohm olarak seçilmiştir. Bu kapılar ile benzetim yapıldıktan sonra antenin S parametreleri ve uzak alan örüntüleri bilgisayar ortamına kaydedilmiştir. Keyfi bir kapasitör değer seti için tüm kapılardan görülen yansıma katsayıları (1)'deki gibi hesaplanabilir. (1)'de Z_n belli bir frekans için kapasitörün gösterdiği empedans değerine karşılık gelmektedir.

$$\Gamma_n = \frac{Z_n - 50}{Z_n + 50} \quad (1)$$

2'den 5'e kadar numaralı kapılar için (2) numaralı denklik geçerlidir. (2)'de verilen köşegen matris buradan itibaren $\bar{\bar{G}}$ ile gösterilecektir.

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Gamma_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Gamma_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Gamma_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Öte yandan bütün devrenin s-parametreleri (3)'teki denkliği sağlayacaktır.

$$\bar{\mathbf{b}} = \bar{\bar{\mathbf{S}}}\bar{\mathbf{a}} \quad (3)$$

$\bar{\bar{\mathbf{S}}}$ 'nin $\bar{\mathbf{a}}$ 'nın ve $\bar{\mathbf{b}}$ 'nin, (4)'teki gibi parçalanması ilerideki manipülasyonları kolaylaştırmaktadır.

$$\bar{\mathbf{a}} = \begin{bmatrix} a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{b}} = \begin{bmatrix} b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{A}} = [S_{12} \quad S_{13} \quad S_{14} \quad S_{15}] \quad \bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} S_{21} \\ S_{31} \\ S_{41} \\ S_{51} \end{bmatrix} \quad \bar{\bar{\mathbf{C}}} = \begin{bmatrix} S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} \\ S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} \\ S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} \\ S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Denklem (3) ve (4)'teki ilişkiler varlığında aşağıdaki denklemler yazılabilir:

$$b_1 = S_{11}a_1 + \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{a}} \quad (5)$$

$$\bar{\mathbf{b}} = \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}}_1 + \bar{\bar{\mathbf{C}}}\bar{\mathbf{a}} \quad (6)$$

$$\bar{\mathbf{a}} = \bar{\bar{\mathbf{G}}}\bar{\mathbf{b}} \quad (7)$$

Denklem (7), (6)'nın içine konulduğunda,

$$\bar{\mathbf{b}} = \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}}_1 + \bar{\bar{\mathbf{C}}}\bar{\bar{\mathbf{G}}}\bar{\mathbf{b}} \quad (8)$$

$$\bar{\bar{\mathbf{I}}}\bar{\mathbf{b}} - \bar{\bar{\mathbf{C}}}\bar{\bar{\mathbf{G}}}\bar{\mathbf{b}} = \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}}_1 \quad (9)$$

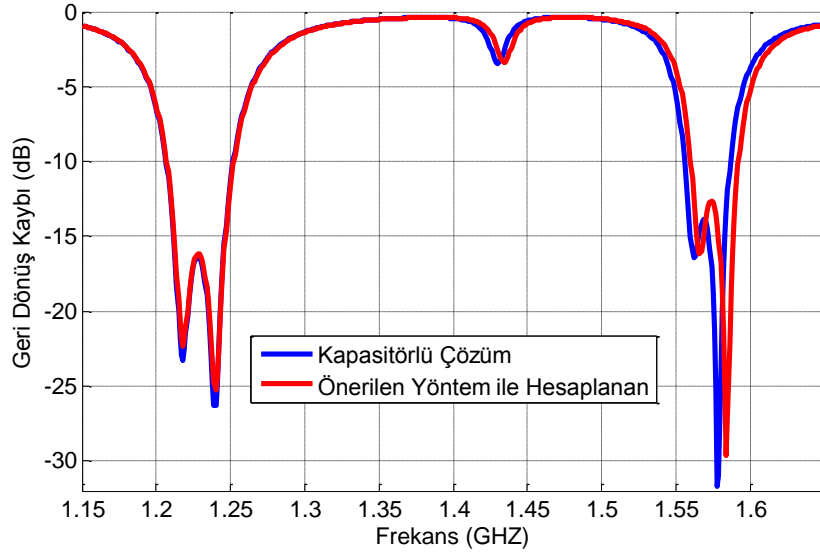
$$\bar{\mathbf{b}} = (\bar{\bar{\mathbf{I}}} - \bar{\bar{\mathbf{C}}}\bar{\bar{\mathbf{G}}})^{-1}\bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}}_1 \quad (10)$$

$$b_1 = S_{11}a_1 + \bar{\mathbf{A}}\bar{\bar{\mathbf{G}}}(\bar{\bar{\mathbf{I}}} - \bar{\bar{\mathbf{C}}}\bar{\bar{\mathbf{G}}})^{-1}\bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{a}}_1 \quad (11)$$

Antenin verilen yükleme için yansıma katsayısı, ρ (12) ile hesaplanabilir:

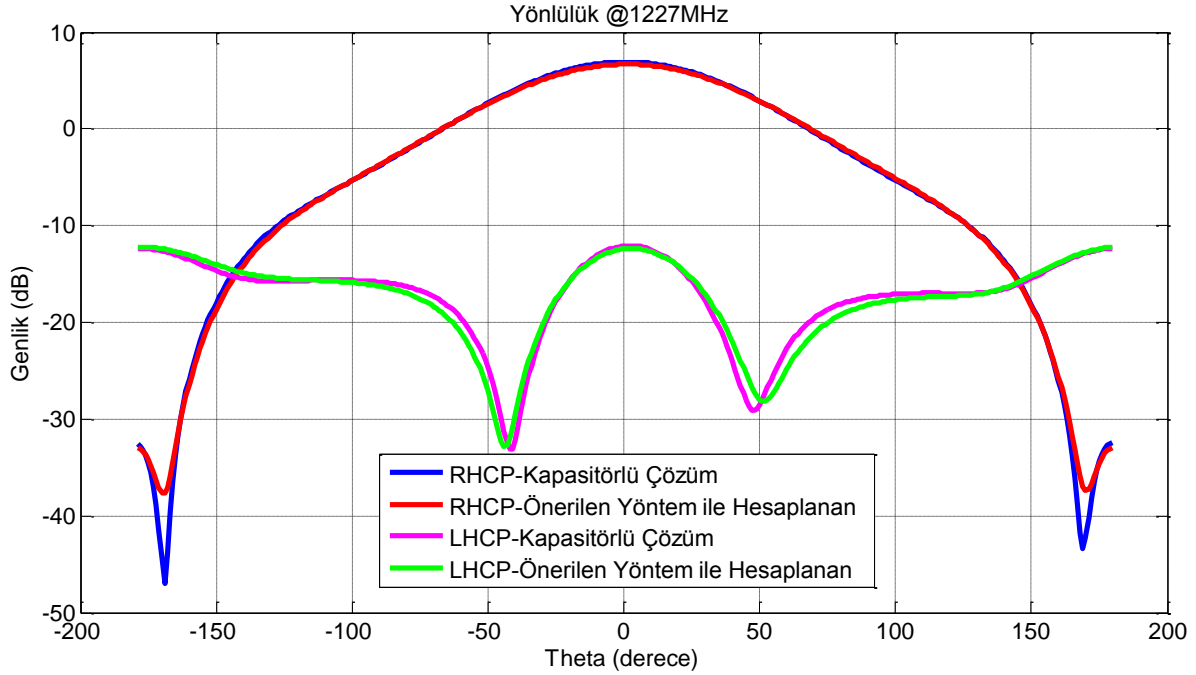
$$\rho = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \bar{\mathbf{A}}\bar{\bar{\mathbf{G}}}(\bar{\bar{\mathbf{I}}} - \bar{\bar{\mathbf{C}}}\bar{\bar{\mathbf{G}}})^{-1}\bar{\mathbf{B}} \quad (12)$$

Şekil-2'de, anlatılan denklemler ile hesaplanan geriye dönüş kaybı (yansıma katsayısı), HFSS programında yapılan "full wave" benzetimler ile karşılaştırılmaktadır. HFSS'te yapılan benzetimlerde reaktif yükleme yapılan kapılar iptal edilmiş, yerlerine "Lumped-RLC" sınır koşulu tanımlanan eşit boyutta plakalar çizilmiştir.



Şekil-2. Kapasitörlü çözüm ve yeni yöntem ile hesaplanan geri dönüş kaybının kıyaslanması

Bildiri kapsamında (7) nolu denklem ile hesaplanabilen \tilde{a} kullanılarak antenin belli bir yükleme durumundaki uzak alan örüntüsü 1227 MHz frekansında hesaplanmış ve yine HFSS'te "Lumped-RLC" sınır koşulu kullanılarak 1227 MHz frekansında elde edilen örüntüler ile Şekil-3'te görüldüğü gibi çok iyi uyum gözlenmiştir. Şekil 1'de gösterilen yarıklardan antenin üst tarafındaki yarığın sağ tarafındaki yarıktan daha uzun olduğu durumda besleme noktası Şekil-1'deki gibi seçilirse sağ el dairesel polarizasyon sağlanmaktadır. Yarıklar aynı boydayken, besleme pozisyonu antenin sol üstte kalan çeyrek parçasına aktarılırsa sol el dairesel polarizasyon sağlanmaktadır.



Şekil-3. Kapasitörlü çözüm ve yeni yöntem ile hesaplanan örüntülerin kıyaslanması

Kaynaklar

[1] C.-Y. Huang, C.-W. Ling ve J.-S. Kuo, "Dual-Band Microstrip Antenna Using Capacitive Loading", IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Cilt. 150, No. 6, Aralık 2003.