



EMO



KTÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

Giderek gelenekselleşen Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongrelerinin beşincisinde Trabzon'da buluşuyoruz. EMO ile KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nün işbirliği ve TÜBİTAK'ın katkısıyla gerçekleşmekle olan Kongremizin başarılı ve verimli geçmesi umudundayız. Kongre sonuçlarından kıvanç duymak istiyoruz.

Kongre'de, bugüü? kadar yapılmış çalışmalar ve yayınlanmış duyurulardan da anlaşıncı gibi, bilinen yöntemlerin yanı sıra gelecek yıllara deneyim alılabilecek yeni yaklaşımlar uygulanmaya çalışılmıştır. Bildirilerin değerlendirilmesine katılan uzman sayısının sistematik olarak artması^değerlendirme biçiminin dahna da nesnelleştirilmesi, bildirilerin kitabında yeni yazım ve sunuş biçimlerinin oluşturulması gibi teknik gelişmelerin dışından ilginç olacağı sanılan panellerle günce! sorunların irdelenmesi ve yöresel öğelerle sosyal etkinliklerle renk katılması amaçlanmıştır.

Kongrenin hazırlık ve düzenleme çalışmalarında bazı aksaklıklar ölmüşler. Öncelikle kongreye katılımın olması gerekenden dalın geç alınabilmiş olması, özel değerlendirme sürecinin postla trafiğinin çok yoğun olduğu bayram dönemlerine rastlaması hem Yürürlük K'j'ulu'nu hem de Kongre'ye katılmak isteyenleri zor durumda bırakmıştır.

Kongrenin düzenlenmesi sırasında edinilen deneyimler ışığında sorunları çözücü ilke-st! önerilerin ortaya konması yurorik olacaktır. Bunları kısaca sıralayabiliriz. Örneğin 6. Kongre'nin ya da kısaca EMUK'95'in nerede ve ne zaman yapılacağını şimdiden kararlaştırmak gereknektedir. Bundan sonra Konferans olarak adlandırılması daha uygun olacak Kongre için sürekli ya da uzun süre görevli bir 'Ulusal Düzenleme Kurulu'nun oluşturulması ve bu Kurul'un temel ilkesel karar ve yöntemleri üretmesi daha elverişli olacaktır. Kongre'nin yapılacağı konumdaki işleri ise Yerel Düzenleme Kurulu/ üstlenmelidir. 'Bilimsel Değerlendirme Kurulu'nun da ayrılmış bir sınıflandırma ve nitelik belirlenmesi ile bir kere oluşturulması, yalnızca gelişen koşullara göre güncelleştirilmesi düşünülebilir.

CMUK, böylesi bir yapılaşma ile daha sağlıklı, zaman planlaması daha verimli bir konferansa dönüşecektir kanısındayız. Örneğin bu durumda bildiri tam metinlerinin değerlendirme ve denetim sürecine ilişkin meleri olanaklı kılmırsok, şu ana kadar ancak Yürürlük Kurulu: 'nm uyumlu olarak bilincine varabildiği teknik sorunlar ortadan kalkacaktır. Konferansda da içerik ve düzey açısından belirli bir iyileşme sağlanabilecektir. Bunu en yakında, FIMUK'95'de gerçekleşmiş olarak görmek dileyimdoyuz.

Bilindiği gibi Kongremiz Elektrik, Elektronik-Haberleşme, Kontrol ve Bilgisayar Sistemleri alanlarında bilimsel--teknolojik özgün katkıların tartışılıp değerlendirilmesi ile araştırma, geliştirme, uygulama ve eğitim süreçlerindeki kişi ve kurumların bir arada doğrudan iletişimini sağlamayı amaçlamaktadır. Ayrıca sosyal yakınlık ve dayanışmaya da

katkıda bulunmaktadırlar. Ancak Kongre ve onunla birlikte oluşturulan sergi/duarın çok değerli bir 'Meslekiçi Eğitim ve Geliştirme' aracı olduğu bilincinin kişi ve kurumlarda daha çok yerleşmesi için çaba gösterme gereği de ortaya çıkmaktadır.

Kongrenin gerçekleşmesini sağlayan, hazırlık ve düzenlemeleri üstlenen KT, EMO ve TÜBİTAK'a, oluşturulmuş olan kurulların üyelerine, ayrıca burada adlarını saymakla bitmeyecek kişi ve kamu - özel - akademik nitelikli kuruluşlara, yardım ve katkıları nedeniyle, Kongre'nin yararlı sonuçlarını paylaşacak olan topluluğumuz adına teşekkürlerimizi sunmak isteriz.

Kongremizin başarılı ve verimli bir biçimde gerçekleşmesi, ülkemiz için bilimsel - teknolojik kazanımlar üretmesi dileğiyle Yürütme Kurulu olarak saygılarımızı iletiriz.

Doç. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Güven ÖNBİLGİN (K1U)
Yakup AYDIN (EMO) Sefa AKPINAR (KTU)
Canan TOKER (ODİU) Kaya BOZOKLAR (EMO)
Masan DİNCER (KTU) A.Oğuz SOYSAL (IU)
Abdül İlah SEZGİN (KTU) İrfan SENLİK (EMO)
Kenan SOYKAN (EMO) Y.Nuri SEVGİN (EMO)

DANIŞMA KURULU

Rasim ALDEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdiñç ÖZKAN (PTT)
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOĞUKPINAR (TETSAN)
Malik AVİRAL (ELİMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)
Emir BIRGUN (EMO) Atıf URAL (Kocaeli U.)
Sıtkı CİÇDEM (EMO) I. Ata YİĞİT (EMO)
R. Can ERKÖK (ABB) Fikret YÜCEL (TELETAS)
Bülent ERTAN (ODTÜ) Hamit SERBEST (CU) _
Uğur ERTAN (BARMEK) Canan TOKER (ODTÜ)
İsa GUNGOR (EMO) Nusret YUKSELER (ITU)
Ersin KAYA (Kaynak) Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Okyay KAYNAK (Boğaziçi U)

SOSYAL ETKİNLİKLER KURULU

Y. Nuri SEVGİN (EMO)
Necla ÇORUH (PTT) Hatice SEZGİN (KTU)
Esen ÖNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOĞAN (PTT)
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necmi İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

Cevdet ACAR (ITU)
İne i AKKAYA (ITU)
A.Sefa AKPINAR (KTU)
Ayhan ALTINTAS (Bi I .U)
Fuat ANDAY (ITU)
Fahrettin ARSLAN (IU)
Mutat ASKAR (ODTÜ)
Abdu I Iah ATALAR (Bi I .U)
Sel im AY (YTU)
Umit AYGÖLU (ITU)
Atalay BARKANA (Anadolu U)
Mehmet BAYRAK (Selçuk U)
Atilla BİR (ITU)
Ga I ip CANSEVER (YTU)
Kenan ÜANISMAN (Erciyes U)
Ahmet DERVİSOĞLU (ITU)
Hasan DİNCER (KTU)
M.Sezai DİNCER (Gazi U)
Giinse l DURUSOY (ITU)
Nadia ERDOĞAN (İİU)
Aydan ERKMEN (OÖTU)
İsmet ERKMEN (ODTÜ)
H.BU lent ERTAN (ODTÜ)
Selçuk GEÇİM (Hacettepe U)
Cem GÖKNAR (ITU)
Remzi GULGUN (YTU)
Filiz GUNES (YTU)
I r fan GÜNEY (Marmara U)
Fikret GÜRGEN (Boğaziçi U)
Fuat GURLEYEN (ITU)
Cemi I GURUNLU (KTU)
Nurdan GUZELBEYOGLU (ITU)
Emre HARMANCI (ITU)
Al tuğ İFTAR (Anadolu U)
Kemal İNAN (ODTÜ)
Asım KASAPOGLU (YTU)
Adnan KAYPMAZ (ITU)
Ahmet H. KAYRAN (ITU)
Mehmet KESİM (Anadolu U)
Erol KOCAOGLAN (OÖTU)
Muhammet KÖKSAL (İnönü U)
Hayrettin KÖYMEN (Bil. U)
Hakan KUNTMAN (İİU)
Tamer KUTMAN (ITU)
Duran LEBLEBİCİ (ITU)
Kevork MARDIKYAN (ITU)
A.Fa ik MERGEN (ITU)
Avni MORGUL (Boğaziçi U)
Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Bülent ÖRENCİK (ITU)
Bülent ÖZGUC (Bi I .U)
A.BüIent ÖZGÜLER (Bi I .U)
Yı Imaz ÖZKAN (ITU)
Muzaffer ÖZKAYA (ITU)
Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Osman PALAMUTCUOGLU (ITU)
ErdaI PANAYIRCI (ITU)
Ha I i t PASTACI (YTU)
Ahmet RUMELİ (ODTÜ)
Bülent SANKUR (Boğaziçi U)
M.KemaI SAR I OĞLU (ITU)
Müzeyyen SAR I TAS (Gazi U)
A.Hami t SERBEST (CU)
Osman SEVAİOGLU (ODTÜ)
A.Oğuz SOYSAL (IU)
Taner SENGÖR (YTU)
Emi n TACER (ITU)
Nesrin TARKAN (ITU)
Mehmet TOLUN (ODTÜ)
Osman TONYALI (KTU)
Ersin TULUNAY (ODTÜ)
Nejat TUNCAY (ITU)
At ı f URAL (Kocae I i U)
Alper URAZ (Hacettepe U)
Gökhan UZGÖREN (IU)
Yi I d ı r im UCTUG (ODTÜ)
Asaf VAROL (Fırat U)
Sı d d ı k B. YARMAN (IU)
Mümtaz YILMAZ (KTU)
Melek YÜCEL (ODTÜ)
Nusret YUKSELER (İİU)
Selma YUNCU (Gazi U)

**COK DEĞİŞKENLİ SÜREKLİ ZAMAN VE DOĞRUSAL ZAMANLA-DEĞİŞMEZ
SABİT PARAMETRELİ DİZGELERİN İNDİRGENMESİ**

Ayten ATASOY

Osman TONYALI

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
61080 TRABZON

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Müh. Böl.
61080 TRABZON

ÖZET

Burada zamanla-değişmez sabit parametrelili, doğrusal çok değişkenli sürekli zamanlı dizgelerin Davison algoritması [1] ile indirgenmesi yeniden ele alınıp yöntemin anlaşılması ve bilgisayar yardımı ile hesapların yapılmasında önemli gelişmeler sağlandı. Yeni durumda algoritma, özdeğerlerin sayısal belirtilmesini gerektirir, özköklerin bulunması için Muller kök bulma algoritması [16,17] kullanıldı. Bu algoritma 200.cü derecenin üzerinde gerçel ya da karmaşık katsayılı bir çokterimlinin özköklerini, kullanılan bilgisayarın doğruluğunda hesaplayabilmektedir. Belirlenen özkökler, en baskınından en az baskını yönünde sıralanarak Davison yönteminde gözönüne alındı. Karmaşık Davison yöntemi kolayca anlaşılır duruma getirildi. Hesaplar için gerekli bilgisayar belleği ve zamanı oldukça azaltıldı. Sayısal uygulamalar, bu değişik Davison algoritmasının öncekine göre daha üstün olduğunu göstermektedir, özellikle sonuçların karşılaştırılması için uygulama sonuçları ve eğrileri bu düşüncenin sonuna eklenmiştir.

GİRİŞ

Uygulamalar alanda; birçok farklı süreçlerin birbirine göre ayarlı ve eş zamanlarda çalışan geniş çaplı dizgelerin çözümlenmesi, tasarımı ve incelenmesini kolaylaştırmak amacı ile daha alçak boyuttan indirgenmiş modelleri, özgünlerine iyi bir yaklaşım sağlayacak biçimde elde edilebilir. Burada zamanla-değişmeyen, doğrusal sabit katsayılı, sürekli zaman dizgelerin durum modelleri üzerinden indirgenmiş modellerinin elde edilmesi için yalın bir algoritma sunulacaktır.

Bu konuda son otuzbeş-kırk yıldan bu yana dizge tanısı ve dizge boyutlarının indirgenmesi çağdaş büyük boyut-

lu dizgelerin analizi ve tasarımında çok büyük önem kazandı. Konu ile ilgili çalışmalar üç ayrı sınıfa ayrılabilir. Birincisinde özgün dizgenin baskın özdeğerlerini indirgenmiş modelde tutup, belli bir girişe göre özgün ve indirgenmiş dizge tepkelerinin belirli tolerans (hoşgörü) sınırları içinde birbirine yaklaşacak biçimde indirgenmiş model parametreleri hesaplanır [1, 2,3,4,5].

İkincisinde yöntemler, özgün ve belirli bir boyuta indirgenmiş bir modelin zaman veya sıklık bölgesi birim vuruş ya da basamak tepkeleri, belirli bir hoşgörü içinde kalacak biçimde özdeğerler için kararlılık dışında herhangi bir kısıtlama gerektirmeden indirgenmiş model parametrelerini optimal olarak [6,7,8,9] belirtirler.

Son üçüncü sınıftaki model indirgeme yöntemleri, birinci ve ikinci sınıf yöntemleri de göz önüne alarak özgün ve indirgenmiş model tepkelerinin kimi özel durumlarını gözönüne alır. Sözelimi, sürekli kesirlere açılım yaklaşımını kullanarak aritmetiksel işlemler hayli azaltılmıştır [10,11]. Kimi durumlarda zaman momentleri yaklaşımı kullanarak, belirli bir boyuta indirgenmiş dizge modelinin parametreleri hesaplanırlar [12,13,14]. Bistriz ve Langholz [15], çok değişkenli dizgelerin indirgenmesi için kararlı Chebyshev-Padé yaklaşımını önermişlerdir.

Muller yinelemeli kök bulma algoritmasından [16] önce önerilen birçok kök bulma yöntemleri, yirmiden daha yüksek dereceli çokterimlilerin köklerini istenilen doğrulukta belirleyemedikleri, ayrıca fazla bilgisayar zamanı ve belleği kullandıkları nedeni ile yukarıda değinilen üç temel sınıftaki yöntemlerin tümü, özdeğerlerin bulunmasından sakınırlar. Bu özellik o yöntemlerin üstünlüklerinden biri ol-

masına karşın kesim yanılgıları nedeni ile özgün ve indirgenmiş model tepkeleri sürekli durumda da yanılgılı olabilirler. Bu hiç sevilmeyen bir yanılgı türüdür.

Muller yinelemeli kök yerleştirme algoritması ile ikiyüzden daha yüksek dereceli, sabit katsayılı, eksplisit cokeriralilerin köklerinin, kullanılan bilgisayar doğruluğunda bulunabileceği görülmüştür [16,17]. Bu özelliği nedeni ile Muller kök bulma yöntemi, çok değişkenli dizgelerin indirgenmesinde kullanıldı.

Bu incelemede Muller kök bulma algoritması ile özgün dizgenin özkökleri belirlendi ve karmaşık düzlemin sanal ekseninden en uzakta bulunan özdeğerler gözardı edildi, indirgenmiş model boyutu, gözardı edilen özdeğerlerin toplam sayısı özgününden çıkarılarak elde edilir. Baskın özkökler indirgenmiş modelde kalacak biçimde durum modelinin parametreleri hesaplanır, özgün ve indirgenmiş dizge tepkeleri belirlenen hoşgörü sınırları dışına taşmayacak biçimde sanal ekseninden en uzakta kalan özköklerin gözardı edilmesi sürdürülür. Yanılgı ölçümü için, en küçük kareler tümlev ölçütü kullanıldı.

Bu yeni yöntemin bilgisayar yazılımı Fortran 77 dilinde geliştirildi ve uygulama sonuçlarından ikisi bu yazının sonuna eklendi.

KAVRAM

Zamanla değişmeyen ve doğrusal sabit parametrelili özgün bir dizgeyi.

$$\dot{\underline{x}}(t) = A\underline{x}(t) + B\underline{e}(t), \quad y(t) = C\underline{x}(t) \quad (D)$$

durum modeli ile ele alalım. Burada durum matrisi A, denetim matrisi B ve çıkış matrisi C sıra ile; nxn, nxr, Mxn boyutlarında olup; $\underline{x}(t)$ durum, $\underline{y}(t)$ çıkış ve $\underline{e}(t)$ denetim sütun vektörleri de sıra ile nxl, Mxl ve rxl boyutlarında skalerdirler. (1) bağıntısı ile verilen yüksek boyutlu özgün bir dizgenin çözümü ve tasarımı çok zor ve karmaşık olduğundan daha alçak boyutlu yaklaşık modelleri elde edilir. Bu indirgenmiş modeli;

$$\dot{\underline{y}}(t) = A^* \underline{y}(t) + B^* \underline{e}(t), \quad y(t) = C^* \underline{y}(t) \quad (2)$$

A*, B* ve C* matrisleri sıra ile mxm, mxr, Mxm ve $\underline{y}(t)$. $\underline{e}(t)$, $y(t)$ vektörleri de

sıra ile; mxl, rxl, Mxl boyutlarındadırlar. $\underline{x}(0)$, başlangıçtaki durum vektörü olmak üzere özgün devingen dizgenin tam çözümü;

$$\underline{x}(t) = e^{At} \underline{x}(0) + \int_0^t \exp[A(t-T)] B \underline{e}(T) dT \quad (3)$$

biçimindedir. Burada durum geçiş matrisi $0(t) = \exp(At)$ ile tanımlanır. İşlemlerin basitleştirilmesi için özgün dizgenin dinlenme durumunda ve $\underline{e}(t)$ 'nin bileşenlerinin birim basamak biçiminde alınması genel kurala ters düşmeyeceğinden; $t \leq 0$ için $B \underline{e}(t) = 0$ ve $t > 0$ için $B \underline{e}(t) = \underline{b}(t)$ alınabilir. Ayrıca özgün dizgenin özdeğerleri katsız ve gerçel bölümleri de sıfırdan büyük olmayacaktır. Buna göre (3) bağıntısı

$$\underline{x}(t) = \int_0^t \exp[A(t-T)] B \underline{e}(T) dT \quad (4)$$

biçimine girer. $z(t) = [z_1(t), \dots, z_n(t)]^T$ ve tekil olmayan P matrisi olmak üzere $\underline{x} = Pz(t)$ dönüşümü yapılırsa (1) denklemlerinden;

$$P \dot{z}(t) = APz(t) + B \underline{e}(t), \quad y(t) = CPz(t)$$

$$\dot{z}(t) = P^{-1}APz(t) + P^{-1}B \underline{e}(t), \quad y(t) = CPz(t)$$

veya

$$\dot{z}(t) = 2z(t) + r \underline{e}(t), \quad y(t) = Fz(t) \quad (5)$$

$$(\Omega = P^{-1}AP, \quad \Gamma = P^{-1}B, \quad F = CP)$$

yazılabilir, ö, A'nın benzeri olup, ana köşegen bir kare matristir. Ana köşegen öğeleri, en baskınından en az baskınına doğru sıralanmış olarak A'nın özdeğerlerinden oluşur. (4) bağıntısındaki çözüme benzer (5)'in çözümü, $0(t-T) = \exp[\Omega(t-T)]$ eşitliğini de düşünerek;

$$\underline{z}(t) = \int_0^t \exp[\Omega(t-T)] F \underline{e}(T) dT \quad (6)$$

olur.

$\underline{x}(t) = Pz(t)$ dönüşümü ve $T = P^{-1}B$ (6)'da yerleştirilerek

$$\underline{x}(t) = \int_0^t \exp[S(t-T)] P^{-1} B \underline{e}(T) dT \quad (7)$$

özgün dizgeye ilişkin zorlanmış çözüm bulunur. P modal matrisinin her bir sütunu özdeğerlerin sıralanışını da

gözönüne alan özvektörlerden oluşur, Açıkcası;

$$P = [X_1 \ X_2 \ \dots \ X_n] = [X_{ij}]_{n \times n} \quad (8)$$

olup X_j , i.ci özdeger karşılık i.ci özvektördür. Ayrıca her bir özdeger ilişkin öz vektör X_j $X_j^T X_j = 1$, $i=1,2,\dots,n$ kısıtlaması altında (normalize yapılarak) elde edilir. (7)'de $\exp[2(t-T)]$ Mc Laurent açınımdan,-

$$Q(t) = \frac{t^S(t-T)^{n-1}}{1! (n-1)!}$$

kullanılarak

$$x(t) = P D O B \quad (9)$$

elde edilir. Burada her bir ana köşegen ögesi $[-1 + \exp(u_j t)] / u_j$ olan bir ana

köşegen matrisini D ve $P = \{0_{ij}\}_{n \times n}$ ile tanımlanmıştır. Böylece (9) eşitliği

$$x(t) = P D p B$$

$$= \frac{-1 + \exp(j t)}{\mu_1} X_1 [\beta_{11} b_1 + \beta_{12} b_2 + \dots + \beta_{1n} b_n] + \dots + \frac{-\exp(j t)}{H_n} X_n [0_n b] + \dots + 0_n b_n$$

biçiminde yazılabilir. Bu son bağıntıda ;

$$b_i = \sum_{j=1}^n b_{ij}, \quad i=1,2,\dots,n$$

ile tanımlanır.

Özgün dizgenin ilk m tane baskın özdegeri indirgenmiş modelin de özdegeri olacağından, indirgenmiş modelin öz vektörleri de belirtilmiş demektir. Davison [1] yönteminde özdegerlerin en baskınından en az baskınına doğru sıralama yapılmadığından indirgenmiş model parametrelerinin belirtilmesi için çok karmaşık bağıntılar gerektirir. İndirgenmiş modelin çözümü (10) bağıntısına benzer olarak indirgenmiş

model durum vektörü, $y = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_m]^T$ o İmale üzere;

$$y = V_m D_m \beta_m B_m, \quad m < n \quad (11)$$

biçiminde yazılabilir. Burada daha önceden /Kj'ler belirtildiği ve sıralandığı için

$$v_m = t Y_1 \ Y_2 \ \dots \ Y_m \cdot Y_k = t X_{k1} \ X_{k2} \ \dots \ Y^T_{k=1,2,\dots,m}$$

her bir ana köşegen ögesi.

$$d_i = [-1 - \exp(i t)] / u_i, \quad i=1,2,\dots,m$$

olan D_m bir ana köşegen matrisi ve 0_m^{-1} matrislerinin belirlenmiş olduğu açıktır. Böylece (11) bağıntısı.

$$y = \{ [-1 + \exp(\mu_1 t)] / \mu_1 \} V_1 (\beta_{11}^* b_1 + \beta_{12}^* b_2 + \dots + \beta_{1m}^* b_m) + \{ [-1 + \exp(\mu_2 t)] / \mu_2 \} V_2 (\beta_{21}^* b_1 + \beta_{22}^* b_2 + \dots + \beta_{2m}^* b_m) + \dots + P_2 r a^m + \dots + \{ [-1 + \exp(u_m t)] / u_m \} V_m (V_m^* b_1 + \beta_{m2}^* b_2 + \dots + P_m m^b) \quad (12)$$

olur ve burada $b_j = \sum_{j=1}^m b_{jj}$, $i=1,2,\dots,m$ ve üstteki * indirgenmiş modeli ayırt etmek için kullanıldı.

İNDİRGENMİŞ MODEL PARAMETRELERİNİN BELİRTİLMESİ

İndirgenmiş model parametrelerinin belirlenilen durum uzayı vektörünün çözüm bağıntısında;

$$O_j(t) = \{ [-1 + \exp(i j t)] / i j \} (O_{j1} b_1 + O_{j2} b_2 + \dots + O_{jn} b_n) \quad i=1,2,\dots,n$$

tanımı yapılarak yeniden yazılırsa

$$x(t) = [X_1 \ X_2 \ \dots \ X_n] g(t), \quad o(t) = [o_1(t) \ o_2(t) \ \dots \ o_n(t)] \quad (13)$$

elde edilir. En az baskın özdegerlerin n-m tanesinin gözardı edilmesi ile (13) bağıntısından;

$$\tilde{x}(t) = [X_1 \ X_2 \ \dots \ X_m] \tilde{o}_m(t) \quad (14)$$

elde edilir. Burada yaklaşık $\tilde{x}(t)$ vektörü;

$$\tilde{x}^1(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_m(t) \ \tilde{x}_{m+1}(t) \ \dots \ \tilde{x}_n(t)]^T$$

ile tanımlandı. (14) bağıntılarının ilk m tanesi indirgenmiş modele (11) bağıntılarını karşılık getirebiliriz. Böylece ;

$$Y(t) = X_m(t) = X_m \cdot Q_m(t) \cdot X_m = t X_{i,j}]_{m \times m} = S_2 \cdot Q_m(t) \quad (15)$$

ve buradan

$$Q_m(t) = X_m^{-1} \cdot Y(t) = Q_0^{-1} \cdot Y(t) \quad (16)$$

yazılabilir. Uzdeğerlerin katüz olmadı nedeni ile $\det(2, \dots, f_0)$ dır. mtl'ci-den itibaren n-in tane gözardı edilecek durum değişkenleri (14)'den yararlanarak indirgenmiş modelinkileri cinsinden.

$$Y_{n-m}(t) = X_{n-m} \cdot Q_{n-m}(t) = X_{n-m} \cdot Q_0^{-1} \cdot Y(t) = Q_1 Q_0^{-1} \cdot Y(t) \quad (17)$$

biçiminde yazılabilir. Burada

$$Q_1 = X_{n-m} = [X_{m+i, j}]_{(n-m) \times m}$$

ile tanımlanır.

İndirgenmiş Durum Matrisinin Hesobı

(1) ile tanımlanan durum denklemleri takımının homojen bölümünün:

$$\dot{X} - A X(t) \quad (1.8)$$

ilk m tanesinde indirgenmiş modele ilişkin durum değişkenleri yerleştirilirse;

$$\dot{Y}(t) = A_0 \cdot Y(t) - t A_1 S^{-1} S^{-1} \cdot Y(t) = \hat{A} Y(t) \quad (19)$$

elde edilir. Burada $A_0 = [a_{ij}]_{m \times m}$

$A_1 = [a_{ij}]_{m \times (n-m)}$, $A = A_0 + A_1 Q_1 Q_0^{-1}$ ile tanımlanırlar.

İndirgenmiş Denetim Matrisinin İleşabı

İndirgenmiş melelin çözümünü (12) den yeniden yazalım:

$$y(t) = Z \left\{ \begin{aligned} &[-H \cdot e^{\wedge p f A i t n} / A i^{\wedge n} C j i] X_{2, j} \dots \\ &\dots X_{m i j}^{\wedge n} \cdot e^{-1} \wedge B e(t), \quad t > 0 \end{aligned} \right. \quad (20)$$

* *

$B = t b_j]_{m \times 1}$ indirgenmiş denetim matrisi ve $\tilde{e}(t) \sim \tilde{u}(t)$ birim bacamak işareti

4

sütun vektörüdür. B ile $e(t)$ 'nin kat-sayı $I M I$ ile çarpımından oluşacak

satırları b_j , $i=1,2,\dots,m$ ile göstere-lim. Çözüm denklemlerinden yararlanarak gözardı edilen modlar arası ilişkileri;

$$Q_0^{-1} \cdot B = [Z_{i,j}^{\wedge j}]_{m \times 1} = Q_2 \cdot b, \quad Q_2 = [0_{ij}]_{m \times n}$$

biçiminde olup b_j 'lere göre çözümü

$$b = Q_0 Q_2 b \quad (21)$$

dır. Burada $P^{-1} = 0$ olduğu düşünülerek

22b, $P^{-1} b$ 'nin m satırı olduğu an-anı aşılı

İndirgenmiş Çıkış Matrisinin

Hesobı:

Kolay anlatılması için özgün diz-genin çıkış denklemini

$$y(t) = [c_1 \ c_2 \dots \ c_n] x(t) \quad (22)$$

biçiminde alalım. Gözardı edilen mod-ları düşünerek bu bağıntı yeniden yazılırsa;

$$y(t) = [c_1 \ c_2 \dots \ c_m] [x_1(t) \ x_2(t) \dots \ x_m(t)]^T + [c_{m+1} \ c_{m+2} \dots \ c_n] [x_{m+1}(t) \ x_{m+2}(t) \dots \ x_n(t)]^T = [c_1 \ c_2 \dots \ c_m] x_m(t) + [c_{m+1} \dots \ c_n] Q_1 Q_0^{-1} (t) = [C_m + C_{n-m} Q_1 Q_0^{-1}] Y(t)$$

Buradan indirgenmiş model çıkış matrisi; $C = C_m + C_{n-m} Q_1 Q_0^{-1}$ (23)

olarak; belirlenir.

SONUÇ

Özgün özdeğerlerin Muller [16,17] algoritması ile bulunup ve en baskı-nından en az baskısına doğru sıralanması ile çok karmaşık ve anlaşılması zor Davison indirgeme yön-temi [11] oldukça yalınlaştırıldı. Böy-lece kullanılan çok fazla bilgisayar belleği ve zamanı da oldukça azaltılmış oldu.

Davison yönteminin burada gelişt-irilmiş yeni durumu için Fortran 7' dilinde bilgisayar yazılımı hazırlandı. Birçok sayısal uygulamalar

gerçekleştirildi. Bu uygulamalardan kimi ilginçleri aşağıya alındı ve yaklaşıklıkla ölçümü ve karşılaştırılması için kullanılan en küçük kareler tümleri ölçütü ile sonuçlar elde edildi. Ayrıca özgün ve indirgenmiş dizgelerin çıkış tepkelerinin eğrileri çizdirildi.

ÖRNEKLER

örnek 1:

$$A = \begin{bmatrix} .0 & 1.0 & .0 & .0 \\ .0 & .0 & 1.0 & .0 \\ .0 & .0 & .0 & 1.0 \\ -13999.9 & -11600. & -2260. & -97.2 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} .0 \\ .0 \\ .0 \\ 1.0 \end{bmatrix}$$

CM92024.66 28566.77 1363.38 14.70]

olan bir dizge, üçüncü boyuta indirgenmiştir:

$$A = \begin{bmatrix} .000 & 1.000 & .000 \\ .000 & .000 & 1.000 \\ -216.470 & -177.258 & -32.328 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} .000001 \\ -.000441 \\ .020546 \end{bmatrix}$$

* CM 88842.43 25961.07 888.15].

E-3.190367-007

olarak bulunur. E özgün ve indirgenmiş tepkeler arası yanlıdır.

Aynı özgün dizgenin 2.ci boyuta indirgenmiş modeli ise:

$$A = \begin{bmatrix} .0000 & 1.000001 \\ -0.3977 & -6.55050 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -0.000044 \\ 0.000874 \end{bmatrix}$$

* C- [81384.03 20143.27], E=1.605209E-05 dir. Birinci boyuta indirgenmiş durumda:

$\hat{A} = [-1.7489]$, $B_M = [0.000217]$, $C = [46154.43]$ ve E-2.44014E-02 olup özgün dizge ile 1.ci, 2.ci ve 3.cü boyuta indirgenmiş modellerinin çıkış tepkeleri, Şekil-1'de gösterilmektedir.

örnek 2:

$$A = \begin{bmatrix} .0 & 1.0 & .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & .0 \\ .0 & .0 & 1.0 & .0 & .0 & .0 & .0 & .0 \\ .0 & .0 & .0 & 1.0 & .0 & .0 & .0 & .0 \\ .0 & .0 & .0 & .0 & 1.0 & .0 & .0 & .0 \\ .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & 1.0 & .0 & .0 \\ .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & 1.0 & .0 \\ .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & .0 & 1.0 \\ -37752.0 & -14.722 & -173303.6 & -67557.0 & -10110. & -2913.9 & 150.4 & -30.4 \end{bmatrix}$$

n= f.00 .00 .00 .00 .00 .00 .00 1.001,

C-142512.51 95100.50 45701.92 1.21HG.2 2299.49 244.39 21.66 1.00]

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

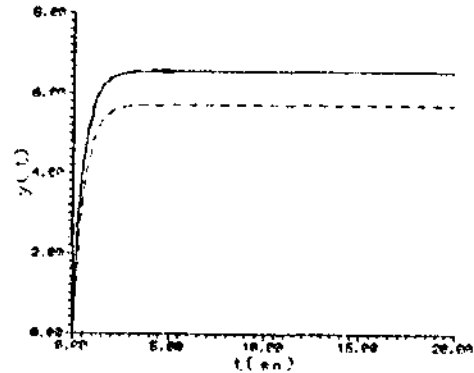
ile verilen 8. boyuttan bir dizgenin 4. boyuta indirgenmiş modeli:

$$A = \begin{bmatrix} .0000 & 1.0000 & .0000 & .00 \\ .0000 & .0000 & 1.0000 & .00 \\ .0000 & .0000 & .0000 & 1.00 \\ -15.9967 & -56.3616 & -47.5342 & -1.91 \end{bmatrix}$$

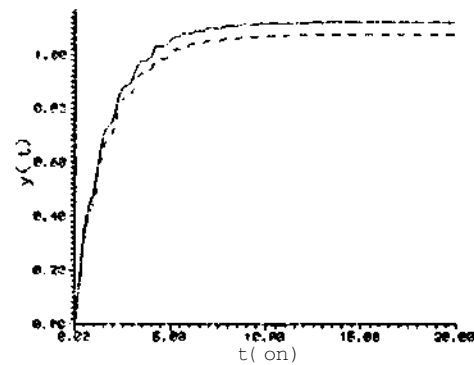
* B=[-.000005 .000018 .000011 .000128]

* O[26514.59 36475.9 -11138.83 1581.04], E - 7.407941E-003

biçiminde bulunur, özgün ve indirgenmiş dizge çıkış tepkeleri Şekil-2'de gösterilmiştir.



Sek-1 ——— özgün dizge. 2.ve 3. boyuta indirgenmiş dizge çıkış tepk.
 ···· 1.ci boyuta indirgenmiş dizge çıkış tepkisi.



Sek-2 ···· özgün dizge çıkış tepkisi
 ···· 4.cü boyuta indirgenmiş dizge çıkış tepkisi.

KAYNAKÇA

- 1 Davison. E. .J., A Method for Simplifying Linear Dynamic System, IEEE Trans. on Automat. Contr. AC-1.1. 1966, pp. 93-101.
- 2 Marshall. S. A. , An approximate method reducing for the order of a large system. Control Engineering, vol.10, 1906. pp.642-648.
- 3 Mitra, D., On the reduction of complexity of linear dynamic models, Report AEEW-R52Ü, M.K. Atomic Energy Authority, 1967.
- 4 A^ki, M.. Control of large scale dynamic systems; by aggregation. IEEE Trans. Automat. Contr. vol.AC-13. 1968. PP.246253.
- 5 nannti, P. and Kokotovic, P.V.. Near optimum design of linear Systems using singular perturbation method, IEEE Trans. Auto. Contr., vol.AC-14, 1969. pp.15-21.
- 6 Anderson. J.H., Geometrical approach to reduction of dynamical systems, Proceeding Int. of ElocL. Eng. , vol.114. 1967, pp.1014 - 101B.
- 7 Sinha. N.K. and Pillo. W., A new method for reduction of dynamic systems, Int. J. of Control. vol. 14, 1971, pp.111-118.
- 8 Langholz. G. and Bistrit. Y., Model reduction of dynamic systems: over a frequency interval, Proc. 16. th Annual Allerton Conf. on Communica., Control and Computing (Monticello, IT.). 1970. pp.903-912.
- 9 Elliot. II. and Wolovich. W.A., A frequency domain model reduction procedure, Automatica. vol.16, 1900, pp.167-177.
- 10 Chon. C.F. and Snelı, L.S., A novel approach to linear model simplification. Int. J. of Control, vol.0, 1968. pp.561 --00.
- 11 Hul-ton. M.F. and Friedland. B.. Routly appioximations for reducing order of linear time-invariant systems. IEEE Trans. Automatic Control. vol.AC-20,19713, pp. 329- 337.
- 12 Gibrarillo, L.G. and Lees, F.P.. The reduction of complex transfer functions to simple ones, IEEE Trans. Automat. Contr. vol.14. 1969. pp.89-93.
- 13 Llickiu. J. and Sinha, N.K.. On an optimal control using reduced-order models. Electronics Letters. vol A?.. 1976. pp. 259-260.
- 14 Hinkin. J. and Sinha. N.K., Canonical

- cal forms for aggregated systems? Int. J. of Control. vol.27. 1078. pp.473-405.
- 15 Bistrit. Y. and Langhols G., Model reduction by Chebyshev polynomial techniques. IEEE Transactions. Automatic Control, vol.AC-24,1979. pp.741-747.
- 16 Muller. D.E., A Method for Solving Algebraic Equation? Using an Automatic Computer. Math. Tab., Wash.10, 1956, pp. 2013-215.
- 17 Tonyal.T. O. , Computation of eigen values. IEEE Transactions on Electrical Engineering Rep. no.12, 1973.



Ayten Atasoy, 1965 yılında Trabzon'un Akçaabat ilçesinde doğdu. Orta ve Lise öğrenimini Akçaabat'ta tamamladıktan sonra, Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümüne girdi ve 1977 yılında Elektrik Mühendisi unvanını aldı. 1988 yılında KTÜ'de çalışmaya başladı. 1992 yılında Yüksek Mühendis unvanını aldı ve halen KTÜ'de doktora çalışması yapmaktadır.



Osman Tonyalı, 1930 yılında Eynesil/Giresun'da doğdu. 1966'da İTÜ'den Yüksek Mühendis olarak mezun oldu. İki yıl askerlik görevinin ardından MSB NATO Enf. Dairesi Başkanlığında 1970'e dek çalıştı. 1970'de KTÜ'de araştırma görevlisi oldu. Bir yıl Delft Technology Institute'de inceleme yaptı (1973-74). Londra Üniversitesi'nden Doktora derecesi aldı (1974-1977). 1977'de KTÜ'de öğretim üyesi görevine döndü. 1980'de Syracuse University'de (USA) bir yıl Doktora sonrası incelemede bulundu. 1981'den bu yana KTÜ'de öğretim üyesi sürüyor.

İlgi Alanı: Dizge Çözümü ve Tasanma, Dizge Tanımı ve Kestirimi. Model İndirgenme... Evli ve dört çocukludur.

GENELLEŞTİRİLMİŞ HÜCRESEL YAPAY SİNİR AĞLARI

C. Güzeliş

İ.T.Ü. ElektTİK-Elcküonik Fakültesi,
Maslak 80G2G, İsl.anıml, Türkiye.

ÖZET

Bu yazıda, Yapay Sinir Ağları (YSA)'nın oldukça genel bir modeli olan (enelleştirilmiş Hücresel Yapay Sinir Ağları (CIYSA) [1] tanıtılacak ve bu modelin işaret, işlemede sunduğu yeni olanaklar tartışılacaktır. (CIYSA'nın hücrelerindeki doğrusal toplama giriş hiri mi doğrusal olmayan cehrik hiri hiri ile değiştirildiğinde elde edilen yeni ağ yapısının, YSA'nın evrensel hiri modeli olarak kullanılabileceği gösterilerek ve YSA'nın devre kuramsal hiri tanımı verilmektedir.

1 Giriş

(ieçen 5) yıl boyunca birçok YSA modeli geliştirilmiştir [1]. Bunların en tanınmışları; (rossberg'in Uyarlanımlı Rezonans Kuramı ("Adaptive Resonance Theory : ART") modelleri, Kollo-nen'in Özgünlümlü Haritası ("Self-Organizing Keature Map") , Hopfield Ağı, (ok-Kalınanlı Algılayıcı ("Multilayer Perceptron") ve Widrow'un Uyarlanımlı Doğrusal Hiri ("ADaptive LINEar RICIMM.I. : ADALINE") modelleridir [1]. Devre kuramsal hiri hiri ile YSA modelleri

rehrik ((ok-Katınanlı Algılayıcı, "Adaline", "Neocognitron", Beyincik Modeli DeMietleyif'i ("Cerebellar Model Articulation Controller : CMAC") [1] ve dinamik (AUT serisi, (z-)rgünlümlü Harita, Hopfield, Silikon Retina [1], (Veeman'ın Kaotik Ağı [7]) olarak iki gruba ayrılabilirler. YSA başka hiri açıdan eğilimli öğrenmeli (Beyincik Modeli) (ok-Katınanlı Algılayıcı, Adaline), eğitici/ öğrenmeli (ART serisi, (z-)rgünlümlü Harita) ve öğrenmesi/, Hopfield ağı, Silikon Retina) olarak üç gruba ayrılabilirler. (ifliştirilen YSA modelleri için biyolojik sinir sistemlerini yöneten ilkelerden hareketle, için de mühendislik ve temel bilimlerin oturmuş kuramlarından esinlenerek elde edilmişlerdir.

Varolan modeller modellere göre donanı olarak gerçeklemeye daha uygun, ilgi özel olarak ta. işaret işlemede yeni olanaklar tanıyan YSA modellerinin geliştirilmesi günümüzün önemli bir ilgi alanını oluşturmaktadır. 1988 yılında Chua ve Yang'ın Hücresel YSA modelini önermeleri [2] bu alanda, alınmış bir adımdır. Hücresel YSA yerel olarak hiri hiri hiri, "2-hoyutlu hiri /gara üzerinde düzgün olarak yinelenmiş hücrelerden oluşmuştur.

Hücrel YSA'da her bir hücre yalnızca yakın komşularına bağlı birinci dereceden doğrusal olmayan dinamik bir devredir; ve dış girişler ile komşu hücrelerden aldığı toplam işaretin integralini (yani o mülaki ve geçmişteki değerlerinin) sonucuna bağlı olarak kalıcı durumda çıkışında, $+1$ veya -1 sabit değerine yerleşen, dip-(lop benzeri 2-konumlu) yapı taşlarıdır. Yerel bağlantı, parça parça doğrusal çıkış işlevi ve dış girişlere sahip olma dışında Hopfield Ağı benzeri olan bir ağın her giriş çıkış işlevini gerçekleştiremeyeceği öngörülebilir.

Hem varolan çeşitli modellerin yapabildiği bütün işlemleri yapabilen en basit, bir evrensel YSA modelini hem de diğer modellerin yapamadıkları işleri (kaotik işaret işleme gibi) yapabilen bir YSA modelini elde etmek amacıyla geçenlerde (İİLYSA adı verilen yeni bir YSA modeli önerilmiştir) [1]. (MİLYSA, gerçekte Hücrel YSA'nın [2] hem bağlantı geometrisi hem de hücre yapısı bakımından bir genelleştirilmiştir. CİLYSA; Hücrel YSA, Hopfield Ağı, Çok-Katmanlı Algılayıcı, "Nükleal-Adaline", Silikon Retina ve Koklea, Küpte Bellek ("Brain State in a Box") [3] ve Feeman'ın kaotik modeli gibi giriş toplama biriminin doğrusal olduğu bütün YSA modellerini özel durum olarak içermektedir.

Holüm 2'de (İİLYSA modeli tanıtılacak ve evrensel bir YSA modeli elde etmek üzere yapılması gereken değişiklik belirtilecektir. Holüm 3'te YSA'nın devre kuramsal bir tanımı verilecektir. (İİLYSA'nın işaret işleme tanıdığı yeni olanaklar bölümünde sunulacaktır.

2 Genelleştirilmiş Hücrel Yapay Sinir Ağları

(İİLYSA'nda. Her bir hücre t'inci dereceden doğrusal olmayan dinamik bir devredir ve yalnızca (seçilen bir metrik ile tanımlanan) yakın komşuluğundaki hücrelere bağlıdır.

A_i hücreden oluşan bir diziye l-boyutlu, tek -katmanlı (İİLYSA denir. Her bir şekilde, n-boyutlu tek-katmanlı (İİLYSA, hücrelerin $N_1 \times N_2 \times \dots \times N_n$ dizisine denir. Burada A_i'ler tam sayıdır, n-boyutlu m-katmanlı bir (İİLYSA, n adet l-ek-katmanlı n-boyutlu CİİLYSA'nın her bir katmandaki hücrenin diğer katmanlardaki komşularına bağlanması ile elde edilir. n-boyutlu, m-katmanlı bir (İİLYSA'nın k'inci katmanındaki bir hücre C_k ile gösterilecektir. Burada, $i = (r_1, r_2, \dots, r_k, k)$, $r_j \in \{1, 2, \dots, A_j\}$, $j \in \{1, 2, \dots, n\}$ ve $k \in \{1, 2, \dots, m\}$ olarak tanımlıdır. Şekil 1'de 2-boyutlu 3-katmanlı bir CİİLYSA gösterilmiştir. Katman içi bağlantıların yanında de komşuluk boyutu l olmasına karşın, farklı metrik seçimi ($d : C, i, \infty$) bağlantı geometrisinin farklı olmasına, yolaçınıştır. Ardışıl katmanlar arası bağlantı tanımlanırken ilk ve son katmanlar arası bağlantı yoktur. Şekil 2.a-b'de ileri-beslemeli, Şekil 2.c'de ise geri-beslemeli bir ağ gösterilmiştir.

(İİLYSA'nın bir hücresi Şekil 1-VU* gösterilmiştir. Hücre 1 temel birimden oluşmaktadır. Birinci birim, çok-girişli, tek-çıkışlı, doğrusal bir direnç devresidir ve dış girişler ile komşu hücrelerden gelen girişlerin ağırlıklı toplamını oluşturur. İkinci birimin çıkışı c_1 ikinci birime giriş olarak gelir. İkinci birim; tek-girişli (c_2), tek-çıkışlı (e_1). 3'üncü dereceden doğrusal dinamik bir devredir.

CİHYSA'ın, Hopfield ağı gibi flip-flop benzeri basit R-C hücrelerinden oluşmuş birinci dereceden ağlardan ayıran on önemli fark ikinci birimde izin verilen yüksek dereceden doğrusal dinamiklerdir. Hücrenin üçüncü birimi, tek-girişli, tek-çıkışlı, doğrusal olmayan cebrik çıkış birimidir. Böyle bir İhine, aşağıdaki cebrik titreşim-fark denklemleri ile açıklanabilir:

$$\dot{X}_i(t) = A_j - X_i(t) + b_{s-e_i}(t) \quad (1)$$

$$X_i(0) = \zeta_i - X_i(t) + h_{i-e_i}(t) \quad (2)$$

$$y_i(t) = f_i(x_i(t)) \quad (3)$$

$$e_i(t) = \sum_{j \in N(i)} w_{i,j} \cdot y_j(t - \tau_{i,j}) + \sum_{j \in N(i)} z_{i,j} \cdot u_j(t - \sigma_{i,j}) + I_i \quad (4)$$

Burada, $A; G \in \mathbb{R}^{n \times n}; b_j, q \in \mathbb{R}^n; \zeta_i; w_{i,j}; z_{i,j}; \tau_{i,j}; \sigma_{i,j}; I_i \in \mathbb{R}^n$ sabit matris, vektör ve skalar sayılarıdır; $X_i(t) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^n; \langle \cdot \rangle, \langle \cdot \rangle, \langle \cdot \rangle$ ve $f_i(t) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ zamanın işlevleridir; $X_i = -\frac{d}{dt} X_i$; $f_i(\cdot) : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ herhangi bir doğrusal olmayan cebrik işlevdir; $A^i(i)$, i 'inci hücreyi belirten tanı sayılar kümesidir; burada, $i = (j, ?_2, \dots, ?_n, /:)$, $i = (\hat{M}, "2, \dots, \langle \cdot \rangle, /:)$, $\langle \cdot \rangle, \langle \cdot \rangle \in \{1, 2, \dots, A^i\}$, $7 \in \{1, 2, \dots, \dots\}$ ve $/, / \in \{K2, \dots, \dots\}$ olarak tanımlıdır.

CHYSA'nda uygun bir hücre yapısı seçimi ile; i) cebrik veya ii) dinamik bir ağ elde etmek mümkündür. Dinamik (İHYSA; i) (ilobal a. simptotik kararlı [1], ii) 'Tam kararlı [2], iii) Titreşimli ve iv) Kaotik [3] davranacak şekilde düzenlenebilirler. (MHYSA hücre yapısı ve bağlantı geometrisi zenginliği ile; Hücresel ^ SA [2],

Hopfield ağı, "Multiple-Adaline", Çok-Katmanlı Almaç, Küpte Bellek, Freeman'ın kaotik ağı, Silikon Retina ve Koclea gibi bilinen birçok YSA modelini özel durum olarak içerirler.

(III YSA'ta, eğer doğrusal toplama birimi doğrusal olmayan bir toplama birimine genelleştirilirse, CİHYSA deternünistik, (gecikme elemanları hariç) toplu parametrelili bütün YSA modellerini kapsayan evrensel bir yapı durumuna gelir.

3 Yapay Sinir Ağlarının Bir Tanımı

Varolan YSA modellerinin hepsini kapsayan ve (yukarıdaki genelleştirme ile gözönüne alınacak) (JHYSA modelinden daha. basit, olan bir evrensel YSA modeli bugüne kadar elde edilmemiştir. Literatürde, YSA'nın bir tanımını vermeye yönelik iki çaba bulunmaktadır [1]-[2]. Burada, deternünistik, (gecikme elemanları hariç) toplu-parametrelili YSA'nın devre kuramsal bir tanımı verilecektir.

Bugüne kadar verilen çeşitli YSA modellerinin ortak özellikleri aşağıda, sıralanmıştır. Devre kuramsal açıdan bir YSA; ii)-viii)'te tanımlanmış hücre denilen alt devrelerin, i), ix)-xii)'de tanımlı olan bir bağlantı geometrisi ile birbirlerine bağlanmasından oluşmuş bir elektrik devresi olarak tanımlanabilir.

- i). Ağ hücre denilen yapı taşlarının birbirlerine bağlanmasından oluşmuştur,
- ii). Hücreler, genelde, çok-girişli ve tek-çıkışlı, yüksek dereceden doğrusal olmayan dinamik alt devrelerdir,
- iii). Hücrelerin yapısı Şekil 3'te gösterildiği biçimdedir. ((İnenelde doğrusal toplama birimi yerine doğrusal olmayan bir toplama birimi vardır),
- iv). Tek olan hücre çıkış işareti, çoğullana.rak dışarıya çıkış olarak

alınabilir veya diğer hücrelere giriş olacak şekilde (genelde gecikmeler ile) kullanılabilir.

v).

Bir

hücre; dış girişleri (gecikme ile ulaşılmış olabilir), komşu hücreye giriş ve bir eşik değerini giriş olarak kabul eder.

vi). Hücrenin doğrusal dinamik birimi herhangibir dereceden olabilir,

vii). Hücre çıkışındaki doğrusal olmayan cebrik işlev girişli çıkışlıdır ve özelde doğrusal da olabilen herhangi bir işlevdir.

viii). Hücre parametreleri hücreden hücreye değişebilir.

ix). Ağ; genelde çok-boyutlu katmanlı yapıları veya geri-beslenmeli olacak şekilde bağlanmasından oluşur.

x). Ağdaki her bir kalınan, hücreleri (dikdörtgen de olabilen) çok-boyutlu bir dizisidir.

xi). Kalınan içinde her bir hücre komşularına (belirli bir metrik uyarınca) aynı şekilde bağlıdır. Böylece, kalınan içi bağlantı geometrisi düzdür.

xii). Katmanlar arası bağlantı bir metrik ile tanımlı düzgün bir geometriye sahiptir.

xiii).

Ağda.

yalnızca bağlantı ağırlıkları w_{ij} ile değişebilir.

xiv). Bağlantı ağırlıkları; ya eğilimli bir öğrenme kuralı ile ya eğitici/ bir öğrenme kuralı ile değiştirilir ya da önceden tasarlanan değerlerde sabit tutulur.

xv). Eğilimli bir öğrenme kuralı (eğer varsa); giriş-çıkış örnek çiftlerinin alındığı, bilinmeyen bir giriş-çıkış işlevine bu örnekler yardımı ile yaklaşımlarını sağlayan bir bağlantı ağırlık değişim kuralıdır.

xvi).

Kayıpsız

öğrenme kuralı (eğer varsa); giriş örneklerinin kümelendirilmesini sağlayan bir bağlantı ağırlık değişim kuralıdır.

4 GHYSA ile İşaret İşleme

(GHYSA'nın global asimptotik düzenlendiklerinde, giriş uzayından kararlı-durum çıkış uzayına cebrik bir dönüşüm tanımladıkları ve böylece kaotik-bilişsel ("cognitive") bir makine olarak kullanılacakları gösterilmiştir [1]. İki boyutlu, birinci dereceden, parça parça doğrusal çıkış işlevli özel bir (GHYSA modeli olan Hücresel YSA'ımı görüntü işleme için çok uygun olduğu bilinmektedir [2]. Kenar, köşe saptama, görünlülük inceltme, boşluk eşik elemanların saptanması, önünlük tamına, gölge saptama, Japon kara-kırmızı 11 tanınması, cisimlerin saptanması, hareketli ve duran cisimlerin saptanması, baskılı devrelerde hatalı yolların saptanması, otomatik pilotlu araçların kontrolü, Hücresel YSA'nın uygulama alanlarından bazıdır.

(Kaotik, üçüncü dereceden özel bir GHYSA'nın kaotik davranışlar gösterdiği ve kaotik işaret işleme gibi karmaşık işaret işleme amacıyla kullanılacağı belirtilmiştir [3]. Kaotik HYSYA olarak adlandırılan bu YSA modelinde her bir hücre bir Cima devresidir [8] ve bu hücreler yalnızca yakın komşularına bağlıdır. Kaotik UYSA'nın hücreleri, dış girişlerinin ve komşu hücre çıkışlarının ağırlıklı toplamından oluşan girişinin değerine bağlı olarak sabit, titreşimli ("oscillatory") veya kaotik bir kararlı durum çıkışı üreten analog bir mikroişlemci gibi davranırlar. Kaotik HYSYA'yı tanımlayan cebrik türevsizlik denklemlerinin çözümlerinin var ve tek oldukları, ve sınırlı girişler için sınırlı çözümlere sahip oldukları gösterilmiştir [4]. Kaotik HYSYA'nın dinamik

davranışları ile bağlantı ağırlıklarına bağlı olarak dallanma analizi ve görüntü işlemedeki 1.13'gülamala.n bu makalenin yazarı tarafından incelenmektedir.

GIIYSA hücre yapısı ve bağlantı geometrisinin zenginliği dolayısıyla işaret işlemede birçok yeni olanak tanımaktadır. İltı makalenin yazarı ve çalışına arkadaşları tarafından araştırılmakta olan uygulama alanlarından bazıları şunlardır; i) Dikdörtgen şablonlu GIIYSA kullanılarak görüntü verilerinin sıkıştırılması, ii) Görüntü restorasyonu, iii) Gecikme elemanlı GIIYSA kullanılarak hareketli cisimlerin saptanması, iv) Ses işaretlerinin işlenmesi. Hu araştırmalarda temel yaklaşım; istenilen işaret işleme görevinin seçilecek örnek giriş-çıkış çiftleri uyarınca GIIYSA'na eğilicili bir öğrenme algoritması ile öğretilmesi olarak açıklanabilir. GHYSA'la.rın analizi ve öğrenmesi amacıyla bir yazılım benzetini düzeni oluşturulmuştur. Rlde edilen sonuçlar bir makalede sunulmak üzere hazırlanmaktadır.

5 SONUÇ

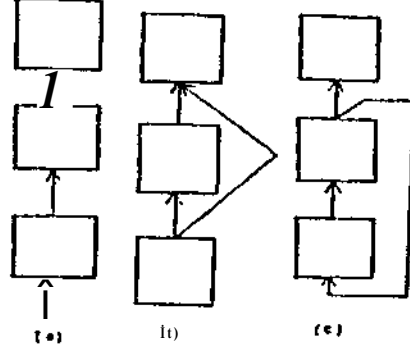
Hu yazıda evrensel bir YSA modeli (GIIYSA) verilmiş, YSA'nın devre kuramsal bir tanımı yapılmış ve GHYSA'nını işaret işlemede sunduğu yeni olanaklar tanıtılmıştır. Hilindiği gibi, ^-Katmanlı bir Algılayıcı uygun bağlantı ağırlıkları ve saklı-katmauda.yeleri kadar hücre seçildiğinde verilen her hangibir celuik giriş-çıkış işlevini gerçekleştirir, Herhangibir dinanük giriş-çıkış işlevinin önerilen evrensel YSA modeli (GIIYSA) ile gerçekleştirilebileceğini göstermek araştırmaya değer açık bir problemi olarak durmaktadır.

6 Kaynakça

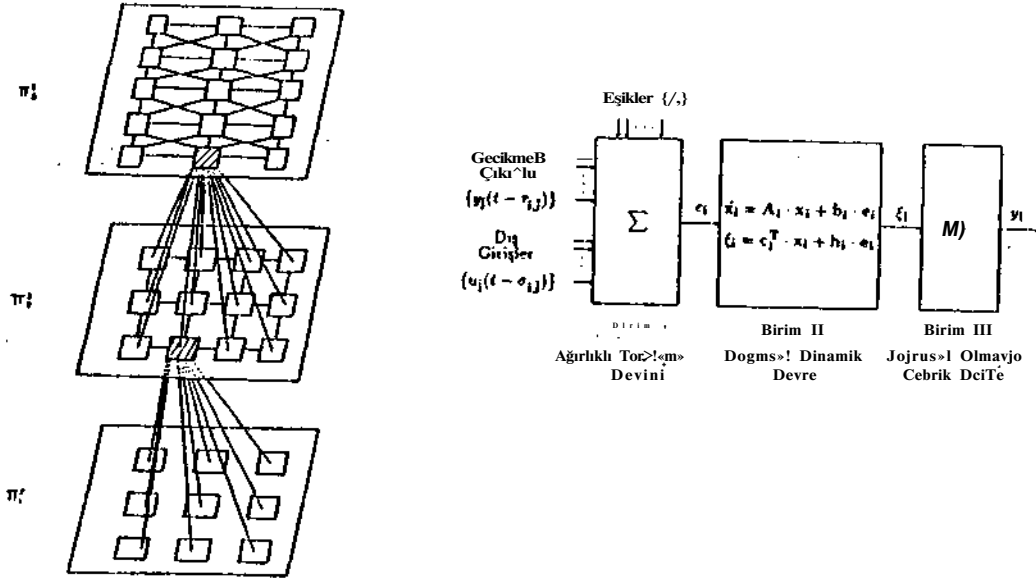
- [1] C. Güzeliş, ve L. O. Chua ,"*St.abnltiy analysis of ijnceralized. cllular ncural networks,* " *Int. J. Circuit. Theory and Appi, Vol.til, pp.1-33, Jan.-Fcb. 1993.*
- [2] L. O. Chua, ve L. Yang ,"*Cellular ncvral networks: Theory and appli-ralinvs,*" *IEEE Trnns. Circuits Syst., Vnl.35, pp. 1257-1272, Oct.1988.*
- [3] C. Güzeliş ,"*Chaotic cellular nrural nctuorkş uadc nf Chna'.ı circu.it,*" *.I nur nal nf Circuit.ş, Syst.cm.<s, and Compvters, Sprcial issue on (4lv.a's circuit, Vol.3, June 1993.*
- [4] DARPA *NcuralNct.workSt.udy. Fnir-fax, VA: AFCEA International Press, 1988.*
- [5] T. Kohonen , *Self-Organization and Assoriativr Memory,* *Springrr-Verlag, Berlin, 1984.*
- [6] R. Hecht-Nielsen , *Nrnrocomputing, Addison-Wrsl.ey, 1990.*
- [7] J. J. Y. ^ v p w , , , . | . > r p m a n /"*Model of biological pattan rcv.ognition wilh spotially chaotic dynamics,*" *Neural Nrhvnrks, Vol.3. pp. 153-HÜ, 1990.*
- [8] L. O. Chua ,"*77tr gensis of Chua's circu.it,*" *AEÜ Vnl.Jfi, No.J, pp.250-257, 1992.*



Cüneyt Cüzeliş 1938, Xil'e İsi ;iil)il'(1; doğdu. Hepsî İslâmîül Teknik Üniver- sitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi'nden olmak üzere, sırasıyla, 1961, 1964 ve 1967 yıllarında mühendis, yüksek lisans ve doktora ünvanlarını aldı. Ekim 1962'de «loçenil. ol. lu. 1963-1964 yıllarında Yılız Teknik Üniver- sitesi'nde uzman olarak çalıştı. 1965-1967 yıllarında "University of California, Berkeley, U.S.A."<• dukl.ora son- rası /iyarel.ri ara^lımıncı olarak çalıştı ve ders verdi. İ.T.Ü. Elektrik-Elektronik Fakültesi'nde ara^lımıncı olarak çalıştı. 1968 yılında başladığı görevini İlgün il)«"cul. olarak sürdürmektedir. Uzmanlık dalı doğrusal olmayan devre ve sistem- lerin, özel olarak parça parça «loğrusal de- vrelerin, analizi ve sentezidir, (ünl)el il,ui alanı yapay sinir ağlarıdır.



Şekil 2.



Şekil 3.

Şekil 3.

Hatic-G SEZGİN

Osman İONYALİ

KARADENİZ TEKNİK FİNİVERSİTESİ
Elektrik Elektronik Müh. Bölümü
61030 TRABZON

ÖZET

Bu düşünüyazı da. ayrık zamanlı sistemlerin çözümünde yüksek dereceden geçiş işlevi ile ya da ayrık durum modeli ile verilebilir dizgenin parametrelerinin rasyonel bir yaklaşım ile tahmini için yeni bir algoritma önerilmektedir.

Yöntem, dizge geçiş işlevinin payda çok terimli ifadesinin bilinmeyen katsayıları ve çıkış ölçümleri arasındaki ayrık bağıntılardan yararlanır. Her örnekleme anındaki çıkış ölçümü ve bu değerler karşılıklı bilinmeyen parametrelere bağlı işlev arasındaki farkın karesini minimize eden bir algoritma ile elde edilen eşitliklerden, belirtilmesi istenen katsayılar cinsinden, doğrusal şahit katsayılı bağımsız cebirsel bir denklemler takımı elde edilir. Bunun doğru- dan çözümü ile, tanımlanan dizgeye ilişkin z-dönüşümü cinsinden geçiş işlevi bulunur. Minimal dizge derecesi Hankel matrisi rankıyla tahmin edilir.

GİRİŞ

Günümüzde oldukça büyük ölçüde dizgerin çözümünü, tasarımını, denetimini ve gözetiminin kolaylaştırmak amacıyla hemen hemen aynı davranışları veren alçak boyutta dizgelerin bulunması istenir. Bu nedenle dizge tanısı ve model indirgeme çok önem kazanmıştır. Burada ayrık zamanlı dizge tanısı ve model indirgemesi ile ilgili geliştirilen bir algoritma sunulacaktır.

Doğrusal, zamanla değişmeyen, giriş-girişli bir çıkışlı ayrık zamanlı bir dizgenin, giriş dizisi $u(k)$, çıkış dizisi $y(k)$ olsun. Bu dizgeye ilişkin n. dereceden z-düzlemi geçiş işlevi genel biçimde

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n-1} z^{-(n-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}} \quad (1)$$

olarak yazılabilir. Ayrık dizge tanısı.

(1) eşitliğindeki bilinmeyen parametrelerin hesaplanmasıyla $H(z)$ 'nin belirlenmesi anlamındadır. z-düzlemi nde n. mertebeden bir dizgenin giriş büyüklüğü (uyarıcı kaynak işlevi) ve geçiş işlevi sırayla

$$U(z) = u_0 + u_1 z^{-1} + u_2 z^{-2} + \dots + u_{n-1} z^{-(n-1)} \quad (2)$$

$$H(z) = \frac{y_0 + y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_{n-1} z^{-(n-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}} \quad (3)$$

ile tanımlanır. Ele alınan dizgenin çıkış işlevi z-bölgesinde $Y(z) = H(z)U(z)$ (4)

$$y_0 = u_0 + b_1 u_{-1} + b_2 u_{-2} + \dots + b_n u_{-n} \quad (5)$$

$$y_1 = u_1 + b_1 u_0 + b_2 u_{-1} + \dots + b_n u_{-n+1} \quad (5)$$

biçiminde yazılabilir. (2), (4) ve (5) eşitliklerinden

$$y_0 = u_0 + b_1 u_{-1} + b_2 u_{-2} + \dots + b_n u_{-n} \quad (6)$$

$$y_1 = u_1 + b_1 u_0 + b_2 u_{-1} + \dots + b_n u_{-n+1}$$

elde edilir. Dizge girişinin birim vuruluş işareti olduğu varsayımından

$$L_1 = 1$$

$$U(z) = 1 \quad i = 1, 2, \dots$$

ve $U(z) = 1$ olacaktır. W) eşitliğinden

$$Y(z) = H(z) \quad (7)$$

olur ve benzer terimlerin eşitlenerek.

$$y_0 = u_0 + b_1 u_{-1} + b_2 u_{-2} + \dots + b_n u_{-n} \quad (8)$$

yazılır. Giriş işareti işlevi birim keskin vuruluş olan bir dizgenin n-1 tane çıkış ölçüm değerinin bilindiği varsayımla (8) eşitliğinden

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n-1} z^{-(n-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}} \quad (10)$$

yazılabilir. İç-dış çarpımı yapılarak benzer terimlerin katsayılarının eşit-

$$y_0 = a_0 \quad y_1 = b_1 y_0 = a_1$$

$$y_2 + b_1 y_1 + b_2 y_0 = a_2 \quad (11)$$

$$\vdots$$

$$y_m + b_1 y_{m-1} + b_2 y_{m-2} + \dots + b_n y_m r_1^{-n} = a_m$$

elde edilir. Veya genel olarak

$$y_k = -b_1 y_{k-1} - b_2 y_{k-2} - \dots - b_n y_{k-n} + a_k$$

$$= h(k) \quad k=0, 1, \dots, m \quad (12)$$

biçiminde yazılabilir.

Tanısı istenen dizgeye ait $H(z)$ geçiş işlevinde bilinmeyen katsayılar

$$\mathcal{C} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{n-1} \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n]^T$$

$$= \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_{2n} \end{bmatrix}^T \quad (13)$$

vektörel biçimde yazılarak y^k , $k=0, 1, \dots, m$ eşitliklerinin \mathcal{C} ye bağlı oldukları açıkça görülür. Bu durumda (12) eşitlikleri yerine

$$H_k(a_j, b_j) = -b_1 y_{k-1} - b_2 y_{k-2} - \dots - b_n y_{k-n} + a_k$$

$$k=1, 1, \dots, m, \quad i=0, 1, \dots, n-1, \quad j=1, 2, \dots, n$$

$$a_k \neq 0 \quad k=1, \dots, m$$

$$b_k \neq 0 \quad k=n+1, \dots, m \quad (\text{İM})$$

yazılabilir. Burada kısaca

$$H_k(a_j, b_j) = -1 \cdot 1^k \quad (15)$$

kullanılacaktır, ölçüm sayısı m , en az toplam bilinmeyen parametreler (a_j, b_j) in sayısı kadar olmalıdır. m 'nin büyüklüğü için belirli bir üst sınır yoktur, özgün dizgenin özelliklerini taşıyacak kadar büyük bir değer olabilir.

EN KUÇUK KARELER MINİMİZASYONU İLE OPTİMAL PARAMETRELERİN HESABI

(12) ve (İM) eşitlikleri birlikte değerlendirilirse herhangi bir k anında y^k , çıkış ölçümünün (15)'teki $H_k(c)$ işlevine karşılık geldiği görülür. Dizge çıkış ölçümleri y^k lara en iyi uyan $H_k(c)$ 'ların belirlenmesi için, aralarındaki kaymaların minimumlaştırılması ile yapılabilir. Kısacası

$$\min_c \sum_{i=0}^m |H_i(c) - y_i|^2 \quad (16)$$

unun bulunması sorununa gelinir. Bu da

$$\frac{\partial}{\partial c_j} \sum_{i=0}^m |H_i(c) - y_i|^2 = 0 \quad j=1, 2, \dots, 2n \quad (17)$$

anlamındadır. Böylece

$$\sum_{i=0}^m |H_i(c) - y_i|^2 = 0 \quad j=1, 2, \dots, 2n$$

$$\frac{\partial}{\partial c_j}$$

eşitliğinin çözümü gereklidir.

işlem kolaylığı için $H_j = H_j$ (el kullanarak, öğeleri

$$g_i = \begin{bmatrix} a_i \\ -b_1 y_{i-1} \\ -b_2 y_{i-2} \\ \dots \\ -b_n y_{i-n} \end{bmatrix} \quad i=0, 1, \dots, m \quad (19)$$

olan G sütun vektörü ve h harici bir (j, i) .inci öğesi

$$d_{jj} = \begin{bmatrix} j-1 & 2 & \dots & 2n \\ 3 & C & J & i=0, 1, \dots, m \end{bmatrix} \quad (20)$$

olan D matrisi tanımlanırsa (13) eşitliği

$$D \cdot \mathcal{C} = \mathcal{G} \quad (21)$$

olur. D matrisinin öğeleri, ilk n satırı $3Q$, a_j, \dots, a_{n-1} 'e göre. ikinci n satırı ise b_1, b_2, \dots, b_n 'ye göre türetilerek elde edilir. Doylece $2n \times (m+1)$ boyutlu D matrisi

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \hline 0 & -y_0 & -y_1 & \dots & -y_{n-2} & -y_{n-1} & \dots & -y_m & -1 \\ 0 & 0 & -y_0 & \dots & -y_{n-3} & -y_{n-2} & \dots & -y_m & -2 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -y_0 & \dots & -y_m & -n \end{bmatrix} \quad (2M)$$

elde edilir. G 'nin öğeleri aşağıdaki biçimde yazılır.

$$g_0 = \begin{bmatrix} a_0 \\ -y_0 \\ -y_1 \\ \vdots \\ -y_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 \\ -y_0 \\ -b_1 y_0 + a_1 - y_1 \\ \vdots \\ -b_1 y_{m-1} - b_2 y_{m-2} - \dots - b_n y_{m-n} + a_m - y_m \end{bmatrix} \quad (25)$$

ve genel terimi

$$g_i = \begin{bmatrix} -b_1 y_{i-1} - b_2 y_{i-2} - \dots - b_n y_{i-n} + a_i - y_i \\ i=0, 1, \dots, m \text{ ve } (26) \\ a_j=0, i=n, \dots, m \end{bmatrix}$$

olarak ifade edilir. Bu durumda $D \cdot \mathcal{C}$ eşitliği

$$\begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{n-1} \\ -y_0 g_1 - y_1 g_2 - y_2 g_3 - \dots - y_{m-1} g_m \\ -y_0 g_2 - y_1 g_3 - y_2 g_4 - \dots - y_{m-2} g_m \\ -y_0 g_3 - y_1 g_4 - y_2 g_5 - \dots - y_{m-3} g_m \\ \vdots \\ -y_0 g_n - y_1 g_{n+1} - \dots - y_{m-n} g_m \end{bmatrix} \quad (27)$$

olarak bulunur. Bu eşitliğin. (21) ve (26) eşitlikleri kullanılarak

1	0	...	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	...	0	0	-j ₁	0	0	0	0	0
0	0	...	0	0	-j ₂	-j ₁	0	0	0	0
⋮										
0	0	...	0	0	-j _{n-3}	0	0
0	0	...	0	0	0	0

0	0	...	0	0	0	0
0	0	...	0	0	0	0

0	0	...	0	0	0	0
0	0	...	0	0	0	0

0	0	...	0	0	0	0
0	0	...	0	0	0	0

eşitlikleri elde edilir. (28) çütliği sağ yan vektörü F\ sol yan katsayılar matrisi V ile gösterilerek.

$$V \cdot \underline{c} = \underline{p} \quad (29)$$

biçiminde yarılabılır. Burada V, (2nx2n) boyutunda sabit katsayılı matris, c ve p ise 2n boyutunda vektörlerdir. (28) bağıntıları, doğrusal nabit kalçayılı, a_j ve b_j katsayıları cinsinden denklemler takımıdır. Bu dnklmler takımın çözünü ile tanısı istenen (1) drki gibi genel biçime sahip n. dereceden dizgenin geçiç işlevi bulunmuş olur.

YÖNTEMİN MODEL İNDİRGEEMEYE UYGULANMASI

Burada önerilen yöntem ile yüksek dereceden bir dizgeye, daha alçak dereceden yaklaşık bir dirgeyi tasarlamak da olasıdır. Örgün dizge geçiş işlevi, en genel biçimde, pay ve payda çokterimileri aynı dereceden olmak, üzere

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}} \quad (30)$$

olsun. Burada L. Özgün dizgenin derecesi, a_j ve b_j i=0,1,...,L sırasıyla özgün dizgenin bilinen pay ve payda katsayılarıdır.

Özgün dizge işlevi H(z)'ye yaklaşık, indirgenmiş modele ilişkin dizge işlevi de,,

$$H^*(z) = \frac{a_0^* + a_1^* z^{-1} + \dots + a_n^* z^{-n}}{1 + b_1^* z^{-1} + \dots + b_m^* z^{-m}} \quad (31)$$

olsun. Burada n, m'L olmaak^ürere :indirgenmiş dizge derecesi, a_j i=0,!, ...n ve b_j i=1,2,...,n içe sırasıyla a, hesaplanacak pay ve payda çok. t er ITI] I ler i katsayılarıdır.

Dirim vuruş tepkesinin gnçiş işlevine eşitliği düşünc^iyle

$$H(r) \sim y_0 + y_1 z^{-1} + y_2 z^{-2} + \dots + y_m z^{-m} \quad (32)$$

yazılabilir. H(z) nin uzun bölmei; i yazılarak ilk (mH 1) tc?- iminden

$$\begin{aligned} y_0 &= a_0 \\ y_1 &= -b_1 y_0 + a_1 \\ &\vdots \end{aligned}$$

için [31] yöntemi kullanılmıştır. Örneklerde

...; f1çj(jn , ... :ya! '1 aç ılır dirye tepkelerini göstermektedir.

Dirge tanısına ilişkin örnekler:

ÖRNEK.1 $y(k)=1.0 \quad 0 < k \leq 6$
 $y(k)=-0.5 \quad 7 \leq k \leq 10$
 $y(k)=0.0 \quad 11 \leq k \leq 90$

biçiminde çıkış ölçümleri verilen dizgenin 3.dereceden tanısı yapılacaktır. Yaklaşık dizgenin geçiş işlevi

$$H(z) = \frac{1 - 0.475z^{-1} + 0.10903z^{-2}}{1 - 1.475z^{-1} + 0.8852z^{-2} + 0.295z^{-3}}$$

olarak elde edilmiştir. Özgün dizge ile bu algoritma ve Miller [M] yöntemiyle elde edilen yaklaşık dizgelerin birim vuruş tepkeleri şekil 1.1 de verilmiştir.

ÖRNEK.2 Çıkış ölçüm değerleri
 $y(k)=0.0 \quad 0 \leq k \leq 2$
 $y(k)=1.0 \quad 3 \leq k \leq 22$
 $y(k)=0.0 \quad 23 \leq k \leq 90$

ile verilen dizgenin 15.dereceden tanısı yapılacaktır. Yaklaşık dizgenin geçiş işlevi

$$H(z) = \frac{z^{-4} + z^{-5} + z^{-6} + z^{-7} + z^{-8} + z^{-9} + z^{-10} + z^{-11} + z^{-12} + z^{-13} + z^{-14} + z^{-15}}{1 - 0.83333334z^{-1} - 0.08333333z^{-13} + 0.00333334z^{-15}}$$

olarak elde edilmiştir. Özgün ve yaklaşık dizge birim vuruş tepkeleri şekil 1.2'de verilmiştir. Yanılgı: 0.006223 tür.

ÖRNEK.3 ölçüm değerleri şekil 1.3'teki gibi olan özgün dizgenin minimal ikinci dereceden tanısı yapılacaktır. Yaklaşık geçiş işlevi

$$H(z) = \frac{z^{-1} + 0.0172604z^{-2}}{1 - 1.82739509z^{-1} + 0.8553111z^{-2}}$$

biçiminde elde edilmiştir. Özgün ve yaklaşık dizge birim vuruş tepkeleri şekil 3'de verilmiştir. Yanılgı: 0.306517.

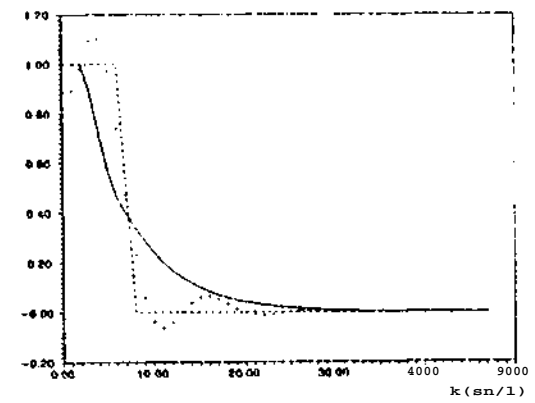
Model indirgemeye ilişkin örnek:
 LMJn.1 modelini indirgeme:

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.04 & -0.52 & 1.3 \end{bmatrix} \underline{x}(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k)$$

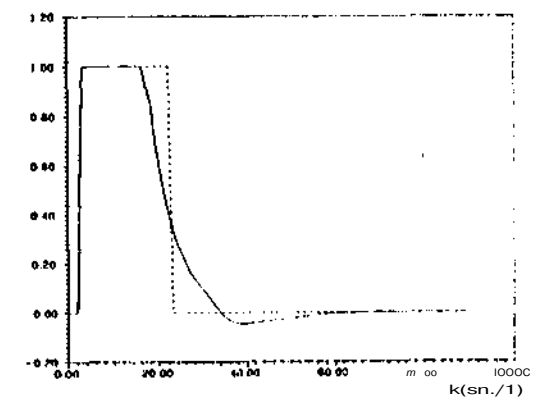
$y = [0.01M \quad -0.21 \quad 0.21] x[k]$
 biçiminde durum modeliyle verilen dizgenin indirgenmiş modeli elde edilmiştir. Yöntemde elde edilen minimal ikinci dereceden model için dizge geçiş işlevi

$$H(z) = \frac{0.7z^{-1} - 0.14z^{-2}}{1 - 1.2z^{-1} + 0.1z^{-2}}$$

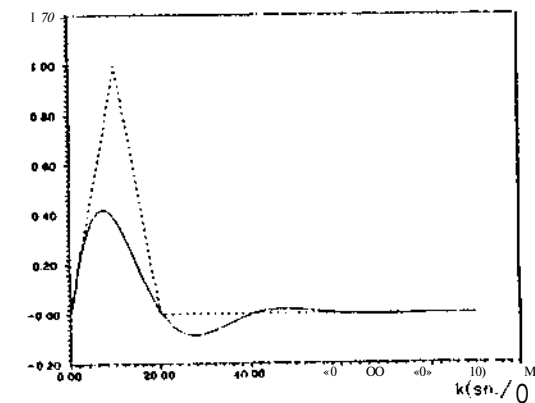
dir. Özgün ve yaklaşık dizge birim vuruş tepkeleri şekil 1.1'de verilmiştir.



Sekil 1.1: Miller yöntemiyle [41]



Sekil 1.2



Sekil 6

YÜKSEK DERECELİ AYRIK KATSAYILI SAYISAL SÜZGEÇ TASARIMI

Tolga Çiloğlu ve Zafer Ün ver

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
ODTÜ 06531 Ankara
E-Posta: A09955 @ TRMETU

Bu çalışmada ayrık katsayılı (AK, discrete coefficient) sonlu dürtü tepkeli (SDT, finite impulse response) sayısal süzgeç tasarımına iki yeni yaklaşım sunulmaktadır. Yüksek dereceli süzgeçlerin tasarımını makul süreler içerisinde gerçekleştirebilmek amacıyla, problemin özgün yapısına uygun özelliklere sahip, tavlama benzetimine (TB, simulated annealing) dayalı bir yöntemle, rasgele arama temeline ve dallandırma tekniklerine dayanmayan bir yerel tarama yöntemi geliştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar tasarım süresi, işlem sayısı ve nitelik yönünden diğer çalışmalarla karşılaştırılmıştır.

I - GİRİŞ

SDT süzgeçler yapısal olarak sahip oldukları doğrusal evre ve kararlılık nedeniyle son yıllarda giderek daha çok kullanılır olmuşlardır. Bir SDT süzgecin eşdeğer bir sonsuz dürtü tepkeli süzgece göre kötü olan yanı birim zamanda daha fazla işlem gerektirmesidir. Ancak tümleşik devre teknolojisinin ulaştığı noktadaki olanaklar donanımsal gerçekleştirmeyi hızlandırarak bu sorunu önemsizleştirmiştir. Tümleşik devre yapımında saklayıcı uzunluğunun yonga alanını belirleyen etmenlerden biri olarak elden geldiğince kısa olması istenir. Bir süzgecin yüksek kesinlikle tasarlanmış katsayıları bu sınırlama gereği yuvarlandığı zaman, süzgecin sıklık tepkesinde önemli değişiklikler olabilmekte, hatta tasarım belirtilmelerine uymayan bir durum ortaya çıkabilmektedir. Yuvarlamayla elde edilen

süzgecin, belirlenen saklayıcı uzunluğuyla elde edilebilecek en iyi süzgeçten çoğu zaman oldukça farklı olduğu da bilinmektedir. Bu durumda ayrık katsayılarla yapılacak bir eniyileme gereklidir.

Süzgeç tasarımında söndürme kuşağındaki en küçük zayıflama genellikle en önemli belirtilmelerden biri olduğu için, en uygun tasarım ölçütü istenilen sıklık tepkesinden en fazla ağırlıklı sapma (minmaks) olarak kabul edilmektedir. Bu durumda problemi bir doğrusal tamsayı eniyileme formülasyonu çerçevesinde çözmek mümkündür [1-4]. Bu yöntem en iyi çözümü bulabilmekle birlikte tasarım süresinin uzunluğu nedeniyle günümüzün çok hızlı bilgisayarlarına rağmen yüksek dereceli süzgeçlerin tasarımına uygun değildir [5]. Hızı artırmaya yönelik olarak yapılan bazı çalışmalar da vardır. [2]'de yüksek kesinlikli ara-problemler Remez Algoritması ile çözülmüştür. [4]'de amaç işlevinin dallama değişkenine göre dışbükey olmasından yararlanılmıştır. Bu çalışmalar ara aşamaları hızlandırmakla birlikte işlem yükü üstel olarak artar.

Tasarım süresini kısaltmaya yönelik bir başka grup çalışma da amaç işlevinin karesel hata olarak tanımlanmasından kaynaklanmaktadır. Bu tür yöntemlerin sağladığı hızlanmanın temel nedeni ara problemlerin çözümünü cebirsel olarak ifade edebilmeleridir. Ancak elde edilen sonuç minmaks çözüme, ağırlık işlevinin buluşsal olarak uyarlandığı belirli sayıdaki dörümülerden (iteration) sonra yaklaşabilmektedir.

Yüksek dereceli süzgeçler yerel tarama yöntemleri ile görel olarak kısa sürelerde tasarlanabilmekte [2,8], ama yakalanan çözüm her zaman doyurucu olmamaktadır. Genellikle dallandırmaya dayalı bu yöntemlerde dallandırmanın nasıl yapılması gerektiği önemli bir tartışma konusudur. Farklı yaklaşımların karşılaştırılması genellikle açık bir sonuca varmamaktadır. Bu konuyla ilgili tartışmalar [2,3,6,8]'de bulunmaktadır.

AK SDT süzgeç tasarımına farklı bir yaklaşım da [9]'da sergilenmiştir. Burada amaç süzgeç aktarım işlevinin sınırlarındaki sapmanın karesel hata toplamının enazlanmasıdır. Burada sınırlardaki sapmanın enazlanmasının sıklık tepkisi cinsinden ifade edilen bir amaç işlevi üzerindeki etkisinin açık bir çözümlemesine gerek vardır.

Tavlama Benzetimi [14] AK süzgeç tasarımı da dahil birçok bileşimsel ve sürekli eniyileme problemlerine uygulanmış olan [10,12,13,15,19] istatistiksel bir yöntemdir. Amaç işlevinin ve kısıtlamaların serbestçe tanımlanabilmesi TB'nin en önemli özelliklerinden biridir. TB'nin olumsuz yanı çok fazla işleme gerek duyması nedeniyle uzun çalışma süresidir. TB'de algoritma akışını belirleyen parametrelerin seçimi uygulama alanına bağlı olarak bazı farklılıklar göstermektedir. Başlangıç sıcaklığı, sonlandırma ve denge ölçütleri ve soğutma profili seçimi [10,13]'de tartışılmıştır. Amaç işlem sayısını elden geldiğince azaltıp sonucun niteliğinden kaybetmeyecek biçimde bu parametreleri saptamaktır.

AK süzgeç tasarımına yönelik TB yöntemleri [10,12] süzgeç katsayılarına ait tanım kümesinin tamamını tarama alanı olarak kabul etmektedir. Bu durumda iyi sonuçlar elde edebilmek için gereken süre çok uzamakta ve yöntem ancak kısa süzgeçlere uygulanabilmektedir. Bu güçlüğü yenibilmek amacıyla Diethorn ve Munson [13] özgün Metropolis algoritmasını tara-

ma alanına koydukları bazı kısıtlamalarla denemişlerdir, iyi bir başlangıç noktası etrafında ölçü işlevindeki değişimin küçük olacağı varsayımıyla tarama işlevini küçük adımlarla, sabit sıcaklıkta gerçekleştirmişlerdir. Elde ettikleri sonuçlar yerel tarama yöntemleriyle elde edilebilen sonuçlar düzeyindedir.

ikinci bölümde ölçü işlevinin yapısı irdelenmekte ve TB'ye dayalı yöntemimize temel oluşturan özellikleri üzerinde durulmaktadır. Üçüncü ve dördüncü bölümlerde eniyileme yöntemleri açıklanmakta, beşinci bölümde ise tasarım örnekleri ve elde edilen sonuçların karşılaştırılması yapılmaktadır. Altıncı bölümde genel değerlendirme yer almaktadır.

II - PROBLEMİN TANIMI

Her iki yöntemde de enazlanması istenilen amaç işlevi, istenen genlik tepkisi $D(f)$ diye tanımlanırsa,

$$C(h') = \max W(f_k) | G[f_k] - D[f_k]$$

dir. Burada $W(f)$ ağırlık işlevini, $G(f)$ tasarlanan doğrusal evreli SDT süzgeç genliğini, f_k ölçü işlevinin değerlendiği ayırık sıklık noktalarını ve h' katsayı vektörünü göstermektedir. Katsayıların alabileceği değerler $(b+1)$ ikilik ikili gösterimle elde edilebilen tamsayılarla sınırlıdır.

Bir sonraki bölümde açıklanan yöntemin oluşturulmasında amaç işlevi $C(h')$ 'in iki önemli özelliği belirleyici olmaktadır. Birincisi tam kesinlikle yapılan bir eniyileme sonucunda ister Parks-McClellan yöntemiyle ister doğrusal eniyilemeyle bulunabilecek tek genel en iyi (h'_j) vardır. İkincisi katsayıların ayrıklaştırılması ile ortaya çıkan durumdur: amaç işlevi ayırık katsayı kümesi üzerinde oynak (multimodal) bir karaktere bürünmektedir. Böylece h'_j etrafında birçok yerel eniyiler oluşmakta öte yandan bu bölgede

amaç işlevinin değişimi düşük bir düzeyde kalmaktadır. Böyle bir yapı yerel eniyileme yöntemleri için iyi bir tuzaktır. Dolayısıyla ayrık en iyinin yakın bir çevrede bulunabileceğinin bilinmesine rağmen yerel tarama yöntemleri belli bir noktada takılıp daha iyi bir yere ulaşamamaktadırlar.

III - TB İLE ENİYİLEME YÖNTEMİ (Y1)

Yöntemin ayrıntıları ve karşılaştırmalı sonuçlar [20]'de sunulmuştur. Başlıca aşamaları rasgele atlamalar, Metropolis ölçütüne [18] göre karar verme ve sıcaklık denetimidir. Başlangıç noktası yuvarlanmış h'_{ej} 'dir. Tarama başlangıç noktası etrafında uyarlamalı adımlarla yapılmaktadır. Amaç işlevinin daha önce belirtilen yapısına bağlı olarak, h'_{ej} 'den uzak bölgelerde büyük adımlarla yapılacak taramanın AK eniyinin bulunmasında önemi olmayacaktır.

Doğrusal evreli bir SDT süzgecin genlik işlevi gözönüne alındığında düşük sıklık terimlerine ait katsayıların genlik tepkesinin genel biçimini vermede etkili olacağı büyüklere ait terimlerin ise ayrıntıları düzeltmede etkili olacağı görülür. Ayrıklaştırma sonucunda da genel biçim korunmakla birlikte ayrıntılarda önemli bozulmalar olmaktadır. Bu amaçla j -değişim bölgesini

$$h'_{ej} [kj: \text{yuvarlanmış } h'_{ej}]$$

olarak tanımlayarak, katsayıların ilk %80'i için N1 ve geriye kalanlar için N2 bölgesi tanımlanmıştır.

$$N_j = \{ h'_{ej} [k] : \gamma T_r [k] - j \leq h'_{ej} [k] \leq h'_{ej} [k] + j \}$$

Bu çalışmada kullanılan sıcaklık profili ölçü işlevinin aldatıcı özelliğine karşı koyabilmek amacına uygundur. Başlangıç sıcaklığı kabul oranının en az %85 olacağı bir değerdedir. Sıcaklık 0.85'lik oranla üstel olarak azaltılır. Bir sıcaklık turu sonundaki kabul oranı

%20'nin altındaysa sıcaklık azalması durdurulur ve tarama sabit sıcaklıkta sürdürülür. Her turda atılan adım sayısı tarama bölgesindeki katsayı değerlerinin en az 1.2 en fazla 1.8 katıdır.

Yapılan denemelerde tarama sırasında belli bir anda elde edilen eniyi noktadan yeniden başlama sıklığının oldukça duyarlı bir parametre olduğu saptanmıştır. Her sıcaklık turunda üç kez eniyiden başlandığında daha başarılı sonuçlar elde edildiği gözlenmiştir.

Taramanın tamamlanması iki koşulun sağlanmasına bağlıdır: i) adım vektörünün bütün elemanlarının en küçük değere ulaşmış olması, ii) beş sıcaklık turuna karşılık gelen bir süre boyunca amaç işlevinde azalma kaydedilmemiş olması.

IV - YEREL TARAMA YÖNTEMİ (Y2)

Yerel tarama [2,3,6,8] yöntemleri genellikle dallandırma tekniğinin değişik uygulamalarından üretilmektedir. Aralarındaki farklılaşma dallandırma stratejisinin belirlenmesinden ve düğüm noktalarındaki değerlendirme mekanizmalarından kaynaklanmaktadır. Tasarım süresinin kısaltılması amacıyla tam dallandırmadan kaçınılması, dallandırma taktiği açısından belirsizlik düzeyine ulaşabilen durumlar yaratmaktadır. Burada açıklanacak yöntem bu türden belirsizlikler yaratmayacak bir akışa sahiptir.

Tarama yuvarlanmış h'_{ej} değerlerinden başlar. Süzgeç katsayılarından aşağıda açıklandığı biçimde seçilen dörtlü kümelerin yarattığı bileşimlerden amaç işlevini enazlayan belirlenmekte ve tarama bu noktadan yeniden başlamaktadır. Dörtlü kümenin belirlenmesinde kullanılan ölçüt yukarıda sözedilen belirsizliklerin oluşmasını engellemektedir. Durumu açıklamak için şu hata işlevini ele alalım:

$E(r_1), E(r_2), E(f_3), E(f_4)$, belli bir aşamadaki h' için, sırayla, E 'nin en büyük dört değeri ve V_1, V_2, V_3, V_4 'de genlik işlevinin bu

$$E(f_k) = W(f_k) | G(f_k) - D(f_k)$$

sıklık noktalarında katsayılara göre kısmi türevlerinin oluşturduğu vektörler (elemanları büyükten küçüğe göre dizilmiş) olsun. Buna göre tarama V_1, V_2, V_3, V_4 'ün en küçük değerlerine karşılık gelen dörtlü katsayı kümesi ile başlar. Eğer eldekenden daha iyi bir bileşim bulunursa yeni başlangıç noktası olur, bulunmazsa V 'lerden elde edilecek bir üstteki katsayı kümesi yeni başlangıç noktası olarak alınır. Bu işlem V 'lerin bütün elemanları tarandığı halde hiçbir gelişme kaydedilmeyen tur tamamlanıncaya kadar devam eder. Katsayıların bu yöntemle belirlenmesindeki amaç, öncelikle amaç işlevinin en az değiştiği yönlere doğru ilerlemektir

V - DENEMELER VE SONUÇLAR

Her iki yöntem birçok tasarım belirtimleri ile denenmiştir. Burada sunulan örnekler karşılaştırma amacıyla literatürden seçilmiştir. Kullanılan bilgisayar IBM-3090/180S dir. Elde edilen sonuçların [10,11]'deki TB yöntemiyle ve [8] deki yerel tarama yöntemiyle karşılaştırmaları Tablo 1 ve Tablo 2 de görülmektedir. Referans numaraları örneklerin nereden alındığını belirtmektedir. Katsayıları işaret ikili hariç 6 ikille gösterilen 21 uzunluğundaki bir süzgeç "21/6" olarak adlandırılmıştır. ([10,11] deki bilgisayar CDC Cyber 810 dur. [8] de tasarım süreleri verilmemiştir.)

Tablo 1'deki ilk süzgecin geçirim kuşağı (0,0.08) ve söndürüm kuşağı (0.16,0.5) aralıklarıdır; diğer dört süzgeç için ise bu aralıklar sırasıyla (0,0.2) ve (0.25,0.5) dir. ilk dört süzgecin ağırlık işlevi her yerde "1" dir. Sonuncunun geçirim kuşağı ağırlığı "1", söndürüm kuşağı ağırlığı ise "10" dur. Tablo 2'deki bütün süzgeçler geçirim ve

söndürüm kuşakları sırasıyla (0,0.1) ve (0.1125,0.5) olan [8]'den alınmış örneklerdir. Y1 sonuçları diğer yöntemlerin elde ettiklerinden daha iyidir. Y2 sonuçları ise diğer yöntemlerinkine yakın sonuçlar vermekte, öte yandan tasarım süresi bakımından çok hızlı olduğu görülmektedir. Tablo 1'de hem amaç işlevi değerleri hem de tasarım süreleri karşılaştırılmıştır; ancak kullanılan bilgisayarların farklı olması nedeniyle tasarım sürelerine ilişkin karşılaştırma yeterince anlamlı değildir. Bu yönden iyi bir karşılaştırma işlem sayıları ile yapılabilir ve Tablo 3 bu amaçla hazırlanmıştır. [10,11]'deki yöntemin gerektirdiği işlem sayılarıyla ([10,11]'deki parametrelerle yapılan tasarımlar sonucunda elde edilmiştir) bu çalışmadaki işlem sayıları bu tabloda görülmektedir.

V - DEĞERLENDİRME

Bu bildiride AK SDT süzgeç tasarımı için iki yöntem tanıtılmıştır. İki yöntemle de uzun süzgeçler makul sürelerde tasarlanabilmektedir. Y1 diğer TB yöntemlerine göre çok hızlı çalışmakta ve iyi sonuçlar vermektedir. Y1'e göre daha hızlı olan Y2'de tasarım süresinin süzgeç uzunluğuna göre artışı daha yavaş olmasına rağmen bulduğu çözümler her zaman Y1 çözümleri kadar iyi değildir.

Ayrıca AK SDT süzgeçlerin minmaks tasarımına yeni bir bakış açısı sunulmaktadır. Açıklanan sıcaklık profilinin diğer TB yöntemlerine benzeyecek biçimde uyarlanmış hali (kabul oranının %20 civarında olduğu sıcaklık bölgesinde tarama süresi uzatılıp, sıcaklığın düşürülmeye devam edilmesi) de denenmiş ama daha iyi sonuçlar elde edilmemiştir. Yapılan deneylerde tarama alanındaki sınırlamanın sonucu bozucu bir etkisi görülmemiş olmakla birlikte, bunun her durumda geçerli olacağını düşünmemek gerekir.

Tablo 1. C(h)'in [10,11] ve [2] ile karşılaştırılması. "*" genel eniyi sonuçları belirtir.

Süzgeç	Tam kesinlik	Yuvarlama	[10,11] /süre	Y1 / süre	Y2 / süre	[2]
21/6	0.0548	0.0781	0.0781/3517	0.0711* /5	0.0711* /2.2	-
24/9	0.0124	0.0195	0.0156/8390	0.0143 /10	-	-
25/4	0.0396	0.2443	0.1875*/3071	0.1875* /6	0.1875* /1.8	0.1875*
25/6	0.1229	0.6250	0.2177/2278	0.2156* /6	0.2202 /4	0.2302
35/6	0.0527	0.8690	0.2301/4124	0.1909* /19	0.1909* /8.2	0.2978

Tablo 2. C(h)'in Y1h ve Mitra [8] ile karşılaştırılması.

Süzgeç	Tam kesinlik	Yuvarlama	Y1h ve Mitra	Y1 / süre	Y2 / süre
15/5	0.3236	0.3830	0.33747	0.3363 /3	0.3374 / 1
25/5	0.2404	0.3016	0.26086	0.2593 /6	0.2617 / 2
35/5	0.1852	0.2812	0.20115	0.2009 /13	0.2137 / 7
35/6	0.1852	0.2568	0.19452	0.1924 /16	0.1960 / 13
45/5	0.1436	0.2814	0.1875	0.1808 /39	0.1895 /8
45/6	0.1436	0.2308	0.15402	0.1490 /36	0.1644 / 12
55/7	0.1122	0.1531	0.12263	0.1169 /40	0.1229 / 26
65/7	0.0879	0.1299	0.10099	0.0943 /123	0.0963 / 38
125/9	0.0211	0.0361	0.02598	0.0245 /903	0.0253 / 177

Tablo 3. işlem sayıları karşılaştırması

Süzgeç	[10,11]	Y1	Y2	
15/5	[8]	838,400	7920	3,996
25/5	[8]	2,256,800	17,160	4,383
25/4	[10]	2,303,600	17,940	4,521
25/6	[10]	2,657,200	31,200	10,752
35/6	[10]	3,895,200	47,520	15,420
21/6	[11]	1,613,700	13,860	3,546
24/9	[11]	4,512,000	39,120	-

REFERANSLAR

- [1] D.M. Kodek, "Design of Optimal Finite Wordlength FIR Digital Filters Using Integer Programming Techniques", IEEE Trans. on ASSP, c. 28, s. 304-308, Haz. 1980.
- [2] D.M. Kodek, K. Steiglitz, "Comparison of Optimal and Local Search Methods for Designing Finite Wordlength FIR Digital Filters", IEEE Trans. on CAS, c. 28, No.1, s. 28-32, Ocak 1981.
- [3] Y.C. Lim, S.R. Parker, "FIR Filter Design Over a Discrete Powers-of-Two Coefficient Space", IEEE Trans. on ASSP, c. 31, No.3, s. 583-590, Haz. 1983.
- [4] B. Jaumard, M. Minoux, and P. Siohan, "Finite Precision Design of FIR Digital Filters Using a Convexity Property", IEEE Trans. on ASSP, c. 36, s. 407-411, Mart 1988.
- [5] Y.C. Lim, "Design of Discrete Coefficient-Value Linear Phase FIR Filters with Optimum Normalized Peak Ripple Magnitude", IEEE Trans. on CAS, c. 37, No.12, s. 1480-1486, Aralık 1990.
- [6] Y.C. Lim, S.R. Parker, "Discrete Coefficient FIR Digital Filter Design Based Upon an LMS Criteria", IEEE Trans. on CAS, c. 30, No. 10, s. 723-739, Ekim 1983.
- [7] B.F. Boroujney, R.H. Yang, Y.C. Lim, A.G. Constantinides, "Design of Discrete Coefficient FIR Filters Using LMS Algorithm", Proc. IEEE 1991 Int. Con. on Acoustics, Speech and Signal Processing, s. 252-255.
- [8] T.C. Yih, S.K. Mitra, "New Local Search Method for Finite Wordlength Digital Filter Design", Proc. IEEE 1987 Int. Symp. on Circuits and Systems, s. 175-179.
- [9] B. Zeng, Y. Neuvo, "Design of Direct-Form FIR Digital Filters with Discrete Valued Coefficients", Proc. IEEE 1991 Int. Con. on ASSP, s. 252-255.
- [10] N. Benvenuto, M. Marchesi, "Digital Filters Design by Simulated Annealing", IEEE Trans. on CAS, c. 36, s. 459-460, Mart 1989.
- [11] N. Benvenuto, M. Marchesi, G. Orlandi, I. Piazza, A. Uncini, "Finite Wordlength Digital Filter Design Using an Annealing Algorithm", Proc. IEEE 1989 Int. Con. on Acoustics, Speech and Signal Processing, s.861-864.
- [12] R. V. Kacelengo, P. J. Graumann and L. E. Turner, "Design of Digital Filters Using Simulated Annealing", Proc. IEEE 1990 Int. Symp. on CAS, New Orleans, s. 642-645.
- [13] E.J. Diethorn, D.C. Munson, Jr., "Finite Word Length FIR Digital Filter Design Using Simulated Annealing", Proc. IEEE 1986, Int. Symp. on CAS, San Jose, California.
- [14] S. Kirkpatrick, C.D. Gellat, Jr., M.P. Vecchi, "Optimization by Simulated Annealing", Science, 220, s. 671, 1983.
- [15] A. Acan, Z. Unver, "Switchbox Routing by Simulated Annealing: SAR", Proc. IEEE 1992 Int. Symp. on CAS, s. 1985-1988.
- [16] A. Corona, M. Marchesi, C. Martini, S.

Ridella, "Minimizing Multimodal Functions of Continuous Variables with The Simulated Annealing Algorithm", ACM Transactions on Mathematical Software, c.13, No.3, s. 262-280, Eylül 1987.

[17] M. Marchesi, "A New Class of Optimization Algorithms for Circuit Design and Modelling", Proc. IEEE 1988 Int. Symp. on CAS, Espoo, Finland, s. 1691-1695.

[18] N. Metropolis, S. Rosenbluth, M. Rosenbluth, A. Teller, E. Teller, "Equations of State Calculations by Fast Computing Machines", J. Chem. Phys., c. 21, c. 1087-1091, 1953.

[19] N. Benvenuto, M. Marchesi, A. Uncini, "Applications of Simulated Annealing for the Design of Special Digital Filters", IEEE Trans. on SP, c. 40, s. 323-332, Şubat. 1992.

[20] T. Çiloğlu, Z. Ünver, "A New Approach to Discrete Coefficient FIR Digital Filter Design by Simulated Annealing", Proc. IEEE 1993 Int. Con. on ASSP, s. 101-104.



Tolga Çiloğlu, ikisi de elektrik ve elektronik mühendisliğinde olmak üzere, Lisans 1985 ODTÜ, Y. Lisans 1987 ODTÜ. 1985-1987 arasında TÜBİTAK Ankara Elektronik Araştırma ve Geliştirme Enstitüsünde çalıştı. 1987'de ODTÜ EEMB'de başladığı görevini Öğr. Gör. olarak sürdürmektedir, ilgi alanları sayısal işaret işleme, sayısal süzgeçler ve eniyileme yöntemleridir.



Zafer Ünver, üçü de elektrik ve elektronik mühendisliğinde olmak üzere, Lisans 1972 ODTÜ, Y. Lisans 1974 ODTÜ, Doktora 1978 ODTÜ. 1974 yılından beri ODTÜ EEMB'de görev yapmaktadır. İlgili alanları devre tasarımı, VLSI devre tasarımı, işaret işleme, analog ve sayısal süzgeçler ve

haberleşme ağlarıdır.

Mahmut Ün

İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümü, Avcılar, İstanbul

Özet: Bu kuramsal çalışmada 0°-360° geniş faz aralıklı, geniş bantlı, düşük kayıplı ve kaybı dengelenmiş sayısal faz kaydırıcıların tasarımı için üç farklı devre yapısı önerilmiştir. Bu devrelerin çalışması, simetrik tam geçiren LC kafes devrelerinin faz kaydırma özelliğini temel alır. PIN diyotlar için basitleştirilmiş modeller kullanarak ve reaktif elemanları ideal varsayarak, açık tasarım denklemleri verilmiştir. Sonuç olarak, dört PIN diyot kullanarak çok bitli faz dizi anten sistemleri için, geniş bir frekans bandında değişik açılı değerleri veren faz kaydırma birimleri yapılabilir. Yani, çok geniş bir frekans bandında kaybı tam olarak dengelenmiş 180° sayısal faz kaydırma birimleri yapılabilir. Eleman parazitleri ve diyot kayıplarının varsayıldığı durumlarda, verilen bir frekansta minimum dengelenmiş kaybı olan pratik faz kaydırıcıların tasarımları için nümerik bir yöntem geliştirilmiştir. Açık tasarım eşitliklerinin kullanımını açıklamak için örnekler ve bu örneklerle ilişkin devrelerin bilgisayar simülasyonu ile elde edilen kayıp ve faz karakteristikleri verilmiştir.

1. Giriş

Büyük dizi anten sistemlerinin

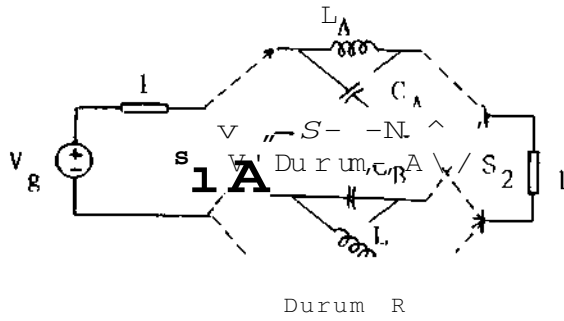
tasarımında, genellikle çok yüksek frekanslarda düşük kayıplı faz kaydırıcılara gereksinim gün geçtikçe artmaktadır. Pasif elemanlar, uyumsuzluk ve anahtarlama elemanları nedeniyle devrede kayıplar oluşur. Anahtarlama ve eleman kayıpları yok edilemez. Fakat, sıkça karşılaşılan yük hatlarının uyumsuzluğu gibi devre topolojisinin seçimiyle oluşan kayıplar, özel bir tasarım kullanılarak yok edilebilir. 131.131' de 0°-180° sayısal faz kaydırıcıların tasarımı için birkaç devre yapısı tartışılmıştır. Tın yapılarında mikrodalga anahtarlar, transmisyon hatları ve bileşenleri, bulunmaktadır. Burada önerilen tasarım yöntemini kullanarak, tam olarak 180° faz kaydırma birimleri tasarlanamaz. Kaybı dengelenmiş 0°-360° sayısal faz kaydırıcıları tasarlamak için yeni devre yapıları önerilerek, eleman kayıpları ve parazit etkileri tasarım parametreleri arasına katılmışlardır.

Bu çalışmada, üç farklı, sayısal faz kaydırma devresi önerilmiştir. Önerilen devrelerin çalışması simetrik LC kafes devrelerinin faz kaydırma özelliğine dayanmaktadır. Elde edilen faz kaydırma aralığı bütün faz düzlemlerini kapsar. Bundan başka, eleman kayıpları ve parazit etkileri tasarım parametreleri arasına katıldığı zaman

önerilen devrelerin eleman değerleri, verilen bir frekansta her bir anahtarlama durumu için iç kayıplar minimum olacak ve dengelenecek biçimde hesaplanmıştır.

2. Simetrik LC Kafes Devreleri

Bir çalışma frekansında simetrik LC kafes devrelerinin bir faz kaydırma birimi olarak kullanılabilmesi iyi bilinmektedir.



Şekil 1. İdeal simetrik kafes sayısal faz kaydırıcı

Simetrik LC kafes devrelerinde saçılma (s) parametreleri, hesaplanırsa, Şekil 1.'de A ve R konumları için sırayla

$$s_{21A} = (1 - j\omega L_A) / (1 + j\omega L_A) = R_{21A} e^{j\theta_A} \quad (1a)$$

$$s_{21B} = (j\omega C_B - 1) / (1 + j\omega C_B) = R_{21B} e^{j\theta_B} \quad (1b)$$

elde edilir 151. R_{21A} ve R_{21B} genlikleri bütün frekans bandında 1 olarak kalır. θ_A ve θ_B fazları arctan fonksiyonu olarak değişir.

$$\theta_A = -2 \arctan(\omega L_A) = -G/2 \quad (2a)$$

$$\theta_B = 2 \arctan(\omega C_B) = 9/2 \quad (2b)$$

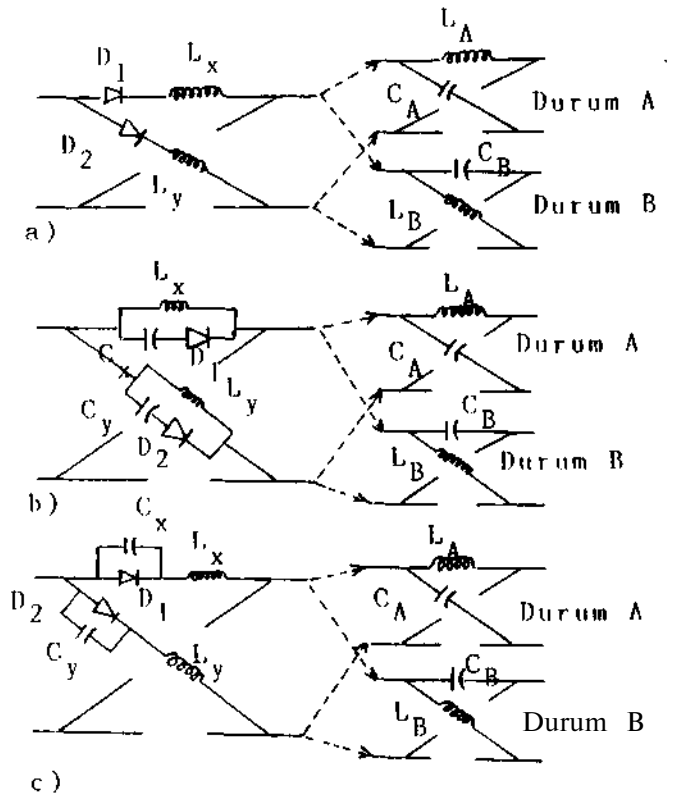
normalize frekans $\omega = 1$ alınarak, veri-

len bir $\theta = 8, -9$ faz kayması için simetrik LC kafes devrelerinin eleman değerleri bulunabilir. $\tan(\theta_A - \theta_B) = u$ olsun. Şekil 1. deki eleman değerleri 8'inci fonksiyonu olarak aşağıda hesaplanmıştır.

$$L_A = C_B = u \quad (3a)$$

$$L_B = C_A = \frac{1}{u + (1+u)^2} \quad (3b)$$

$0^\circ - 360^\circ$ sayısal faz kaydırıcı simetrik LC kafes devreleri Şekil 2. de gösterilmiştir. Bu devreler $0^\circ - 180^\circ$



Şekil 2. $0^\circ - 360^\circ$ geniş çalışma bölgesi sayısal faz kaydırıcılar. a) Tip-I, b) Tip-II, c) Tip-III

faz kaydırıcılara benzer. Fakat çalışmaları biraz farklıdır. Bu devrelerdeki PFN diyotlarını on ve off anahtarla-

rıdır. Diyot kapasiteleri ve diğer devre elemanları, A konumunda faz kaydırıcı işlenen faz kayması $\theta_A = -6/2$ yi veren simetrik LC kafes devresi gibi davranacak biçimde ayarlanır. B konumunda, istenen faz kayması $\theta_B = 8/2$ yi veren simetrik LC kafes devresi gibi davranır. Bu nedenle ω çalışma frekansında A ve B konumları arasındaki net faz kayması $\theta = \theta_B - \theta_A$ dır. Simetrik LC kafes devrelerinin kuramsal faz kaydırma limitleri sırayla -180° ve 180° olduğundan bütün faz düzlemi $0^\circ - 360^\circ$ yi kaplar.

Önerilen faz kaydıncıların eleman değerleri, ω çalışma frekansında, istenen faz kayması her bir konumda sıfır kayıpla elde edilebilecek biçimde hesaplanır. Bütün devre yapılarında anahtarlama elemanı olarak 4 PIN diyodu kullanılır. Diyotlar on olduğu zaman, ideal kısa devre gibi çalışır, pratikte ise, basitçe parazitik kapasiteyle seri bağlı küçük bir dirençle modellenen bir diyotlar off olduğu zaman, kapasite gibi davranır. Pratikte, diyot kaybı olarak seri bir direnç diyot kapasitesine eklenir.

İdeal diyotların kullanıldığını varsayarak, ω çalışma frekansında Tip-I devresinin normalize eleman değerleri aşağıdaki şekilde hesaplanır. A konumunda, D_1 diyotları on, D_2 diyotları off olur ve devre simetrik LC kafes devresi gibi çalıştığından

$$L_A = L_X \quad (4a)$$

$$-(1/C_A) = L_Y - 1/C_{D2} \quad (4b)$$

B konumunda D_1 diyotları off, D_2 diyotları on olduğundan

$$S = \backslash \quad (5a)$$

$$-(1/C_B) = L_X - 1/C_{D1} \quad (5b)$$

eşitlikleri yazılabilir. (4) ve (5)

eşitliklerini çözerek, (3) eşitliklerindeki değerler kullanılırsa

$$L = u + (1 + u^2)^{1/2} \quad (6a)$$

$$L^x = -u + (1 + u^2)^{1/2} \quad (6b)$$

$$C_{n1} = (-u + (1 + u^2)^{1/2}) / 2 \quad (6c)$$

$$C_{n2} = (u + (1 + u^2)^{1/2}) / 2 \quad (6d)$$

$$C_{1,2} = (u + (1 + u^2)^{1/2}) / 2$$

tasarım eşitlikleri elde edilir.

Tip-I.I devresinin çalışması

Tip-I devresine benzer. A konumunda D_1 diyotları off, D_2 diyotları on olduğundan

$$C_X C_D / (C_X + C_D) - 1/L_X = -1/L_A \quad (7a)$$

$$V^{1/L} Y = C A \quad (7b)$$

B konumunda D_1 diyotları on, D_2 diyotları off olduğundan

$$C_X - 1/L_X = C_B \quad (8a)$$

$$C_Y C_D / (C_Y + C_D) - 1/L_Y = 1/L_B \quad (8b)$$

eşitlikleri yazılabilir. C_{ij} diyot kapasite değerini seçerek ve (7), (8) eşitliklerini çözerek, Tip-II devresi için aşağıdaki tasarım eşitlikleri elde edilir.

$$L = a / (1 + 2aC_n)^{1/2} \quad (9a)$$

$$C = (1 + (1 + 2aC_n)^{1/2}) / a \quad (9b)$$

$$L^x = b / (1 + 2bC_n)^{1/2} \quad (9c)$$

$$C_Y = (1 + (1 + 2bC_n)^{1/2}) / b \quad (9d)$$

Burada $a = f(u) = u + (u^2 + 1)^{1/2}$ ve $b = f(-u) = -u + (u^2 + 1)^{1/2}$ olarak tanımlanmıştır.

Tip-III devresinin çalışması

daha önce anlatılan devrelerin çalışmasına benzer. A konumunda seri kollardaki D_1 diyotları on ve çapraz kollardaki D_2 diyotları off olur. Bu çalışma modunda

$$I_x = I_A \quad (10a)$$

$$S = -1/(C_y + C_{D2}) = -1/C_A \quad (10b)$$

B konumunda seri kollardaki D_1 diyotları off, çapraz kollardaki D_2 diyotları on olur. B konumu için

$$I_y = I_B \quad (11a)$$

$$L_x = -1/(C_x + C_{D1}) = -1/C_D \quad (11b)$$

eşitlikleri yazılabilir. (10) ve (11) eşitliklerini çözerek, Tip-ITI devresi için aşağıdaki tasarımı eşitlikleri elde edilir.

$$L = a \quad (12a)$$

$$C_x = b/2 - S_1 \quad (12b)$$

$$I_x = I \quad (12c)$$

$$C_y = a/2 - P \quad (12d)$$

Yukarıda açıklanan çalışma prensipleri yardımıyla, başka devre yapıları önerilebilir. Bundan başka bir kaç birimi kaskat bağlayarak ve frekans bandı üzerinden 9 faz kaymasını elde etmek için eleman değerlerini optimize ederek sayısal faz kaydırıcıların band genişliği artırılabilir. Şimdiye kadar önerilen devrelerde, devre elemanlarının ideal olduğu varsayılmıştır. Fakat pratikte karşılaşılan problemlerde elemanlar ideal varsayılamaz. Böyle durumlarda, önerilen faz kaydırıcıları eleman değerleri açık eşitliklerle ifade edilemez. Bu nedenle, pratik tasarım problemi nonlinear optimizasyon problemi olarak ele alınmalıdır. Bu durumda, ideal durum için hesaplanan eleman değerleri, nonlinear optimizasyon işlemi için iyi bir başlangıç değeri olur.

3. Pratik 0°-360° Faz Kaydırıcı-

Tarın Tasarımı İçin Nümerik Yöntem

A ve B konumlarında faz kaydırın, devrelerin tasarımı transfer saçılma parametreleri sırayla s_{21A} ve s_{21B} olsun. İstenen bir 9 faz kayması için $w=1$ çalışma frekansında genlik ve faz koşulları sırayla

$$|s_{21A}| = |s_{21B}| \quad (13a)$$

$$\theta = \theta_A - \theta_B = \theta \quad (13b)$$

aynı anda sağlanmalıdır. Bundan başka A ve B konumlarında iç kayıplar sırayla T_L ve $1L$ minimumu aştınlacak-

tır.

$$1L = 10 \log(1/R_{21A}) = 10 \log(1/R_{21B}) \quad (U)$$

minimum yapılır. Seçilen devre topolojisi için R_{21A} , R_{21B} , θ_A ve θ_B hem

parazit ve kayıpların, hem de eleman değeri erinin fonksiyonlarıdır. Diyot on olduğunda, basitçe küçük bir R_D direnciyle modelenebilir. Diyot off olduğunda, diyot kaybı olarak gösterilen R_D direnciyle seri bağlı diyot kapasitesiyle model Jenebilir. İnduktansların seri kayıp dirençleri vardır. Bir çok pratik durum için geçerli olan ideal olma durumu kapasiteler için geçerli varsayılacaktır. R_p , R_v ve indüktans kayıp dirençlerinin bilindiği varsayılarak, F amaç fonksiyonu aşağıdaki biçimde tanımlanır.

$$F = (|s_{21j} - |s_{21B}|)^2 + (e - |e_A| - |e_B|)^2 \quad (15)$$

Burada s_{21A} , s_{21B} , θ_A ve θ_B bilinmeyen eleman değerleri, kayıplar ve parazitler gibi sabit devre parametreleri cinsinden ifade edilir. Bir nonlinear en küçük kare minimumlaştırma algoritması kullanılarak, (15) eşitliği istenen eleman değerlerini verecek biçimde minimum yapılır. Şüphesiz, nonlinear optimizasyon programının

çalışması için faz kaydı .rica devre I e rin ilk eleman değerleri gereklidir, tik eleman değerleri olarak, açık ta sarım eşitliklerinden elde edilen i deal eleman değerleri alınır.

4. Örnekler

Bu bölümde, 0°-360° geniş bölgeli faz kaydırıcı devreler için açık tasarım eşitliklerinin kullanımı açıklanacaktır. Aşağıdaki örneklerde, yeni tasarım kavramı ve topolojilerini kulJa narak geniş bölgeli sayısal faz kaydırıcı devrelerin kolayca gerçeklene bileceğini göstermek amacıyla 0=180° olarak seçilmiştir.

Örnek1. Bu örnekte, Tip-1, Tip-1i ve Tip-1JT devreleri kullanılarak 180° faz kaydırma birimleri tasarlanacaktır. Bütün devre elemanlarının ideal olduğu varsayılmıştır.

Tip-1 devresinin tasarımı: Şeki12a. ' da gösterilen devrenin normalize eleman değerleri (6) eşitlikleriy.1e hesaplanırsa

$$u=1 \quad I \quad -1 \quad I \quad -1 \quad C \quad -0.5 \quad C \quad -0.5$$

değerleri elde edilir.

Tip-11 devresinin tasarımı :C₁₁=0.5 olarak seçilmiştir. Şekil2b.' de gösterilen devrenin normalize eleman değerleri (9) eşitlikleriyle hesaplanırsa L_x=0.707, I_x=0.707, C_x=2.416, C_y=2.416 değerleri bulunur.

Tip-111 devresinin tasarımı :C₁₁=0.25 olarak seçilmiştir. Seki 12c.' de gösterilen devrenin normalize eleman değerleri (12) eşitlikleriyle hesaplanırsa L_x=1, L_y=1, C_x=0.25, C_y=0.25

değerleri elde edilir.

Örnek2. Bu örnekte, net faz kayması 0=180° için Tip-1 devresi tasarlanmıştır. Merkezi frekans f=40 GHz seçilmiştir. Bu devrede kullanılan bütün PIN diyotlarının eşdeğer elektriksel performansları olduğu ve Rp=Rp=1 ohm ve eşdeğer kapasitelerinin olduğu varsayılmıştır. Diğer bir varsayım ise bütün indüktansların 1 ohmluk bir seri direnci ve kapasitelerin kayıpsız olduğu varsayımdır.

Nonlinear optimizasyon problemi için MATCAD paket programının Levenberg - Marquard algoritması kullanıldı 161,171. Sonuç olarak, (15) 'deki amaç fonksiyonunu minimum yapan aşağıdaki eleman değerleri elde edildi.

$$L_x = 1, \quad I_x = 1, \quad C_x = 0.5, \quad C_{1,2} = 0.5$$

50 ohmluk yük direncine ve 40 GHz'p göre denormalizasyon yapılırsa, aşağıdaki gerçek eleman değerleri elde edilir:

$$L_x = 198.943 \text{ pF}, \quad I_x = 198.943 \text{ pF},$$

$$C_{11} = 0.039788 \text{ pF}, \quad C_{1,2} = 0.039788 \text{ pF}$$

Bu devrenin ideal ve kayıplı performans analiz sonuçlarından, faz eğrisinin geniş bir frekans bandında tam olarak 180° 'yi sağladığı, A ve B konumlarıudakl iç kayıp karakteristiklerinin 50% 'ilk band genişliğinde ideal tasarım için küçük bir kaybı olduğu görülmüştür. 180° faz kaydırma birimi için, 40 GHz'de bu çözümün iyi bir sonuç verdiği düşünülebilir.

5. Sonuçlar

Bu kuramsal çalışmada, her biri 0° - 360° arasında faz kayması sağlayan üç farklı sayısal faz kaydırma devresi önerilmiştir. Yeni devrelerde dört anahtarlama PIN diyotunun hepsi biraradadır ve bu nedenle monolitik gerçekleştirme için uygundur. Örneklerden görüldüğü gibi, yeni devrelerin 50% band genişliğinde iyi bir izleme kapasitesi vardır. Büyük faz kayma açıları önerilen devrelerle kolayca elde edilir. Bu çalışmada önerilen devreleri kullanarak, tam 180° 'ilk faz kaydırma birimleri tasarlamak için, diğer tasarım yöntemlerinde olduğu gibi her hangi bir kısıtlama yoktur. İdeal gerçekleştirilmede, ideal mikrodalga anahtarlar ve yüklenmiş hatlar kullanmaya gerek yoktur. Çok yüksek frekanslarda, bu elemanlar nedeniyle oluşan ihmal edilemeyecek kadar büyük kayıplar yok edilir. Bu nedenle devre kayıplarının çok kritik olduğu millimetric dalga frekanslarında kullanılmak üzere önerilen devrelerin uygun olacağı beklenmektedir.

Ticari ve askeri kullanımlar için çok yüksek frekans bandlarında faz dizi anten sistemlerinin tasarımı, bu çalışmada önerilen devre yapıları ve pratik tasarım algoritmalarının kullanılacağı ümit edilmektedir.

Kaynaklar

- 111 Yarman B. S., Rose A., Slabile P., Low loss EHF digital phase shifters suitable for monolithic implementation, IEEE Int. Symp. Cir. and Syst., Montreal, 1984, 573-576
- 121 Yarman B. S., Design of digital phase shifters suitable for monolithic implementation, Bull. Tech. Univ. İstanbul, 1985, Vol.38, 185-205
- 131 Yarman B. S., New circuit configurations for designing 0° - 180° digital phase shifters, IEEE Proc. pt. 11(1987), 253-260
- 141 Yarman B. S., Novel circuit configurations to design loss balanced 0° - 360° digital phase shifters, AEÜ, Vol.45(1991), No.2, 96-104
- 151 Flerbert J. C., Anthony B. G., Network Theory, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1978
- 161 Marquard D.W., An algorithm for least square estimation of non-linear parameters, J. SIAM 11(1963)
- 171 User's Guide MathCAD, Mathsoft Inc. Cambridge, MA, 1986

Mahmut Ün. 1950 yılında Adana'nın Ceyhan ilçesinde doğdu. İstanbul Teknik Üniversitesi'nden Elektrik Mühendisliği alanında sırayla 1973 yılında Yüksek Mühendislik ve 1983 yılında Doktora derecelerini elde etti. 1983'de Yrd. Doç., 1987'de Doç. ve 1993 'de Prof. oldu.

1973-1977 yılları, arasında İskenderun Demir Çelik Fabrikası'nda Elektrik Mühendisi olarak çalıştı. 1980-1983 yılları arasında İTMMMA Elektrik Bölümünde asistan olarak çalıştı. Yıldız Üniversitesinde 1983-1988 yılları arasında Yrd. Doç. olarak görev yaptı. 1988-1993 yılları arasında İstanbul Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Bölümünde Doç. olarak görev yaptı. Elektrik Mühendisleri Odası üyesi olan Mahmut Ün, İÜ Mühendislik Fak. Elektronik Müh. Böl., Devreler ve Sistemler Anabilim Dalında Prof. olarak çalışmaktadır.

Çalışma alanları robotik, filtreler ve analog-digital kontrol sistemleridir.