



5G frekans bantları (6 GHz altı) için çift modlu çift bantlı kompakt mikroşerit bant geçiren filtre tasarımı

Dual mode dual band compact microstrip bandpass filter design for 5G frequency bands (sub 6 GHz)

Pınar Öztürk Özdemir^{1*}, Ceyhan Karpuz², Huriye Şenol³, Gulfem Balasu Fırat²

¹Elektronik Mühendisliği Bölümü Milli Savunma Üniversitesi Hava Harp Okulu, İstanbul, Türkiye.
eem.pozturk@gmail.com

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi, Pamukkale Üniversitesi, Denizli, Türkiye.
ckarpuz@pau.edu.tr, gfiat@pau.edu.tr

³Ulus Elektronik, Kocaeli, Türkiye.
huriyeseol09@gmail.com

Geliş Tarihi/Received: 31.12.2024
Kabul Tarihi/Accepted: 06.07.2025

Düzeltilme Tarihi/Revision: 16.06.2025

doi: 10.5505/pajes.2025.05684
Araştırma Makalesi/Research Article

Öz

Bu çalışmada, 5G alt frekans bandında (6 GHz'e kadar) çalışmak üzere çift modlu çift bantlı filtre için bir tasarım prosedürü sunulmaktadır. Önerilen filtre indüktif yüklü basamak tipi empedans rezonatör kullanılarak gerçekleştirilmektedir. İndüktif yüklemeye etkisi, boyutun küçültülmesini sağlamak ve her iki geçme bandındaki geri dönüş kayıplarını en aza indirmek için uygun şekilde düzenlenmiştir. Çift bant karakteristiğini elde etmek için rezonatör üzerine metal geçiş yolları eklenmiştir. 5G alt frekans bandı uygulamalarında çalışacak şekilde üretilen, 3.2 GHz ve 4.5 GHz merkez frekanslarına sahip birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen iki geçme bandına sahip filtre tam dalga elektromanyetik simülasyon aracılığıyla tasarlanmıştır. Baska devre tekniği ile üretilen devre ölçülerek test edilmiştir. Önerilen filtrede kısmi bant genişlikleri ilk geçme bandı için %26.7 ve ikinci geçme bandı için %18.1, araya girme kaybı seviyeleri ise sırasıyla 0.84 dB ve 0.86 dB olarak ölçülmüştür. Çift bantlı filtre için simüle edilmiş ve test edilmiş sonuçlar iyi bir uyum göstermiştir.

Anahtar kelimeler: Çift bantlı filtre, basamak tipi empedans rezonatör, indüktif yüklemeye etkisi, 5G frekans bandı (6 GHz altı).

Abstract

In this paper, a design methodology is presented for a dual-mode dual-band filter to operate in the 5G sub-frequency band (up to 6 GHz). The proposed filter is constructed using an inductively loaded stepped impedance resonator. The inductive loading effect is appropriately arranged to ensure size reduction and minimize return losses in both passbands. Metal vias have been added to the resonator to achieve the dual-band characteristic. The filter, which has two independently controllable passbands with center frequencies of 3.2 GHz and 4.5 GHz, has been designed by a full-wave electromagnetic simulator for use in 5G sub-frequency band applications. The circuit fabricated using the printed circuit has been measured and tested. The fractional bandwidth is measured at %26.7 for the first passband and %18.1 for the second passband and the insertion loss level is 0.84 dB and 0.86 dB, respectively. The simulated and tested results for the dual-band filter have demonstrated a good agreement.

Keywords: Dual-band filter, stepped impedance resonator, inductive loading effect, 5G frequency band (sub 6GHz).

1 Giriş

Bant Geçiren Filtreler (BGF) sinyal girişimini engellemek, istenmeyen sinyalleri bastırmak gibi işlevleri nedeniyle RF ön uç modüllerinde temel tasarım bileşenleri arasında yer almaktadır. Bu nedenler dar Kısmi Bant Genişliği (KBG), düşük Frekans Ayrım Oranı (FAO) ve düşük Araya Girme Kaybı (AGK) ile birden fazla geçme bandını destekleyen kompakt boyutlu bant geçiren filtrelerin tasarlanması çok fonksiyonlu kablosuz iletişim sistemlerinin geliştirilmesi için oldukça önemlidir. Son yıllarda modern haberleşme sistemlerinde çok fonksiyonlu iletişim taleplerini karşılayabilmek amacıyla yüksek performanslı filtreler elde edebilmek için pek çok yöntem ve teknik önerilmektedir [1]-[10]. Literatürde en sık rastlanılan yöntemler BGF için çift bantlı geçme bandı elde etmek amacıyla Basamak tipi Empedans Rezonatörler (BER) ya da Yan hat Yüklü Rezonatörler (YYR) kullanılarak elde edilen tasarımlardan oluşmaktadır [1]-[4]. Temel tasarım yöntemlerinden olan çoklu rezonatör kullanılarak elde edilen konfigürasyonlar da çoklu iletim sınırları elde etmek, keskin geçişli tutma bantları oluşturmak ve uygun geri dönme kaybı

seviyeleri elde etmek için çoğunlukla başvurulmuş klasik yöntemler arasında yer almaktadır [5]. Çift bantlı filtre tasarımları kuplajlı hatların [6], [7], kuplajlı mikroşerit kare halka rezonatörlerin [8] kullanılmasına dayalı olarak da gerçekleştirilebilmektedir. Kenar kuplajlı yaklaşıma dayalı çift bant filtre konfigürasyonları [9] ya da sinyal girişim teknikleri [10] literatürde karşılaşılan alternatif yöntemler arasında yer almaktadır. Görüldüğü üzere, farklı yöntemler kullanılarak gerçekleştirilen çift bantlı filtre tasarımlarında kontrol edilebilir bant genişlikleri, yüksek frekans seçiciliği ve geniş tutma bandını aynı anda kompakt boyutlu bir devre aracılığıyla gerçekleştirmek hala güncel ve önemli konular arasında yer almaktadır.

Bu makalede hem kapsama alanı hem de kapasite bakımından 5G alt yapısı için oldukça önemli olan 6 GHz ve altı frekans bantlarında kullanılmak üzere basamak tipi empedans rezonatör ile tasarlanan kompakt bir çift bantlı bant geçiren filtre önerilmektedir. Önerilen topolojide ince hat parçaları ile konfigüre edilen indüktif etkili BER kullanılmaktadır. BER'lerin kuplajlanmasıyla elde edilen geçme bandı 4.5 GHz merkez

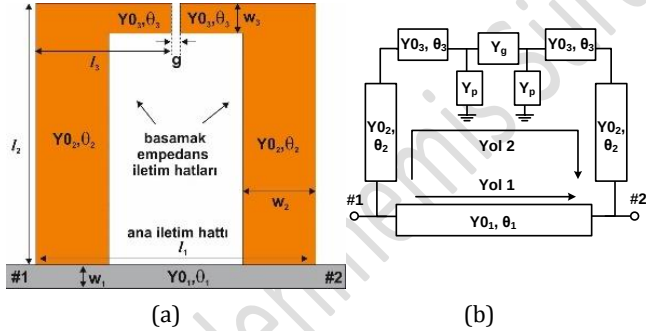
*Yazışılan yazar/Corresponding author

frekansına denk gelecek şekilde düzenlenirken, rezonatörü oluşturan hatlar üzerine yerleştirilen metal geçiş yolları aracılığıyla da merkez frekansı 3.2 GHz olan ekstra bir geçme bandı oluşturulmaktadır. Geçme bantları, indüktif hat parçalarının uzunluğu ve BER'ler üzerinde bulunan metal geçiş yollarının konumu ile birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Önerilen tasarımın en temel özelliği çift modlu çift bantlı filtreleme karakteristiğinin, tek bir rezonatör aracılığıyla elde edilmesidir ve bu özelliğiyle diğer benzer çalışmalardan ayrılmaktadır.

2 Çift modlu basamak tipi empedans rezonatör konfigürasyonu

2.1 Basamak tipi empedans rezonatörün rezonans özellikleri

Önerilen filtre indüktif olarak yüklenmiş basamak tipi empedans rezonatör kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Rezonatör, Şekil 1(a)'da gösterilen temel başlangıç konfigürasyonu ve Şekil 1(b)'de verilen iletim hattı modelinden de görüleceği üzere iki basamak tipi empedans iletim hattından oluşur; burada Y_{01} , Y_{02} , Y_{03} ve θ_1 , θ_2 , θ_3 sırasıyla ilgili hatların karakteristik admitanslarını ve elektriksel uzunluklarını, Y_g ve Y_p sırasıyla boşluk için kullanılan π eşdeğer devresinde yer alan seri ve paralel elemanların admitanslarını temsil etmektedir. Önerilen konfigürasyonda farklı karakteristik admitanslara sahip (basamak tipi empedans) iletim hatları simetrik olarak yerleştirilerek bir iletim hattı ile birleştirilmiş, böylece analiz ve tasarım konseptini basitleştirmek için tek bir mikroserit rezonatör konfigürasyonu elde edilmiştir. Giriş ve çıkış kapılarına direkt bağlı olarak kullanılan konfigürasyonun bir avantajı elde edilen filtre karakteristiği ile geçme bandının her iki yanında bir çift iletim sıfırının oluşmasıdır. Bu durum nihai tasarımda belirleyici parametrelerden biri olan yüksek seçiciliğin sağlanması açısından oldukça önemlidir.



Şekil 1: Çift bantlı filtre tasarımı için kullanılan rezonatörün a) başlangıç konfigürasyonu b) iletim hattı modeli.

Figure 1: a) Initial configuration and b) transmission line model of the resonator used in the design of the dual band filter.

Şekil 1(b)'de verilen iletim hattı modelinde gösterildiği üzere, devrenin giriş tarafından uygulanan sinyal iki kısma bölünerek sinyal bileşenlerinin yapıcı veya yıkıcı girişimine bağlı olarak geçme bantları ve tutma bantları oluşturmak üzere çıkışa iletilmektedir. Bu durumda üst ve alt kısımlardan elde edilecek bileşen bölümlerinin paralel bağlantısı söz konusu olduğundan teorik model oluşturma en pratik yolu admitans matrislerinin kullanılmasıdır. Admitans matrislerinin hesaplanması için her bir yoldaki (Yol 1 ve Yol 2) elemanların ABCD matrislerinden yararlanılmaktadır. Bu durumda giriş ve çıkış kapıları arasındaki Yol 1 için ABCD matrisi, l_1 fiziksel uzunluğuna sahip ana iletim hattının matrisi ile hesaplanarak;

$$[ABCD_1] = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & j\frac{1}{Y_{01}}\sin\theta_1 \\ jY_{01}\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

olarak yazılmaktadır. Burada θ_1 , giriş ve çıkış kapıları arasında yer alan ana iletim hattının elektriksel uzunluğunu, Y_{01} aynı hattın karakteristik admitansını belirtmektedir. Benzer şekilde Yol 2 için ABCD matrisi elde edilmek istendiğinde bu bölümde yer alan her bir kaskat bağlı bileşenin ABCD matrislerinin çarpımı hesaplanmalıdır. Bu durumda l_2 uzunluğuna sahip yan hattın ABCD matrisi;

$$[ABCD_{y1}] = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & j\frac{1}{Y_{02}}\sin\theta_2 \\ jY_{02}\sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

l_3 uzunluğuna sahip hattın ABCD matrisi ise;

$$[ABCD_{y2}] = \begin{bmatrix} \cos\theta_3 & j\frac{1}{Y_{03}}\sin\theta_3 \\ jY_{03}\sin\theta_3 & \cos\theta_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

olarak sıralanmaktadır. (2) ve (3) numaralı denklemlerde verilen matrislerde θ_2 ve θ_3 ilgili hattın elektriksel uzunluğunu, Y_{02} ve Y_{03} karakteristik admitansları ifade etmektedir. Son aşamada ise g aralığı ile temsil edilen rezonatör boşluğu için Şekil 1(b) ile transimiyon hattı eşdeğerinde gösterilmekte olan π eşdeğeri kullanılarak;

$$[ABCD_g] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y_p}{Y_g} & \frac{1}{Y_g} \\ 2Y_p + \frac{Y_p^2}{Y_g} & 1 + \frac{Y_p}{Y_g} \end{bmatrix} \quad (4)$$

bulunmaktadır. Y_p ve Y_g sırasıyla π eşdeğer modelinde paralel ve seri kollardaki admitans değerlerini temsil etmektedir. Böylece Yol 2 için ABCD matrisi;

$$[ABCD_2] = [ABCD_{y1}] \cdot [ABCD_{y2}] \cdot [ABCD_g] \cdot [ABCD_{y2}] \cdot [ABCD_{y1}] \quad (5)$$

olacak şekilde belirlenmektedir. Giriş ve çıkış kapıları arasındaki alt yol (Yol 1) için (1) numaralı eşitlikte elde edilen $[ABCD]_1$ matrisinin $[Y_1]$ admitans matrisine, üst yol (Yol 2) için (5) numaralı eşitlikte elde edilen $[ABCD]_2$ matrisinin $[Y_2]$ matrisine [11]'de verilen formüller aracılığıyla dönüştürülmesiyle tüm rezonatör için $[Y]$ admitans parametreleri

$$[Y] = [Y_1] + [Y_2] \quad (6)$$

olarak bulunmaktadır. Elde edilen $[Y]$ admitans matrisi elemanlarının, (7) ve (8) numaralı eşitliklerde verilen dönüşüm formüllerinde yerine yerleştirilmesiyle saçılma parametreleri hesaplanabilmektedir [11].

$$S_{11} = \frac{-Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})^2 - Y_{21}^2} \quad (7)$$

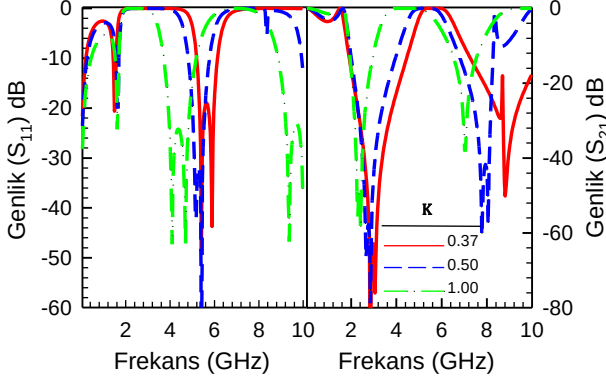
$$S_{21} = \frac{(Y_0^2 - Y_{11}^2)Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})^2 - Y_{21}^2} \quad (8)$$

Şekil 1(a)'da gösterildiği üzere l_2 ve l_3 uzunluğunda, w_2 ve w_3 genişliğindeki düşük ve yüksek empedans bölmelerine sahip

iletim hatlarından oluşan rezonatör için karakteristik admitans oranı (K),

$$K = \frac{Y_{03}}{Y_{02}} \quad (9)$$

olarak ifade edilmektedir. Şekil 2’de farklı K oranları için hesaplanan genlik cevabı gösterilmektedir.



Şekil 2: Farklı K değerlerine bağlı hesaplanan frekans cevabı değişimi. ($w_1=1.6$, $w_3=2.0$, $g=0.6$, $l_1=18.8$, $l_2=17.5$, $l_3=9.1$, tüm birimler mm cinsinden alınmalıdır.)

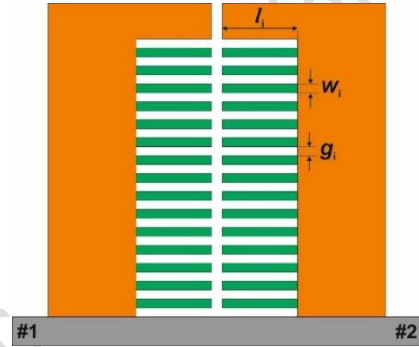
Figure 2: Calculated frequency response for different K values ($w_1=1.6$, $w_3=2.0$, $g=0.6$, $l_1=18.8$, $l_2=17.5$, $l_3=9.1$, all units are in mm).

Farklı alternatifler mevcut olmakla birlikte Şekil 2’de verilen cevabın elde edilmesi için K admitans oranı w_3 genişliği sabit tutulup w_2 genişliğinin değişimi ile ayarlanmıştır. Giriş çıkış kapılarını birbirine bağlayan ana iletim hattının genişliği referans empedans olan 50Ω elde edilecek şekilde düzenlenmiştir.

2.2 İndüktif yükleme etkisinin incelenmesi

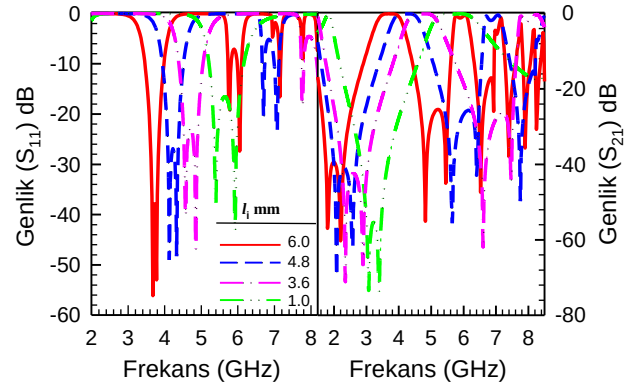
Yavaş dalga etkisi boyut indirgeme için kullanılan etkili yöntemlerden bir tanesidir. Literatürden iyi bilindiği üzere iletim hattının yayılma hızı birim uzunluktaki indüktans ve kapasitansa bağlı olarak belirlenmekte ve birim uzunluktaki indüktans/kapasite değerleri hatların genişliğine bağlı olarak değişim göstermektedir. Her bir hat üzerine eklenecek ince uzun yarıklar ve inter dijital kapasiteler kullanılarak toplam indüktif/kapasitif etki değiştirilebileceğinden yayılma hızı da ayarlanabilmektedir. Bu etki literatürde yavaş dalga etkisi olarak adlandırılmaktadır. Bu çalışmada, önerilen basamak tipi empedans rezonatör konfigürasyonunda K admitans oranının belirlenmesinin ardından rezonatör üzerine eklenecek indüktif hat parçalarıyla yavaş dalga etkisi sağlanarak frekans sahasının değişimi mümkün olmaktadır. Şekil 3’de gösterildiği üzere l_i uzunluğunda ve w_i genişliğindeki indüktif hat parçaları g_i aralıklarla iletim hattı boyunca yerleştirilmiştir. Yavaş dalga etkisini gösterebilmek için indüktif hat parçalarının uzunluğunun (l_i) farklı değerlerine göre elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 4’te gösterilmektedir. Şekil 4’te verilmekte olan frekans cevabı incelendiğinde indüktif hatların w_i genişliği ve aralarındaki g_i boşluğu sabit tutularak uzunluklarının artırılması durumunda ilgili iletim hattının toplam yüzey alanı değişmezken ortalama elektriksel uzunluğu artıdığından rezonans frekanslarının daha düşük frekans değerlerine doğru değiştiği gözlemlenmektedir. Önerilen konfigürasyonda indüktif hat uzunluğunun (l_i) 0.1 mm – 7.1 mm arasında değişmesi durumunda merkez frekansının 6 GHz’den – 3.5

GHz’e kadar ayarlanabildiği gözlemlenmektedir. Benzer bir değişim indüktif hat parçaları arasındaki uzaklıkla da gerçekleştirilebilmektedir. Bu durumda g_i aralıkları artırıldıkça toplam yüzey alanı değişmediğinden indüktif hat parçalarının sayısı azalmakta ve her iki rezonans frekansının da artması beklenmektedir. Şekil 5’de indüktif hat parçalarının uzunluğu sabit alınırken, g_i aralıklarının ayarlanmasıyla elde edilen frekans cevapları gösterilmektedir. Her iki durumda da toplam yüzey alanı değiştirilmediğinden boyut indirgeme açısından oldukça önemli kazanım sağlandığı söylenebilmektedir. Şekil 4 ve Şekil 5’te verilen frekans cevabını elde etmek için kullanılan diğer devre parametreleri Tablo 1’de özetlenmektedir.



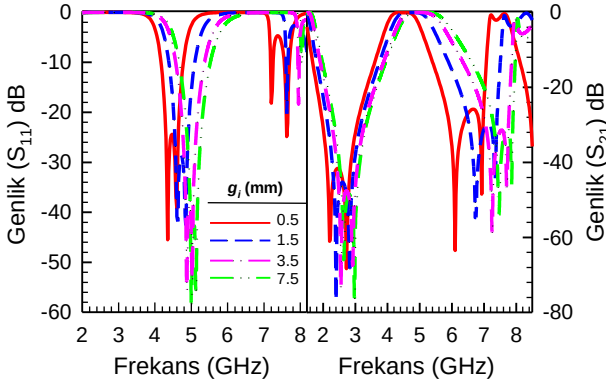
Şekil 3: İndüktif yüklü basamak tipi empedans rezonatör konfigürasyonu.

Figure 3: Configuration of the stepped impedance resonator with inductive loading.



Şekil 4: Farklı l_i değerleri için elde edilen frekans cevabı.

Figure 4: Frequency response for different values of l_i



Şekil 5: Farklı g_i değerleri için elde edilen frekans cevabı.

Figure 5: Frequency response for different values of g_i

Tablo 1: İndüktif yüklü basamak tipi empedans rezonatör boyutları.

Table 1: Dimensions of the stepped impedance resonator with inductive loading.

Parametreler	Şekil 4	Şekil 5
	Boyutlar (mm)	Boyutlar (mm)
w_1	1.6	1.6
w_2	$l_3 - l_i$	$l_3 - l_i$
w_3	2.0	2.0
g	0.6	0.6
l_1	18.8	18.8
l_2	17.5	17.5
l_3	9.1	9.1
l_i	değişken	18.8
w_i	0.5	0.5
g_i	0.5	değişken

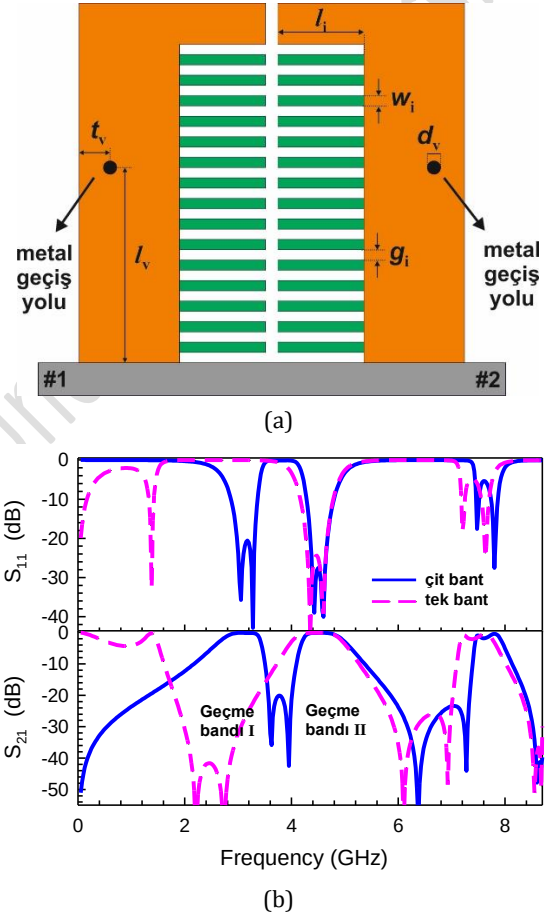
3 Çift modlu çift bantlı filtre tasarımı

Bölüm 2'de detaylandırılan indüktif yüklemeli basamak tipi empedans rezonatöre dayanan çift bantlı mikroşerit filtre konfigürasyonu Şekil 6(a)'da gösterilmektedir. Bu çalışma için önerilen konfigürasyonda yavaş dalga etkili basamak tipi empedans rezonatör üzerine yerleştirilen toprak düzleme geçiş sağlayan bağlantı yolları aracılığıyla ikinci geçme bandı elde edilmektedir. 3.2 GHz (f_{01}) ve 4.5 GHz (f_{02}) merkez frekansına sahip birinci ve ikinci geçme bandının kısmi bant genişlikleri sırasıyla %26.7 ve %18.1 olarak belirlenmiştir. Belirlenen temel spesifikasyonların ardından yan hat uzunluğu

$$l_2 = \frac{c}{4f_{02}\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (10)$$

formülü ile ilgili f_0 merkez frekansında yaklaşık olarak çeyrek dalga boyunda olacak şekilde başlangıç boyutu belirlenerek tasarıma başlanmaktadır. Bir sonraki adımda uygun admitans oranı belirlenerek hat genişlikleri ayarlanmaktadır. Admitans oranını belirlemek için kullanılan iki önemli kriter; harmoniklerden arındırılmış bir üst tutma bandı sağlanması ve üst tutma bandında yer alan iletim sıfırlarının konumunun belirlenmesidir. Bu durum nihai hedef olan çift bantlı filtre tasarımı için geçme bantlarının yüksek seçiciliğe sahip olması ve üst tutma bandında uygun bir reddetme seviyesi sağlanabilmesi açısından oldukça önemlidir. Bu kriterlere göre temel boyutlandırmanın yapılmasının ardından sağlanan toplam yüzey alanına bağlı olarak yavaş dalga etkisi

oluşturacak indüktif hat parçaları simetrik aralıklarla yerleştirilmiştir. Bölüm 2'de verilen analize dayalı olarak önerilen rezonatör boyutlarının optimize edilmesi için tam dalga elektromanyetik simülasyon Sonnet Software kullanılmıştır [12]. Bağlı dielektrik sabiti 2.2 olan, 0.51 mm kalınlığa sahip Rogers RT5880 tabaka üzerine yapılandırılan çift modlu çift bantlı filtre için boyutlar $w_1=1.6$ mm, $w_2=4.9$ mm, $w_3=2.0$ mm, $g=0.6$ mm, $l_1=18.8$ mm, $l_2=17.5$ mm, $l_3=9.1$ mm, $l_i=4.2$ mm, $w_i=0.5$ mm, $g_i=0.5$ mm, $l_v=9.3$ mm, $t_v=1.0$ mm ve $d_v=0.4$ mm olarak belirlenmiştir. Devrenin toplam boyutu 22.8 mm × 19.1 mm'dir. λ_g ilk geçme bandının merkez frekansındaki kılavuz dalga boyu olmak üzere devrenin toplam boyutu $0.331\lambda_g \times 0.277\lambda_g$ 'ye karşılık gelmektedir.



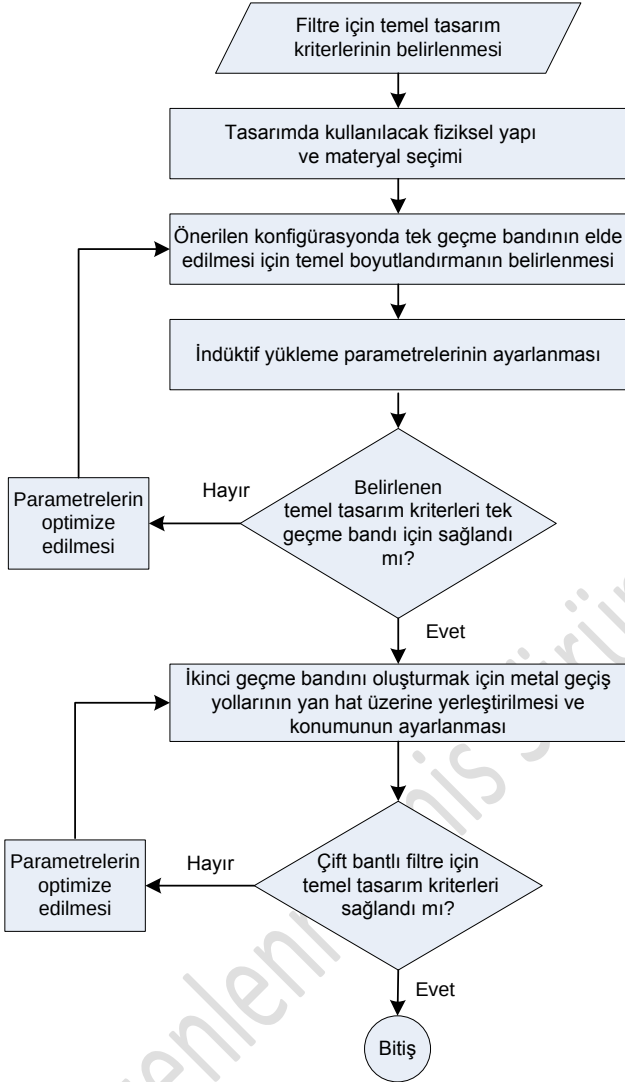
Şekil 6: Çift modlu çift bantlı filtre a) konfigürasyonu b) frekans cevabı.

Figure 6: a) Configuration b) frequency response of the dual mode dual band filter.

İkinci geçme bandının elde edilmesi için indüktif yüklü hatlar üzerine metal geçiş yolları eklenmektedir. Şekil 6(b)'de gösterildiği üzere temel rezonatör boyutlarında herhangi bir değişiklik yapılmadan sadece eklenen metal geçiş yollarının konumuna bağlı olarak ikinci geçme bandı yaklaşık olarak 3.2 GHz'lik merkez frekansında olacak şekilde ayarlanırken 4.5 GHz merkez frekansına sahip diğer geçme bandı aynı filtreleme karakteristiğini korumaktadır. Önerilen çift mod çift bant filtreleme karakteristiğinin elde edilebilmesi için uygulanan işlem basamakları Şekil 7'de verilen akış diyagramında özetlenmektedir.

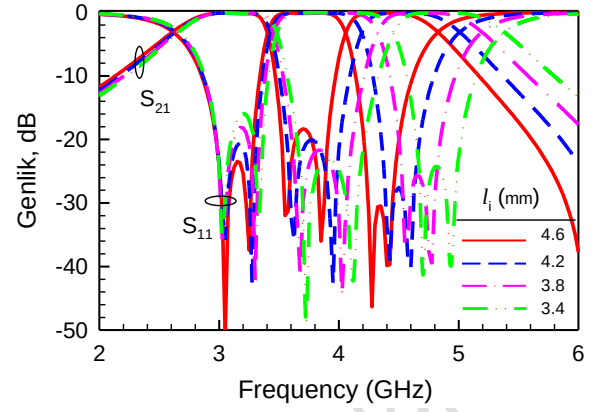
Önerilen tasarımda her bir geçme bandı birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Şekil 8'den görüleceği üzere

ikinci geçme bandı indüktif hat parçalarının uzunluğu (l_i) ile bağımsız olarak ayarlanabilmektedir. Bahsedilen değişim ile birlikte geçme bandı içindeki geri dönme kaybı seviyelerinin de hassas bir şekilde değiştirilebileceği gözlemlenmektedir. Birinci geçme bandı ise metal geçiş yollarının iletim hattının kenarına olan uzaklığı (t_v) ile Şekil 9'da gösterildiği gibi bağımsız olarak kontrol edilebilmekte ve bu sırada ikinci geçme bandı neredeyse hiç değişmemektedir. Bu durum önerilen devrenin iki bağımsız çalışma bandının olduğunu açıkça göstermektedir.



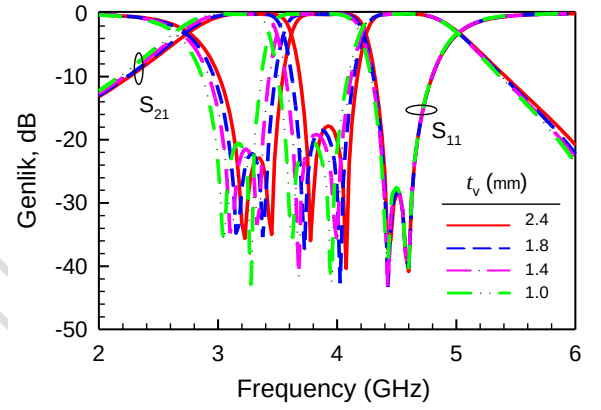
Şekil 7: Tasarım adımlarını gösteren akış diyagramı.

Figure 7: Flow chart of design steps.



Şekil 8: Farklı l_i değerleri için frekans cevabı değişimi.

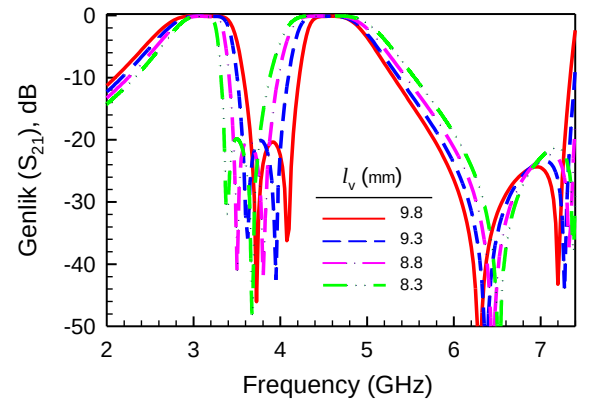
Figure 8: Frequency response variation for different l_i values.



Şekil 9: Farklı t_v değerleri için frekans cevabı değişimi.

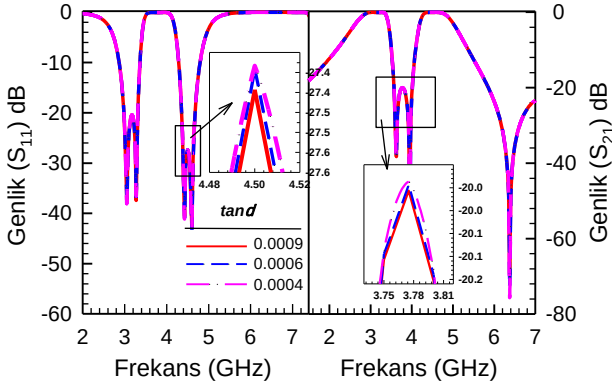
Figure 9: Frequency response variation for different t_v values.

Metal geçiş yollarının ana iletim hattına olan mesafesi (l_v) değiştirildiğinde iki geçme bandı arasında yer alan iletim sıfırlarının konumu ayarlanabilmektedir. Şekil 10'dan görüleceği üzere aynı zamanda her bir geçme bandının bant genişliği de bu parametre aracılığıyla düzenlenebilmektedir; l_v arttıkça birinci geçme bandının bant genişliği artarken, ikinci geçme bandının bant genişliği azalmaktadır.



Şekil 10: Farklı l_v değerleri için frekans cevabı değişimi.

Figure 10: Frequency response variation for different l_v values.



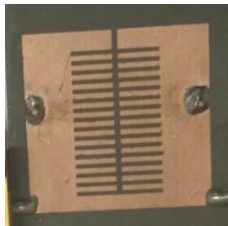
Şekil 11: Farklı tanjant kayıpları için frekans cevabı değişimi.

Figure 11: Frequency response variation for different loss tangent.

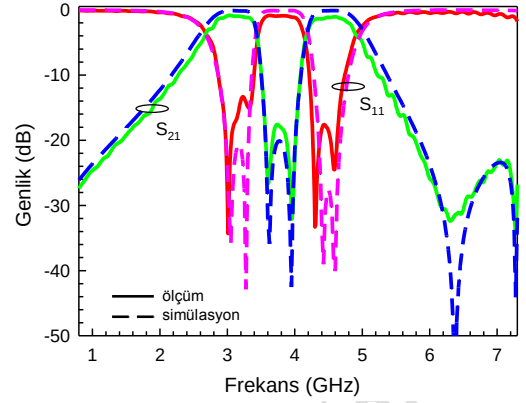
Önerilen filtre tasarımında kullanılan Rogers RT5880 dielektrik tabaka için tanjant kaybının 1 MHz'de 0.0004 ve 10 GHz'de 0.0009 olarak ölçüldüğü belirtilmiştir. Bu nedenle tan kaybının frekansa bağlı değişiminin de incelenmesi için üç farklı tanjant kaybı değeri için yapılan simülasyon çalışma sonuçları Şekil 11'de verilmiş ve bu değişimin filtreleme karakteristiğinde bir farklılığa yol açmadığı gözlemlenmiştir.

4 Deneysel çalışma

Önerilen devrenin doğruluğunu ve geçerliliğini göstermek için indüktif yüklü basamak tipi empedans rezonatör kullanılarak elde edilen filtre Şekil 12(a)'da gösterildiği üzere bağlı dielektrik sabiti 2.2 olan ve 0.51 mm kalınlığa sahip Rogers RT5880 tabaka üzerine üretilmiştir. Mikrodalga endüstrisinde kullanılan IPC-TM-2.5.5.5 test yöntemine göre dielektrik tabakanın 10 GHz'de ölçülen kayıp tanjantı 0.0009 olarak bildirilmiştir. Filtre için fiziksel boyutlandırılmalar $w_1=1.6$ mm, $w_2=4.9$ mm, $w_3=2.0$ mm, $g=0.6$ mm, $l_1=18.8$ mm, $l_2=17.5$ mm, $l_3=9.1$ mm, $l_i=4.2$ mm, $w_i=0.5$ mm, $g_i=0.5$ mm, $l_v=9.3$ mm, $t_v=1.0$ mm ve $d_v=0.4$ mm'dir. Belirtilen boyutlarda üretilen filtrenin performans testi için ölçümler Agilent E5071C Network Analizör aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. Ölçülen ve simüle edilen sonuçlar Şekil 12(b)'de çizdirilmiştir. Yaklaşık olarak 3.2 GHz ve 4.5 GHz merkez frekansına sahip geçme bantlarının 3 dB kısmi bant genişlikleri %26.7 ve %18.1 olarak ölçülmüştür. Her bir geçme bantının merkez frekansında ölçülen araya girme kaybı seviyeleri 0.84/0.86 dB'dir. Ayrıca iki geçme bandı arasında iki iletim sıfırı gözlemlendiğinden iki bant arasında oldukça iyi bir izolasyon (>20 dB) elde edilmektedir. Tüm devre boyutları $0.331\lambda_g \times 0.277\lambda_g$ olarak hesaplanmıştır, λ_g ilk geçme bantının merkez frekansındaki kılavuz dalga boyunu temsil etmektedir. Üretilen devrenin merkez frekansı, 3dB kısmi bant genişliği, araya girme kaybı seviyesi, iletim sıfırları ve boyut gibi parametreler üzerinden genel performansı ve literatürde yer alan benzer çalışmalar ile karşılaştırması Tablo 2'de verilmektedir.



(a)



(b)

Şekil 112: a) Üretilen filtre fotoğrafı b) ölçüm ve simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması.

Figure 12: a) Photograph of the fabricated filter b) comparison of the measured and simulated results.

Tablo 2: Literatürde yer alan benzer çalışmalar ile karşılaştırma

Table 2: Comparison with similar studies in the literature

Ref.	f_0 (GHz)	3 dB KBG (%)	AGK (dB)	İletim Sıfırı	Boyut ($\lambda_g \times \lambda_g$)
[3]	3.5/5.25	6.5/4.3	1.87/2.33	2	0.459×0.323
[5]	1.33/2.82	7.5/2.83	1.16/2.46	7	0.29×0.30
[13]	2.55/3.65	6.72/5.45	1.22/2.13	11	0.29×0.41
[14]	2.65/4.84	4.04/8.7	0.99/1.39	5	0.44×0.30
[15]	2.45/5.43	10.8/10.2	1.85/1.44	2	-
[16]	1.38/3.40	12.09/3.8	1.4/1.5	7	0.33×0.20
[17]	6/9	4.33/4.66	1.5/1.4	2	0.44×0.58
Önerilen filtre	3.2/4.5	26.7/18.1	0.84/0.86	4	0.331×0.277

5 Sonuçlar

Çalışmada yavaş dalga etkisine sahip indüktif yüklü basamak tipi empedans rezonatör önerilmiş ve önerilen rezonatör çift bantlı filtre tasarımı için kullanılmıştır. Rezonatör üzerine eklenen metal geçiş yolları aracılığıyla herhangi bir ekstra yüzey alanı gerekmeksizin ikinci bir geçme bandı daha elde edilmiştir. Önerilen tasarımda geçme bantları arasında ve üst tutma bandında yer alan birer çift iletim sıfırı ile hem bantlar arasında iyi bir izolasyon sağlanırken hem de üst tutma bandındaki yaklaşık 5.8 GHz-7.2 GHz'lik bölgede 20 dB ve altında tutma karakteristiği sergilenmektedir. Önerilen tasarım prosedürüne dayalı olarak her biri ikinci dereceden olmak üzere birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen iki geçme bandına sahip kompakt boyutlu filtre tam dalga elektromanyetik simülatör ile simüle edilmiştir. Ölçülen sonuçlar simülasyon sonuçlarıyla iyi bir uyum yakalamıştır. Elde edilen kompakt boyut, kontrol edilebilir çift geçme bandı, bantlar arasında iyi izolasyon seviyesi ve düşük araya girme kaybı gibi özellikleriyle önerilen çift bantlı filtre konfigürasyonu 5G alt frekans uygulamalarında kullanılmaya oldukça uygundur.

6 Conclusions

In this study, an inductively loaded stepped impedance resonator with a slow wave effect has been proposed and used to configure the design of the dual-band filter. A second passband is achieved through metal vias added to the resonator

without the need for any extra surface area. In the proposed design, a pair of transmission zeros located between the passbands and in the upper stopband provides good isolation between both bands and a rejection level of more than 20 dB approximately from 5.8 GHz to 7.2 GHz. Based on the proposed design methodology, a compact filter with two independently controllable dual-mode passbands has been simulated with a full-wave electromagnetic simulator. The simulated results are in good agreement with the measured results. With features such as compact size, controllable dual passband, lower insertion loss level, and good isolation between both passbands, the proposed dual-band filter configuration is well-suited for 5G sub-frequency applications.

7 Yazar katkı beyanı

Gerçekleştirilen çalışmada Yazar 1 tasarımın gerçekleştirilmesi, teorik çalışmalar, devre imalatı ve ölçümü, makale yazım ve denetimi konularında; Yazar 2 fikrin oluşması, çalışmada elde edilen sonuçların değerlendirilmesi, devre imalatı ve ölçümü konularında; Yazar 3 ve Yazar 4 literatür taraması, simülasyon çalışmaları ve makale yazımı konularında katkı sunmuşlardır.

8 Etik kurul onayı ve çıkar çatışması beyanı

"Hazırlanan makalede etik kurul izni alınmasına gerek yoktur"

"Hazırlanan makalede herhangi bir kişi/kurum ile çıkar çatışması bulunmamaktadır"

9 Kaynaklar

- [1] Zhu H, Abbosh AM. "Single- and dual-band bandpass filters using coupled stepped-impedance resonators with embedded coupled-lines". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(9), 675-677, 2016.
- [2] Mo Y, Fan Y, Tao P, Song K. "Miniaturised dual-band bandpass filter using modified SIR". *Electronics Letters*, 49, 888-890, 2013.
- [3] Xie Y, Chen F-C, Li Z. "Design of dual-band bandpass filter with high isolation and wide stopband". *IEEE Access*, 5, 25602-25608, 2017.
- [4] Jiang W, Shen W, Wang T, Huang YM, Peng Y, Wang G. "Compact dual-band filter using open/short stub loaded stepped impedance resonators (OSLSIRs/SSLIRs)". *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 26(9), 672-674, 2022.
- [5] Xu J, Xu K-D, Zhang M, Chen Q. "Dual-band bandpass filter using two simple coupled microstrip rings". *Engineering Reports*, 2021.
- [6] Alazemi AJ. "A compact diamond-shaped dual-band bandpass filter with multiple transmission zeros". *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 162, 2023.
- [7] Li D, Wang JA, Liu Y, Chen Z, Yang L. "Selectivity-enhancement technique for parallel-coupled SIR based dual-band bandpass filter". *Microwave and Optical Technology Letters*, 63(3), 787-792, 2021.
- [8] Gorur AK, Karpuz, C. "A novel perturbation arrangement for dual-mode resonators and its dual-band bandpass filter applications". *2011 41st European Microwave Conference*, Manchester, UK, 10-13 October 2011.
- [9] Abdel-Aziz M, Anwer S, El-Hameed A, Awamry AA, Mohra AS, "Dual-band broadside-coupled based BPF with improved performance". *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 138, 2021.
- [10] Arora A, Madan A, Bhattacharjee M, Nayak C, Kumar KVP, Thipparaju RR, "Implementation of a compact dual-band bandpass filter using signal interference technique on paper substrate". *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 123, 2020.
- [11] Hong JS, Lancaster MJ. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New York, NY, USA, Wiley, 2001.
- [12] Sonnet User's Manual, Version 16, Sonnet Software, North Syracuse, NY, June 2016.
- [13] Ieu W, Zhang D, Zhou D. "High-selectivity dual-mode dual-band microstrip bandpass filter with multi-transmission zeros". *Electronics Letters*, 53(7), 482-484, 2017.
- [14] Sun M, Chen Z, Zuo T, Zuo Z, Zhang A. "A high selectivity dual-band bandpass filter using quadruple-mode multi-stub loaded ring resonator (SLRR)". *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, 31:e22667, 2021.
- [15] Avinash KG, Srinivasa Rao I. "Compact dual-band bandpass filter based on dual-mode modified star shaped resonator". *Microwave Optical Technology Letters*, 59(3), 505-511, 2017.
- [16] Shankar E, Kumar KVP, Velidi VK. "Design of High Selectivity Compact Dual-Band Bandpass Filter with Seven Transmission-Zeros for GPS and WiMAX Applications". *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 70(7), 2395-2399, 2023.
- [17] Chu P, Luo M, Zhang W, Zhu F, Liu L, Wu K. "Dual Band Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Filter with Mixed Coupling". *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, 34(11), 1239-1242, 2024.