

Araya Girme Kaybı İle Süzgeç Sentezi

Yazan :
Ümit /ÖZGÜNE»
İ.T.Ü. Müh. Mtm. Fak.

ÖZET

L ve C elemanları ile süzgeç /sentezinde araya girme kaybı metodunun temelleri tanıtılmaktadır, istenen zayıflama toleranslarından, etektili transmisyon ve karakteristik /aktör yolu ile z parametrelerinin bulunuşu genel olarak gösterilmiş, yaklaşıklık açısından Butterworth, Tchebychev, Cauer tipi ve genel parametrelili filtreler incelenmiştir. İncelemelerde özel yollar yerine, gerek notasyon gerek yöntem bütünlüğü getirilmesine önem verilmiş, ayrıca özellikle araya girme kaybı ile süzgeç sentezinde bilgisayar kullanmanın önemine değinilmiştir.

SUMMARY

A survey is made of the insertion-loss method in LC filter synthesis. Starting from given attenuation tolerances, derivation of the open-circuit impedance functions, through the transmission coefficient and the characteristic factor, is given. The types of approximations considered result in Butterworth, Tchebychev, Cauer and General Parameter filters. Instead of special methods for exact, a unified treatment is made, and the necessity of computer implementation in insertion loss theory is shown.

1. GİRİŞ

Elektriksel frekans gügeçleri teorisinin temeli yirminci yüzyılın başında atılmıştır. Kari W. Wagner ve George A. Campbell'in öncülüğünden sonra Zobel, Cauer, Darlington ve Filoty gibi araştırmacılar, bu konudaki teorileri ve metodları geliştirmişlerdir. Süzgeç devrelerinin birçok teknik alanda (haberleşme ve ölçme alanlarında ve çeşitli elektronik aletlerde) uygulama bulabilmesi, araştırmaların sürmesine bir neden olmuştur. Giderek süzgeçlerden, geçireceği ve geçirmeyeceği işaretler arasında çok keskin bir ayırma olanağı istendiği gibi, süzgeç sentezine kristaller, aktif elemanlar ve dağılmış parametrelili elemanlar da girmiştir. Bugün süzgeçlerin gerçekleştirilmesinde maliyet problemi bile sentez teorisine etkimektedir. Bu arada, bilgi sayarların sağladığı olanaklar ile gene süzgeçlere ilişkin yöntem ve teorileri yeniden gözden geçirme zorunluluğu ortaya çıkmıştır.

İki kapılı bir devre olan bir süzgeçten istenen, belirli bir frekans aralığındaki giriş işaretini çıkışa hiç iletmemesi (söndürme bandı) bunun dışındaki frekanstaki işaretleri ise aynen iletmesidir (geçirme bandı). Nedensellik ilkesinden dolayı böyle bir süzgeç gerçekleştirilemez [6], [11]. Ancak kullanıldıkları yerlere göre süzgeçlerin söndürme bantlarındaki zayıflamalarının büyük fakat sonlu, geçirme bantlarındaki zayıflamalarının ise küçük fakat sıfırdan farklı olmaları yeterlidir. Gerçekleştirilecek iki kapılı devrenin parametreleri birer rasyonel fonksiyon

olacağından zayıflama ifadesinin de geçirme ve söndürme bantlarında istenen zayıflama sınırlarını sağlayan polinom veya rasyonel fonksiyonlar olması gerekir. Böylece süzgeç sentezine yaklaşıklık teorisinin de gereceği görülür.

Süzgeç sentezinde belli başlı iki yöntem vardır:

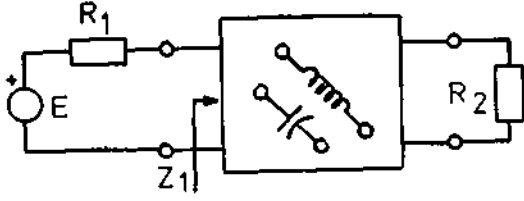
1. Görüntü parametreleri yöntemi.
2. Araya girme kaybı yöntemi.

Bunlardan ilki diğerinden önce gelişmiştir ve incelenmesi için çeşitli kaynaklara başvurulabilir [3], [4], [8]. Bugün süzgeçlerden istenen keskin ayırma olanağı için bu teorisinin dayanaklarının yeterli olmadığı görülmüştür. Bu bakımdan, sayısal işlem güçlüklerine rağmen «araya girme kaybı» metodu yeğ tutulmaktadır. Sayısal güçlükler ise, gelişen bilgi sayarlar sayesinde yenilmektedir. Bu yazıda araya girme kaybı yönteminin temelleri anlatılmış ve çeşitli süzgeç tiplerinin bu metod ile hesaplanması Özetlenmiştir. Gerçekleştirmede, basamaklı tipten LC devreleri ele alınacaktır.

2. LO SÜZGEÇLERİNDE GÜÇ VE ZAYIFLAMA [2], [6], [7], [9], [11], [12], [18]

İç direnci R olan bir kaynağın verebileceği P^{\wedge} maksimum gücü, kaynağın kendi iç direncine eşit bir yüke vereceği güçtür.

Şekil 1'deki devreyi ele alalım. Gerçekte, devrenin başındaki E ve R_2 öne bağlanmış, sondaki R_1 ise çıkışa bağlanmış başka birer devrenin ey-



Şekil 1. Ele atman İki kapılı LG devresi.

değeri olarak da düşünülebilir. Bu durumda R, sonraki devrenin girişi, R^ önceki devrenin çıkışı direnci olacaktır. Z₁ ^ R^ ise devreye P_m gücü verilmemektedir. Bu durumda (transmisyon hatları teorisine de uygun olarak) maksimum gücün bir kısmının yansıdığı söylenebilir. Yansıyan güç P_r ile gösterilirse, kaynaktan P_m - P gücü alınıyor demektir.

Aradaki iki kapılı devrenin sadece LC elemanlarından kurulu olduğunu varsayalım. Bundan dolayı güç kaybı meydana gelmeyecektir. Böylece P_m - P_r gücü çıkışta R₂ elemanında harcanacaktır. Şu halde iki kapılı LC devrelerinde;

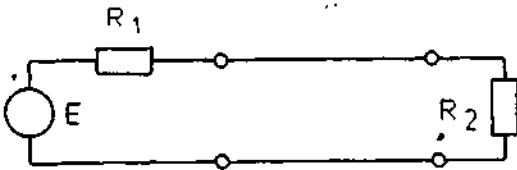
$$\frac{P_m}{P_2} = 1 + \frac{P_1}{P_2} \quad (2.1)$$

bağıntısı vardır. P = Re (V.I) genel bağıntısı düşünülür de Z^ = r_a + j^ konursa

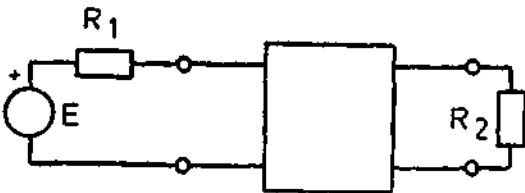
$$\frac{P_m}{P_2} = \frac{(Z_1 + R_1)(Z_1^* + R_1)}{4 R_1 r_1} \quad (2.2)$$

olarak bulunur. Burada, (*) İle eşlenik gösterilmektedir. Şimdi, Şekil 2'yi ele alalım.

Şekil 2a'da R₂'de harcanan güç P₂₀, 1 ve 2 uçları arasında bir devre girdikten sonra yine R₂'de



(a)



(b)

Şekli 2. Kaynak ve yük araştırma bir devre girmesi.

harcanan güç P₂ olsun. Tanım olarak P₂₀/P₂ oranına «araya girme güç oranı» denir. (2.2)'ye benzer biçimde

$$\frac{P_m}{P_2} = \frac{R_1(Z_1 + R_1)(Z_1^* + R_1)}{r_1(R_1 + R_2)(R_1 + R_2)} \quad (2.3)$$

eşitliği elde edilir.

$$\frac{P_m}{P_2} = k^2 \frac{P_{20}}{P_2} \quad (2.4)$$

biçiminde gösterilirse

$$k^2 = \frac{(R_1 + R_2)^2}{4 R_1 R_2} \quad (2.5)$$

olmalıdır. (2.5) eşitliğine R^ R, ise R, = t^2 R₂, R₂ > R, ise R₂ = t^2 R₂ koyalım. Her iki durumda da

$$k = -\frac{1}{2} \left(t + \frac{1}{t} \right) \quad (2.6)$$

bulunur. Görülür ki R^ = R₂, ise P_m/P₂ araya girme güç oranına eşit, K_j R^ İse bir katsayı İle bağlıdır. Şimdi,

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{P_m/P_2}{4} \quad , |K(j\omega)| \triangleq \sqrt{P_r/P_2} \quad (2.7)$$

ifadeleri ile efektif transmisyon faktörü ve karakteristik faktörü tanımlandıktan sonra, zayıflamalara geçelim:

$$A \triangleq 20 \log |n(j\omega)| \text{ (dB) veya } a \triangleq \ln |H(j\omega)| \text{ (N)} \quad (2.8)$$

«efektif zayıflama»

$$A_k \triangleq 20 \log |K(j\omega)| \text{ (dB) veya}$$

$$a_k \triangleq \ln |K(j\omega)| \text{ (N)} \quad (2.9)$$

«karakteristik zayıflama» olarak tanımlanır.

$$|g(j\omega)| \triangleq \sqrt{\frac{P_r}{P_m}} \quad (2.10)$$

ile yansıma katsayısını tanımlıyarak, (2.1)'in başka gösteriliş şekilleri olan,

$$|H(j\omega)|^2 = 1 + |K(j\omega)|^2 \quad (2.11)$$

$$A = A_r + A_k, \quad a = a_r + a_k \quad (2.12)$$

$$10^{-0.1A} = 10^{-0.1a} \quad (2.13)$$

denklemleri elde edilir.

Bir süzgeçten istenen özellik, belirli frekans bandında işaretleri çok az bir zayıflama İle geçirilmesi, geri kalan frekanslarda ise zayıflamanın

çok olmasıdır. Gerçekleşmiş ve geçirme bandı belli bir devrenin geçirme bandını değiştirecek dönüşümler vardır [2], [4], [6], [7], [8], [11]-j. Bu olanaklar göz önüne alınarak bu yazıda Örnekler alçak geçiren süzgeç için verilmiştir.

önemli olan P_m/P_2 oranı olduğuna göre süzgeç zayıflama toleransları alçak geçiren bir süzgeçte

$$\omega \leq \omega_p \leq \omega_p \text{ için } A \leq A_p \quad (\text{dB})$$

$$\omega_s \leq \omega \text{ için } A \geq A_s \quad (\text{dB})$$

şeklinde belirtilir. Burada A^{\wedge} söndürme bandın, da istenen en az zayıflama, A_p geçirme bandında izin verilen en çok zayıflama (2.12) ve (2.13) yardımı ile elektif zayıflamadan karakteristik zayıflamanın, buradan da karakteristik faktörün toleranslarına geçilir. Bu durumda, $|K(j_w)|$ fonksiyonunun, bu toleransları ve 3. paragrafta inceliyeceğimiz koşulları sağlayan bir fonksiyon olması gerekmektedir.

3. H(s), K(s) FONKSİYONLARI VE, BU FONKSİYONLARIN SAĞLTVAOAKLARI KOŞULLAR

Bir önceki paragrafta $|H(j_w)|$ ve $|K(j_w)|$ efektif transmisyon faktörü ve karakteristik faktör tanımlanmıştı. Açık ki $K(s)$ ve $H(s)$ ile bunlar arasında

$$K(s) \cdot K(-s) \Big|_{s=j_w} = |H(j_w)|^2 \quad (3.1)$$

$$H(s) \cdot H(-s) \Big|_{s=j_w} = |K(j_w)|^2 \quad (3.2)$$

bağıntıları vardır. Şu halde (2.11) eşitliği

$$H(s) \cdot H(-s) = 1 + K(s) \cdot K(-s) \quad (3.3)$$

şekline dönüştürülebilir. Gerek $k(s)$, gerekse $H(s)$ rasyonel birer fonksiyon olduklarından

$$H(s) = \frac{E(s)}{P(s)} \quad (3.4)$$

$$K(s) = \frac{F(s)}{P(s)} \quad (3.5)$$

ve (3.3)

$$E(s) \cdot E(-s) = P(s) \cdot P(-s) + F(s) \cdot F(-s) \quad (3.6)$$

olur. Bir İki kapılı LC devresinin z parametreleri ile $H(s)$ ve $K(s)$ arasında :

$$z_{11} = R_1 \frac{H_c + K_c}{H_t + K_t} \quad (3.7)$$

$$z_{22} = R_2 \frac{H_c + K_c}{H_t + K_t} \quad (3.8)$$

bağıntısı vardır [1], [6], [7]. Burada ϵ indisi fonksiyonun çift, t tek kısmını belirtmekte olup R_{ij} ile R_y , Şekil 1'de gösterilmiştir, s domenindeki bu fonksiyonlardan istenen özellikler burada; sıralanacaktır. Bu özelliklerin incelenmesine girişilmeyip z parametrelerinin LC devreleri ile gerçekleştirme koşullarından elde edilebileceğinin söylenmesi ile yetinilecektir.

1. $H(s)$ ve $K(s)$ birer pozitif, reel, rasyonel fonksiyondur.
2. $H(s)$ ile $K(s)$ 'in paydaları eşittir.
3. $P(s)$ polinomu ya tek ya da çifttir.
4. $E(s)$ bir Hurwitz polinomudur.
5. (3.6) koşulu sağlanmalıdır.

Karakteristik faktörün tanımından Z^{\wedge} 'nin (Z_{21} in) sıfırlarının, yani transmisyon sıfırlarının, $K(s)$ in kutupları olduğu görülür. Buna göre; R_s , R_{jt} , $H(s)$ ve $K(s)$ 'in bilinmeleri ile devre gerçekleştirilebilir. Görüldüğü gibi $F(s)$ 'in seçiminde oldukça geniş bir serbestlik vardır. Ancak her zaman az elemanlı devreler elverişli olduğundan düşük dereceli polinomlar aranır, özetlenecek olursa, toleransları sağlayacak en düşük dereceli $|KU^{\wedge}|^2$ bulunacak (2.11) ve (3.6) denklemleri ile $E(s)$. $E(-s)$ kurulup kökleri bulunacak ve $E(s)$ için, yukarıda yazılı 4 koşulundan dolayı, sol yarı düzlemdeki kökler alınacaktır. $P(s)$ çift ise (3.7) ve (3.8)

$$z_{01} = R_1 \frac{E_c - K_c}{E_t + K_t}, \quad z_{22} = R_2 \frac{E_c - K_c}{E_t + K_t} \quad (3.9)$$

şeklinde, $P(s)$ tek ise

$$z_{01} = R_1 \frac{E_c - K_c}{E_t + K_t}, \quad z_{22} = R_2 \frac{E_t - K_t}{E_c + K_c} \quad (3.10)$$

şeklinde dir.

Belli efektif zayıflama toleranslarını sağlamak için, $H(s)$ 'in sıfırlarının geçirme bandına ilişkin kısmında, kutuplarının söndürme bandına ilişkin kısmında olması gerekir. Böylece geçirme bandında zayıflama küçük, söndürme bandında bV yük olur. Sıfır ve kutuplar doğrudan i^{\wedge} üzerinde seçilerek $K(s)$ genel olarak

$$K(s) = C s^n \frac{\pi_1 (s^2 + s_1^2)}{x_1 (s^2 + s_1^2)} \quad (3.11)$$

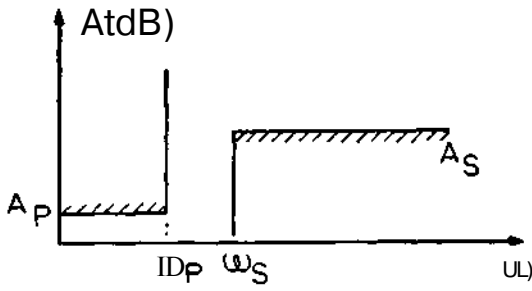
($n = 0, \text{ di}, \pm 2, \dots$ olabilir)

şeklinde kurulur.

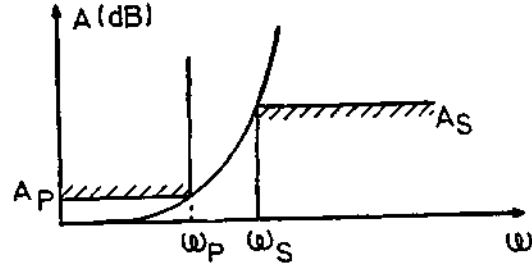
4. YAKLAŞIKLIK TİPİ

4.1. Butterworth ve Tchebychev\ süzgeçleri :

Belli bir efektif zayıflama tolerans eğrisi Şekil 3 a'daki gibi olsun ve b'deki gibi bir yaklaşıklık amaca yetsin.



(a)



(b)

Şekil 3. Butterworth tipi yaklaşıklık.

Butterworth tipi adını alan bu süzgeç

$$P(s) = 1, |F(j\omega)|^2 = C^2 \quad (4.1)$$

ile sağlanır.

$$\omega_p = \omega_p \text{ de } |H|_2 = 10^{0.1A_p}, |K|_2 = 10^{(1+1)A_p} - 1$$

$$\omega_s = \omega_s \text{ de } |H|_2 = 10^{0.1A_s}, |K|_2 = 10^{MA_s} - 1 \quad (4.2)$$

olacağından (4.1)'den dolayı

$$C^2 = 10^{0.1A_p} \quad (4.3)$$

ve oranlanırsa

$$n = \frac{\log \frac{10^{0.1A_s} - 1}{10^{0.1A_p} - 1}}{\log \frac{\omega_s}{\omega_p}} \quad (4.4)$$

elde edilir. Ancak buradan n tam sayıya tamam, lanıp (4.3)'den C hesaplanır. Pratikte A_p dB olarak küçük bir sayı olduğundan,

1/(10^{0.1A_p} - 1) yerine, (p_m - 2 - i) ile geçtim/b bandında kabul edilen p_{m+1} maksimum yansımaları kullanıla gelmiştir.

$$E(s) \cdot E(-s) = C^2 n^2 + 1 \quad (4.5)$$

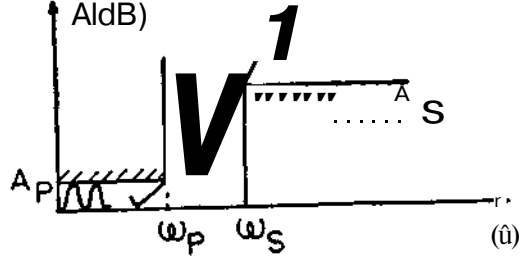
olacağından,

$$E(a) \cdot E(-a) \text{In kökleri}$$

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{1}{C} \cos(2k+1) \frac{\pi}{2n}} \quad (4.6)$$

$$\omega_k = \sqrt{\frac{1}{C} \sin(2k+1) \frac{\pi}{2k}}$$

biçiminde bulunup E(s) için $\sigma_k < 0$ olanlar seçilir.



Şekil 4. Tchebychev tipi yaklaşım.

Şekil 4'deki yaklaşık tipine Tchebychev tipi süzgeç adı verilir. Tchebychev polinomları :

$$-1 \leq x \leq 1 \text{ için } T_n(x) = \cos(n \arccos x) \quad (4.7)$$

bölgenin dışında

$$T_n(x) = \frac{1}{2} [(x + \sqrt{x^2 - 1})^n + (-x - \sqrt{x^2 - 1})^n] \quad (4.8)$$

olarak tanımlanır [6J, [11]. Chebychev tipi süzgeçte

$$P(s) = 1 \quad (4.9)$$

$$|F(j\omega)|^2 = C^2 [T_n(j\omega)]^2$$

alınır

$$E(s) \cdot E(-s) = 1 + C^2 T_n(s) \cdot T_n(-s) \quad (4.10)$$

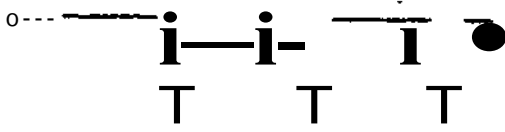
ile E(s) \cdot E(-s) kurulur.

$$\sigma_k = \pm \sin h \left[\frac{1}{n} \arccos \frac{1}{\sqrt{C}} \right] \sin \frac{2k-1}{2n} \pi$$

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{C}} \cos \frac{2k-1}{2n} \pi$$

olup $\sigma_k < 0$ olanlar alınarak E(s) bulunur, n ve C'nin seçimi Butterworth süzgeci için anlatılana benzer.

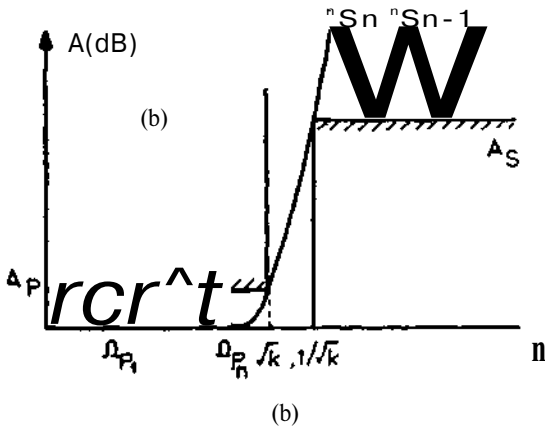
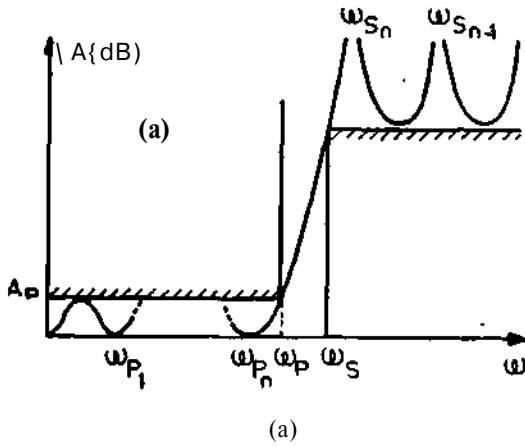
Gerek Butterworth gerek Tchebychev tipi filtreler F(s)'in bir polinom olmasından dolayı «polinom süzgeçleri» adını alırlar. Her ikisi içinde Şekil 5'de gösterilen biçimde bir devre ile sentezleri için doğrudan eleman değerlerini veren ifadeler çıkarılmıştır [9].



Şekil 5. Alçak geçiren polinom filtrelerini gerçekleyen LC devresL

4.2. Cauer (eliptik) süzgeçleri [S], [12] :

Hem geçirme hem söndürme bantlarında Tchebychev karakteristiği istensin. Şekil 6a'da görüldüğü gibi burada transmisyon sıfırlarının tümü polinom süzgeçlerinde olduğu gibi sonsuzda olmayıp, süzgeç ω_s, ω_{sn}, ω_{sn-1}, sonlu frekanslarında transmisyon «fırları vardır.



Şekil 6. Oaner tipi yaklaşıklık.

$$|H(j\omega)|_a = 1 + |K(j\omega)|^2$$

yerine

$$10^{0.1A} = 1 + (10^{0.1A} P - D [f(\omega)]^2) \quad (4.22)$$

denklemini ele alalım, $\omega = \frac{\omega_p}{\sqrt{1 - \epsilon^2 \sin^2 \theta}}$ -biçiminde ölçeklenmiş frekans olup, böylece Şekil 6a, Şekil 6 b'ye dönüşür. Şekil 6 b incelenirse $f(\omega)$ için

$$f(\omega) = f_0 \omega \frac{\prod_i^n (\omega^2 - \omega_{pi}^2)}{\prod_i^n (1 - \omega_{sj}^2 \omega^2)} \quad (4.13)$$

biçiminde bir fonksiyon seçiminin uygun olduğu görülür [2], [5], [9], [12]. Burada A_s , A_p ve $k = \sqrt{1 - \epsilon^2}$ değerlerinden yararlanılarak f_0 , ω_{pi} t fi, ω_{sj} bulunabilmelidir. Eliptik fonksiyonlar kullanılarak yapılan inceleme ile [5],

$$f_0 = \frac{(10^{0.1A_s} - 1)}{(10^{0.1A_p} - 1)} \quad (4.14)$$

ve

$$\omega_{pi} = \omega_{pj} \quad (4.15)$$

olduğu gösterilebilir. Ancak eliptik fonksiyonlar hesaplarda ortaya güçlükler çıkardığından teta serileri yardımı ile (bazı yaklaşıklıklarda yapılarak) Grossmann'ın [5] aşağıda verilen metodu çıkarılmıştır.

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (4.16)$$

$$\Sigma = \frac{1}{2} \left(\frac{1 - \sqrt{k'}}{1 + \sqrt{k'}} \right) \quad (4.17)$$

$$q = \Sigma + 2\Sigma^5 + 15\Sigma^9 + 150\Sigma^{13} + \dots \quad (4.18)$$

$$n = \frac{0.1A_s + 1.2 + \log \frac{q}{(10^{0.1A_p} - 1)}}{2 \log \frac{1}{q}} \quad (4.19)$$

$$2q^{1/4} \frac{\sin \frac{\pi}{2n+1} - q^2 \sin \frac{3\pi}{2n+1} + q^6 \sin \frac{5\pi}{2n+1} - \dots}{1 - 2q \cos \frac{2i\pi}{2n+1} + 2|q| \cos \frac{4i\pi}{2n+1} + \dots} \quad (4.20)$$

Ancak uygulamalarda bu formüllere de her zaman başvurulmayıp hazır tablo ve abaklar kullanılır [3], [4], [8], [12].

4.3 Genel parametrik süzgeçler:

Birçok durumda söndürme bandında yayıflamanın sabit bir değerde olması gerekmez. Söndür-

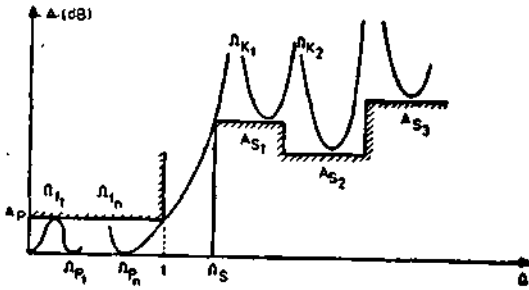
me bandında zayıflamaların çeşitli frekans aralıklarında belli değişik değerler alması uygun olabilir. Bu durumda geçirme bandında karakteristik Tchebyhev tipinden olacak söndürme bandında ise verilen zayıflamaya uygun olarak değişecektir.

(4.12) eşitliğini yine ele alalım,

$$\Omega = \omega/\omega_p \quad (4.21)$$

geklinde ölçeklenmiş frekanstır. Şekil 7'ye göre $[f(i)]^2$ 'nin ifadesi şu biçimde çıkarılır:

$$[f(\Omega)]^2 = A^2 \frac{\prod_{i=1}^n (a_i^2 - \Omega^2)^2}{[p(\Omega)]^2} \quad (4.22)$$



Şekil 7: Söndürme bandı boyunca zayıflamanın abt otanması durumu.

(4.12) denkleminde başvurularak $f(\Omega) = 1$ olan noktalarda $A = A_p$ olacağı, görülür. Bunlar $\Omega = \Omega_0$ ve $\Omega = \Omega_s$ 'dir.

$$1 - [f(\Omega)]^2 = (1 - \Omega^2)^2 \frac{\prod_{j=1}^n (a_j^2 - \Omega^2)^2}{[p(\Omega)]^2} \quad (4.23)$$

Buradan,

$$[p(\Omega)]^2 = [\Omega^2 \prod_{i=1}^n (\Omega^2 - a_i^2)^2 + (1 - \Omega^2)^2 \prod_{j=1}^n (\Omega^2 - a_j^2)^2] \quad (4.24)$$

$$[f(\Omega)]^2 = \frac{\prod_{i=1}^n (\Omega^2 - a_i^2)^2}{\Omega^2 \prod_{i=1}^n (\Omega^2 - a_i^2)^2 + (1 - \Omega^2)^2 \prod_{j=1}^n (\Omega^2 - a_j^2)^2} \quad (4.25)$$

elde edilir.

$$Z = \sqrt{\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2}} \quad (4.26)$$

dönüşümünü yapalım.

$$|K|^2 = (10^{0.1A_p - 1}) \frac{\prod_{i=1}^n \left(\frac{z^2 - z_{pi}^2}{1 - z_{pi}^2} \right)^2}{\prod_{i=1}^n \left(\frac{z^2 - z_{pi}^2}{1 - z_{pi}^2} \right)^2 - z^2 \prod_{j=1}^n \left(\frac{z^2 - z_{fj}^2}{1 - z_{fj}^2} \right)^2} \quad (4.27)$$

şekline girer.

$$e(Z^2) = \prod_{i=1}^n \left(\frac{Z^2 - z_{pi}^2}{1 - z_{pi}^2} \right) \quad (4.28)$$

$$f(Z^2) = \prod_{j=1}^n \left(\frac{Z^2 - z_{fj}^2}{1 - z_{fj}^2} \right) \quad (4.29)$$

dönüşümleri ile

$$K(Z) = \sqrt{10^{0.1A_p - 1}} \frac{e(Z)}{e(Z) + Zf(Z)} \quad (4.30)$$

elde edilir. $K(Z)$ 'in paydasının $\hat{}$ söndürme bandı kutuplarında kökü olacaktır. Şu halde

$$e(Z^2) + Zf(Z^2) = \prod_k (Z_k^2 - Z^2) \quad (4.31)$$

olarak yazılabilir. Buradan gerek e gerek f in çift fonksiyonlar olduğu görülür. Şu halde $\hat{}$ transmisyon sıfırları (söndürme bandı kutupları bilinen bir filtrede aşağıdaki işlemler ile $K(s^*)$ kurulabilir):

1. ω_k dan ω_k' ya, oradan Z_k 'ya geçilir.
2. Kökleri Z_k olan polinom kurulur. Bunun çift kısmı $e(ZP)$, tek kısmı $Zf(ZZ)$ dir.

$$K(s) = \sqrt{10^{0.1A_p - 1}} \frac{e(s^2)}{\prod_k (s^2 - \omega_k^2)} \left(1 + \frac{\omega_p^2}{s^2} \right) \quad (4.32)$$

olarak bulunur.

5. SONUÇ

Bu yazıda araya girme kaybı cinsinden eüageç sentez yöntemi tanıtılmış, basamaklı LC devreleri ile gerçekleştirilmek üzere Buttenvorth, Tchebychev, Caueer ve genel parametrelili tipten süzgeçler incelenmiştir.

(3.7) ve (3.8) formülleri ve $K(s)$ 'in kutuplarının transmisyon sıfırlan olmasından dolayı verilen yöntemler maksada yeterli olabilir. Ancak ortada daha iki problem olduğu açıktır :

1. $K(s)$ 'in bulunması ile $H(s)$ 'i de bulmak için,

$$G(s) = \frac{n}{i} (s - g^{\wedge} + C r C s - qj) \quad \text{şeklinde bir}$$

$G(s) = E(s) \cdot E f - s$ fonksiyonunun hesabı g^{\wedge} ,-rekir. ($E(s)$ 'e geçebilmek için $G(s)$ 'in tüm köklerini bulmak gerekecektir. Dördüncü dereceden yüksek polinomlar için bu işlem bir bilgisayarın kullanılmasını gerektirir. Ancak bilgisayarların da işlemlerde kullandıkları sayılar sınırlıdır.

örneğin, beş sayı ile

$$(s \cdot +1,0002)j (s + 0,9998)$$

çarpımının sonucu;

$$s^2 + 2s + 0,99999996 \text{ değil "}$$

$$S^2 + 2S + 1 = (S + 1)^2$$

şekline girecektir. Görülüyor ki, köklerin birbirlerine yakın olmaları durumunda, bunların bulunmaları zorlaşacaktır. Bunu önlemek üzere iki yol önerilmiştir, a. (4.26) dönüşümünü sonuna kadar korumak : Bu işlem $G(z)$ 'in köklerinin arasını açar [1], [7], [10]. b. Kökleri bilinen iki polinomun toplamalarının kökünü bulmak için bir yol geliştirmek [10]. Bu gün, süzgeçlerin geçirme ile söndürme bantları arasının gittikçe daha dar olması istenmekte, bu durumda $G(s)$ 'in köklerini yeterli doğrulukta bulabilme önem kazanmaktadır. Yukardaki yöntemlere diğer bir yazımızda değineceğiz.

2. Devrelerin fiziksel olarak gerçekleştirilmesinde kullanılan L ve C elemanları ideal değildir. Bunların etkisi sonucunda gerçekleşen H ve K istenileni vermeyecektir. Devrenin topolojisini ve transmisyon sıfırlarını değiştirmeden eleman değerlerini adım adım değiştirerek H ve K'ya yakınlamayı sağlayan ve bilgisayarlar için programlamaya uygun yöntemler geliştirilmiştir.

Görüldüğü gibi özellikle genel parametrelili filtrelerde bilgisayarlar araya girme kaybı ile süzgeç sentezine zorunlu olarak girmiştir. Böylece istenen koşulları sağlayan filtrelerin eleman değerleri çabuk ve kolay olarak bulunabilmekte, ideal olmayan elemanların etkisi azaltılabilmekte, örneğin bir basamak fonksiyonunun süzgecin çıkışında ne gibi bir değişim göstereceği süzgeç gerçekleştirilmeden görülebilmektedir.

Çalışmalarında yardımlarından dolayı Sayın Prof. Dr. Tarık ÖZKER'e teğekkürü bir borç bilirim.

KAYNAKLAR:

- [1] J. A. C. Bingahm; «A New Method of Solving the Accuracy Problem in Filter Design», IEEE CT., 11. September 1964.
- [2] G. Bosse; «Synthese Elektrischer Siebsohaltungen», S. Hirzel Verlag, Stuttgart, 1963.
- [3] W. Caueer, «Synthesis of Linear Communication Networks», New York, Mc Graw-Hill, 1958.
- [4] P. R. Geffe; «Simplified Modern Filter Design», New York, John F. Rider Publishers Inc, 1963.
- [5] A. Grossman; «Synthesis of Tchebychev Parameter Symmetrical Filters», İRE Proc., April 1957.
- [6] Humpherys; «The Analysis Design and Synthesis of Electrical Filters», Pröntice - Hall, 1970.
- [7] H. J. Orchard, and G. C. Temes; «Filter Design Using Transformed Variables», IEEE CT. 15 December, 1968.
- [8] M. B. Reed; * Electric Network Synthesis», Prentice-. Hall, 1955.
- [9] R. Saal and E. Ulbrich; «On the Design of Filters by Synthesis», İRE CT. 5 December, 1958.
- [10] J. K. SkMrizynski; «On Synthesis of Filters» IEEE CT. 18 January, 1971.
- [11] J. Vlach; «Computerized Approximation and Synthesis of Linear Networks» John Wiley and Sons, 1969.
- [12] F. Yücel; Caueer Parametrelili Filtreler», P.T.T. Araştırma Lâboratuvan Yayınlan, 1970.