

RC DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE RF ELEKTRONİK KONTROLLÜ EMPEDANS AYARLAMA DEVRESİ KULLANILARAK, AKTİF DİKDÖRTGEN MİKROŞERİT ANTENİN İŞİMA ÖRÜNTÜSÜ VE BAND KONTROL ANALİZİ

Adnan KAYA¹

Serkan GÜNEL²

E.Yeşim YÜKSEL³

^{1,2,3}Elektronik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mühendislik Fakültesi
Dokuz Eylül Üniversitesi
İzmir, 35160, Türkiye

¹e-posta: kaya@eee.deu.edu.tr

Anahtar sözcükler:RC dönüştürücü, mikroşerit anten, mutator

ÖZET

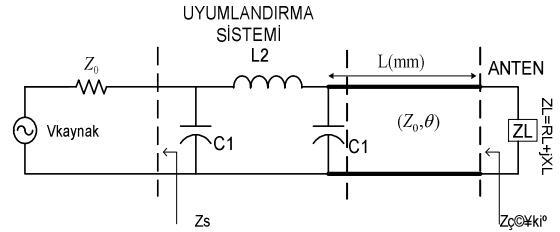
Bu bildiriye anten ve çevresindeki terminaller arasındaki empedans uyumsuzluğundan kaynaklanan kayıpları en aza indirecek basit ve etkili bir empedans uyumlandırma tekniği önerilmiştir. Empedans değerleri ayarlanabilir devreler, RF güç yükselteç devreleri tasarımında, anten gibi empedans uyumlandırma devrelerinin gerekli olduğu bir çok elektronik uygulamalarda oldukça geniş bir şekilde kullanılmaktadır. Bu makalede farklı bir elemanın - RC dönüştürücü- ayarlanabilir devre elemanı olarak kullanılabilirliğini ve direnç kontrollü bir uyumlandırma devresi elde edebileceğini gösterilmiştir. Yüksek frekanslarda RC dönüştürücünün kullanılabilirliği gösterilerek direnç değerleriyle kontrol edilebilen kapasite ile oluşturulmuş j- inverterli uyumlandırma sistemi ile iyi seviyede bant kontrolü sağlanmış ve uyumlandırma seviyesi elde edilmiştir. Uyumlandırma sisteminin kullanıldığı anten 2.5 GHz de çalışacak şekilde dikdörtgen mikroşerit anten şeklinde tasarlanmıştır. Önerilen uyumlandırma sistemindeki RC dönüştürücünün geniş mikrodalga frekansında çalışma, yüksek güçlerde çalışma ve C değerinin sadece direnç değerleriyle kontrol edilebilmesi gibi avantajları sistemin performansını arttırmakta bu da tasarımcıya yüksek güçlerde çalışma imkanı sağlamaktadır.

1. GİRİŞ

Genellikle, empedans uyumlandırma metodu klasik bir metot olmakla birlikte oldukça başarılı bir metot dur. Burada empedans değişimlerinin bant sınırlama faktörü olarak baskın olduğu açıktır. Mikroşerit antenlerde empedans uyumlaştırma elemanı olarak aktif elemanların önerildiği çalışmalarda, literatürde mevcuttur. Bu çalışmalarda yayılım örüntüsünün bant genişliği içerisinde çok az değiştiği görülmektedir[1].

Son bir kaç yıldır, mikrodalga entegre devreler (MIC's) ve Monolitik devreler (MMICs) bir çok sistem uygulamasında büyük avantajlar sağlamaktadır.

Sistem performansını geliştirmedeki başarıları, daha güvenilir olmaları ve düşük maliyetleri sebebiyle RF sistemlerde çokça kullanılmaktadır. Bu avantajları nedeniyle anten portlarının önüne bu tip RF devreler yerleştirilerek entegre antenler elde edilmektedir. Bu çalışmalarda anten dizaynı ve entegre edilecek devre ile kombinasyonlardaki etkiler de önem kazanmaktadır [1,2]. Bu çalışmada Şekil 1'deki devre düzeneği üzerinden benzetim ve teorik çalışmalar yapılmıştır.



Şekil 1. Anten ve kaynakla uyumlandırılmış devre modeli

Empedans uyumlandırmada en önemli problemlerden birisi mikrodalga devre dizaynıdır. Hibrid devrelerle, uygun bir ayarlanabilir empedans şeması ile iyi bir uyumlandırma seviyesi mümkündür. Aktif antenlerde geleneksel 50 Ω giriş çıkış portları yerine aktif mikrodalga devreleri önerilmektedir. Bu çalışmada bantı kontrol edebilmek, kazancı arttırabilmek için kullanılan dönüştürücü devresi MMIC devresi olarak önerilmiştir. Bu tip aktif antenlerde anten performansı daha da gelişmektedir çünkü filtreleme, rezonans gibi devre fonksiyonları da sisteme eklenmektedir. Burada uyumlandırma elemanının filtreleme özelliğinden yararlanılmıştır. Uyumlandırma elemanında, emitans dönüştürücü kullanılarak yapılan bir alçak geçiren filtre tasarlanmıştır. L_2 bobinin yerine ise RC dönüştürücü kullanılarak sistemin tepkileri incelenmiştir.

Sistemin, uyumlandırmadan önce ve sonraki durumları karşılaştırılmıştır. Sonuçta, sistemin teorik modelleri de kurularak teorik ve simülasyon sonuçlarının iyi derecede örtüştüğü de gösterilmiştir.

2. EMPEDANS ANALİZİ

İletim hatlarının toplu parametrelerle oluşturulmuş devre modeli, Şekil 1 deki C_1 ve L_2 lump elemanlı kısmı şeklinde modellenebilir. Bu devrede, elektronik olarak kapasiteler kolaylıkla elde edilebilmelerine rağmen, ayarlanabilir bobinlerin yüksek frekanslarda gerçekleştirilmesi oldukça zordur [3,4]. Ancak bu elemanlar MMIC bir işlemle gerçekleştirilebilir. Bu devrede ayarlanabilir kapasiteler için varactor diyotlar kullanılabilir. Fakat bu elemanlar orta güçteki uygulamalar için kullanılabilir ve değerleri ancak dc voltaj la değiştirilebilir. Bu durum da sistemde istenmeyen bazı değişiklikler olabilir. Genellikle varactor diyotlu dönüştürücü uygulamaları için kompanzasyon devresi kutuplama hatlarına bağlanır. Bu istenmeyen durumları da telafi edecek şekilde L_2 elemanı gerçekleştirirken değeri ayarlanabilir kondansatör elemanı olarak RC dönüştürücü kullanılabilir ve değeri direnç değerlerinin değiştirilmesi ile ayarlanabilir. J-Dönüştürücüler özellikle Matthaei ve arkadaşları tarafından detaylı bir şekilde araştırılmıştır[4]. İdeal bir iletim hattının durağan durum Y parametresi eşitliği şöyle verilmektedir.

$$Y = \begin{pmatrix} \frac{iCot(\theta)}{Z_0} & \frac{iCsc(\theta)}{Z_0} \\ \frac{iCsc(\theta)}{Z_0} & -\frac{iCot(\theta)}{Z_0} \end{pmatrix} \quad (1)$$

Uyumlandırma katının durağan durum Y parametresi şöyle verilebilir.

$$Y = \begin{pmatrix} i\left(-\frac{1}{\omega L_2} + \omega C_1\right) & \frac{i}{\omega L_2} \\ \frac{i}{\omega L_2} & i\left(-\frac{1}{\omega L_2} + \omega C_1\right) \end{pmatrix} \quad (2)$$

Bu iki Y matrisi eşitliği kullanılarak bir model oluşturulursa C_1 ve C_2 in hat parametreleri cinsinden ifadesi (3) ve (4) eşitliklerindeki gibidir.

$$C_1 = \frac{-Cot(\theta) + Csc(\theta)}{\omega Z_0} \quad (3)$$

$$C_2 = \frac{J^2 Sin(\theta) Z_0}{\omega} \quad (4)$$

C_1 ve C_2 parametrelerine bağlı olarak Z_0 ve θ ifadeleri de aşağıdaki gibi bulunur.

$$\theta = 2ArcTan \left(\frac{-J^2 \sqrt{\frac{C_2}{-2J^2 C_1 + \omega^2 C_1^2 C_2}}}{\omega C_2} + \omega C_1 \sqrt{\frac{C_2}{-2J^2 C_1 + \omega^2 C_1^2 C_2}} + \sqrt{\frac{J^4}{-2J^2 \omega^2 C_1 C_2 + \omega^4 C_1^2 C_2^2}} \right) \quad (5)$$

$$Z_0 = -\frac{\sqrt{C_2}}{\sqrt{-2J^2 C_1 + \omega^2 C_1^2 C_2}} \quad (6)$$

Z_0 ve θ eşitlikleri aşağıdaki durum altında geçerlidir.

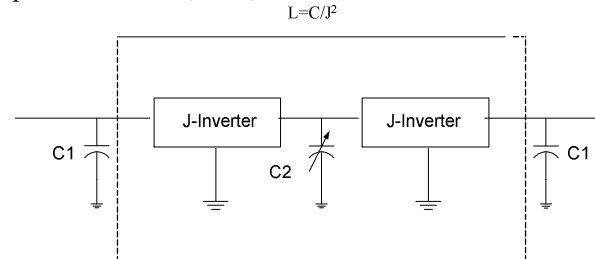
$$0 < C_2 < \frac{J^2}{\omega^2 C_1} \quad \& \& J\omega C_2 \neq 0 \quad (7)$$

$$\& \& C_1(-2J^2 + \omega^2 C_1 C_2) \neq 0$$

Dolayısı ile C_1 ve C_2 nin seçim kriterlerine dikkat edilmesi gerekmektedir. Aksi takdirde sistemde geri dönüş kayıpları ciddi ölçüde artmaktadır

3. UYUMLANDIRMA DEVRESİ

Bura da MMIC olarak elektriksel ayarlanabilir bobin gerçekleştirilemediğinden , bunun yerine Şekil 2 de görüldüğü gibi iki j- inverter ve ayarlanabilir bir kapasite ile ayarlanabilir bobin gerçekleştirilebilir. Empedans dönüştürücüler $\lambda/4$ iletim hatları kullanılarak gerçekleştirilebilir. $\lambda/4$ empedans dönüştürücüler yerine ayrıık elemanlarda kullanılabilir. İki invertere paralel bir kapasite eklendiğinde her iki inverter çıkış terminallerinde görülen seri indüktans elemanı elde edilir. buradaki inverterler admitans seviyesini J parametresinin seçimine bağlı olarak kaydırmaktadır. Tabii ki admitans inverter olarak kullanılan çeyrek dalga boyundaki bir hattın J parametresi $J=Y_c=1/Z_c$ olarak alınır.

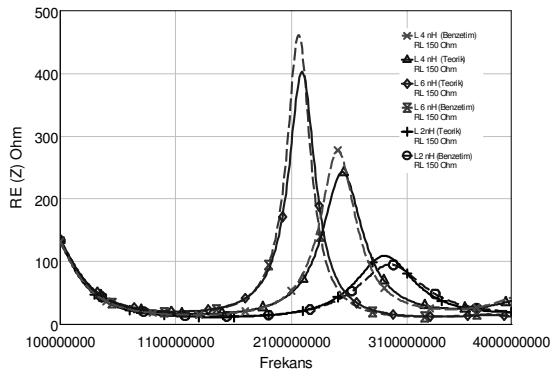


Şekil 2. J dönüştürücü sistemin prensip şeması

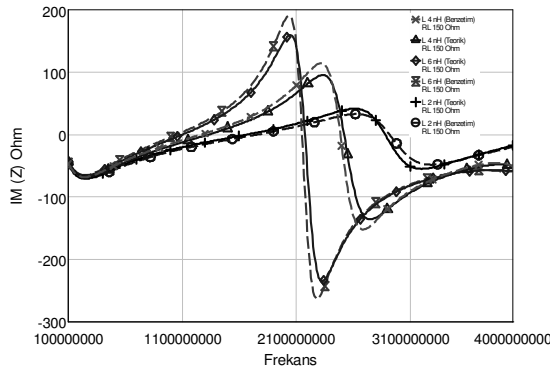
Şekil 1 deki devreye geri dönersek sistemin giriş empedansı için aşağıdaki eşitlik elde edilmektedir.

$$Z_{sistem} = -(i(C_1 L_2 X_L \omega^2 - L_2 \omega - X_L - iR_L) + (C_1 L_2 \omega^2 - 1) \cos(\beta l) + ((C_1 L_2 \omega^2 - 1) Z_0^2 + L_2 (X_L - iR_L) \omega) \sin(\beta l)) / (Z_0 (C_1^2 L_2 (X_L - iR_L) \omega^3 - C_1 (-2iR_L + 2X_L + L_2 \omega) \omega + 1) \cos(\beta l) + (C_1 \omega (C_1 L_2 \omega^2 - 2) Z_0^2 - iR_L (C_1 L_2 \omega^2 - X_L (C_1 L_2 \omega^2 - 1)) \sin(\beta l))) \quad (8)$$

Üretilen bu eşitlikle teorik olarak, sistemin gerçek ve sanal empedans grafikleri, benzetim sonuçlarıyla karşılaştırıldığında Şekil 3.a ve 3.b grafikleri elde edilmektedir. Benzetim ve teorik sonuçlar, C_1 1 pF, l 20 mm, Z_L 150Ω değerleri seçilerek bobin elemanın farklı değerleri için bulunmuştur. Sonuçların birbirleriyle iyi seviyede örtüştüğü görülmektedir.



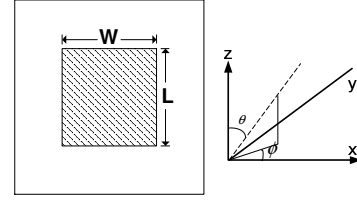
(a)



(b)

Şekil 3. Uyumlandırma sistemi için teorik ve benzetim sonuçları: (a) Empedansın gerçek kısmının frekansla değişimi (b) Empedansın sanal kısmının frekansla değişimi

Daha sonra sistemde Z_L yükü yerine dikkörtgen mikroşerit anten kullanılarak aynı işlemler yapıldığında sonuçların iyi seviyede uyum içinde olduğu görülmektedir. Mikroşerit anten için Kavite model [5] kullanılarak türetilen empedans eşitliği kullanılmıştır. Anten şekli Şekil 4. deki gibidir.



Şekil 4. Mikroşerit anten şeması

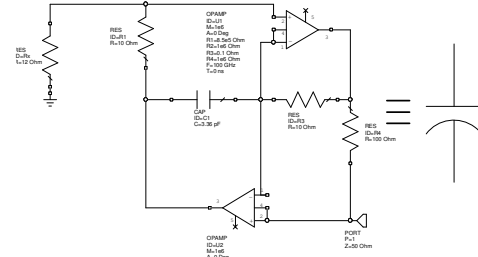
Mikroşerit anten için empedans eşitliği aşağıdaki gibidir.

$$Z_{anten} = \frac{i\omega\mu_0 hc^2 G_{mn}^2 \phi_{mn}^2}{(-\omega^2 (1 - i\delta_{eff}) + \frac{c^2 k_{mn}^2}{\epsilon_r}) \epsilon_r} \quad (9)$$

Bu çalışmada Taconic firması tarafından üretilen TLYA-5CH200 taban tabakası kullanılmıştır. Tabakanın özellikleri, göreceli dielektrik sabiti (ϵ_r) 2.52, kalınlığı (h) 0.52 mm ve kayıp faktörü 0.0009 şeklindedir. Antenin boyutları $W=40$ mm ve $L=40$ mm olarak seçilmiştir. Toprak tabakanın boyutları ise 80x80mm dir. Bu özelliklerdeki bir şema için anten 2.5 GHz de rezonansa gelerek, $|S_{11}|$ için -5.575 dB değerine sahip olmaktadır.

4. MUTATOR DEVRESİ

Bir çok çeşit dönüştürücü tipi vardır. Buradaki RC dönüştürücü direnci kapasiteye dönüştürmektedir. Bu tip devrelerde voltaj kontrollü akım kaynaklarına ihtiyaç vardır. Sonuçta sistemin girişine bir R_x direnci bağlandığında Port1 uçlarından Kapasite elemanı gibi davrandığı görülmektedir. Bu makalede kullanılan RC dönüştürücü devre şekli Şekil 5'teki gibidir.



Şekil 5. RC Dönüştürücü şeması (6 Portlu)

Burada C_2 kondansatörü yerine kullanılabilir RC dönüştürücü devresinin iletim matris formu aşağıdaki gibidir.

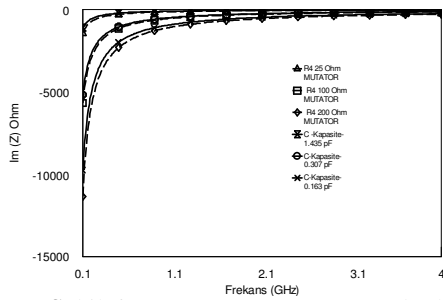
$$ABCD_{mutator} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ G_1 G_3 R_4 & C_x s \end{pmatrix} \quad (10)$$

Devrenin girişine bir R_x direnci bağlandığında devrenin çıkışından (11) eşitliği elde edilir.

$$Z_{cap} = \frac{G_1 G_3 R_4 R_x}{C_x s} \quad (11)$$

Bu aktif dönüştürücünün çekici özellikleri olarak (i) kayıpsız olması (ii) geniş mikrodalga frekans bandı içinde çalışabilmesi (iii) MMIC (monolithic microwave integrated circuit) devre olarak gerçekleştirilebilir olması (iv) en önemlisi yüksek güçlerde çalışabilir olması (v) C değerlerinin sadece R değerlerinin değiştirilmesi ile kontrol edilebiliyor olması söylenebilir.

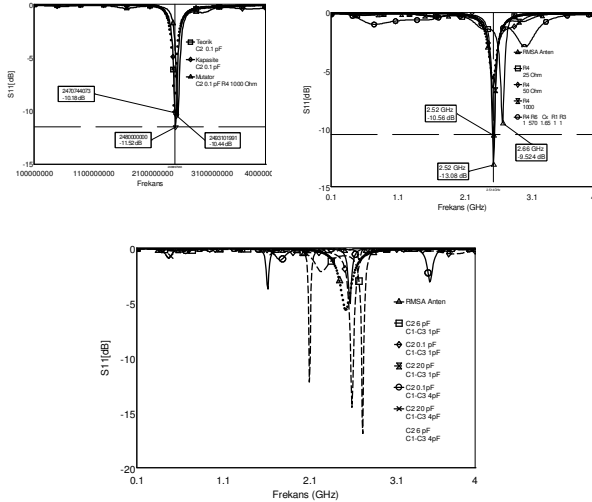
Aşağıda şekilde bir RC dönüştürücü çıkış empedans-frekans karakteristiği görülüyor Burada R_x 12 Ω , R_1 10 Ω , C_x 4 pF, R_3 -10 Ω sabit tutularak R_4 ün farklı değerleri için ayrı ayrı bir kapasite karşılaştırma sonuçları gösterilmektedir. Burada R_4 değerinin artmasıyla C değerindeki düşüş açıkça görülmektedir.



Şekil 6. RC Dönüştürücü ve Ayrı ayrı olarak bir kapasitenin karşılaştırma sonuçları

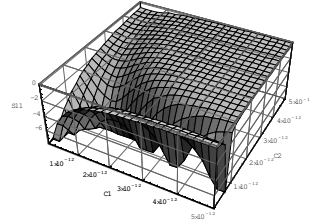
5. BENZETİM VE TEORİK SONUÇLAR

Sistemde birçok parametre değiştirilerek iyi uyumlandırma seviyelerinin elde edilebileceği açıktır. Örnek sonuçlar Şekil 7 deki gibidir.

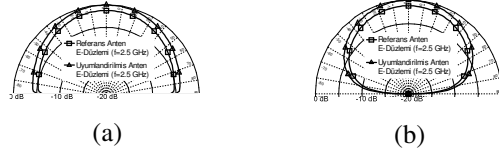


Şekil 7. Geri dönüş kaybı için farklı durumdaki teorik ve benzetim sonuçları

Sistemin $|S_{11}|$ karakteristiği C_1 ve C_2 değerlerine bağlı olarak üç boyutlu grafiği Şekil 8 deki gibi elde edilebilir.



Şekil 7. C_1 ve C_2 nin değişimine göre geri dönüş kaybı R_4 1000 Ω iken ışınma örüntüsü Şekil 8 de görüldüğü gibi, uyumlandırma sonucunda daha iyi sonuçlar vermektedir.



Şekil 8. Işınma Örüntüsü (a)E Düzlemi grafiği (b) H Düzlemi grafiği

Microwave Office 6.52 simülasyon programı kullanılarak bir çok simülasyon yapıldı ve sonuçlar teorik sonuçlarla karşılaştırıldı.

6. SONUÇ

Bu makalede RC dönüştürücülü j-inverter devresi kullanarak geniş bir bant içinde radyasyon yapabilen aktif bir mikroşerit anten sistemi yapılabileceği gösterilmiştir. Performans sonuçları Moment yöntemini kullanan Microwave Office simülasyon programı ve Mathematica ile yapılan teorik çözümler karşılaştırılarak elde edilmiştir. Sonuçta Aktif verici alıcı antenlerde bu şemanın yayılım örüntüsünde de olumlu değişikliklere neden olduğundan ve sistemin performansını arttırdığından literatürdeki diğer tekniklere göre daha avantajlı olduğu söylenebilir. Etkin bir sistemle sadece direnç değerlerini kontrol ederek her koşulda iyi seviyede $|S_{11}|$ ve E_θ E_ϕ grafikleri elde edilebilir. Pin diyot ve Varactor diyot gibi ayrı elemanlardaki düşük güç DC voltaj bağımlılığı kalkmasına rağmen sadece RC dönüştürücüdeki diferansiyel fark yükselteçlerinin yüksek frekanslardaki gerçekleşmesindeki zorluk ve karmaşıklık (VLSI) bir dezavantaj olarak ortaya çıkmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] D.M. Pozar, "Microstrip Antennas," PROC. IEEE, vol. 80, no. 1, pp.79-81, January 1985.
- [2] L. Goras, "Linear and Nonlinear mutators derived from GIC-Type configuration," IEEE TRANS. ANTENNAS ON CIRCUITS AND SYSTEMS P, vol. 28, pp.165-169, 1981.
- [3] Y.T. Lo., et al. "Theory and experiment on microstrip antennas" IEEE TRANS. ANTENNAS AND PROPAGATION, vol.AP-27, pp.137-145,1979
- [4] G. Matthei, L. Young "Microwave filters, Impedance-matching Networks, and coupling structures", Artech House, pp.434-438, 1980

