

Pasif Elemanlar Eklenerek 2.4 GHz ISM Bandı Uygulamaları İçin Mikroşerit Band Geçiren Filtre Tasarımı

MEHMET ALİ BELEN¹, ADNAN KAYA¹

¹ Süleyman Demirel Üniversitesi, Mühendislik Mimarlık Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü, Isparta

Özet: Mikrodalga devre tasarımında mikroşerit filtreler önemli bir yer tutar. Mikroşerit filtreler için yüksek performans, uygun boyut ve ucuzluk gibi ölçütler tasarım aşamasında göz önünde bulundurulması gereken esaslardır. Bu çalışmada 2,42–2,56 GHz (WLAN) frekanslarında IEEE 802.11b ve IEEE 802.15.4 standartlarıyla uyumlu çalışan, frekans-ayarlamalı band geçiren düşük gürültülü mikroşerit filtre tasarımı ve ilgili ölçüm sonuçları yer almaktadır. Önerilen filtre mikroşerit hat ve bu iki yapısı arasına yerleştirilen pasif elemanlardan (direnç-kondansatör) meydana gelmektedir. Pasif elemanların değerlerindeki değişimlere bağlı olarak, filtrenin band geçirme karakteristiği 2.42–2.56 GHz aralığında değiştirilebilmektedir. Devrede taban malzemesi olarak FR4 cam elyaf kullanılmıştır. Sonuç olarak adaptif bir band geçiren filtrede tatmin edici seviyede iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler: 2.4 GHz ISM band, band geçiren filtre (BGF), pasif elemanlar

Microstrip Band Pass Filter with Adding Lumped Component for 2.4 GHz ISM Band Application

Abstract: Microstrip filters take an important place in microwave circuit design. High performance, suitable dimensions and cost are the important points that must be taken in consideration for microstrip filters. The subject of this study is design and related measurement results of a frequency adjustable microstrip band pass filter which works in 2,42–2,56 GHz (WLAN) with a low noise, compatible with IEEE 802.11b and IEEE 802.15.4 standards. The recommended filter is made up of microstrip lines and passive components (resistors- capacitors) between these two layers. The band pass characteristics of the filter are exchangeable between 2.42–2.56 GHz depending upon the alteration of the value of passive components. FR4 fiber glass is used as a base material in this circuit. As a result satisfactory degree of consequences are obtained in an adaptive band pass filter.

Keywords: 2.4 GHz ISM band, bandpass filter (BPF), lumped component

1. Giriş

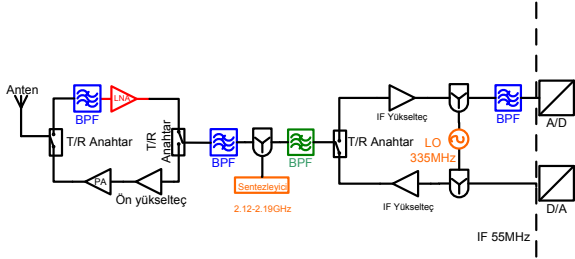
Hızla gelişen teknolojiye paralel olarak ilerleyen ve her geçen gün yeni bir gelişmeyle karşımıza çıkan radyo haberleşme sistemlerinin kullanımı, gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır. Üretim teknolojilerindeki gelişmelerin bir neticesi olan üretim maliyetlerinin azalması ile önceleri ancak sanayi işletmelerinde kullanım alanı bulabilen bu sistemler, artık günlük hayatımızın bir parçası haline gelmeye başlamıştır. Gelişen radyo haberleşme sistemlerinin sayısal sistemler ile entegre edilmesi, geliştirilen uygulamaların kullanılabilirliğini ve esnekliğini arttırmış, dolayısıyla kullanım alanları daha da genişlemiştir. Bu şekilde gerçekleştirilen birçok uygulama, evlerimizde, iş yerlerimizde ve hatta sokaklarda kullanılmaya başlanmıştır.

RF ön uç arka modüller, sayısal temel band sistem ve anten arasındaki her şey olarak tanımlanabilir. Alıcı için bu ara bölge; filtreler, düşük gürültülü yükselteçler ve aşağı dönüştüren karıştırıcıları içerir. Bu katlar antenden alınan modüle edilmiş işaretleri işleyerek temel band da analog sayısal işaret (ADC) çevirici ye uygun bir giriş işaretine çevirirler. Bu nedenlerle RF ön uç arka modüller, alıcının RF temel band bölümleri olarak adlandırılır (Doddamani ve ark., 2007; Esame ve ark., 2006).

Bu modüller, birkaç bütünleşmiş devreden (IC) oluşmaktadır. Bu bütünleşmiş devreler geleneksel silikon CMOS ve gelişmiş silikon germanyum (SiGe) teknolojileri kullanılarak gerçekleştirilmektedirler. Çok çipli modüller karıştırıcı, demodülasyon, yükseltme, filtreleme ve dedeksiyon gibi sinyal işleme olaylarında büyük bir fonksiyonellik sağlarlar. Bu nedenle çok çipli ön uç arka modüller, özellikle son yıllarda RF alıcı verici tasarımına olan eğilimin artması ile önem kazanmıştır. Çünkü sistem bütünleşme seviyesindeki sürekli artan artış nedeniyle, tek yonga içinde daha fazla fonksiyona ihtiyaç duyulmaktadır ve bu karmaşıklığı arttırmakta ve performansı düşürmektedir. Alıcı verici sistemlere olan bu eğilimin sürekli artması nedeniyle; özellikle tüketiciler, düşük maliyet, düşük güç tüketimi (mobil ve taşınabilir ürünler), küçük boyutlar istemektedirler (Esame ve ark., 2006; Lee ve ark., 2003).

Bu teknolojilerde sistem entegrasyonundan bağımsız olarak sinyal filtreleme, dedeksiyon, yükseltme ve demodülasyon gibi birçok RF yapı değişmeden kalmaktadır. Daha spesifik olarak modüle edilmiş bu RF taşıyıcılı sinyalleri almak için belli bir band da antenlerde tasarlanmalıdır (Bokshtein., 2000). Antenden alınıp RF ön uç arka modüllere aktarılan sinyaller, bu devrelerden sonra analog temel band sinyal formunda sayısal dünyaya dönüşüm için analog sayısal dönüştürücülerin önünde hazır durumdadırlar.

Öncelikle sayısal ortamda bilgi, sayısallaştırılmış taşıyıcı dalga formlarından tekrar açılır ve uygun ses, video veya datalar oluşturulur. Entegre modüllere gelmeden önce, RF ön uç fonksiyonel blokların her biri ayrı ayrı tasarlanır. Bu şu anlama gelmektedir, RF filtreler, dedektörler, karıştırıcı-demodülatör ve yükselteçler ayrı bileşenlerdir. Daha da önemlisi fiziksel bağımsız olan bu bloklar bir araya getirilmek zorundadırlar. Şekil 1’de tasarlanan RF alıcı-verici sistem diyagramı gösterilmektedir.



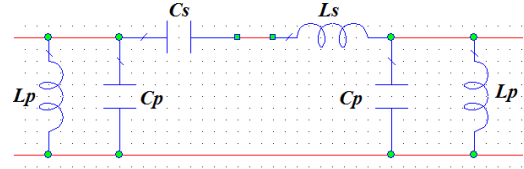
Şekil 1. Sayısal haberleşme sistemleri için 2.4 GHz RF alıcı-verici blok diyagramı

Mikroşerit filtrelerin, mikrodalga devreleri, radarlar, hücresel haberleşme, test ve ölçüm sistemleri gibi çeşitli uygulama alanları vardır. Küçük boyutlu, ucuz ve üretimleri kolay olduklarında mikroşeritler günümüzde filtre uygulamalarında sıkça kullanılmaktadır. Mikrodalga filtre bir tip iki çıkışlı devredir. Bu devre frekans cevabını kontrol etmek için kullanılır. Tipik frekans cevapları; alçak geçiren, yüksek geçiren, band geçiren ve band söndüren karakteristiklere sahiptir. Mikroşerit filtreler bir mikrodalga haberleşmesinde, radarlarda, test veya ölçüm sistemlerinde çeşitli uygulamaları vardır. Bu aşamada tasarlanan filtre üzerinde kapasitör, direnç ve topraklama etkisi incelenmektedir.

2. Filtre Tasarım Parametreleri ve Simülasyonu

Haberleşme sistemleri uygulamaları için düşük gürültü ve iyi bir kararlılık düzeyi istenir (Kluge ve ark., 2003) Aktif filtreler modern ultra geniş band radar sistemlerinde ve kablosuz haberleşme uygulamalarında RF alt sistemlerinde yüksek-performans ve ayarlanabilirlik sağladığı için kullanılır (Ulrich ve Rohde, 2000; Pozar, 1998). RF devre tasarım ve benzetimi için endüstride çeşitli yazılım paketleri bulunmaktadır. Bu çalışmada, Moment Metodu kullanan Advanced Wireless Revolution Microwave Office (AWR) programı, tasarım işleminde daha fazla esneklik sağladığı için seçilmiştir. Filtre seçiminde çalışma özellikleri (gerilim, akım ve sıcaklık), güvenilirlik (maksimum sızıntı akımı, rutubet sınırları, aşırı yük akımı), elektriksel özellikler (yüksek gerilim karakteristikleri, yalıtma direnci, geri dönüş kaybı, ekleme kaybı, gürültü şekli v.b.) ve mekanik özellikler (boyutlar, montaj sorunları) en önemli seçim parametreleridir. Yüksek bir performans için araya girme kaybının düşük, seçiciliğinin yüksek olmasının yanında birçok uygulama için geçme bandında düz bir grup gecikmesinin elde edilmesi büyük önem taşımaktadır.

Filtre performansını tahmin etmek için çeşitli ölçütler kullanılır. Bunlardan ekleme kaybı, geri dönüş kaybı, merkez frekans, zayıflama, out-of-band geçiren tuning ret ve büyüklüğü önemlidir. Bu nedenle filtre topolojileri karşılaştırılmasında, tasarımda trade of uygulanır (Kaya ve Belen, 2010)



Şekil 2. Temel band geçiren filtre şekli

En temel band geçiren filtre tasarımı, yüksek ve alçak geçiren filtrelerin seri bağlanması ile yapılabilir ve birinci dereceden bir alçak geçiren filtre (AGF) ile yüksek geçiren filtre (YGF) ikinci dereceden bir band geçiren filtre (BGF) oluşturur. Şekil 2’de temel bir band geçiren filtre şekli görünmektedir. Rezonans devrelerinde Q faktörü merkez frekansını f_m ’in band genişliğine (B) oranı olarak ifadesi eşitlik (1)’de verilmektedir.

$$Q = \frac{f_m}{B} = \frac{f_m}{f_2 - f_1} \quad (1)$$

İkinci dereceden bir BGF’nin frekans cevabı bulunurken eşitlik (2) kullanılır.

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + s} \quad (2)$$

Ω_1 ve Ω_2 3 dB düşüm köşe frekansları olmak üzere;

$$\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1 \quad (3)$$

İkinci dereceden bir BGF’nin transfer fonksiyonu eşitlik (4)’teki gibidir.

$$A(s) = \frac{A_0 \cdot \Delta\Omega \cdot s}{1 + \Delta\Omega \cdot s + s^2} \quad (4)$$

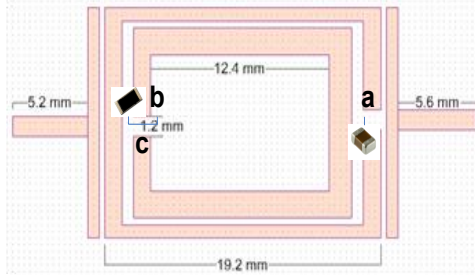
Bir BGF tasarlanırken göz önüne alınan parametreler; merkez frekanstaki kazancı A_m ve kalite faktörü Q dur. Bu parametreler cinsinden transfer fonksiyonu ifadesi (5)’teki gibidir.

$$A(s) = \frac{\frac{A_m}{Q} \cdot s}{1 + \frac{1}{Q} \cdot s + s^2} \quad (5)$$

Eşitlik (6)’da ekleme kaybı gösterilmektedir;

$$\text{Ekleme kaybı (db)} = 10 \log_{10} \frac{v_1^2}{v_2^2} = 20 \log_{10} \frac{v_1}{v_2} \quad (6)$$

AWR benzetim programı kullanılarak tasarlanan temel band geçiren filtremizin geometrik yapısı Şekil 3'te belirtildiği gibidir. Geometrik yapısı itibarıyla oldukça küçük bir yapıya sahiptir (34x30 mm). Bundan dolayı mikrodalga sistemlere entegrasyonu kolay olabilmektedir.



Şekil 3. Tasarlanan filtre geometrisi ve pasif eleman yerleşim noktaları

Tablo 1. Tasarlanan filtre malzeme özellikleri

Parametre	Değer
Çalışma Frekansı (GHz)	2.42-2.56
Alttaş Kalınlığı (mm)	1.6
Alttaş Dielektrik	4.6
Kayıp Tangenti	0.0035
Boyut	W=25.2, L=25.2
Kapasitör Değeri	0-2 pF (0805 case)
Direnç Değeri	0-2 ohm (0805 case)

Tablo 1'de Şekil 3'te tasarlanan mikroşerit filtrenin ve uygulama aşamasında kullanılacak pasif elemanların fiziksel özellikleri verilmiştir.

Yapılan benzetimlerde uygulamanın bu aşamaya gelene kadar ki bölümünde; yukarıdaki filtre geometrisi üzerinde gösterilen noktalara (A: kondansatör, B: direnç, C: topraklama) pasif elemanlar yerleştirilir. Yapılan yüklemelerle Tablo 2, 3, 4'teki gibi yükleme değerlerinin değişiminin filtre parametreleri üzerindeki değişimleri incelenerek mekaniksel gerçekleştirme için en uygun değerler belirlenmeye çalışılmıştır.

Tablo 2. A noktasına kondansatör bağlandığında değişimin etkisi

Kapasitör (pF)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geridönüş Kaybı (S11)	Ekleme Kaybı (S21)
0	2.63	-16.15	-1.718
0.25	2.55	-18.36	-1.686
0.5	2.49	-21.5	-1.7
0.75	2.4	-24.86	-1.785
1	2.37	-22.39	-1.908
1.25	2.35	-24.17	-2.011
1.5	2.34	-22.5	-2.134
1.75	2.32	-21.45	-2.246
2	---	---	---

Tablo 2'de tasarlanan filtre geometrisi üzerinde A noktasına bağlanan kondansatörün değişken değerlerine karşılık filtremizin benzetim sonuçları verilmiştir. Yapılan benzetimlerde 2.4 GHz çalışma frekansı için A noktasına yerleştirilecek kondansatör değerinin 0.5-0.75 pF arasında olması gerektiği anlaşılmaktadır.

Tablo 3. B noktasında 1 ohm değerinde direnç bağlandığında A noktasındaki kondansatör değişiminin etkisi

Kapasitör (pF)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geridönüş Kaybı (S11)	Ekleme Kaybı (S21)
0	2.4	-10.28	-2.575
0.25	2.32	-10.43	-2.621
0.5	2.24	-12.51	-2.96
0.75	2.2	-10.65	-2.76
1	2.16	-11.22	-2.869
1.25	2.12	-14.92	-2.803
1.5	2.1	-18.15	-3.044
1.75	2.08	-18.41	-3.02
2	2.06	-11.73	-3.372

Tablo 3'te görüldüğü üzere B noktasına 1 ohm sabit değerli bir direnç bağlanırken A noktasındaki kondansatörün değişken değerlerine karşılık tasarlanan filtremizin benzetim sonuçları verilmiştir. Yapılan benzetimlerde 2.4 GHz çalışma frekansı için A noktasına yerleştirilecek kondansatöre gerek olmadığı eklenen 1 ohm'luk direncin yeterli olduğu anlaşılmaktadır.

Tablo 4. C noktasında topraklama yapıldığında A noktasındaki kondansatör değişiminin etkisi

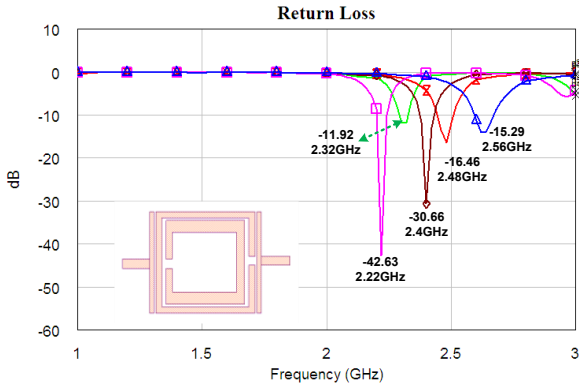
Kapasitör (pF)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geridönüş Kaybı (S11)	Ekleme Kaybı (S21)
0	2.62	-14.09	-2.153
0.25	2.56	-15.29	-2.534
0.5	2.48	-16.46	-2.946
0.75	2.4	-30.66	-1.701
1	2.36	-13.34	-4.012
1.25	2.32	-11.92	-5.32
1.5	2.28	-13.9	-5.108
1.75	2.24	-17	-4.388
2	2.22	-42.63	-3.663

Tablo 4'te ve Şekil 4'te görüldüğü üzere C noktasından topraklama yapılırken A noktasında bağlı olan kondansatörün değişken değerlerine karşılık tasarlanan filtremizin benzetim sonuçları verilmiştir. Yapılan benzetimlerde C noktası topraklandığında 2.4 GHz çalışma frekansı için A noktasına yerleştirilecek kondansatör değeri 0.5pF-0.75pF olması gerekmektedir.

Tablo 5. Tablo 2 ile Tablo 3'ün karşılaştırması

	Kapasitor (pF)	Rezonans Frekansı (GHz)	Geridönüş Kaybı (S11)	Ekleme Kaybı (S21)
Tablo2	0.75	2.4	-24.86	-1.785
Tablo4	0.75	2.4	-30.66	-1.701

Tablo 5'te görüldüğü üzere A noktasında 0.75 pF'lık kondansatör varken C noktasına topraklama yapıldığında geri dönüş kaybı (S11) 5.80 dB ve ekleme kaybı ise 0.0784 dB iyileşme göstermektedir.

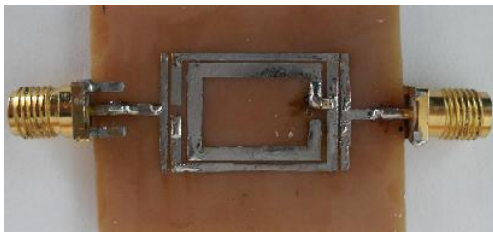


Şekil 4. Topraklama yapıldığında değişken kapasite değerlerinin etkisi

Şekil 4'te filtremiz C noktasından topraklandığında A noktasına eklenen kapasitör elemanının filtremizin geri dönüş kaybı (S11) üzerindeki etkisi görülmektedir.

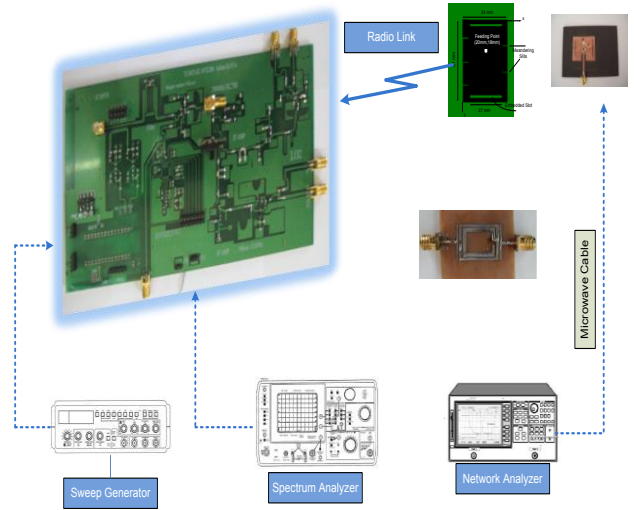
3. Filtre Yapısının Üretimi ve Ölçüm Sonuçları

Sistemimizde gerekli örnekleri almak amacıyla Rodhe&Schwarz FSH6 (100 kHz–6 GHz) marka spektrum analizör ve directional coupler kullanılmıştır. Yapılan ölçümlerin amacı pasif eleman eklemelerinin filtremiz üzerindeki etkisinin, değişen elemanlara ve değerlerine gösterdiği tepkinin incelenmesidir.



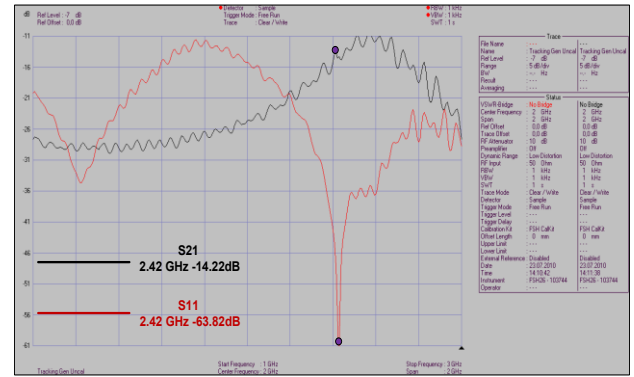
Şekil 5. Üretilen filtre yapısının görünümü

Uygulamanın bu aşamaya gelene kadar ki bölümünde; aşağıdaki filtre geometrisi üzerinde gösterilen noktalara (A:kondansatör, B:direnç, C:topraklama) pasif elemanlar uygulanmaktadır. Üretimi tamamlanmış bir filtre yapısının görüntüsü Şekil 5 'te sunulmaktadır.



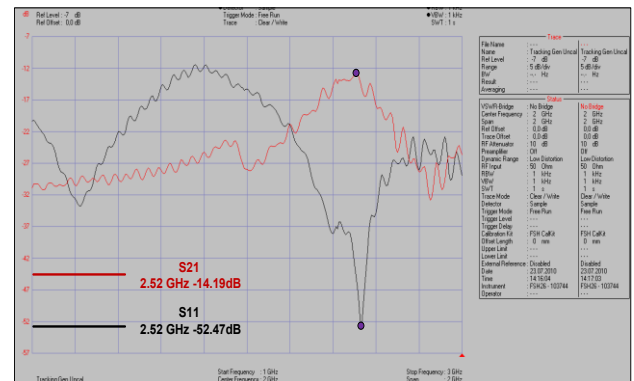
Şekil 6. Ölçüm düzeniği

Şekil 6'da genel bir RF ölçüm düzeniği verilmiştir. Tasarlanan aktif filtremizin performans parametreleri Microwave Office (AWR) benzetim programı kullanılarak değerlendirilmiştir. Devrede taban malzemesi olarak FR4 cam elyaf kullanılmıştır.

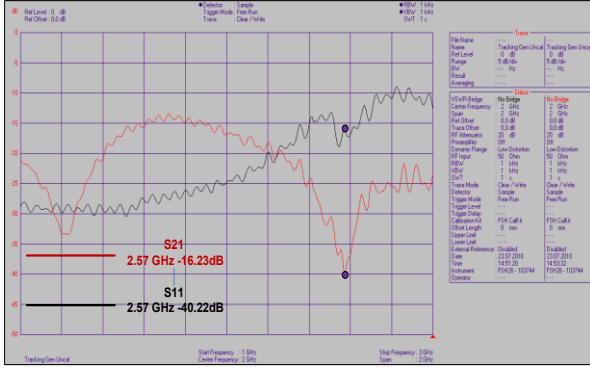


Şekil 7. Filtre ölçümü

Şekil 5'te ilk örneği gerçekleştirilen devremizin yüklemeye elemanları eklenmeden 2.4 GHz rezonans frekansında düşük geri dönüş kaybına (S11:-63.92dB) ve ekleme kaybına (S21:-14.22) sahiptir.



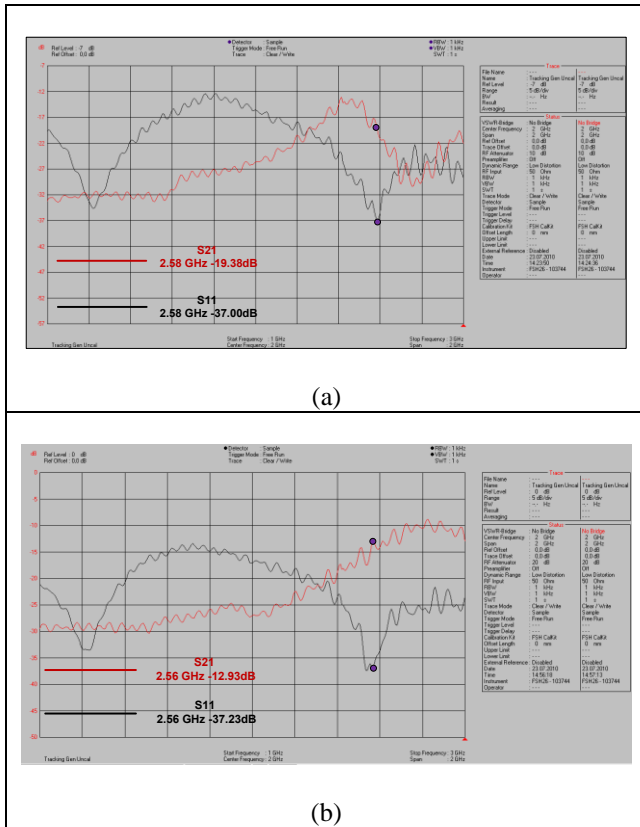
(a)



Şekil 8. Tasarlanan filtre ölçümü (a) Kondansatör bağlandığında (b) Kondansatör ve topraklama bağlandığında

Şekil 8a’da filtremize yüklem elemanı olarak 1 pF’lık bir kondansatör eklendiğinde 2.42 GHz rezonans frekansından 2.52 GHz rezonans frekansına kaymaktadır. Ayrıca -63.92 dB olan geri dönüş kaybı -52.47 dB ye ve ekleme kaybı -14.19 dB ye düşmektedir

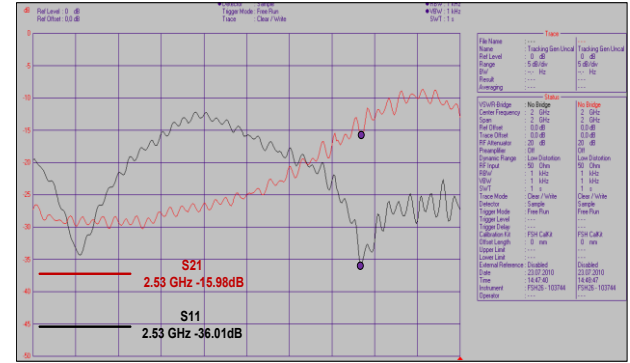
Şekil 8’b de ise 1 pF değerli bir kondansatör bağlı olan filtremiz ‘C’ noktasından topraklandığında filtremizin rezonans frekansı 50 MHz değişmekte ve ekleme kaybı -16.23 dB’ye düşmektedir. Ayrıca filtremizin band genişliği artmaktadır.



Şekil 9. Tasarlanan filtre ölçümü (a) Direnç bağlandığında (b) Direnç ve topraklama bağlandığında

Şekil 9a’da filtremizin A noktasında yüklem elemanı olarak sadece 1 ohm değerli direnç eklendiğinde 2.4 GHz rezonans frekansından 2.58 GHz rezonans frekansına kaymaktadır. Ayrıca -63.92 dB olan geri dönüş kaybı -37.00 dB’ye ve ekleme kaybı -19.38 dB’ye düşmektedir.

Şekil 9b’de ise 1 ohm değerli bir direnç ekli olan filtremiz C noktasından topraklandığında filtremizin rezonans frekansı 20 MHz öne gelmekte ve ekleme kaybı -12.93 dB’ye düşmektedir. Ayrıca filtremizin band genişliği artmaktadır.



Şekil 10. C noktasından topraklanan filtremizin ölçüm sonucu

Şekil 10’da pasif elemanlar eklenmeden sadece C noktasından topraklama yapıldığında filtremizin rezonans frekansının 2.53 GHz’de -36.01 dB ve ekleme kaybının -15.98 dB olarak ölçülmüştür. Topraklama eklenmesi filtremizin rezonans frekansını 110 MHz kaydırmakta ve ekleme kaybını yaklaşık 2 dB düşürmektedir.

Tablo 6. Filtre ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması

Kapasitör (1 pF)	Direnç (1 Ω)	GND	fr (GHz)	S11 (dB)	S21 (dB)
---	---	---	2.42	-	-
✓	---	---	2.52	63.82	14.22
---	✓	---	2.58	-	-
---	---	✓	2.53	37.00	19.38
---	---	✓	2.53	-	-
✓	---	✓	2.57	36.01	15.98
✓	---	✓	2.57	-	-
---	✓	✓	2.56	40.22	16.23
---	✓	✓	2.56	-	-
---	✓	✓	2.56	37.23	12.93

Yapılan mekaniksel gerçekleştirme ve ölçümler sonucunda frekans-ayarlamalı band geçiren filtremizin 2,42–2.58 GHz (WLAN) frekanslarında IEEE 802.11b ve IEEE 802.15.4 standartlarıyla uyumlu çalışabileceği görülmektedir. Pratik uygulamalarda Tablo 6’da verilen ölçüm sonuçlarına göre yüklemelerin seçimi ile istenilen frekans bandında band geçiren filtre karakteristiği elde edilebilir.

4. Tartışma ve Sonuçlar

Kablosuz yerel alan ağ (WLAN) sistemleri bütünleşmiş devre teknolojileri ile üretilebilmekte ve böylelikle düşük maliyetli sistemler oluşturulabilmektedir. Gelişen teknoloji paralel olarak ilerleyen mikrodalga sistemlerinde mikroşerit filtreler önemli bir yere sahiptir. Bu çalışmada 2,42–2.58 GHz (WLAN) frekanslarında 802.11b ve 802.15.4 standartlarıyla uyumlu çalışan, frekans-ayarlamalı band geçiren düşük gürültülü mikroşerit filtre tasarım ve ilgili sayısal analiz sonuçları yer almaktadır. Önerilen filtre geometrisi Şekil 3’te de görüldüğü üzere mikroşerit hat ve bu iki yapısı arasına yerleştirilen metalik yüklemelerden (direnç-kondansatör) meydana gelmektedir. Yapılan ölçümlerde tasarlanan filtrenin metalik yüklemelerdeki değer değişimlerine bağlı olarak, filtrenin band geçirme karakteristiği 2.42–2.58 GHz aralığında değiştirilebildiği gözlenmiştir (Şekil 7-8-9-10). Tasarlandığımız filtremizin adaptif yapısı ile RF ön uç modüllerde kullanılarak bilimsel araştırmalarda ve ticari ürün uygulamalarında kullanılmak üzere değişik uygulamalarda kolaylıkla uyumlu çalışabilmektedir.

Ayrıca filtre geometrisi üzerinde yapılan değişikliklerle pratik uygulamada, önerilen yüklemelerin seçimine göre istenilen frekans bandında band geçiren filtre karakteristiği elde edilebilir. Özel olarak, ilgili yükleme konumlarına aç/kapa anahtar elemanlarının yerleştirilmesi ile frekans-ayarlamalı filtre performansı sağlanabilir. Gerçekleme aşamasında, yüzey-uyumlu, az kayıplı anahtarların kullanılması ile dinamik bir frekans kontrolü gerçekleştirilebilir. Sonuç olarak adaptif bir band geçiren filtrede tatmin edici seviyede iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 107E200 nolu KARIYER PROJESİ kapsamında desteklenmektedir. Tasarım aşamasındaki fikirleri ve destekleri için değerleri dostlarım Hasan DOĞAN’a ve Özgür ASLAN’a teşekkürlerimi sunarım.

5. Kaynaklar

[1] Bokshtein, E., Shmaltz, D., Herbst, O., Bunke, H., and Kandel, A., 2000. Monopulse Amplitude Direction-Finding Using Neuro-Fuzzy Approach, Robotics Autonomous Syst 33 125–134.

- [2] Doddamani, N. D., Harishchandra, A.V., 2007. Design of SPDT Switch, 6 Bit Digital Attenuator, Bit Digital Phase Shifter for L-Band T/R Module using 0.7 uM GaAs MMIC Technology, International Conference on Signal Processing, Communications and Networking, 2007. ICSCN '07. pp.302 – 307.
- [3] Esame, O., Kaynak, M., Kavlak, C., Bozkurt, A., Tekin, I., Gürbüz, Y., 2006. IEEE 802.11a Standard Uyumlu, RF Alıcı-Verici Alt-Blok Devrelerinin Gerçeklenmesi, URSl, Hacettepe Üniversitesi.
- [4] Kaya, A., Belen, M. A., 2010. 2.4 GHz Direkt Entegre Verici Sistem Tasarımı III. Mühendislik Teknolojileri Sempozyumu, Çankaya Üniversitesi.
- [5] Kluge, W., Dathe, L., Jaehne, R., Ehrenreich, S., and Eggert, D., 2003. A 2.4 GHz CMOS Transceiver for 802.11b Wireless LANs,” in IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers.
- [6] Lee, J. R., Chun, Y. H., And Yun, S. W., 2003. A Novel Bandpass Filter Using Active Capacitance,” 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 3, pp. 1747-1750.
- [7] Pozar, M., 1998. John Wiley&Wiley, Microwave Engineering.
- [8] Ulrich, L., Rohde, John., 2000. Wiley&Sons, RF/Microwave Circuit Design for Wireless Applications, Inc.