

SRFT ile Frekans Transformasyonunu Kullanarak Band Geçiren Filtre Prototipi Üzerinden Çoklband Filtre Tasarımı

Multiband Filter Design from Bandpass Prototype Filter with using Frequency Transformation via SRFT

Serkan Yıldız¹, Ahmet Aksen¹, Sıddık Binboğa Yarman²

¹ Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Işık Üniversitesi

seryildiz@itu.edu.tr, ahmet.aksen@isikun.edu.tr

² Elektrik-Elektronik Mühendisliği
İstanbul Üniversitesi
yarman@istanbul.edu.tr

Özet

Çoklband filtre tasarım problemi analitik ve uygulama yönünden ele alınır. Temel amaç Almaç Güç Kazancı (AGK) karakteristiğini frekans bandı üzerinden tanımlamaktır. AGK'nın belli bantlarda yükseltilmesi belli bantlarda bastırılması istenmektedir. Bu çalışmada iyi tanımlanmış analitik teoriyi kullanarak çoklband cevabı üretmek için yeni bir yöntem sunulmuştur. SRFT(Simplified Real Frequency Technique) tabanlı transformatörsüz bir band geçiren devre tasarımı yapılmış ve bu devrenin tanımlanan saçılma polinomları üzerine tek aşamalı bir alçak geçirenden band geçirene frekans dönüşümü uygulanarak çoklu bandda filtre devresi sentezlenebileceği gösterilmiştir. Bu yöntemle bir çift band filtre tasarım örneği sunulmuştur. Bu yapının, alçak geçiren transfer fonksiyonu üzerine iç içe ikikez transformasyon uygulanmasıyla elde edilen çift band filtreye göre birçok avantajı vardır. Bunlar band kenarı keskin geçişlerinin kontrolü, az eleman sayısıyla gerçekleştirme ve sentezlenen devrenin basit bir dönüştürmeyle ayrık domaine kolay aktarılabilmesi ve parazitik eşlemelerin elimine edilmesidir.

Abstract

Multiband filter design problem includes both analytical and implementation aspects. The main interest is defining a Transducer Power Gain (TPG) function characteristic over frequency bands. It is demanded to suppress or amplify the TPG at certain frequencies. In this study a new method is presented for creating the multiband response with using well defined analytical approach. A transformer-less bandpass filter prototype is synthesized with using well known Simplified Real Frequency Technique (SRFT) and multiband characteristic is derived with applying a basic frequency transformation on the bandpass prototype filter. A double band filter design example is presented. Descriptive functions of each sections are given in scattering polynomial form. Certain advantages are provided with using this method

besides the sequential application of basic low pass to band pass transformation on a low pass transfer function such as low counts of elements, controlling the filter roll off, easy conversion to distributed domain without probable parasitic couplings.

1. Giriş

Frekans spektrumu GSM, UMTS, WiMAX gibi birçok haberleşme teknolojisi tarafından kullanılmaktadır. Bunun sonucu olarak daha dar bantlı sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır [1]. Çoklbandlı sistemler bu ve benzeri teknolojilerin aynı anda kullanıldığı ortak platformlar için önemlidir. Çoklbandda filtre devresi tasarımı bu sistemlerin aynı anda çalıştırılabilmesi için gereklidir. Bunun yanı sıra çoklband filtreler yüksek SNR, düşük kompleksite ve girişim vb. diğer birçok avantaj sunar [2]. Çoklband filtre tasarımı için birçok yöntem sunulmuştur. Bunları sınıflandırmak gerekirse ilk sırada transmisyon sıfırları ile tekband bir sistemin çoklu bandlara bölünmesi gösterilebilir [3]. Bu durumda eleman değerlerinin optimizasyonu zorlaşır ve kompleksite artar. Bunun yanı sıra yüksek frekanslarda bu transmisyon sıfırlarının gerçekleştirilmesi ancak Brune/ Tip C katlarıyla mümkündür bunların ise gerçekleştirilmesi zordur [4]. İkinci bir yöntem çoklu-mod rezonatörleri içerir [5]. Bu yöntem de kompakt çoklband filtre tasarımı için tercih edilebilir fakat bu kompakt yapının rezonans frekanslarını kontrol etmek zordur. Üçüncü bir yöntem birden fazla tekli band filtrenin kombinasyonundan oluşan tasarımları içerir [6]. Bu yöntem geçiş bantlarının kontrolü esnekliğini yüksek oranda sağlar. Fakat uygulama açısından bakıldığında, filtrenin kapladığı alan büyüktür ve her zaman ayrık filtre bölümleri arasında girişim olacaktır. Dördüncü bir yöntem çoklu- tabakalı düzlemsel yapıların kullanmasını içerir [7]. Bu yöntemle çoklband filtre karakteristiği elde etmek mümkündür fakat uygulaması pahalı ve tasarımı komplektir. Son olarak transfer fonksiyonu tabanlı analitik yaklaşım sayılabilir [8]. Bu yöntem frekans tabanlı transformasyonu içerir ve birçok araştırmacı tarafından ele alınmıştır [9]. Bu yöntemde alışılagelen

yaklaşım bir Alçak Geçiren (AG) filtre transfer fonksiyonunun üzerine uygulanan iç içe frekans transformasyonu uygulayarak çoklu band filtre yanıtının üretilmesi şeklindedir. Fakat devrenin gerçekleştirilmesi açısından bakıldığında; örneğin çift band bir tasarım için eleman sayısını dörde katlamak gerekir ve elemanlar arası elektromanyetik etkileşim düşünüldüğünde yöntem içinden çıkılmaz hal alabilir. Bunun yerine eğer ilk başta bir Band Geçiren(BG) devre fonksiyonu ile hareket edildiğinde aynı çift band karakteristiğe tek bir frekans dönüşümüyle ulaşılabilir. Band geçiren devrenin SRFT [10] ile analitik olarak üretilmesi ve frekans dönüşümünün bu ifade içine aktarılması yöntemisağlambirteorik zemine oturmasını sağlayacaktır.

Bu çalışmada klasik AG'den BG'ye frekans dönüşümünün, SRFT ile üretilen transformatör gerektirmeyen bir band geçiren devreye uygulaması ve çift banda ulaşılması üzerine çalışılmıştır. Böylece çift bandlı bir filtre tasarımın gerçekleştirilmesi önündeki problemler hafifletilmiştir. Ayrıca dağılmış parametrelili tasarım düşünüldüğünde ulaşılan yapının

bu uygulama için de daha anlamlı olduğu görülmektedir [11]. Çalışmanın ilerleyen bölümleri şu şekildedir; 2. Bölümde transformatör gerektirmeyen band geçiren devrenin kaskadlama yöntemiyle üretilmesi anlatılmıştır. 3. Bölümde önerilen yöntemle çift bandlı filtre devresinin tasarımı anlatılmış, SRFT [12] ve MW Office [13] simülasyon sonuçları verilmiştir. 4. Bölümde çalışmanın sonuçları yorumlanmıştır.

2. Band geçiren Prototip Devrenin Kaskadlama ile Tasarımı

Transformatörsüz BG devre tasarımının, AG ve YG iki devrenin kaskadlamasıyla sentezlenmesinde ilk adım bu iki katın transformatörsüz olarak sentezlenmesidir. Literatürde iyi bilinen saçılma parametreleri tabanlı SRFT yöntemiyle [10] bu yapılabilir. Şekil 1'de verilen kayıpsız iki kapılı devrede sürüş noktası (banck-end) yansıtma katsayısı ve empedans fonksiyonu gösterilmiştir.



Şekil 1: Band geçiren devrenin kaskad kompozisyonu.

Burada $p = a + jw$ bilinen kompleks frekans değişkenini, $h(p)$ katsayıları optimizasyonla belirlenecek rasgele reel polinomu, $g(p)$ kesin Hurwitz reel polinomu, $f(p)$ ise iki kapılı devrenin transmisyon sıfırlarından oluşan tekil polinomdur. Burada amaç $\Gamma_B(p)$ yansıtma katsayısı minimum olacak veya kazanç maksimum olacak şekilde bir optimizasyon rutiniyle $h(p)$ ve $g(p)$ polinom katsayılarını belirlemektir [10].

$$\Gamma_B(p) = \frac{h_n p^n + h_{n-1} p^{n-1} + \dots + h_1 p + h_0}{g_n p^n + g_{n-1} p^{n-1} + \dots + g_1 p + g_0} \quad (1)$$

Bu polinomlar Feldtkeller kayıpsızlık koşulu denklemini sağlamak zorundadır bu ise $g(p)g(-p) = h(p)h(-p) + f(p)f(-p)$ şeklinde ifade edilir [sıddık hoca kitap]. İki kapılı devrenin transmisyon sıfırlarını içeren $f(p)$ polinomu ise aşağıdaki şekilde tanımlanır;

$$f(p) = p^k \quad (2)$$

Burada k DC'deki transmisyon sıfırları sayısını ifade eder. Denklem (1)'deki ilişkiden;

$$G(-p^2) = H(-p^2) + F(-p^2) \quad (3)$$

şekilde G, H, F çift polinomlarıyla ifade edilen diğer bir denklem yazılabilir. AÇK kazanç fonksiyonu bu bağıntıları kullanarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

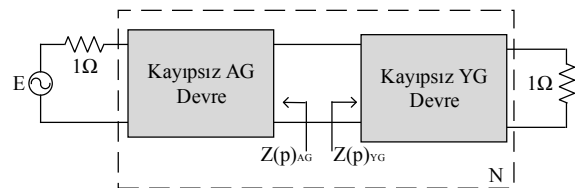
$$T(p) = \frac{F(p)}{G(p)} \quad (4)$$

Transformatörsüz AG filtre tasarımında aşağıdaki adımlar takip edilir;

- h polinom katsayıları rasgele olarak girilir.
- DC'de transmisyon sıfırı olmayacağından $k = 0$ girilir ve f polinomu tanımlanmış olur.
- Çift polinomlar olan H ve F üretilir.
- G polinomu (3)'deki denklemle hesaplanır ve kesin Hurwitz olma koşuluyla g polinomu belirlenir.
- Denklem (4) ile ifade edilen frekansa bağlı kazanç ifadesi üretilir ve belli bir referans T_0 değeriyle karşılaştırılarak bir hata fonksiyonu üretilir.
- Optimizasyon rutini içerisinde h polinomunun katsayıları değiştirilir ve yukarıdaki adımlar tekrarlanır, burada amaç belli frekans bandında istenilen kazanç formunu verecek olan h ve g polinomlarını üretmektir.
- Optimizasyon rutini sonunda transformatörsüz AG sentezini sağlamak için $h_0 = 0$

Transformatörsüz YG filtre tasarımında da yukarıdaki adımlar aynen uygulanır tek fark DC'deki sıfır sayısı $k > 0$ ve optimizasyon rutini sonunda $h_n = 0$ olarak belirlenir.

Tüm bu tasarım adımları sadece transformatörsüz AG ve YG filtre bloklarının sentezini anlatmaktadır. Fakat asıl amaç olan kaskad BG yapının sentezi bu aşamadan sonra başlar. Transformatörsüz, AG ve YG iki bloğun kaskad bağlanmasıyla elde edilecek olan BG filtre Şekil 2'de görüldüğü gibi olacaktır.



Şekil 2: Band geçiren devrenin kaskad kompozisyonu.

Kayıpsız, resiprok, toplu devre parametrelili, iki kapılı kaskad yapının saçılma transfer matrisi $T(p)$ aşağıdaki şekilde tanımlanabilir [14].

$$T(p) = \frac{1}{f(p)} \begin{vmatrix} \mu g(-p) & h(p) \\ \mu h(-p) & g(p) \end{vmatrix} \quad (5)$$

Burada $\mu = \frac{f(-p)}{f(p)} = \pm 1$ ünimodüler sabittir, $g(p)$, $f(p)$ ve $h(p)$ ise iki kapılı kaskad yapının Belevitch formdaki saçılma katsayılarını gösteren polinomlardır. $T(p)$ matrisi sırasıyla AG ve YG devrenin saçılma transfer matrisleri olan $T_i(p)$ ve $T_h(p)$ ile ifade edilebilir. $T(p)$ bu iki saçılma transfer matrisinin çarpımına eşittir ve bu $T(p) = T_i(p)T_h(p)$ şeklinde verilebilir. Burada,

$$T_i(p) = \frac{1}{f_i(p)} \begin{vmatrix} \mu_i g_i(-p) & h_i(p) \\ \mu_i h_i(-p) & g_i(p) \end{vmatrix} \quad (6)$$

$$T_h(p) = \frac{1}{f_h(p)} \begin{vmatrix} \mu_h g_h(-p) & h_h(p) \\ \mu_h h_h(-p) & g_h(p) \end{vmatrix} \quad (7)$$

Bu denklemlerdeki $\{g_i, f_i, h_i\}$ ve $\{g_h, f_h, h_h\}$ polinom setleri de $\{g, f, h\}$ ile aynı özelliğe sahiptir ve Feldtkeller denklemini sağlamak zorundadır. Bu durumda aşağıdaki denklemler yazılabilir,

$$g(p) = g_i(p)g_h(p) + \mu h_i(-p)h_h(p) \quad (8)$$

$$h(p) = h_i(p)g_h(p) + \mu g_i(-p)g_h(p) \quad (9)$$

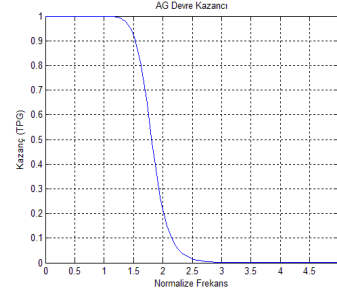
$$f(p) = f_i(p)f_h(p), \quad \text{ve} \quad \mu = \mu_i \mu_h \quad (10)$$

Kaskad yapıya ait bu tanımları yaptıktan sonra transformatörsüz BG devrenin tasarım için aşağıdaki adımlar izlenir;

- $f_i = 1$ ve $f_h = p^k$ olarak belirlenir.
- h_i ve h_h polinom katsayıları rasgele girilir.
- Denklem (8-10) kullanılarak BG devreye ait saçılma polinomları elde edilir.
- Bu aşamadan sonra transformatörsüz AG ve YG devresi tasarımındaki adımlar takip edilir. Yani her optimizasyon adımıda yeni h_i , h_h , g_i , g_h polinomları elde edilir. Denklem (8-10) kullanılarak BG devreye ait yeni h , g polinomları üretilir.
- Denklem (4) kullanılarak kazanç fonksiyonu istenilen bantda yukarıdaki adımlar kullanılarak optimize edilir.
- Optimizasyon sonunda BG devreyi oluşturan AG ve YG devreye ait h_i , h_h , g_i , g_h polinomlarının katsayıları elde edilir. Böylece transformatörsüz BG devre tam analitik olarak tanımlanmış ve sentezlenmiş olur.

2.1. Transformatörsüz BG devre tasarım örneği

Transformatörsüz kaskad BG devre tasarımı için ilk olarak 2. Bölümde anlatılan yöntemi adım adım uygulayarak üretilen sonuçlar verilecektir. Transformatörsüz 6. dereceden AG bir devrenin SRFT ile üretilen AGK karakteristiği Şekil 3'de verilmiştir.



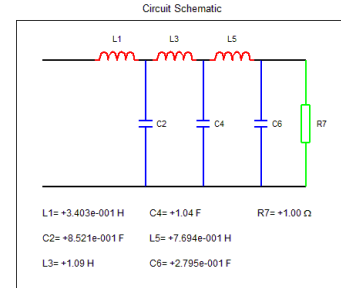
Şekil 3: SRFT ile üretilen AG devrenin kazanç karakteristiği.

Bu devreye ait optimize edilmiş h , g polinom katsayıları aşağıdaki gibidir;

Çizelge 1: AG devrenin optimize edilmiş h , g polinom katsayıları

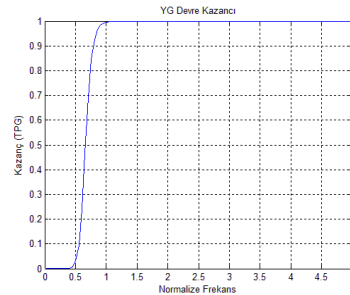
h_i	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0
	353	226	280	257	033	150	
g_i	0.0	0.2	0.7	1.6	2.3	2.1	1.0
	353	300	702	564	868	849	000

Bu katsayılar kullanılarak SRFT sentez araçlarıyla [12] sentezlenen normalize AG devre Şekil 4'de verilmiştir.



Şekil 4: Sentezlenen transformatörsüz AG normalize devre[12]

Aynı şekilde transformatörsüz 6. Dereceden bir YG devrenin SRFT ile sentezlenen kazanç Şekil 5'de verilmiştir.



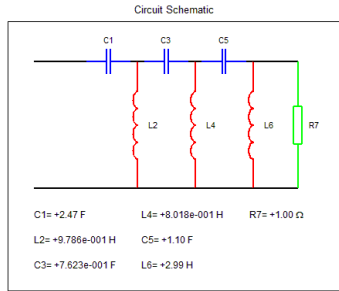
Şekil 5: SRFT ile üretilen YG devrenin kazanç karakteristiği.

Bu devreye ait optimize edilmiş h, g polinom katsayıları aşağıdaki gibidir;

Çizelge 2: YG devrenin optimize edilmiş h, g polinom katsayıları

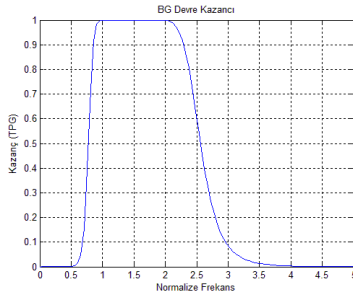
h_h	0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.1
	120	137	297	572	540	031	
g_h	1.0	2.6	3.4	2.8	1.5	0.5	0.1
	000	154	201	402	794	628	031

Bu katsayılar kullanılarak SRFT sentez araçlarıyla sentezlenen normalize YG devre Şekil 6’de verilmiştir.



Şekil 6: Sentezlenen transformatörsüz YG normalize devre[12]

Bu iki bloğun transformatörsüz sentezlenmesinden sonraki adım kaskad BG devreyi sentezlemektir. 2. Bölümde anlatılan prosedür takip edilerek 6.dereceden bir AG ve 6. Dereceden bir YG devreye elde edilen BG devrenin kazanç karakteristiği Şekil 7’deki gibidir.



Şekil 7: SRFT ile üretilen BG devrenin kazanç karakteristiği.

Bu devreye ait optimize edilmiş h, g polinom katsayıları aşağıdaki gibidir;

Çizelge 3: Kaskad BG devrenin AG ve YG katlarının optimize edilmiş h, g polinom katsayıları

h_l	0.1	0.0	0.4	0.5	0.4	0.8	0
	059	927	472	205	834	417	
g_l	0.1	0.4	1.2	2.3	2.9	2.5	1
	059	156	218	037	635	759	
h_h	0	0.0	0.1	0.2	0.6	0.1	0.4
		665	992	322	154	757	318
g_h	1	3.1	5.0	5.0	3.5	1.5	0.4
		691	195	794	040	891	318

Bu yaklaşımla farklı kesim frekanslarında ve kazanç düzeyinden BG devreler sentezlenebilir.

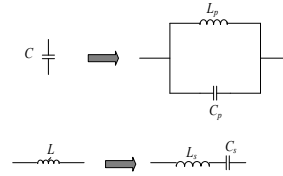
3. BG Prototip Üzerinde Çokluband Filtre Tasarımı

AG’den BG’e frekans dönüşümünü içi içe uygulayarak çoklu band empedans uydurma devresi tasarımı iyi bir yöntem olsa da transformasyonun her bir uygulamasında eleman sayısı ikiye katlanmaktadır. Örneğin çift band bir devrenin AG transfer fonksiyonu üzerine ardarda ikizez transformasyon uygulandığında elde edilen devrenin gerçekleştirilmesi zordur. Ayrıca band geçişlerinde esnek bir kontrol imkanı tanımaz. Yukarıda anlatılan yöntemin ışığında elde edilen transformatörsüz bir BG filtre prototipi üzerine AG’den BG’e frekans transformasyonu tek seferde uygulanarak ve istenen bantlarda optimize edilerek çift band filtre örneği Şekil 9’da gösterilmiştir. Burada sözü edilen transformasyon aşağıdaki gibidir.

$$w' = \frac{w_0}{B} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \quad (11)$$

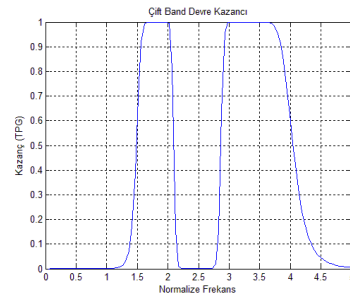
Şekil 7’de üretilen BG kazanç fonksiyonu üzerine bu transformasyon uygulanmıştır. Transformasyon parametreleri

$w_0 = 2.45$ ve $B = 2$ olarak alınmıştır. Kaskad yapılı sentezlenen devreye denklem (11)’deki dönüşüm uygulandıktan sonra eleman değerleri elde edilirken Şekil 8’ye göre dönüşümler yapılmıştır.



Şekil 8: Eleman değerlerine dönüşümün uygulanması

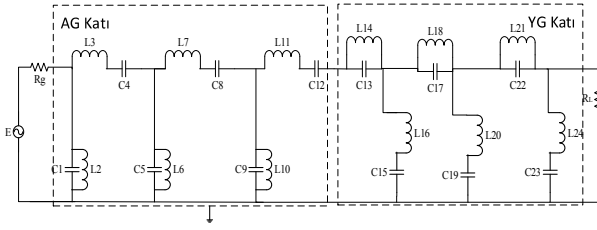
Burada $L_s = L/B$, $C_s = B/w_0^2 L$ ve $C_p = C/B$, $L_p = B/w_0^2 C$ olarak belirlenir ve kaskad yapılı BG devrede her bir kapasitör paralel rezonatöre ve her bir indüktör seri rezonatöre dönüştürülür. Şekil 9’da görüldüğü gibi çift band kazanç yanıtına tek bir transformasyonla erişilebilmiştir.



Şekil 9: SRFT ile üretilen çift band devrenin kazanç karakteristiği.

Çizelge 3’de verilen saçılma devresi polinomlarıyla sentezlenen BG devreye Şekil 8’de verilen dönüşüm

uygulandığında elde edilen devrenin MW Office [13]'de simüle edilmiş hali Şekil 10'da verilmiştir.

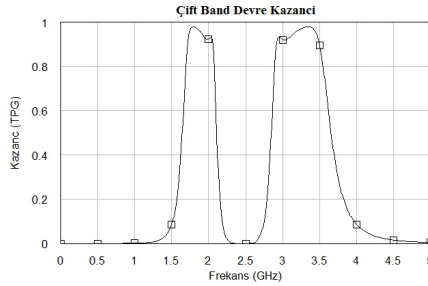


Şekil 10: Çift band filtre devresi

($R_g=50\Omega$, $C_1=1,327\text{pF}$, $L_2=3,18\text{nH}$, $L_3=8,22\text{nH}$, $C_4=0,513\text{pF}$, $C_5=2,13\text{pF}$, $L_6=1,978\text{nH}$, $L_7=13,75\text{nH}$, $C_8=0,307\text{pF}$, $C_9=2,06\text{pF}$, $L_{10}=2,048\text{nH}$, $L_{11}=5,22\text{nH}$, $C_{12}=0,81\text{pF}$, $C_{13}=5,21\text{pF}$, $L_{14}=0,81\text{nH}$, $C_{15}=0,65\text{pF}$, $L_{16}=6,52\text{nH}$, $C_{17}=2,175\text{pF}$, $L_{18}=1,94\text{nH}$, $C_{19}=0,74\text{pF}$, $L_{20}=5,72\text{nH}$, $L_{21}=1,54\text{nH}$, $C_{22}=2,74\text{pF}$, $C_{23}=0,26\text{pF}$, $L_{24}=16,27\text{nH}$, $R_L=50\Omega$)

Şekil 10'da görüldüğü gibi birbiri ardına gelen seri ve paralel LC rezonatör yapıları vardır. Eleman değerleri pratik açıdan gerçekleştirilebilir boyutlardadır. Bu yapı özellikle mikrotsip gerçeklemede kolaylık ve performans bakımından avantaj sağlayacaktır.

Şekil 11'deki devrenin kazanç karakteristiği Şekil 10'da verilmiştir. Görüldüğü gibi SRFT ile verilen sonuçla uyumludur.



Şekil 11: Çift bandlı devrenin MW Office simülasyonunun kazanç karakteristiği [13].

4. Sonuç

Bu çalışmada, çoklu band filtre devresi tasarımı için yeni bir bakış açısı sunulmuştur. Transformatörsüz BG devre tasarımı anlatılmış ve burdan hareketle tasarlanan bir BG filtre devresi üzerine frekans transformasyonunun uygulanmasıyla çift band kazanç karakteristiğine erişilebileceği gösterilmiştir. Böylece devrenin gerçekleştirilebilirliği açısından daha anlamlı olan bir tasarım sonucuna varılmıştır. Devrenin SRFT ve MW Office simülasyon sonuçları verilmiştir. Arada iyi bir uyum olduğu görülmüştür.

5. Kaynaklar

- [1] Molisch, A. F., Wireless Communications, Wiley Inc., USA, 2010.
- [2] Deslise, J.-J., "What's the Difference between Broadband and Narrowband RF Communications?" *Microwaves&RF*, Nov. 2014.
- [3] Yıldız, S., Aksen, A., Yarman, S. B., "RFT based multiband matching network design with foster

resonance sections", 2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 2015., 911-915.

- [4] Levy, R. ve Whiteley, I., "Synthesis of Distributed Elliptic-Function Filters from Lumped-Constant Prototypes", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Cilt No. 14, 506-517, 1966.
- [5] M. Weng, S. Wu, S. Jhong, Y. Chang, and M. Lee, "A novel compact dual-mode filter using cross-slotted patch resonator for dual-band applications," *Proceedings of IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007, pp. 921-924.
- [6] X. Zhang, Q. Xue, and B. Hu, "Planar tri-band bandpass filter with compact size," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 5, pp. 262-264, May 2010.
- [7] H. Wu, Y. Chen, and Y. Chen, "Multi-layered dual-band bandpass filter using stub-loaded stepped-impedance and uniform-impedance resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 22, no. 3, pp. 114-116, March 2012.
- [8] R. J. Cameron, R. Mansour, and C. M. Kudsia, *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*, Wiley-Interscience, New Jersey, 2007.
- [9] S. Yıldız, A. Aksen, S. B. Yarman, "Multiband Matching Network Design via Transformation based Real Frequency Approach", *ISFEE, Romania*, 29 June -1 July 2016.
- [10] B. S. Yarman, H. J. Carlin, "A Simplified Real Frequency Technique Applied to Broadband Multistage Microwave Amplifiers", *IEEE-MTT*, Cilt No. 30, 2216-2222, 1982.
- [11] Johannes A. G. Malherbe, Adam Swiatko, "Modified Chebyshev bandstop filter with transmission zeros at real frequencies", *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 53, Issue 1, January 2011 Pages 177-180.
- [12] Yarman, B. S., (2013, Haziran 25). "High Precision Synthesis of a Richards Immittance via Parametric Approach by BS Yarman [Yazılım]", Çevrimiçi: www.siddikyarman.com.
- [13] NI AWR Design Environment, (2014, Eylül), "Microwave Office [Yazılım]", Çevrimiçi: <http://www.awrcorp.com>.
- [14] Şengül M., "Synthesis of Resistively Terminated LC Ladder Networks", *Journal of Electrical and Electronics Engineering, IU-JEEE*, Cilt No. 11, 2011, 1407-1412.