

TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

**Elektrik - Elektronik
Bilgisayar Mühendisliği
8. Ulusal Kongresi
6 -12 Eylül 1999**

Gaziantep



TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

Gaziantep Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

25- YIL

^ . ^ J
TUBİTAK

YayımlayaRJar:

Gaziantep Üniverstesi
Mühendislik Fakültesi
Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
27319 / Gaziantep

Elektrik Mühendisleri Odası
Gaziantep Şubesi

TÜBİTAK

ISBN: 975 - 7375 - 9 (Türkiye - at - 7 (1C))

Yayımlayan © Gaziantep Üniversitesi, EMÖ, TÜBİTAK

Her hakkı mahfuzdur. Bu yayının hiç bir kısmı yayımcılardan Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, Elektrik Mühendisleri Odası Gaziantep Şubesi ve TÜBİTAK'ın yazılı izni alınmadan çoğaltılamaz ve hiç bir biçimde bir erişim sisteminde saklanamaz.

1. Basım : Eylül 1999
Uğur Ofset tarafından basılmıştır.
Telefax : (0 342) 220 34 02
GAZİANTEP

ÖNSÖZ

TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası, Gaziantep Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü ve TÜBİTAK'ın işbirliği ile düzenlenen Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresini bu yıl, ilk defa Güneydoğu Anadolu Bölgesinde; Gaziantep'te yapmaktan gurur ve mutluluk duyuyoruz. Kongre; 6-10 Eylül 1999 tarihleri arasında Gaziantep Büyükşehir Belediyesinin Belediye Sarayı'nda tarafımıza tahsis ettiği salonlarda 4 eş zamanlı oturum halinde gerçekleştirilecektir.

Kongreye gösterilen yoğun ilginin sonucu çok sayıda bildiri gönderilmesine karşın teknik programda yeterli sayıda zaman aralığı bulunmaması nedeniyle, hakemlerden gelen değerlendirmelerin ışığında, programa toplam 212 bildiri alınabilmiştir. Her ne kadar ön duyurumuzda kongrede sunumları kabul edilmiş ancak katılım ücreti ödenmemiş bildirimlerin Kongre Kitabı'nda yer almayacağını belirtmiş idiysek de Yürütme Kurulumuz bilimsel hedeflere öncelik tanıyarak, kongrede tartışılmayacak olsalar bile, kabul edilen tüm bildirimlerin Kongre Kitabı'nda yer almasını uygun bulmuştur. Kabul edilen bu 212 bildiri 2 cilt halinde sizlere sunulmaktadır. Kongrede tartışılacak, ilginizi çekeceğine inandığımız, bu bildirimleri doyurucu nitelikte bulacağınıza eminiz.

Kongre sırasında geniş bir katılımcı kitlesinin ilgisini çekeceğini umduğumuz iki konuda panel düzenlenmiş ve kongre içersinde çağrılı bildirimlere de yer verilmiştir. Ayrıca kongre salonlarının hemen yakınında, 2000m² kapalı alanda düzenlenen ve sektördeki firmaların katıldığı "ElektroBil'99" Fuarının da kongremize ayrı bir renk katacağı inancını taşıyoruz.

Kongremizin sponsor kuruluşlarına, F.ektroBil99 Fuan'na katılarak kongremizi destekleyen özel ve kamu kuruluşlarının yetkililerine, panelistlere, kongreye çağrılı bildiri ile katılan değerli bilim adamlarımıza destek ve katkılarından dolayı teşekkür etmeyi borç biliyoruz

Kongreler, yapılan bilimsel çalışmaların ve üretilen teknolojik yeniliklerin daha geniş bilimsel kitlelerin hizmetine sunulduğu, tartışıldığı ve karşılıklı bilgi alışverişi yapıldığı ortamlardır. Bu yönüyle anılarınızda özel bir yer almasını dilediğimiz 8. Ulusal Kongre'nin, siz katılımcılar için başarılı ve doyurucu olmasını; ayrıca ülkemizin bilimsel ve teknolojik ilerlemesine yön vererek ve ivme kazandırarak amacına ulaşmasını diliyor, Yürütme Kurulumuz adına hepimize saygılarımızı sunuyorum.

Tuncay Ege
Yürütme Kurulu Başkanı

Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği

8.Ulusal Kongresi

(6-12 Eylül 1999)

Kongre Yürütme Kurulu

Tuncay EGE
Muhammet KOKSAL
M. Sadettin ÖZYAZICI
Hamit SERBEST
Eyüp AKPINAR
Cemil ARIKAN
ArifNACAROĞLU
Gülay TOHUMOĞLU
Savaş UÇKUN
M. Hacim KAMOY
Serdar BOZKURT
H. Ali YİĞİT
M. Sıtkı ÇİĞDEM
Erol KARABAY
Doğan EYİKOÇAK
Mustafa KURT
Alaadin COŞKUN

Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
İnönü Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Çukurova Üniversitesi EE Müh. Böl.
Dokuz Eylül Üniversitesi EE Müh. Böl.
TÜBİTAK
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
Gaziantep Üniversitesi EE Müh. Böl.
ASELSAN A.Ş. Genel Müdürü
SİMKO A.Ş.
E.M.O. Yönetim Kurulu Başkanı
E.M.O. Yönetim Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kur. Bşk.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Bşk. Yrd.
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Yazman Üyesi
E.M.O. Gaziantep Şb. Yön. Kurulu Üyesi

Konular

- * Bilgisayar Ağları ve Donanımı
- * Devreler ve Sistemler
- * Elektrik Makinaları
- * Elektromagnetik Alanlar ve Mikrodalga tekniği
- * Elektronik
- * Enerji Üretim, İletim ve Dağıtım
- * Güç Eletronigi
- * Haberleşme Tekniği
- * Mekatronik ve Robotbilim

- * Optoelektronik
- * Otomatik Kontrol
- * Örüntü Tanıma, Sinyal İşleme, Görüntü Kodlama
- * Tıp Elektronigi
- * Tapay Sinir Ağları, Bulanık Mantık
- * Yüksek Gelirim Tekniği
- * Ölçme Tekniği
- * Mühendislik Eğitimi

NONLİNEER ELEKTRİK DEVRELERİNDE GEÇİCİ REJİMLERİN DİFERANSİYEL TAYLOR DÖNÜŞÜMÜ İLE İNCELENMESİ

Saadetdin HERDEM, Teymuraz ABBASOV, Muhammet KOKSAL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İnönü Üniversitesi 44069 Malatya

E-mail: sherdem@inonu.edu.tr, tabbasov@inonu.edu.tr, mkoksal@inonu.edu.tr

ABSTRACT

A new effective method is introduced for the analytical investigation of the transient regimes of the nonlinear systems. When the method is applied, the differential transform of the mathematical model of the system is obtained, and then the response function is obtained by using the inverse transform of the differential spectrum. The inverse transform can be written in the form of Taylor series. The method is described with an example for nonlinear electrical circuits.

1. GİRİŞ

Nonlineer elektrik devrelerinde oluşan geçici rejimlerin incelenmesi matematiksel açıdan bazı zorluklar oluşturmaktadır. Nonlineer elemanlar içeren veya topolojisi karmaşık olan elektrik devrelerinin durum denklemlerinin çözümleri genellikle sadece nümerik olarak elde edilebilir. Herhangi bir nümerik yöntem belirli bir şemaya sahip olan bir elektrik devresinin çözümünde etkin olmasına rağmen, nonlineer devrelerin çözümü için genel bir yöntem olmayabilir.

Genelde elektrik devrelerinin geçici rejimlerini analitik olarak incelemek için çeşitli dönüşüm metotları (Laplace, Fourier, Heaviside vb.) kullanılır. Fakat incelenen sistemin periyodik olmayan davranışlı, nonlineer ve değişken parametrelili olduğu durumlarda bu sistemin dinamiğini ifade eden diferansiyel denklemleri yalnız quasi-lineer (parça-parça lineer, bir çözüm etrafında lineer vb.) şeklinde çözmek mümkündür. Çünkü bu durumda adı geçen dönüşüm metotlarında konvolusyon integralinin kullanılması zorluklar oluşturur.

Buna nedenle nonlineer elektrik devrelerinin veya sistemlerin geçici rejimlerini incelemek için son yıllarda gelişmeye başlayan Diferansiyel-Taylor (DT) dönüşümü daha büyük imkanlara sahiptir. Bu metod Puhov [1.2] tarafından elde edilmiş ve arkadaşları tarafından geliştirilmektedir.

Bu bildiri nonlineer elektrik devrelerinin analizi için nispeten yeni yöntemlerden biri olan DT

dönüşümünün avantajları gösterilmiştir. Bu amaçla önce DT dönüşümünün temelleri kısaca açıklanmış, daha sonra ise bu yöntemden yararlanarak nonlineer bir elektrik devresinin durum denklemleri, devrenin çeşitli kaynak fonksiyonları ile uyarıldığı durumlar için çözülmüştür. Sonuçta yöntemin avantaj ve dezavantajları tartışılmıştır.

2. DİFERANSİYEL-TAYLOR DÖNÜŞÜMÜ

Eğer incelenen problemin çözümü belli bir aralıkta Taylor serisi veya herhangi bir kuvvet serisi ile ifade edilebilirse, o zaman fonksiyonların ve denklemlerin diferansiyel dönüşümünden yararlanılarak bu problemin matematiksel modeli kolaylıkla elde edilebilir [1]. DT dönüşümünden yararlanarak Fiziksel proseslerin analizi veya matematiksel olarak modellenmesi kısaca aşağıdaki gibi yapılır. Önce fiziksel prosesleri ifade eden integrodiferansiyel denklemlerin (lineer veya nonlineer) diferansiyel spektrumları elde edilir. Örneğin zamanla değişen $x(t)$ fonksiyonunun $16 [0, T]$ aralığında diferansiyel spektrumu

$$X(k) = \frac{T^k}{k!} \left[\frac{d^k x(t)}{dt^k} \right]_{t=0}, \quad k=0,1,2,\dots,\infty \quad (1)$$

şeklinde tanımlanır. Burada T zaman birimli ölçüm katsayısıdır (skala faktörü). $X(0)$, $X(1)$, ..., $X(\infty)$ ifadeleri $x(t)$ fonksiyonunun $t=0$ noktasındaki diferansiyel spektrumları adını alırlar.

Fiziksel prosesin spektrum modeli sınırlı sayıda fark denklemlerinden oluşur. Bu denklemlerin çözümünden fonksiyonların diferansiyel spektrumları kolaylıkla bulunabilir. Diferansiyel spektrumlar belirlendikten sonra zaman fonksiyonun analitik ifadesi (ters DT dönüşümü) Taylor serisi şeklinde elde edilir:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} X(k) \left(\frac{t}{T} \right)^k \quad (2)$$

Üslü fonksiyonların yakınsama hızını artırmak ve çözümü basitleştirmek için birçok durumlarda D_k 2'de ters DT dönüşümü olarak Taylor serisi deşit

incelenen problemin özelliğine uygun bir seri seçilebilir (Fourier serisi gibi). Bu tip dönüşümler Taylor olmayan diferansiyel dönüşümler adını alırlar [1,2]. Bu durumda seride kullanılan fonksiyonların (trigonometrik, hiperbolik, harmonik, Üssel vb.) belirsiz katsayıları, zaman fonksiyonunun diferansiyel spektrumları ile prosesin temel denkleminin diferansiyel spektrumlarının karşılaştırılması sonucu elde edilirler. Aşağıda bu yöntemin uygulanması ile nonlineer elektrik devrelerinde geçici rejimlerin hesaplanmasıyla ilgili bazı problemleri ele alınacaktır.

3. NONLİNEER ELEKTRİK DEVRELERİNDE GEÇİCİ REJİMLERİN DT DÖNÜŞÜMÜ YÖNTEMİ İLE ANALİZİ

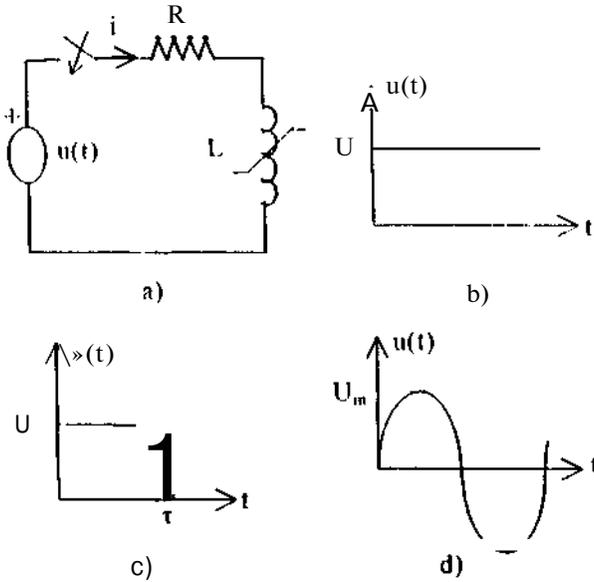
R direnci ve nonlineer L, indüktansından oluşturulmuş basit bir elektrik devresinde oluşan geçici rejimi ele alalım (Şekil 1a). Bu devrenin aşağıda belirlenen $u(t)$ gerilimi ile beslendiği durumlarda geçici rejimlerini inceleyelim:

- a) $u(t)=U$, (Şekil 1b),
b) $u(t)=\begin{cases} U & 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t > t_1 \end{cases}$ (Şekil 1c),
c) $u(t)=U_m \sin(\omega t)$ (Şekil 1d).

Devredeki akım şiddetinin indüktansın akısına bağımlılığının

$$i(\psi) = \alpha \psi^2 \quad (3)$$

şeklinde olduğunu varsayalım. Burada α sabittir.



Şekil 1 Basit nonlineer RL devresi (a), bu devreye uygulanan gerilimler: b) sabit, c) darbe, d) AC.

Nonlineer devrelerin DT yöntemi ile incelenmesi için aşağıdaki koşulların sağlandığını varsayalım:

- a) Devrede oluşan sürekli rejim tektir ve kararlıdır.

b) Devreye uygulanan kaynağın gerilim ve akımı analitik veya parça parça analitik değişimli fonksiyona sahiptirler.

Bu koşulların sağlandığı durumda fiziksel proses ifade eden diferansiyel denklemler nonlineer olmasına rağmen çözümü iki bileşenin toplamı şeklinde gösterilebilir:

$$x(t) = x_s(t) + x_g(t) \quad (4)$$

Burada $x_s(t)$ prosesin sürekli, $x_g(t)$ ise geçici rejimlerini gösterirler. $x_s(t)$ bileşeni sistemin $t \rightarrow \infty$ durumuna uygun olarak seçilebilir. Geçici rejimi belirleyen $x_g(t)$ bileşeni ise ya temel denklemin diferansiyel spektrumlarından ya da $x_g(t, c)$ şeklindeki yaklaşık fonksiyon ile seçilebilir. Burada $c = c_0, C_1, \dots, c_n$ belirsiz katsayılarıdır. $x_g(t)$ fonksiyonu öyle seçilmelidir ki, sonuçta bu fonksiyon azalan (zamanla sönün) olsun. Bu durumda Dk.2'nin analitik ifadesini elde etmek için gereken $X(k)$ spektrumları Dk. 4'e göre belirlenir:

$$X(k) = X_s(k) + X_g(k) \quad (5)$$

Şekil 1a'daki devrenin geçici rejiminin durum denklemleri

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + Ri(\psi) = u(t)$$

şeklinde, veya Dk. 3 göz önüne alınırsa

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + \alpha R \psi^2(t) = u(t) \quad (6)$$

şeklinde olur. Şekil 1a'daki devreye Şekil 1b, 1c, 1d'deki gerilimlerin uygulanması durumları için problemin DT yöntemi ile çözümü aşağıda ele alınacaktır.

2.1 $u(t)=U$ uygulanması durumu

Bu durumda devrenin geçici rejimdeki denklemleri aşağıdaki şekilde olur:

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + \alpha R \psi^2(t) = U \quad (7)$$

Problemin $t \rightarrow \infty$ sürekli durumundaki çözümünü göz önüne alarak Dk. 4'deki bileşenlerin aşağıdaki şekilde olduklarını varsayalım:

$$\psi_s(t) = \sqrt{\frac{U}{\alpha R}};$$

$$\psi_g(t) = -\sqrt{\frac{U}{\alpha R}} \left(1 - e^{-\alpha R t} \right) \quad (8)$$

O halde Dk. 7'nin genel çözümü şu şekilde olur:

$$\psi(t) = \sqrt{\frac{U}{\alpha R}} \frac{C_1 t + C_2 t^2 + \dots + C_n t^n}{1 + C_1 t + C_2 t^2 + \dots + C_n t^n} \quad (9)$$

Bu çözümün devrenin geçici rejiminde komütasyon kanunlarını sağladığı açıkça görülebilir. Çünkü $i/(t-0)^{-1} \rightarrow 0$ 'dır. Burada C_1, C_2, \dots, C_n belirsiz katsayılar ve bunların belirlenmesi gerekir. Bu amaçla Dk. 7 ve Dk. 9'un diferansiyel spektrumlarına dönüşümü yazılır [1,2].

$$\frac{k+1}{T} \Psi(k+1) + \alpha R \sum_{r=0}^k \Psi(k-r) P(r) = U \delta(k) \quad (10a)$$

$$\Psi(k) + C_1 T^4 (k-1) + \dots + C_n T^n 4^i (k-n)$$

$$= \sqrt{\frac{U}{\alpha R}} [C_1 T^5 (k-1) + C_2 T^5 (k-2) + \dots + C_n T^5 (k-n)] \quad (10b)$$

$$\delta(k) = \begin{cases} 1 & k=0 \\ 0 & k \geq 1 \end{cases}$$

Başlangıç spektrumunun $\delta(0) \neq 0$ olduğu göz önüne alınarak Dk. 10a'dan $T(k)$ belirlenebilir:

$$\Psi(0) = 0; \quad \Psi(1) = UT; \quad \Psi(2) = 0;$$

$$\Psi(3) = \dots; \quad \Psi(4) = 0; \dots \quad (11)$$

Bu spektrumlar Dk. 10b'de yerine yazılarak belirsiz katsayıların değerleri bulunabilir:

$$C_1 = -\sqrt{\alpha R U}; \quad C_2 = \alpha R U;$$

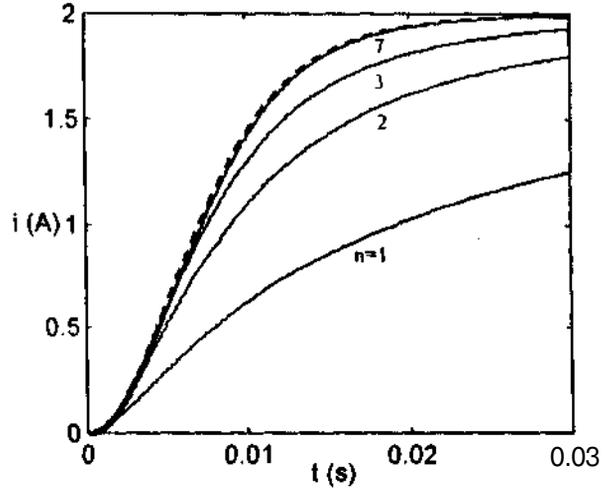
$$C_3 = \dots; \quad C_k = \frac{2^{k-1}}{\alpha R} (\alpha R U)^k \quad (12)$$

Dolayısıyla geçici rejimde akımın değişimi Dk. 12'de verilen katsayıları Dk. 9'da yerine koyarak yaklaşık olarak elde edilir.

Denklem 9'da pay ve payda polinomlarının değişik sayıda terimleri alınarak ve Dk. 3 kullanılarak akım şiddetinin zamana göre değişimi $a=0.5, R=125 \text{ ohm}, U=250 \text{ V}$ için belirlenmiştir. İlk 1, 2, 3 ve 7 terim için ($n=1, 2, 3, 7$) belirlenen değişimler Şekil 2'de verilmiştir. Aynı şekil üzerinde Dk. 6'nın analitik çözümü ve Dk. 3 ile bulunabilen

$$i(t) = \frac{U}{R} \sqrt{\frac{1}{\alpha R U}} t \quad (13)$$

ifadesi de kesik çizgi ile gösterilmiştir, n'yi artırdıkça DT dönüşümü ile bulunan yaklaşık çözümün analitik çözüme hızla yakınsadığı, $n=7$ için farkedilemeyecek kadar çakıştığı gözlenmiştir.



Şekil 2 Akımın zamana göre değişimi; sürekli çizgiler DT dönüşümü ile bulunan çözümü, kesikli kalın çizgi analitik çözümü gösterir.

2.2. Darbe gerilimi uygulanması durumu

Bu durumda devrenin geçici rejimi $b(t)$ birim basamak-fonksiyonu olmak üzere aşağıdaki denklemden hesaplanır:

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + \alpha R \psi(t) = U b(t) - U b(t-x) \quad (14)$$

10, T] aralığında geçici rejimin durum denklemi Dk. 7 ile aynıdır. Bu nedenle bu aralıkta problemin yaklaşık çözümü Dk. 9'dakinin aynıdır. $t=t_0$ anında yaklaşık olarak

$$\psi(t) = \psi_r = \sqrt{\frac{U}{\alpha R}} \frac{C_1 t + C_2 t^2 + \dots + C_n t^n}{1 + C_1 t + C_2 t^2 + \dots + C_n t^n} \quad (15)$$

denklemleri bulunur, $[T, \infty)$ aralığında ise devrenin durumu

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + \alpha R \psi(t) = 0, \quad 0 \leq t - T < \infty \quad (16)$$

denklem) $\psi(t) = e^{-\alpha R t} V(t)$ fonksiyonu sürekli, azalan bir fonksiyon olacaktır. Bu fonksiyonun

$$\psi(t) = e^{-\alpha R t} (a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3 + \dots) \quad (17)$$

şeklinde olacağını varsayalım. Burada P genelde keyfi bir katsayıdır. Fakat bu katsayı $i=f(u)$ bağıntısından elde edilebilir. Diğer katsayılar ise $(a_1, a_2, a_3, \dots, a_n)$ aşağıdaki diferansiyel spektrumdan belirlenir:

$$\frac{k+1}{T} \Psi(k+1) + \alpha R \sum_{r=0}^k \Psi(k-r) P(r) = 0,$$

$$\Psi(0) = \psi_r$$

(18)

$$\sum_{r=0}^k \frac{(\beta T)^{(k-1)}}{(k-r)!} \Psi(r) = \psi_1 \delta(k) + a_1 T \delta(k-1) + \dots + a_n T^n \delta(k-n) \quad (18b)$$

Dk. 18'de k=0, 1, 2, 3, ...n değerleri için

$$\begin{aligned} \Psi(0) &= \psi_1; \quad \beta T \Psi(0) + \Psi(1) = a_1 T; \\ \frac{(\beta T)^2}{2!} \Psi(0) + \beta T \Psi(1) + \Psi(2) &= a_2 T^2; \\ \frac{\Psi(1)}{T} + \alpha R \Psi^2(0) = 0; \quad \frac{2\Psi(2)}{T} + 2\alpha R \Psi(0)\Psi(1) &= 0 \end{aligned} \quad (19)$$

elde edilir. Bu denklemlerin çözümünden belirsiz katsayılar kolaylıkla bulunabilir;

$$\begin{aligned} a_1 &= (p - ctRv_1/v), \\ a_2 &= \left(\frac{\beta^2}{2} - \alpha R \beta \psi_1 + (\alpha R)^2 \psi_1^2 \right) \psi_1. \end{aligned} \quad (20)$$

Dolayısıyla $t \in [0, \infty]$ aralığında Dk. 16'nın yaklaşık çözümü aşağıdaki şekilde olur:

$$\begin{aligned} \psi(t_1) &= \psi_1 e^{-\alpha R v_1 t_1} \left[1 + \alpha R t_1 (\psi_1 - \psi_1) \right. \\ &\quad \left. + (\alpha R)^2 \left(\frac{\psi_1^2}{2} - \psi_1 \psi_1 + \psi_1^2 \right) t_1^2 + \dots \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

2.3. Siniizoidal gerilim uygulanması durumu

Bu durumda devrenin geçici rejimi aşağıdaki denklemlerle belirlenir:

$$\frac{d\psi(t)}{dt} + \alpha R \psi^2(t) = U_m \sin \omega t. \quad (22)$$

Bu denklemin çözümü için $x_s(t)$ ve $x_g(t)$ fonksiyonları

$$x_s(t) = v/m \sin(a)t + \varphi \quad (23a)$$

$$x_g(t) = e^{-\beta t} (t + a_1 t + a_2 t^2 + \dots) \quad (23b)$$

ifadeleri şeklinde seçilebilir. Yukarıdaki işlemlere benzer olarak Dk. 22 ve 23'ün diferansiyel spektrumlarını oluşturarak belirsiz a_1 , a_2 , a_3 , ... katsayıları kolaylıkla belirlenebilir. Bu denklemlerin diferansiyel spektrumları aşağıdaki şekilde olurlar:

$$\begin{aligned} \frac{k+1}{T} \Psi(k+1) + \alpha R \sum_{r=0}^k \Psi(k-r)\Psi(r) \\ = U_m \frac{(\omega T)^k}{k!} \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right) \end{aligned} \quad (24a)$$

$$\sum_{r=0}^k \frac{(\beta T)^{(k-1)}}{(k-r)!} \Psi(r) = 5(k) + a_1 T \delta(k-1) + \dots + a_n T^n \delta(k-n)$$

$$+ M_{\beta} \frac{(\omega T)^k}{k!} \sum_{r=0}^k \binom{k}{r} \left(\frac{\beta}{\omega}\right)^{(k-r)} \sin\left(\frac{\pi r}{2} + \varphi\right). \quad (24b)$$

Belirsiz katsayılar bulduktan sonra devrenin geçici rejiminin çözümü Dk. 5'e uygun olarak elde edilir. Burada yaklaşık çözüm (Dk. 23b) başka bir fonksiyonla (örneğin yalnız exponent olarak) da seçilebilir. Bu fonksiyonların tiplerinin seçimi, diferansiyel spektrumların belirlenmesi için matematiksel işlemlerin azalmasına ve hesaplamaların kolaylaşmasına yardımcı olmalıdır.

3. SONUÇLAR

Diferansiyel Taylor Dönüşümü yöntemi nonlineer elektrik devrelerinde geçici rejimleri incelemek için etkin bir yöntem olarak kullanılabilir. Bu yöntemden yararlanarak nonlineer elektrik devrelerinde oluşan geçici rejimleri lineer devrelerde olduğu gibi genelleştirilmiş bir düzenle (Dk. 4) incelemek mümkündür. DT dönüşümünün diğer dönüşümlere göre avantajları ise aşağıdaki gibi özetlenebilir:

a) DT dönüşümünde konvolüsyon işlemi integral ifadesi ile değil basit cebirsel ifade ile belirlenir. Bu nedenle çeşitli temel fonksiyonların çarpımından veya bölümünden oluşan nonlineer diferansiyel denklemler bu yöntemle daha kolay çözülebilir.

b) DT dönüşümü ile nonlineer sistemlerin durum denklemlerinin hem analitik (seri şeklinde) hem de sayısal (spektrum şeklinde) çözümlerini elde etmek mümkündür.

Sonuç olarak DT yöntemini daha karmaşık sistemlerin geçici rejimlerinin incelenmesinde kullanmak için bu yöntemin tanım ve teoremlerinin daha da geliştirilmesi gerektiğini belirtmekte yarar vardır. Yazarlar tarafından DT yönteminin çeşitli bilimsel dallarda da etkin olarak kullanılmasının mümkün olduğu önceki yayınlarda gösterilmiştir [3, 4] ve bu yöndeki çalışmaları halen devam etmektedir.

4. KAYNAKÇA

- [1] Puhov, G. E., *Differential Transformation and Mathematical Modelling of Physical Processes* (in Russian). Naukova Dumka. Kiev. 1986.
- [2] Puhov, G. E., *Differential Spectrums and Models* (in Russian). Naukova Dumka. Kiev. 1990.
- [3] Abbasov, T., Herdem, S., and Koksall, M., "Modelling of Distributed Parameter Nonlinear Systems by Differential Taylor Method", *Proc. of 9th International Symp. on System-Modelling-Control* (on CD). Zakopane, Poland. April 27-May 1, 1998.
- [4] Herdem, S., Mamiş, M. S., Abbasov, T., and Koksall, M., "Numerical Solutions of Partial Differential Equations for Electrical Machines by Differential Taylor Transform", *Abstracts of 7th International Colloquium on Numerical Analysis and Computer Science with Applications*, p. 52, Plovdiv, Bulgaria. August 13-17, 1998.

ELEMANLARIN AKTİFLİĞİ VE PASİFLİĞİ HAKKINDA

Muhammet KOKSAL

İnönü Üniversitesi

Elektrik - Elektronik Müh. Bölümü, MALATYA

ABSTRACT

A new definition is made concerning the activity and passivity of multiterminal components. In the new definition, the mathematically indefinite concept "infinity" is not used; further, the new definition is not based on the concept of "initially stored energy" which itself needs to be defined.

I. GİRİŞ

Bir sistemi oluşturan elemanların aktiflik ve pasiflik kavramları devreler ve sistemler teorisinde çok önemlidir. Bu kelimeler genellikle lisans ve lisans üstü Elektrik-Elektronik Mühendisliği eğitiminde okutulan derslerin ve kitapların birçoğunun isimlerinde kullanılmaktadır. Örneğin, Pasif Devre Sentezi, Aktif Filtreler en çok kullanılan terimlerdenidir.

Aktiflik ele alındığında, birçok yazar onu $(-\infty, t]$ aralığında elemana iletilen enerjinin en az bir $t \in \mathbb{R}$ değeri için negatif olmasıyla, yani

$$W(t) = \int_{-\infty}^t v^T(\tau)i(\tau)d\tau < 0 \quad (1a)$$

eşitsizliği ile tanımlar; burada $(v(\cdot), i(\cdot))$ vektör fonksiyonları çiftinin (gerilim ve akım) herbiri t 'den \mathbb{R}^n 'e bir fonksiyon olup, n uçlu bir elemanın uç denklemlerini sağlarlar. Bu denklem ile tanımlanan enerji $W(t)$ aynı zamanda elemanın $t \in \mathbb{R}$ anındaki enerjisi olarak tanımlanır [1]. Pasiflik, aktifliğin tersi olarak tanımlanmıştır. Daha belirgin olarak her (v, i) çifti için ve her $t \in \mathbb{R}$ için eğer elemanın enerjisi hiçbir zaman negatif olmuyorsa, yani

$$\int_{-\infty}^t v^T(\tau)i(\tau)d\tau \geq 0 \quad (1b)$$

sağlanıyorsa elemana pasiftir denilir.

İçinde "sonsuz"un kullanıldığı diğer bir aktiflik tanımı şu şekilde yapılmıştır. Sonsuz bir zaman aralığında çevresine

sıfırdan büyük bir ortalama güç verebilen elemana aktif eleman denilir; bu durumda pasif eleman sonsuz bir zaman aralığında çevresine sıfırdan büyük bir ortalama güç veremeyen elemandır [2]. Bu tanımlarda da matematiksel olarak belirsiz olan ve gerçekçi olmayan "sonsuz" kavramı kullanılmıştır.

Aktiflik ve Pasiflik tanımlarındaki "sonsuz" terimi "başlangıçta depolanmış enerji" ve "başlangıçta gevşetilmiş eleman" gibi kavramların kullanılması ile kaldırılmıştır [3]. $t=t_0$ başlangıç anındaki depolanmış enerji $W(t_0)$, elemanda $t=t_0$ anına kadar depolanmış olduğu varsayılan enerjidir. Bu durumda herhangi bir $t \geq t_0$ anında elemana iletilmiş olan toplam enerji

$$W(t) = \int_{t_0}^t v^T(\tau)i(\tau)d\tau \geq 0 + W(t_0). \quad (2)$$

Eğer $W(t_0)=0$ ise, elemana $t=t_0$ başlangıç anında gevşetilmiş eleman denir. Böyle bir eleman

$$W(t) = \int_{t_0}^t v^T(\tau)i(\tau)d\tau \geq 0 \quad (3)$$

eşitsizliği t_0 'dan itibaren tüm zamanlar için ($t \in [t_0, \infty)$) geçerli ise pasiftir. Eğer $W(t)$ enerji fonksiyonu zamanın en az bir değeri için negatif ise bu elemana aktif eleman denilir.

Her ne kadar "sonsuz" u içermiyorsa da yukarıdaki tanımlar iki varsayıma dayanmaktadır:

- Başlangıçta depolanmış enerji $W(t_0)$ **tam olarak (belli bir matematiksel denklemle) tanımlanmamıştır; sadece elemanda $t=t_0$ başlangıç anında var olduğu kabul edilen enerjidir.**
- $W(t_0) \neq 0$ durumu için **değiştirilebilir veya düzeltilebilir olmasına rağmen Denklem 3 ile yapılan tanım sadece başlangıçta gevşetilmiş elemanlar içindir.**

Grafiksel olarak verilen uç karakteristiklerine bağlı olarak yapılmış olan aktiflik ve pasiflik kavramları sadece iki uçlu

elemanlar ve tek tip elemanlar için geçerlidir. Örneğin iki uçlu bir direnç, v-i karakteristiği üzerinde her bir v ve i için (orijin hariç olmak üzere) $v_i \geq 0$ ($v_i > 0$) eşitsizliğini sağlıyorsa (doğrudan) pasiftir [4]. Tanımda kullanılan bu eşitsizlikler elemanın v-i karakteristiğinin (v-i) Karteziyen düzleminin birinci ve üçüncü çeyrek bölgesinde olmasıyla benzer anlamları taşırlar. Benzer tanımlar bir kapasitansın q-v (yük-gerilim) karakteristiğini veya bir endüktansın X-'i (akışım-akım) karakteristiğini kullanarak bu elemanlar için de yapılabilir. Fakat böyle tanımlar sadece iki uçlu veya belirli türden elemanlara has olduğu için genel değildir.

2. YENİ TANIMLAR

Bu tebliğde yapılan aktiflik ve pasiflik tanımları aşağıdaki avantajlı özelliklere sahiptir.

- i) Matematiksel olarak belirsiz, fiziksel olarak gerçek olmayan "sonsuz" kavramı kullanılmamıştır.
- ii) Bir varsayım üzerine tanımlanmış "başlangıçta depolanmış enerji" ve bununla ilgili olarak "başlangıçta gevşetilmiş eleman durumu" terimleri kullanılmamıştır.
- iii) Tanımlar iki uçlu elemanlar için ve tek tür elemanlar için yapılmamıştır; dolayısıyla Karteziyen koordinat sistemindeki uç karakteristiklerine bağımlı değildir.
- iv) Yeni tanımlar öncelikle sınırlı bir zaman aralığı için yapılmıştır; böylece zamanla değişen elemanların aktiflik ve pasifliği ve benzer diğer özellikleri uç denklemlerinin de tanımlı olduğu belirli bir zaman aralığı için incelenmiştir.
- v) Tanımlar lineer olmayan elemanlar için de geçerlidir.
- vi) Yeni tanımlar "başlangıçta depolanmış enerji" ve "başlangıçta gevşetilmiş eleman" kavramlarını daha belirgin olarak tanımlamaya imkan verir.

Tanımlı. Aktiflik

Ne kadar büyük olursa olsun verilen herhangi bir $M > 0$ için $[t_a, t_b] \subset \mathbb{R}$ aralığında bir $[t_a, t_b] \subset \mathbb{R}$ alt aralığı için tanımlı, elemanların uç denklemlerini sağlayan

$$- \int_{t_a}^{t_b} v^T(\tau) i(\tau) d\tau \geq M \quad (4)$$

eşitsizliğine uygun tümleyen bir $(v(t), i(t))$ uç değişkenleri vektörleri çifti bulunabiliyorsa, bu elemana $[t_a, t_b]$ aralığında **aktif** $\dot{U}T$ denir. Eğer $t \in [t_a, t_b]$ zaman kısıtlaması yoksa, yani eleman her sınırlı zaman aralığında aktif ise, o zaman elemana sadece veya basitçe aktiftir denir.

Aktif olmayan herhangi bir eleman pasif olarak tanımlanır. Aktifliğin tanımının tabii bir sonucu olarak pasiflik te sınırlı bir $[t_a, t_b]$ zaman aralığı veya basitçe tüm zamanlar için geçerli olmak üzere zamandan bağımsız olarak tanımlanmış olur. Pasifliğin bu şekilde sözle tanımıyla uyumlu olmak üzere matematiksel temele dayalı bir tanımla aşağıdaki gibi yapılabilir.

Tanım 2. Pasiflik

Bir $[t_a, t_b] \subset \mathbb{R}$ zaman aralığında tanımlı uç denklemlerini sağlayan her tümleyen $(v(t), i(t))$ uç değişkenleri vektörleri çifti için

$$- \int_{t_a}^{t_b} v^T(\tau) i(\tau) d\tau \leq M \quad (5)$$

eşitsizliğini sağlayan bir $M > 0$ mevcutsa, bu elemana $[t_a, t_b]$ aralığında **pasiftir** denir. Eğer bir eleman \mathbb{R} 'nin her sınırlı alt aralığı için pasif ise bu elemana basit olarak veya sadece pasiftir denir.

Önerilen tanımlardaki (4) ve (5) denklemlerinde geçen Riemman integrallerinin [5] hesaplanabilmesi için yeterli bir koşul $v(t)$ ve $i(t)$ uç değişkenleri vektörlerinin parça parça sürekliliğidir [6]. Parça parça sürekli bir fonksiyon sürekli bir fonksiyon olup, sadece tanım kümesinin her sınırlı alt kümesinde belirli bir sayıda süreksizliğe sahip olabilen bir fonksiyondur; ancak bu süreksizlik noktalarında fonksiyon sınırlı kalmalı ve tanımlı sol ve sağ limitlere sahip olmalıdır. Denklem 4 ve 5'teki $v^T(t)i(t)$ teriminin (elemanın uç gücü) integralinin alınabilir olması gerekliliği tanımlarda bir kısıtlama getirmemektedir; çünkü aynı integral diğer mevcut tanımlarda da bulunmaktadır.

iler ne kadar bu tebliğde sunulan kavramların bir kısmı parça parça sürekli olmayan uç değişkenleri (örneğin kavramsal olarak sınırlı olmayan veya dağılım fonksiyonları anlamında genelleştirilmiş fonksiyonlar Dirac impuls fonksiyonu ve türevleri [7,8] gibi) için genişletilebilirse de, bu adı Riemman integralinden başka tür integral türlerinin kullanımını, soyut ve karmaşık matematik bilgisini gerektirir. Dolayısıyla anılan detaylar bu tebliğ kapsamına alınmamıştır.

Aktiflik için yapılmış olan tanımın fiziksel anlamı şudur: $[t_a, t_b]$ aralığında aktif olan bir elemandan bu aralıkta veya bunun alt aralıklarında istendiği kadar çok enerji çekilebilir.

Diğer Tanımlar. Çekilebilen (maksimum) enerji, Başlangıçta depolanmış enerji, Başlangıçta gevşetilmiş eleman, Toplam depolanmış enerji

Yukarıdakine benzer şekilde pasiflik için yapılmış olan tanımın fiziksel anlamı: $[t_a, t_b]$ aralığında pasif olan bir eleman tarafından sağlanan (verilen) enerji, uç

denklemlerini sağlayan tüm uygun uç değişkenleri vektör çiftleri için M gibi bir en küçük üst limit ile sınırlıdır.

Burada M , $[t_a, t_b]$ süresinde elemandan "(ekilebilen (maksimum) enerjiyi gösterir. Bu enerji aynı zamanda $[t_a, t_b]$ aralığı için elemanda t , "başlangıç anında depolanmış enerji olarak tanımlanır. Eğer $[t_a, t_b]$ aralığında çekilebilen maksimum enerji sıfır ise bu durumda elemana $t=t_a$ "başlangıç anında gevşetilmiş eleman" denir.

Tüm sınırlı aralıklar için elemandan çekilebilen enerjilerin supremumu, elemanın "toplam depolanmış enerjisi" olarak tanımlanır.

Zamanla değişmeyen bir eleman için çekilebilen maksimum enerjinin (veya başlangıçta depolanmış enerjinin) her sınırlı zaman aralığı için aynı olduğu gösterilebilir. Dolayısıyla böyle bir eleman için çekilebilen maksimum enerji (yani başlangıçta depolanmış enerji) toplam depolanmış enerji ile aynı olup herhangi bir zaman aralığına ihtiyaç duymadan anılabilir.

Yukarıdaki tanımların doğal sonuçları olarak aşağıdaki gerçekler sıralanabilir.

- Bir $[t_a, t_b]$ cR sınırlı aralığında aktif olan bir eleman aktif elemandır (yani tüm R için aktiftir); diğer taraftan $[t_a, t_b]$ 'yi tamamen içermeyen bir başka aralıkta veya $[t_a, t_b]$ 'nin bir alt aralığında aktif olmayabilir.
- Bir $[t_a, t_b]$ aralığında pasif olan bir eleman bu aralığın herhangi bir alt aralığında da pasiftir; ancak $[t_a, t_b]$ 'nin kısmen veya tamamen kapsadığı diğer bir aralıkta aktif olabilir.
- Yukarıdaki gerçeklerin bir sonucu olarak bir pasif eleman hiçbir zaman aralığında aktif değildir; ve bir aktif eleman en az bir sınırlı zaman aralığında aktiftir.

3. ÖRNEKLER VE TARTIŞIMA

Örnek I

Şekil 1'de gösterilen 2 uçlu bir $|i|$ elemanı ele alınsın. Şekilde S_1 , S_2 anahtarlarının çalışmasını gösteren $S_1(t)$, $S_2(t)$ anahtarlama fonksiyonları da verilmiştir. Kapalı (açık) olan bir ideal anahtar için anahtarlama fonksiyonunun değeri 1 (0)'dir.

N , zamanla değişen bir tek kapıdır. Herhangi bir $[t_a, t_b]$ aralığında $t_a \geq t_3$ veya $t_b \leq 0$ ise bu eleman pasiftir, çünkü $i(t) = 0$ ve Denklem 5

$$-|V'(T)|_1(T) / T \leq 0 \quad (6)$$

şeklinde sağlanır. Açıkça $(-\infty, 0]$ veya $[t_a, \infty)$ aralığında elemandan çekilebilen maksimum enerji ve elemanda başlangıç anında depolanmış enerji (bu aralıklar için) sıfırdır. Her ne kadar kapasitanslar üzerinde yük ve dolayısıyla enerji varsa da bu enerjiler belirtilen zaman aralıklarında elemandan çekilip başka bir devreye aktarılamaz.

$[0, t]$ aralığı gözönüne alındığında, N elemanın bu aralıkta pasif olduğu gösterilebilir; ancak bu aralık için (5) denklemi

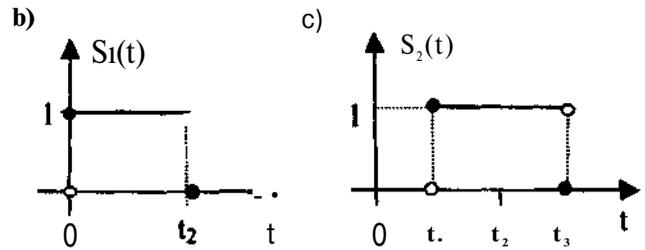
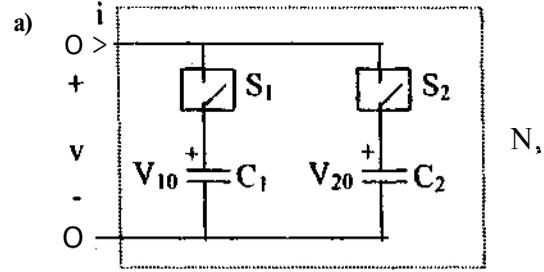
$$M_{11} = \frac{1}{2} C_1 V_{10}^2 \quad (7)$$

ile sağlanmaktadır. Bu değer $[0, t]$ aralığında çekilebilen maksimum enerji ve başlangıçta depolanmış enerjidir.

Benzer şekilde $[t_1, t_2]$ aralığı için eleman yine pasiflik özelliğini sağlar ve bu defa (5) denklemi

$$M = \frac{1}{2} C_1 V_{10}^2 + \frac{1}{2} C_2 V_{20}^2 \quad (8)$$

ile sağlanmış olup çekilebilen maksimum enerji (ve başlangıç anındaki enerji) artmıştır. M 'in bu değeri tüm aralıklar için en büyük değer olduğundan N , elemanın toplam depolanmış enerjisini belirler.



Şekil 1. Zamanla değişen iki uçlu eleman; a) Devre şeması, b, c) S_1 ve S_2 anahtarlarının çalışması; $C_1, C_2 > 0$ kapasitörlerin değerleridir; V_{10} ve V_{20} herhangi bir $t < 0 < (t) < t_2 < t_3$ anındaki gerilimleridir.

Örnek 2

Bu örnek birinciye benzemektedir; ancak C_2 kapasitansı R - O direnci ile değiştirilmiştir. Şekil 2'de görüldüğü gibi N_2 $[-\infty, t_1]$ ve t_1, ∞ aralıklarında pasiftir, ve bu aralıklarda maksimum çekilebilen enerjiler sırayla $C_1 V_{10}^2/2$ ve O 'dır. Diğer taraftan N_2 $[t_1, t_2]$ aralığında aktiftir. Çünkü ne kadar büyük olursa olsun verilen herhangi bir M için

$$v^2(t) \geq R \frac{M}{h-h} \quad (9a)$$

denklemini $[t_1, t_2]$ aralığında sağlayan sabit bir gerilim (4) denklemini t_1, t_2 , t_1, t_2 ile sağlar. Dikkat edilirse, eğer f, e $[t_1, t_2]$ ise Denklem 9a

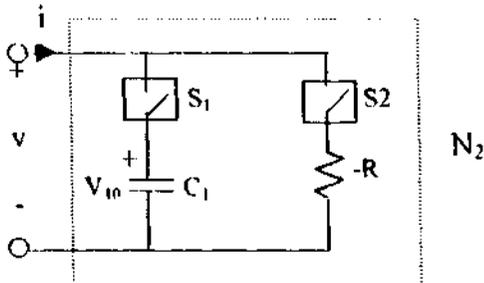
$$v^2(t) \geq R \frac{M - \frac{1}{2} C_1 V_{10}^2}{(t_2 - t_1) - \frac{1}{2} RC_1} \quad (9b)$$

şeklinde yazılmaktadır.

Şekil 2'deki devredeki şifnt kolların seri olarak bağlanması durumunda bulunan eleman, basit bir devre teorisi ve matematik bilgisi ile elde edilebilir ki

$$v^2(t) > \frac{M}{t_2 - t_1} \frac{1}{C_1 [e^{-\frac{t-t_1}{RC_1}} - 1]} \quad (9c)$$

eşitsizliğini sağlayan sabit bir v uç gerilimi ile $[t_1, t_2]$ aralığında uyarıldığında, elemandan çekilebilen enerji ne kadar büyük olursa olsun verilen herhangi bir M sayısından büyüktür. Dolayısıyla bu eleman $[t_1, t_2]$ aralığında aktiftir.



Şekil 2. Zamanla değişen aktif bir eleman N_2 ; $-R$ negatif bir direnç olup anahtarların çalışması Şekil 1'de gösterildiği gibidir.

İkinci örnekte ele alınan şifnt Veya seri bağlı RC devresinden oluşturulmuş elemanın aktiflik ve pasifliğinin tanımı için $q-v$ veya $i-v$ karakteristiği yalnız

aşına kullanılamaz; bu karakteristikler elemanın zamanla değişme özelliğinden dolayı tek değildir. Dolayısıyla terminal karakteristiklerin Karteziyen düzlemindeki konumlarına göre yapılmış olan klasik **aktiflik—pasiflik** tanımları bu örnek için hemen uygulanamaz.

4. SONUÇLAR

Bu tebliğde yeni aktiflik ve pasiflik tanımları verilmiştir. Yeni tanımlarda matematiksel olarak belirsiz olan sonsuz kavramı kullanılmamıştır. Başlangıçta depolanmış enerji ve buna bağlı olarak başlangıçta gevşetilmiş eleman kavramları da kullanılmamıştır. Ayrıca bu kavramlar birer varsayım olarak değil matematiksel olarak tanımlanmış büyüklükler olarak sunulmuştur. Pasif bir eleman için başlangıçta depolanmış enerji belli bir zaman aralığında elemandan çekilebilen maksimum enerji olarak tanımlanmış, ayrıca toplam depolanmış enerji tanımı yapılmıştır. Yapılan tanımlar zamanla değişen çok uçlu direnç ve reaktif elemanlar ile, genelde lineer olmayan ve hibrit elemanlar için de geçerlidir. Tanımlarda Karteziyen koordinat sistemine bağımlılıktan kaçınılmış ve matematiksel ifadeler kullanılmıştır. Farklı zaman aralıklarındaki aktiflik ve pasiflik özellikleri arasında birkaç bağıntı verilmiştir. Bu çeşit bağıntılar ve bazı diğer kavramlar yeni aktiflik ve pasiflik tanımları kullanılarak geliştirilebilir. Kayıpsız eleman [1-3], gevşetilmiş durum [3], kuvvetli aktiflik ve pasiflik (strict activity and passivity) [4] bunlar arasından bazılarıdır.

REFERANSLAR

1. Acar, C, Elektrik Devrelerinin Analizi, t.T.Ü.,Yayın No. 1553, İstanbul, 1995.
2. William, H. H., Jack, J. ve Kemmerly, E., Engineering Circuit Analysis, McGraw-Hill Int. Ed., Singapore, 1986
3. Tokad, Y., Devre Analizi Dersleri, Cilt.1., Çağlayan Kitabevi, 2. Baskı, İstanbul, 1986.
4. Cluza, L. O., Desoer, C. A. ve Kuh, E. S., Linear and Nonlinear Circuits, McGraw-Hill Int. Ed., New York, 1987.
5. Thomas, G. B. ve Finney, R. L., Calculus and Analytic Geometry, Addison-Wesley Pub. Comp., Reading, 1984.
6. Desoer, C. A., Notes for a Second Course on Linear Systems, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1970.
7. Courant, R. ve Hilbert, D., Methods of Mathematical Physics, 2 vol., Wiley-Interscience, New York. 1962

BAND-SÖNDÜREN İKİ KAPILI DEVRELERİN TANIMLANMASI İÇİN

AÇIK (EXPLICIT) FORMÜLLER

Ahmet SERTBAŞ
Teknik Bilimler M. YO., İstanbul Üniversitesi
.14850 Avcılar, İstanbul
E-mail : undir@istanbul.edu.tr

ABSTRACT

In this study, the construction problem of two-variable scattering functions that characterize lossless two-ports consisting of LC tank type lumped reactances (band-reject type) and commensurate transmission lines is proposed. The explicit formulas are obtained for low-order mixed structures called HRLI (band-reject ladder with unit elements), by means of its topologic properties. An example is presented to exhibit the application of the obtained explicit formulas for HRLI.

1. GİRİŞ

İkili değişkenli yaklaşım, özellikle uniform, kayıpsız eşil uzunluklu transmisyon hatları ve toplu pasif elemanlardan oluşturulan kayıpsız iki kapılı devre tasarımında kullanılmıştır [1-5]. Günümüzde MIC (Monolithic Integrated Circuit) teknolojisinin artan önemi yüzünden, son yıllarda çeşitli transmisyon sınırlarından oluşan basit iki kapılıların kaskad bağlanması ile elde edilen karma, toplu ve dağıtık elemanlı devrelerin sentezi üzerinde yoğunlaşmış çalışmalar yapılmaktadır [6-11]. Bu yönle, çok değişkenli sentez teknikleri doğal olarak gündeme getirmektedir.

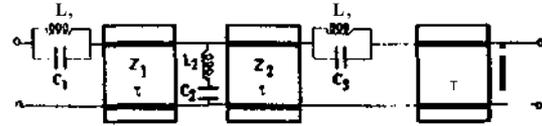
Öte yandan, çok değişkenli teknikleri kullanarak karma elemanlı devrelerin sentezinde karşılaşılan en önemli problem, iki değişkenli Hurwitz polinomunu çarpanlarına ayırma (factorization) sorunu olduğu bilinmektedir. Tek değişkenli polinomu köklerine ayırma gibi bir yöntem, ne yazık ki, iki değişkenli durum için söz konusu değildir. Ancak [6]'da, kayıpsız ve sınırlı karma elemanlı yapıların topolojik özellikleri kullanılarak iki değişkenli polinomları çarpanlarına ayırma problemi, doğrusal olmayan bir denklem takımının çözümüne indirgenebileceği gösterilmiştir. Daha sonra, söz konusu çalışmada ile gösterilen yöntem, basit toplu elemanlar ve transmisyon hatlarından oluşan değişik sınırlı karma elemanlı kayıpsız iki kapılı devre topolojilerine uygulanarak, elde edilen karma elemanlı yapıları tanımlayan açık ifadeler (explicit) türetilmiştir [7-11].

Bu çalışmada, Şekil 1'de görülen, band-söndüren kavakta de

toplular elemanlar (seri LC tank, şönt LC tank) ve eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşan karma elemanlı yapıyı (Band-söndüren birim elemanlı merdiven / BRLU) karakterize eden açık ifadeler verilecektir. Filtre problemi için, yeni elde edilen açık ifadeler kullanılıp band-söndüren tip karma elemanlı devre gerçekleştirilmesi, uygulama bölümünde ele alınmıştır.

2. KARMA ELEMANLI İKİ KAPILININ TANIMLANMASI

Şekil 1'de, transmisyon sıfırları sonlu imajinel eksen üzerinde olan ($p = \pm j\omega_0$) LC tank formundaki toplu elemanlar ve eşit uzunluklu transmisyon hatlarından oluşturulan sınırlı, kayıpsız iki kapılı düşünelim.



Şekil 1. Band-söndüren birim elemanlı merdiven devre genel formu.

Genel olarak, iki-değişkenli kaskad iki kapılı devreler, kompleks frekans değişkenleri p ve X 'nin fonksiyonu olan, iki değişkenli saçılma parametreleri cinsinden tanımlanabilir. İki kapılıyı tanımlayan saçılma matrisi $S = S(p, X)$ ve saçılma transfer matrisi $T = T(p, X)$ 'nin kanonik gösterimi ($f = f(p, X)$, $g = g(p, X)$, $h = h(p, X)$) aşağıda verilmiştir:

$$S = \frac{1}{g} \begin{pmatrix} h & \sigma f \\ f & -ah \end{pmatrix} \quad T = \frac{1}{f} \begin{pmatrix} \sigma g & h \\ f & g \end{pmatrix} \quad (1)$$

burada, $g = g(-p, -X)$, $h = h(-p, -X)$ ve $f = f(-p, -X)$ olarak tanımlıdır ve $(g, h$ ve $f)$ kompleks değişken p ve X 'nin reel polinomlarıdır.

- $g(p, X)$ Saçılma Hurwitz polinomudur [12],
- g, h ve f kayıpsızlık ilişkisi ile bağlantılıdır.

$$g g^* = h h^* + f f^* \quad (2)$$

$$\bullet f(\lambda) = (1 + k_1 p^{-1} + k_2 p^{-2} + \dots + p^{-n}) (1 - X^3)^{m^2} \quad (3)$$

Burada, u ve n, sırasıyla, birim eleman (Ucs) ve toplu eleman sayısını; (k¹, k², ...) tasarım öncesi seçilen sabitleri simgelemektedirler.

İki değişkenli polinomlar g=g(p,X) ve h=h(p,X) katsayılar formunda tanımlanarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$g(p, \lambda) = p^T \Lambda_p \lambda, \quad h(pM) = p^T A X; \quad (4)$$

burada,

$$\Lambda_p = \begin{bmatrix} g_{0n} & g_{01} & \dots & g_{0n_1} \\ K_{i1} & g_{11} & \dots & K_{i1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varepsilon_{n_1, n} & K_{i,1} & \dots & K_{i, n_1} \end{bmatrix}, \quad \Lambda_A = \begin{bmatrix} h_{0n} & h_{01} & \dots & A_{n_1} \\ \dots & \dots & \dots & h_{n_1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_1, n} & h_{n_1, 1} & \dots & h_{n_1, n_1} \end{bmatrix}$$

$$p^j = [1 \ p \ f \ i \ \dots \ p^{-n} \ i] \quad \Lambda^j = \begin{bmatrix} f_i & j & * & \dots & T_i \\ = & 1 & A & X & \dots & A \ 1 \end{bmatrix}$$

n₁ ve i; kanna elemanlı yapıdaki, sırasıyla toplu ve dağılık eleman sayısını göstermektedir.

Şekil 1'de görülen kanna elemanlı yapı analiz edildiğinde, aşağıdaki özellikler kolaylıkla çıkarılabilir:

1. (3)'de p=0 veya p=∞ konulursa,

$$f(\lambda) = f(\lambda) = f(\lambda) = (1 - X^3)^{m^2} \quad (5)$$

X=0 konulduğunda,

$$f(p, 0) = (1 + k_1 p^{-1} + \dots + p^{-n}) \quad (6)$$

sırasıyla kıskad bağlı dağılık (5) ve toplu (6) elemanlı iki kapılının bulun transimiyon sıfırlarını belirleyen polinomlar elde edilebilir

2. (2) ile p=0 konularak, sadece birim elemanlardan oluşan iki kapılıyı (dağılık elemanlı prototip) tanımlayan denklem çıkarılabilir

$$g(\lambda) = g(0, X) = h(0, X) = h(0, \lambda) + (1 - \lambda^3)^n \quad (7)$$

Burada, {p(O.V), l(O.X), f(O.X)} dağılık elemanlı prototipi tanımlayan kanonik polinomlardır.

3. Bir önceki özellik, (2)'de p=∞ konulmak da çıkarılabilir. Yani,

$$g(\lambda) = g(\infty, X) = I(\infty, X) = I(TC, -X) + (1 - X^3)^n \quad (8)$$

Burada, {p(∞.X), l(∞,X), f(∞,X)} kanonik polinomları da dağılık elemanlı prototipi tamamen belirleyebilir.

4. Öte yandan, (2)'de X=0 konulduğunda, sadece toplu elemanlardan (seri I.C tank, şönt I.C tank) oluşan toplu prototipi tanımlayan kayıpsızlık denklemi elde edilebilir:

$$g(p, 0)g(-p, 0) = h(p, 0)h(-p, 0) + (1 + k_1 p^{-1} + k_2 p^{-2} + \dots + A p^{-n})^2 \quad (9)$$

Benzer şekilde, {g(p, 0), h(p, 0), f(p, 0)} band söndüren karakterli toplu elemanlı prototipi tanımlayan kanonik polinomlardır.

5. Saçılma parametreleri S_n yansıma ve S_{2j} iletim fonksiyonlarının orijin ve sonsuzdaki davranışları incelenirse,

$$S_n(0, 0) = S_n(\infty, 0) = 0, \quad (h_{00} = h_{n, n} = 1 = 0), \\ S_{2j}(0, 0) = S_{2j}(\infty, 0) = 1 \quad (W_{g1} = f_{1, n} / g_{n, 1} = 0).$$

gerçekleme sonucu transformatörsüz karma elemanlı bir yapı ile karşılaşılabilmesi için seçilmesi gereken katsayı değerleri belirlenebilir.

(2) bağıntısı katsayılar cinsinden düzenlenerek, değişkenlerin üstel kuvvetlerine göre taraf tarafa eşitlenirse, quadratik birtakım denklemler elde edilecektir[6]. Bu denklemlerin çözümü, iki değişkenli polinomların katsayılarını (4) belirlemeye karşı gelmektedir. Ancak, bilinmeyen sayısı ve denklem sayısı farklı olduğundan, bu denklemlerin çözümü için birtakım kısıtlamalara ihtiyaç duyulduğu kolaylıkla görülebilir. Öte yandan, (7,8,9)'daki tek değişkenli polinomlar, (4)'de verilen katsayılar matrislerinin sırasıyla, birinci satırı, sonuncu satır ve birinci kolonunu oluştururlar. Böylelikle, problem bu satır ve sütunlar haricinde kalan katsayıları (bağlantı bilgisi) belirlemeye indirgenmiş olur. Kalan katsayıları bulmanın yegane yolu, düzenli ve sınırlı bir formda topoloji seçimi ile ilave kısıtları elde etmek ve bunları denklem kümesi içinde kullanarak çözümleri üretmektir.

3. KARMA ELEMANLI YAPININ AÇIK KATSAYI İLİŞKİLERİNİN ELDESİ

Band-söndüren birim elemanlı yapı (BRLU) topolojisi yardımıyla aşağıdaki kısıtları elde etmek mümkündür:

- A_n, pozitif, reel katsayılar matrisi
- $g_{11} = g_{01}g_{10} - h_{01}h_{10}, \quad g_{i, i} = g_{i, i-1}g_{i-1, i} - h_{i, i}h_{i-1, i}$
- $h_{i, i} = \mu_i g_{i, i}, \quad (i=1, 3, 5, \dots, (n_p-1)),$
- $g_{i, i} = k_i g_{0, i}, \quad h_{i, i} = k_i h_{0, i}, \quad (i=2, 4, \dots, (n_p-2)),$
- $g_{i, i-1} - \mu_i h_{i, i-1} = k_i (g_{i, i-1} - \mu_i h_{i, i-1})$
- $\mu_1 = \text{Sgn}(h_{n, 1}) = \pm 1$ burada (n₁=n₁/2)
- $\mu_2 = \text{Sgn}(h_{i, i}) = \pm 1 \quad (i=1, 3, 5, \dots, (i_{yi}))$
- $\mu = \mu_1 = \mu_2 = \pm 1 \quad (n_1 = n_1 + 1 \text{ için})$
- $*2 = \text{ftn} - \ll V \quad (n_1 \leq 2 \text{ için})$

Bu özellikler, tamamıyla, seçilen merdiven formun düzenli yapısı sayesinde bulunabilmiştir ve topolojik analiz yapılarak ispatlanabilir[8]. Elde edilen bu özellikler kullanılarak, sözü edilen quadratik denklem takımı belirli bir devre karmaşıklığına kadar (4 toplu, 2 birim eleman) çözülerek, inceleme altındaki karma elemanlı devreyi tanımlayan h ve g polinomu katsayıları bulunmuştur.

Aşağıda, basit karma elemanlı merdiven yapılar için, elde edilen açık katsayı ilişkileri çıkarılmaları göstermeksizin verilmiştir[8]. Bu katsayı ilişkileri ile karakterize edilen devre gerçeklemeleri Şekil 2'de gösterilmiştir. Burada,

h_{ij} katsayıları (i=0, 1, ..., n₁),

h_{0j} katsayıları (j=0, 1, ..., n₁),

ve h_{nn}=h₁₁, katsayıları bağımsız olarak seçilmiştir.

Ayrıca, g_{0j} katsayıları (9), g_{ij} katsayıları (7) ve g_{ij} katsayıları (8)'den yararlanarak bulunan kesin Hurvitz/ polinomlanlı. Kanım elcmanlı iki kapılının bağlantı bilgisini taşıyan kalan katsayılar (connectivity information) aşağıda elde edilen açık katsayı ilişkileri kullanılarak hesaplanmıştır. Böylelikle, sonuç karına, toplu ve dağılık elcmanlı iki kapılıyı tanımlayan kanotik polinomlanın katsayı matrisleri A_1 ve A_2 belirlenmiş olmaktadır.

$n_p = 2, n_x = 1$ için:

$$A_h = \begin{pmatrix} 0 & >0, \\ >,0 & K \\ 0 & h_{21} \end{pmatrix}, \quad A_t = \begin{pmatrix} & \\ & \\ 1 & R_{\infty} \end{pmatrix}$$

$$g_{11} = |h_{11}|, \quad g_{12} = (1 + h_{01}^2)^{-1/2}, \quad H_1 = \text{Sgn}(h_{10}),$$

$$g_{11} = g_{01} g_{10} - h_{01} h_{10}, \quad h_{11} = \mu_2 g_{11}, \quad \mu_1 = \text{Sgn}(h_{11}),$$

$$h_{11} = \mu_2 g_{11}, \quad g_{21} = \text{gol}$$

$n_p = 4, n_x = 1$ için:

$$A_h = \begin{pmatrix} 0 & >01 & \\ >,0 & >, > \\ h_{20} & >2, & \\ >0 & >1 & \\ 0 & h_{11} & K & h_{11} \end{pmatrix}, \quad A_g = \begin{pmatrix} 1 & >01 & \\ g_{10} & g_{11} & \\ g_{20} & g_{11} & \\ g_{10} & g_{11} & \\ 1 & g_{11} & \end{pmatrix}$$

$$g_{10} = (2(g_{20} - k_2) + h_{10}^2)^{-1/2}, \quad g_{30} = (2(g_{10} - k_1) + h_{10}^2)^{-1/2}$$

$$g_{20} = (2(2 - g_{30} g_{10} + h_{30} h_{10}) + h_{20}^2 + k_2^2)^{-1/2},$$

$$g_{41} = g_{01}, \quad h_{11} = h_{01},$$

$$g_{11} = g_{01} g_{11} - h_{01} h_{11}, \quad |h_{11}| = g_{11},$$

$$g_{11} = g_{01} g_{11} - h_{01} h_{11}, \quad |h_{11}| = U_{gij}, \quad |\mu| = \pm 1$$

$$g_{21} = k_2 g_{11}, \quad h_{21} = k_2 h_{01}, \quad k_2 = g_{21} \mu h_{20}$$

$n_p = 4, n_x = 2$ için:

$$A_h = \begin{pmatrix} 0 & >01 & >02 \\ >,0 & >, > \\ h_{20} & h_{21} & h_{22} \\ >0 & >1 & >2 \\ 0 & h_{11} & h_{12} \end{pmatrix}, \quad A_G = \begin{pmatrix} 1 & g_{01} & g_{02} \\ R_{10} & g_{11} & g_{12} \\ g_{20} & g_{11} & g_{22} \\ g_{10} & g_{11} & g_{12} \\ 1 & g_{11} & g_{12} \end{pmatrix}$$

$$g_{11} = (2(g_{20} g_{01} + 2 + h_{10}^2))^{-1/2}, \quad g_{02} = (1 + h_{02}^2)^{-1/2}$$

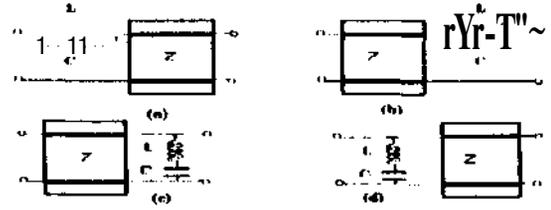
$$g_{11} = g_{01}, \quad g_{12} = g_{02}, \quad h_{11} = h_{01}, \quad h_{12} = h_{02}$$

$$g_{11} = g_{01} g_{10} - h_{01} h_{10}, \quad h_{11} = \frac{\alpha_{10}}{0f_{11}} h_{02} + \frac{\alpha_{01}}{1,0} h_{20}$$

$$g_{21} = h_{21} + k_2 (g_{01} - h_{01}), \quad h_{21} = \frac{g_{01} (g_{20} g_{01} - h_{20} h_{01}) - g_{01} (g_{20} g_{01} - h_{20} h_{01})}{g_{01} h_{01} - h_{20} g_{01}}$$

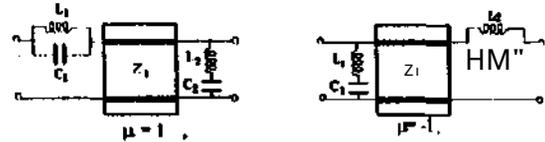
$$g_{31} = g_{01} g_{30} - h_{01} h_{30}, \quad h_{31} = \frac{\alpha_{30}}{0,} h_{02} + \frac{\alpha_{01}}{10} h_{20}$$

tip = 2, $n_x = 1$ için konfigürasyonlar:

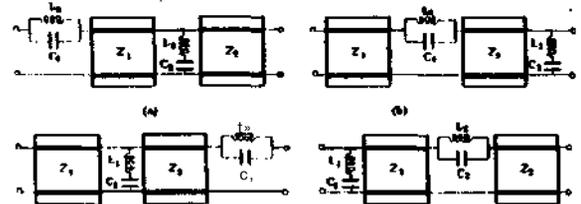


(a) $\mu_1 = \mu_2 = 1$, (b) $\mu_1 = 1, \mu_2 = -1$, (c) $\mu_1 = -1, \mu_2 = 1$, (d) $\mu_1 = -1, \mu_2 = -1$

$n_p = 4, n_x = 1$ için konfigürasyonlar:



$n_p = 4, n_x = 2$ için konfigürasyonlar:



(a) $n_1 = \mu_2 = 1$, (b) $n_1 = 1, n_2 = -1$, (c) $n_1 = -1, n_2 = 1$, (d) $n_1 = -1, n_2 = -1$

Şekil 2. Karma elemanlı devre gerçeklemeleri

$$g_{12} = (1 / \alpha_{01}) (g_{10} g_{02} - h_{10} h_{02}), \quad h_{12} = \mu_2 g_{12}$$

$$g_{32} = (1 / \alpha_{01}) (g_{31} g_{02} - h_{31} h_{02}), \quad h_{32} = \mu_2 g_{32}, \quad \mu_1 = \text{Sgn}(h_{20})$$

$$g_{22} = k_2 g_{11}, \quad h_{22} = k_2 h_{02}, \quad k_2 = g_{20} - H |h_{20}|$$

$$\alpha_{01} = g_{01} - \mu h_{01}, \quad \alpha_{10} = g_{10} - \mu h_{10}, \quad \alpha_{30} = g_{30} - \mu h_{30}, \quad \mu = \mu_2 = \pm 1$$

4. UYGULAMA

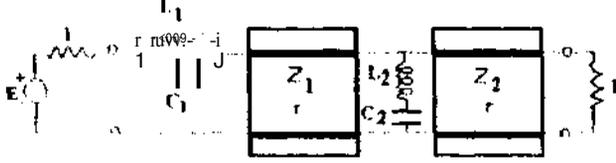
Bu bölümde, band-söndüren birim elemanlı merdiven devre yapısını, yüksek frekanslarda (özellikle mikrodalga frekansında) kullanılacak band-söndüren karakterli bir filtre tasarımına uyguladık. Bu amaçla, 6 elemanlı (4 toplu eleman, 2 birim eleman) karma yapıyı (BRLUs), $0.6 \leq w \leq 1.4$ normalize frekans bandını söndüren bir filtre devresi olarak seçtik.

Seçilen karma elemanlı iki kapılının güç kazancını, en düşük karalar kriterini kullanan Levenberg-Marquadt yöntemi ile optimize ederek, söndürme bandında ideal, düzgün kazanç seviyesi sağlanacak şekilde katsayıları belirledik. Bu örnekte, $\{h_{10}, h_{20}, h_{30}, h_{40}, h_{01}, h_{11}, h_{21}, h_{31}, h_{41}\}$ katsayıları ve işaret sabitleri $\{\mu_1, \mu_2\}$ serbest seçilen parametrelerdir ve transmisyon hatlarının gecikmesi (T) ile birlikte optimize edilmişlerdir.

Optimizasyon sonucunda, aşağıda verilen h ve g polinomlan katsayı matrisleri elde edilmiştir:

$$A_s = \begin{pmatrix} n & -rt4114 & no<5i? \\ n725<5 & 00591 & 087?? \\ n & isr- & -05157 & n13?x \\ 02780 & 094(5? & 07805 \\ 0 & -0414-1 & 00(51* \end{pmatrix} \cdot A_r = \begin{pmatrix} 1 & 2 & (M & M & 11019 \\ 12221 & 21966 & 08789 \\ 26492 & 48071 & 21*98 \\ 10219 & 19731 & 07811 \\ 1 & 2043-1 & 10019 \end{pmatrix}$$

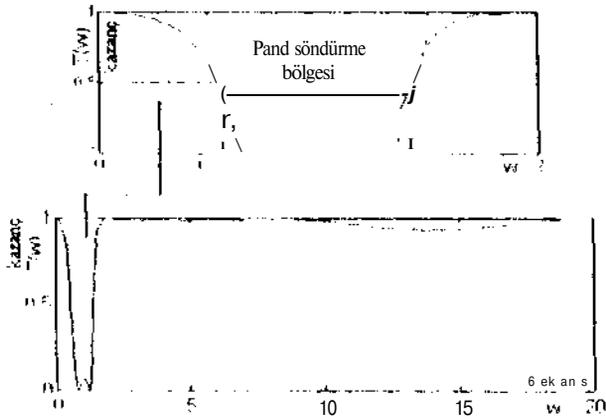
Sonuç karma elemanlı yapı (hand-söndüren filtre) ve performans karakteristiği Şekil 3 ve Şekil 4'de sırasıyla görülmektedir. Tablo I'de, Şekil 3'deki kanna, toplu ve dağıtık elemanların devrenin normalizasyon eleman değerleri verilmiştir.



Şekil 1 Katma elemanlı band-söndüren filtre

Tablo I. Normalize eleman değerleri:

$C_1 = 1.3442$	$L_1 = 0.04965$	$L^0 = 0.7692$	$C_2 = 1.9477$
$r_1 = 0.8397$	$Z_j = 0.7894$	$r = 0.1617$	$ ip ir1$



Şekil 4 (Şekil 1)'deki filtre performans karakteristiği

5. SONUÇLAR

Hu çalışma, iki değişkenli hand-söndüren devrenin devre elemanlarının tanımlanması konusunda orijinal sonuçları ortaya koymaktadır. Burada elde edilen açık (explicit) formülasyonum özellikle mikroiçerme devre tasarımında kullanılabilirliği inancındayız.

(>le \andan, iki değişkenli devre için yaklaşım (approximation) problemi literatürde yer alan pek çok çalışmaya rağmen henüz çözülebilmemiş değildir [13,14]. Toplu ve dağıtık elemanlı kayıpsız iki kapılı devrelerin yaklaşım problemini çözmek için en uygun yol, devrenin topolojik özelliğini kullanmaktır. Bu yüzden, bu çalışmada, sınırlı hand-söndüren tipte toplu ve dağıtık elemanlı kayıpsız iki kapılı devre (RRLIs) topolojisinin özellikleri araştırılmıştır. Bu çalışmada elde edilen sonuçların, tasarımcı için yaklaşım problemi açısından makul çözümler üretebileceğini ümit etmekteyiz.

6. KAYNAKÇA

- [1] Koga, T., 'Synthesis of a resistively terminated cascade of uniform lossless transmission lines and lumped passive lossless two ports, IEEF Trans. Circuit Theory, vol. 18, pp. 444-455, July 1971.
- [2] Rhodes J.D. ve Marston P.C., 'Cascade synthesis of transmission lines and lossless lumped networks', Electr. Lett. vol. 7, pp.621-622, (Oct. 1971).
- [3] Rhodes J.D. ve Marston P.C., 'Cascade synthesis of two-variable one element kind networks', IEEF Trans. Circuit Theory. vol. 19, pp. 78-80, Jan.. 1972.
- [4] Unski M. ve Piekarski M S., 'Synthesis of a network containing a cascade of commensurate transmission lines and lumped elements' Proc. IHE, vol. 119, pp 153-159, Feb. 1972.
- [5] Yarman. M.S. ve Aksen, A.'An integrated design UKII to construct lossless two- ports with mixed, lumped and distributed element, IFFE Trans. Circuit and Sys., vol. 39, pp.713-723, Sept.. 1992.
- [6] Aksen A, Design of lossless two ports with mixed, lumped and distributed elements for Broadband Matching", PhD. Dissert. Lehrstuhl fuer Nachrichtentechnik. Ruhr-Universitaet Bochum, 1994.
- [7] Aksen A. and Yarman R.S.: 'A semi-analytical procedure to describe lossless two-ports with mixed lumped and distributed elements', IEEF Int. Symp. On Circuit and Systems, vol.5-6, pp.205-208, 1994.
- [8] Sertbaş A.. 'Description of (generalized Lossless Two -Ports Ladder Networks with Two-variable", PhD. dissertation, Istanbul University, 1997.
- [9] Aksen A. and Yarman R.S.: 'Cascade Synthesis of Two-Variable Lossless Two-Port Networks of Mixed, Lumped Elements and Transmission Lines: A semi-analytical procedure". NDS-98. Poland. July 12, 1998.
- [10] Sertbaş A., Yarman R S. and Aksen A: "Explicit two-variable description of a class of band-pass lossless two- ports with mixed, lumped elements and transmission lines". NDS-98, Poland, July 12. 1998.
- [11] Sertbaş A., Aksen A. and Yarman R S.: 'Construction of Some Classes of Two-Variable Lossless Ladder Networks with Simple Lumped Elements and Uniform Transmission Lines'. IFFF. Asia-Pacific Conference, Thailand, November 24-27, 1998.
- [12] Fettweis, A, 'Cascade synthesis of lossless two ports by transfer matrix factorization", Network Theory, pp. 43-103. (Gordon & Reach, 1972).
- [13] Rhodes, J.D., 'Solution to the approximation problem for a class of two variable ladder networks, Proc. IEEF, pp.537-540, May 1972.
- [14] Fettweis, A, 'Design of recursive quadrant fan filters, Archiv Electr. Übertragung., vol. 34, pp. 97-103, March. 1980.

PARAMETRİK BELİRSİZLİK İÇEREN SİSTEMLERİN SINIRLARININ TESPİTİ İÇİN KÖŞE-KENAR ALGORİTMASI

Can ÖZDEMİR

Sivil Havacılık Yüksekokulu
Anadolu Üniversitesi
26470 Hsikişçir

E-mail : co/demir@anadolu.edu.tr

Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Hlektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü
Osmangazi Üniversitesi
26480 Hsikişçir

E-mail: akaratnan@ogu.edu.tr

ABSTRACT

The time invariant linear systems containing parametric uncertainties are considered. It is well known that their response to signals at any frequency is represented by a complex number in the complex plane. In this paper it is aimed to provide an easy-to-implement algorithm in the complex plane of the response. In illustrative example is included.

1. GİRİŞ

Kontrol sistemleri tasarımında ve analizinde klasik kontrol yöntemlerinden biri olan frekans tepkisi metotları çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu metotlar benzer şekilde belirsiz sistemlerin tasarımında da kullanılabilirler, fakat belirsiz sistemlerin frekans tepkisi, her bir frekans değeri için bir değer kümesi oluşturur. Bu kümenin en iyi şekilde ifade edilebilmesi için sınırlarının hesaplanması gerekir. Ancak bundan sonra klasik frekans yöntemleri uygulanarak denetleyici tasarımı veya performans analizi gibi çalışmalar yapılır.

Parametrik belirsizlik içeren sistemlerin değer kümesinin verimli bir şekilde hesaplanması amaçlı çalışmalar Kharitonov Teoremi'nin ortaya çıkmasından sonra görülmeye başlamıştır. Karamancıoğlu v.d. [2], Karamancıoğlu ve Dzafarov [1], Bailey v.d [1], Shen v.d. [5], Liu [6] çeşitli sistem ifadeletinden hareketle parametrik belirsizlik içeren sistemlerin frekans tepkisi sınırlarını bulmak için farklı yöntemleri izleyerek algoritmalar eklemeye çalışmışlardır. Shen v.d. [5], [7] de geliştirilen algoritmayı biraz daha iyileştirmek için frekans tepkisi sınırlarının içeren kümeyi daha da küçültmek için yaklaşık olarak veren algoritmayı elde etmişlerdir. Bu çalışmalardan en verimli ve kesin sınırları veren algoritma [3] de yer almaktadır. Karamancıoğlu ve Dzafarov [3] çalışmalarında, [2] de geliştirdikleri algoritmayı daha da geliştirilerek pay ve payda polinomları birbirinden bağımsız, olarak katsayılarında belirsizlik içeren sistemler için frekans tepkisini veren kümenin kesin sınırlarını belirleyen bir algoritma geliştirmişlerdir.

Bu çalışmada ise [2] de geliştirilen *line elimination algorithm* yerine üçüncü bölümde *köşe-kenar eleme algoritması* verilecektir. Bu algoritma, frekans tepkisi sınırlarını daha verimli olarak vermektedir. Çünkü kenar eleme algoritmasının uygulanması sırasında göz önünde bulundurulması gereken bazı

özellikler (dikdörtgen kenarlarının eksenlerle çakışması veya eksenleri kesmesi durumları) köşe-kenar eleme algoritmasında dikkate alınmamaktadır. Ayrıca köşe-kenar eleme algoritmasından sonra [3] de verilen *sectoring algorithm* uygulanarak kesin frekans tepkisi sınırları tam olarak bulunur.

İzleyen bölümde parametrik belirsizlik içeren sistemler hakkında bilgi verilip frekans tepkilerinin ve ortaya çıkan problemin ne olduğu verilecektir. Üçüncü bölümde ise algoritma geliştirilecektir ve algoritmanın uygulamasına bir örnek verilecektir.

2. PARAMETRİK BELİRSİZLİK İÇEREN SİSTEMLER VE FREKANS TEPKİLERİ

Fiziksel sistemlerin modellenmesi sırasında yapılan ihmallere ve sistemde zamanla meydana gelebilecek değişikliklerden dolayı ortaya çıkan hatalara, kontrol sistemleri analiz ve tasarımında parametrik belirsizlikler ve modellenmemiş dinamik özellikler eklenerek giderilir. Parametrik belirsizlik, sistem transfer fonksiyonu pay ve payda polinomları katsayılarında belirsizlik olarak ortaya çıkar. Bu belirsizlik çeşitli şekillerde ifade edilebilir. Bu çalışmada fiziksel sistem transfer fonksiyonu,

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} \quad (1)$$

şeklinde; içerdiği parametrik belirsizlik de,

$$a_i \leq a_i \leq a_i^* \quad i = 0, 1, \dots, m$$

$$b_j \leq b_j \leq b_j^* \quad j = 0, 1, \dots, n$$

olarak ifade edilmiştir. Görüldüğü gibi sistem pay ve payda polinomları katsayıları $a_i, b_j, i = 0, \dots, m, j = 1, \dots, n$ olarak bilinmemekte; ancak her bir katsayının değer alabileceği alt (a_i^-, b_j^-) ve üst (a_i^+, b_j^+) sınırları bilinmektedir.

Bu biçimdeki kararlı bir sistemin bir pozitif H_0 frekansındaki tepkisi,

$$B = \left\{ \frac{N(j\omega_s)}{D(j\omega_s)} \mid \begin{array}{l} a_i^- \leq a_i \leq a_i^+ \quad i = 0, 1, \dots, m \\ b_j^- \leq b_j \leq b_j^+ \quad j = 0, 1, \dots, n \end{array} \right\} \quad (2)$$

şeklinde bir küme olarak ortaya çıkar. Kompleks düzlemde bir bölge oluşturan B kümesi kompakt bir kümedir. V iç noktaları kümesi B' , sınırları ise ∂B ile gösterilir.

İşitlik (1)'de verileri sistem ifadesinin pay ve payda polinomlarını, frekansındaki tepkileri $\{(\cdot, \cdot)\}$ ve $\{H(\cdot, \cdot)\}$, kompleks düzlemde kenarlın eksetlere paralel bir dikdörtgen bölge oluşturur (Bakınız örneğin [7]). Bu $A(\cdot, \cdot)$ ve $\{(\cdot, \cdot)\}$ dikdörtgen bölgeleli bundan sonra, sırasının R_N ve $\{(\cdot, \cdot)\}$, ile gösterilecektir. İşitlik (2)'deki sistem frekans tepkisi kümesi yeni tanımlarla yenitlenir ve/veya/ılırsa.

$$B = \left\{ \begin{matrix} z_1 \\ z_2 \end{matrix} \mid z_1 \in R_N, z_2 \in R_D \right\} \quad (3)$$

elde edilen Görüldüğü gibi B kümesi, R_N ve $\{(\cdot, \cdot)\}$, klimelelerinden alınacak elemanın haritalanması sonucunda sonsuz sayıda elemandan oluşmuş bir kümedir. Bu kümenin kompleks düzlemdeki yerini, bu noktaların alt kümesini kullanarak tespit etmek mantıklı olmadığı gibi, yeterince hassas da değildir. Bu yüzden kümenin sınırlanması (Pil) belirlemek için verimli ve hızlı algoritmalar'a ihtiyaç vardır. Bu çalışmada verilecek köşe-kenar algoritması bunu amaçlamaktadır.

Köşe-kenar algoritmasına temel oluşturan altyapı [2]'deki kenar eleme algoritması altyapısından yararlanılarak benzer şekilde aşağıdaki kısımda geliştirilmiştir.

Pay ve payda dikdörtgenlerinden alınacak bir (z_1, z_2) , $z_1 \in R_N$ ve $z_2 \in R_D$, eleman çiftlerinden en az birisi dikdörtgen bölgelerinden bir nokta ise (z_1, z_2) veya $z_2 \in R_D^*$, bu noktanın haritalanması sonucunda elde edilecek nokta, B kümesinin bir iç noktası ($\cdot \in \cdot$ ve f_i) olacaktır. Fakat eğer eleman çiftli dikdörtgen kenarları üzerinden alınmışsa $(z_1, z_2) \in PR_N$ ve $z_2 \in PR_D$, haritalanması sonucunda elde edilecek nokta, K kümesinin bir kenar noktası ($\cdot \in \cdot$ ve Pil) veya iç noktası ($\cdot \in \cdot$ ve II^*) olacaktır. O halde Eşitlik (3)'den

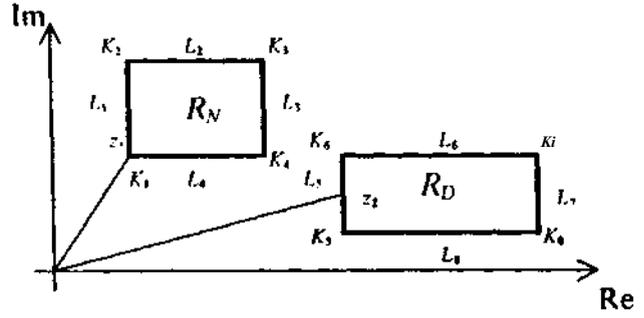
$$\partial B \subset \left\{ \begin{matrix} z_1 \\ z_2 \end{matrix} \mid z_1 \in \partial R_N, z_2 \in PR_D \right\} \quad (4)$$

yazılabilir. Ayrıca,

- eğer $(z_1, z_2) \in (PR_N \times dR_D)$ ve skaler bir c gerçektek sayı için $(cz_1, cz_2) \in (PR_N \times dR_D)$ veya $(cz_1, cz_2) \in (PR_N \times dR_D)$ oluyorsa, $\cdot \in \cdot$ elde edilir [2].
- Herhangi bir şekilde, eğer $(z_1, z_2) \in (dR_N \times PR_D)$ ve herhangi bir θ açısı için $(z_1, z_2) \in (dR_N \times PR_D)$ oluyorsa, $\cdot \in \cdot$ elde edilir [2].

O halde bu durumlardan en az birini sağlayan $(z_1, z_2) \in (PR_N \times dR_D)$ cinslerinin ait olduğu kenar çiftleri sınırı oluşturabilecek aday kenarlar arasından çıkartmalı; böylece İşitlik (4)'de verilen, AB 'yi kapsayan küme daha da küçültülmelidir.

Unutulmamalıdır ki dikdörtgenlerin köşe noktaları da dikdörtgenlerin dB 'yi oluşturabilecek kenar noktalarıdır ve yukarıda verilen eleme kuralları onlar için de geçerlidir.



Şekil 1. Pay ve payda dikdörtgen bölgelerinin yerleşimine örnek

Bu bilgiler ışığında, Eşitlik (4)'de verilen kümeyi oluşturmak için izlenecek yolu Şekil 1'den yararlanarak şu şekilde açıklayabiliriz: Pay veya payda dikdörtgen bölgelerinden birinin köşe noktası (örneğin $z_1 \in dR_N$) ve diğer dikdörtgen bölgenin bir kenarı üzerinde bir nokta (örneğin $z_2 \in L_5$) seçilir. Seçilen köşe ve kenar noktalarının her ikisini de kendisine ait dikdörtgen bölgenin içine taşıyan, yani $A/z_1 \in R_N^*$ ve $A/z_2 \in R_D^*$ olacak şekilde bir M gerçektek sayı varsa (Şekil 1'deki örnekte böyle bir M sayısı varlığı açıkça görülmektedir), seçilen köşe (z_1) ve kenar (z_2), dil 'yi oluşturabilecek adaylar arasından

elenir. Böyle bir M gerçektek sayı yoksa bu kez $z_1 e^{i\theta}$ ve R_N^* ve $z_2 e^{i\theta}$ ve R_D^* olacak şekilde bir θ gerçektek sayısının olup olmadığı araştırılır. Eğer böyle bir θ varsa, seçilen köşe ve kenar dB 'yi oluşturabilecek adaylar arasından elenir. Bu iki işlem sonucunda seçilen köşe ve kenar elenmemiş ise bu köşe-kenar çifti faydalı köşe-kenar çiftleri kümesine eklenir. Seçilen köşe değiştirilmeden aynı işlemler sırasıyla diğer kenarlarla da yapılır ve elenmeyen kenarlar faydalı köşe-kenar kümesine eklenir. Örnek şekilde $z_2 \in L_5$ seçildiğinde hem z_1 , hem de z_2 'yi dikdörtgen bölgelerin içine taşıyabilecek ne M ne de θ gerçektek sayı bulunabilir. Bu durumda $\{K_5, L_5\}$ köşe-kenar çifti faydalı köşe-kenar kümesine eklenir. Benzer yolla (A, z_1) 'nin de faydalı köşe-kenar çifti olduğu belirlenir. Aynı işlemler R_N 'nin diğer köşeleri için de gerçekleştirilir. Daha sonra aynı yöntem R_D 'dikdörtgeni köşeleri ve R_N kenarları ile gerçekleştirilerek faydalı köşe-kenar çiftleri belirlenir. Şekil 1'de verilen örnek için faydalı köşe-kenar çiftleri kümesi

$$\{K_1, L_1\}, \{K_2, L_2\}, \{K_3, L_3\}, \{K_4, L_4\}, \{K_5, L_5\}, \{K_6, L_6\}, \{K_7, L_7\}, \{K_8, L_8\} \quad (5)$$

olarak bulunur.

Faydalı köşe-kenar çiftlerinin z_1/z_2 dönüşümü ile haritalanması sonucunda her bir çift için bir doğru parçası veya çember yayı elde edilir ([7]'de Teorem 5.5). Bunun için köşe noktaları ile çift oluşturan kenarlar haritalanırken kenar üzerinden üç nokta alındığında elde edilecek doğru parçası ya da çember yayının analitik ifadesi bulunur. Bu doğru parçası ya da çember yayı da frekans tepkisinin sınırını oluşturabileceğinden kes'n ifade elde edilmiş olur. Diğer yandan çember ve yaylar \hat{z} bölgesinin içinde kalanlar ise [3]'deki *sectoring* elenerek dil elde edilir.

$$\prod_{i=1}^n \left[|T_i f_i| \gg T_i \right] \quad (5b)$$

4. BULANIK GAUSS NEAVTON YÖNTEMİ

Bulanık Gauss-Newton yöntemi, doğrusal olmayan işlevin Taylor seri açılımını (cinci olarak, ardışık işlemler sonucu, işlevdeki parametreleri yaklaşık hesaplamaya dayanmaktadır [2].

$$f(\mathbf{c}, \mathbf{s}) = c_1 c_2 \dots c_n s_1 s_2 \dots s_n \quad (f)$$

II, bağımlı değişken ücünde yapılmış ölçüm. $f(\mathbf{c}, \mathbf{s}) = c_1 c_2 \dots c_n s_1 s_2 \dots s_n$, \mathbf{c} ve \mathbf{s} , ($i=1, \dots, n$) parametrelerini ve T , bağımsız, değişkeninin bir işlevi. F İca haladır.

$$F_i = f(\mathbf{c}, \mathbf{s}) - T_i \quad (7)$$

$$n, \dots, n, -fer, \quad (8)$$

(R) ile çözümlenir hale İcimi en küçük yapılmıştır. Bunun için parametre değeri yakınında $f(\mathbf{c}, \mathbf{s})$ işlevinin Taylor serisi açılımı yapılarak, doğrusal olmayan modelin parametreleri göic doğrusallaştırılması sağlanmaktadır. II, işlevinin $\mathbf{c}, \dots, \mathbf{s}$, yakınında ikinci derece lüevli içerir. İleinden somaki terimini atarak, Taylor seri açılımı. CM ile verilmektedir. (10)'da j. bir önceki adımla; j>1 ise bir somaki adımdır.

$$F_i = f(\mathbf{c}, \mathbf{s}) - T_i = \left[\frac{\partial f(\mathbf{c}, \mathbf{s})}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f(\mathbf{c}, \mathbf{s})}{\partial s_n} \Delta s_n \right] + E_i \quad (9)$$

$$\Delta c_n = c_{n,j+1} - c_{n,j} \quad (10)$$

$$\Delta s_n = s_{n,j+1} - s_{n,j} \quad (11)$$

$$F_i = \left[\frac{\partial f(\mathbf{c}, \mathbf{s})}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f(\mathbf{c}, \mathbf{s})}{\partial s_n} \Delta s_n \right] + E_i$$

(II), tüm gözlemler için uatıs biçiminde (15) ile ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ \vdots \\ F_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial c_n} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial c_n} & \frac{\partial f_1}{\partial s_n} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial s_n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial f_m}{\partial c_n} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial c_n} & \frac{\partial f_m}{\partial s_n} & \dots & \frac{\partial f_m}{\partial s_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta c_n \\ \vdots \\ \Delta c_n \\ \Delta s_n \\ \vdots \\ \Delta s_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_1 \\ \vdots \\ E_m \end{bmatrix} \quad (12)$$

$F_j, j=1, \dots, m$ lüevli işlevin kısmi lüevliinden oluşan bulanık matristir.

$$F_j = \left[\frac{\partial f_j}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f_j}{\partial s_n} \Delta s_n \right] + E_j \quad (M)$$

(M) (cki I), işlev değeri ile ölçümler arasındaki farklılıkların içerdiği bulanık vektördür. $\{AA\}$ bulanık vektörü,

parametre değeri içindeki değişimi içeren vektör olup, aşağıdaki gibi gösterilmektedir.

$$\{AA\} = [A_1, \dots, A_n, \dots, A_n]^T \quad (14)$$

$$\{D\} = \left[Z_j \right] \{AA\} + \{E^*\} \quad (15)$$

$$\{E^*\} = \{D\} - \left[Z_j \right] \{AA\} \quad (16)$$

$$\{E^*\} = \left\{ (f_1 - T_1) - \left(\frac{\partial f_1}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f_1}{\partial s_n} \Delta s_n \right) \right\}$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial f_1}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f_1}{\partial s_n} \Delta s_n \right)^2 + 1012 - f(T_2) - \left(\frac{\partial f_2}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f_2}{\partial s_n} \Delta s_n \right)^2 \right\} \dots t \quad (17)$$

$$\left\{ (f_1 - T_1) - \left(\frac{\partial f_1}{\partial c_n} \Delta c_n + \dots + \frac{\partial f_1}{\partial s_n} \Delta s_n \right) \right\}^2$$

$$\left\{ \left(\frac{\partial f_n}{\partial c_n} \Delta c_n \right)^2 \right\}$$

Doğrusal en küçük kareler yöntemi uygulanırsa, yani; $\Delta c_n, \dots, \Delta c_n, \Delta s_n, \dots, \Delta s_n$ c göre kısmi türev alınıp sıfıra eşitlenirse;

$$\left[Z_j \right]^T \left[Z_j \right] \{AA\} = \left[Z_j \right]^T \{D\} \quad (18)$$

$$\{AA\} = \left[\left[Z_j \right]^T \left[Z_j \right] \right]^{-1} \left[Z_j \right]^T \{D\} \quad (19)$$

şeklinde bulunmaktadır. AA bulanık vektörünün her bir elemanına bulanıklıktan kurtarılmasına yöntemi uygulanarak kesin değerler elde edilmektedir. Parametrelerin yeni değerleri aşağıdaki gibi bulunmaktadır:

$$c_{n,j+1} = c_{n,j} + (\Delta c_n)_{kesin}$$

$$\dots$$

$$c_{n,j+1} = c_{n,j} + (\Delta c_n)_{kesin} \quad (20a)$$

$$s_{n,j+1} = s_{n,j} + (\Delta s_n)_{kesin}$$

$$\dots$$

$$s_{n,j+1} = s_{n,j} + (\Delta s_n)_{kesin}$$

k. parametre indisi olmak üzere;

$$\left| \frac{c_{k,j+1} - c_{k,j}}{c_{k,j}} \right| < e \quad \text{ve} \quad \left| \frac{s_{k,j+1} - s_{k,j}}{s_{k,j}} \right| < e \quad (20b)$$

olana dek tekrarlama işlemine devam edilmektedir. (Ica hangi bir m. yinelemede (20b)'deki koşul sağlandığında, elde edilen parametreler

$$c_k = c_{k,m} \quad \text{ve} \quad s_k = s_{k,m} \quad (20c)$$

olarak alınır. Böylece (6) çşiliğindeki $U(T)$ işlevi hesaplanmış olur.

5. DİZGE GEÇİŞ İŞLEVINİN BULUNMASI

(21)'de genel bulanık birim vuruş tepke ifadesi (zaman düzleminde geçiş işlevi) gösterilmektedir, s_i ($i=0,1,\dots,n-1$) kökleri dizgenin kutupları olup gerçel ve karmaşık eşlenikler olabilir.

$$y(t) = c_0 e^{0t} + c_1 e^{s_1 t} + \dots + c_m e^{s_m t} \quad (21)$$

Birinci derece ayrı köklere sahip dizgeye ilişkin birim kareler

vuruş lepke ifadesini bulmak, bulanık en küçük

yöntemiyle sağlanmaktadır. Hülank \et ilere sahip bilinci derece birim vuruş lepkesi (22)'de verilmiştir. (22)'de bağımlı ve bağımsız değişkenler arasındaki ilişkinin doğrusal olmadığı görülmektedir. İfadenin doğal logaritması alınarak doğrusallık sağlanmaktadır (21). b=0 başlangıç şartıyla, bilinci denceralen yaklaşımlarda kullanılan (20) ve (75) eşitlikleriyle a ve b parametreleri bulunmaktadır. r = n-1 M doğrusal biçimiyle benzerlik kurulduğunda a=İne,, c,, -c". s₀ -bdönüşümüyle (22)'deki c₀ ve s₀ katsayılı bulunmaktadır.

$$IKD-CC^{(2)} \quad (2?)$$

$$\ln I = \ln e,, + s_0 T \quad (21)$$

$$2Na + b \sum_{i=1}^N \left| \int_0^1 (T_i, \bar{T}_i) dr \right| = \sum_{i=1}^N \left| J(F, t F) di \right| \quad (21)$$

$$a \sum_{i=1}^N \left| K_i \bar{T}_i, M_i \right| + \sum_{i=1}^M \left| \int_0^1 (T_i - \bar{T}_i) di \right| = \sum_{i=1}^N \left| \int_0^1 (r, r_i, T_i, r_i) di \right| \quad (25)$$

ikinci dereceden (ii/iv tanısı için (20)) eşitliğiyle \eik*n ikinci derece bilini Mınış tepkesinin hesaplanması gereklidir c?*>di bağımlı demişken, parametrelere göre doğrusal olmayan bir bağıntıyla bağımsız değişkene bağlıdır.

$$H(t) = c_0 e^{s_1 t} + c_1 e^{s_2 t} \quad (2fi)$$

Nt>lel. basil bir dönüşümle genci bulanık en küçük kareler modeline dönüştürülmektedir. Btuada hala kareler toplamının en küçük yapılmasını sağlayan parametreler. bulanık Gauss-Neulon yöntemiyle bulunmaktadır Hulanuk sayılara uygulanan bu \(\iniciini uygulamak için 'ağırlık meikc/i' olarak adlandırılan bulanıklıktan kurtarma yenicini ve bulanık sayılara işlem yapmak için 'DSV algn itina:' uygulanmaktadır

İkiden büyük dereceden di/gc tanısı için (6) eşitliğiyle verilen ifade geçerlidir. Ayrık veya karmaşık eşlenik ktklcte sahip bilim vuruş lepke ifadenin bilimin<-t<ı p^tel.mrkldir İlimin için "on h'iyik üyelik dficersi" olarak adlandırılan bulanıklıktan kurtarılma yöntemi ve bulanık Gauss-Ne\ton yöntemi kullanılmaktadır

6. SONUÇ

Öncülen yöntemin algoritması. MA 11.AH paket progı.'imıyla programlanmıştır. Ö./gün di/gc çıkışına ilişkin bulanık TII gö./lcın verileri kullanılarak, ayık ve karmaşık eşlenik köklere sahip di/gc tanısı yapılmasına ilişkin örneklere uygulanmıştır. Tanısı yapılacak yaklaşık di/gcniin derecesi, keyfi olarak saplanabilir.

6.1. Örnklrr

Di/peye ilişkin bulanık çıkış T-II gö./lcıvt \et iletı kullamlarak, ayrık ve karmaşık ö/köklere sahip bulanık birim vuruş tepkesi elde edilmesine ait iki örnek

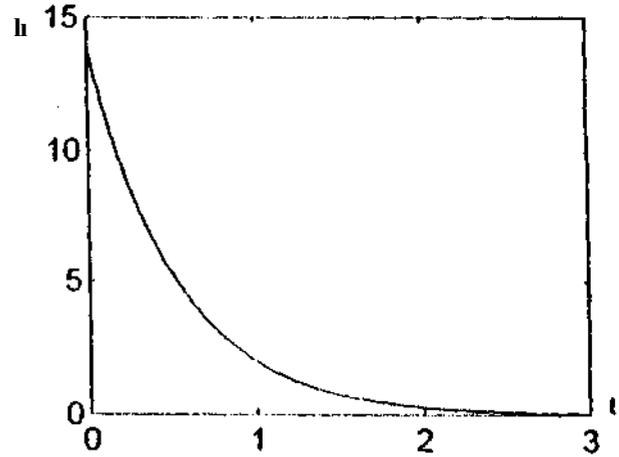
verilmektedir.Örneklere İmim vuruş tepke eğrileri. n-1 üyelikli /aman değçilcrinc göre çı./ilmiştir.Her örneğe ilişkin yanlgı e olarak verilmiştir. örnek 1.nulanık (T-II) gö./lcın verileri, tablo 1'de verilen dikgenin tanısı yapılacaktır.

Tablo 1

I	(0.02,01..01)	(0.1..02.02)	(05., 15,15)
II	(13.8,4.,4)	(11.2,1.1)	(45., 12,12)
III	(1..05..05)	(11.5,07..07)	(2,08,08)
IV	(1.7., 13., 13)	(17,7.08.08)	(0.3.,08,08)
V	(2.5,01.01)	(3..011.011)	
VI	(0.13.01.01)	(05L,05..05)	

ii)irritci dereceden (n~1) lani yapıldığında /ntıau (lü./lcınınc yaklaşık di/gc geçiş işlevi şöyle olur:

$$H(T) = 13.714723e^{-19.211e^{-T}}$$

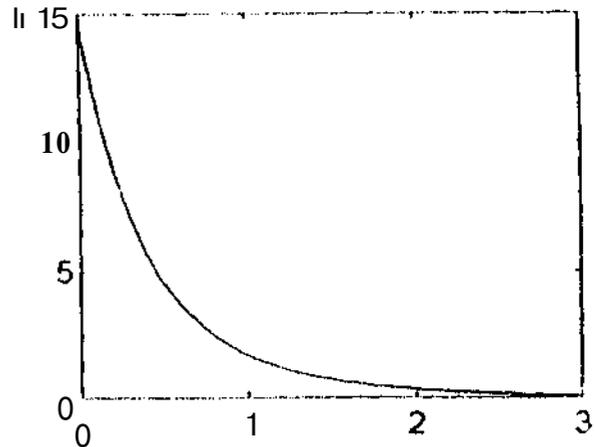


Şekil 1. n=1 için çı./ilen birim vuruş tepkesi

$$e = 0.0357522172988.1$$

b)DöHİmcü dereceden (n~4) için tanı yapıldığında 7aman (lü./lcınınc yaklaşık di/gc geçiş işlevi:

$$H(t) = 5.8111654e^{-1.522318877t} + 8.55201214e^{-3.07011861t} + 0.522318877e^{-1.001107112t} - 0.4015871$$



Şekil 2. n=4 için çı./ilen birim vuruş tepkesi

$$e = 0.0016879179966$$

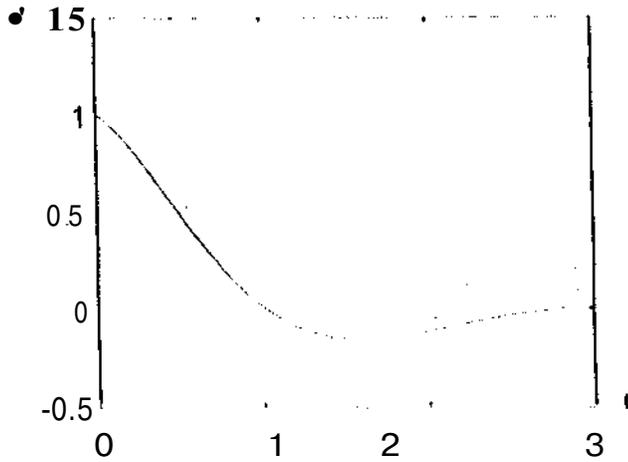
örncü 7. Htlank (I-H) gözlem verildi, lablo 2 "de \ciilen di/.p,rnin tanısı yapılacaktır,

Tablo 2

I	(.001..001)0(105)	(.05..001..001)	(.1.02.02)
I	(1.02.02)	01..07..07)	(.9i..06.06)
I	(.15..01..01)	(.2.02.02)	(25.03.03)
I	(.85.02,02)	(.79.05.05)	(.73.05.05)"
I	(.1.02.021)	(.5..01..01)	(.6..03..03)
I	(.61..02..02)	(5.01..01)	(.1.01.01)
I	(.75..04.01)	(9.06.06)	(1.02.02)
H	(25.03.0.)	(1.02.02)	(001,0001,.001)

sÖlkinci dereceden (n~2) için tam yapıldığında /aman düzleminde yaklaşık di/pc geçiş işle\i şöyle olur:

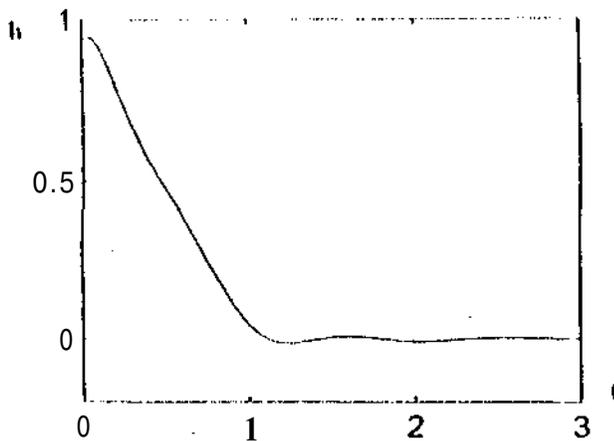
$$H(s) = \frac{1.00971 \cdot V^{11275} \cos 187818MT - 0.12510Rlc \sin 159770881}{...}$$



Şekil 3. ir ? için çilen birim vuruş tepkesi. (101? » 17

» Dördüncü dereceden (n= 4) için tam yapıldığında /aman düzleminde yaklaşık CII/JIC i,çiş işlevi:

$$H(s) = 0.016e^{-1.5s} \cos 687T - 0.176e^{-1.5s} \sin 687T + 0.892e^{-3.1s} \cos 2053T + 2.1669e^{-3.1s} \sin 2053T$$



Şekil 4. n=4 için ç/ilcn birim vuruş tepkesi E-0.0083926965.

6.2. Sonuçların Ymumu

Yfintemleri uygularken; bulanık sayıların kullanılması, yoğun işlem yükü getirmekle birlikte daha doğal ve doğru sonuç ekle etmeye yaramaktadır. Gö/Icm verilerinden bulanık sayıların oluşturulmasında kullanılan yöntemler ve bulanıklıktan kurtarma yöntemlerinin değiştirilmesi sonucu etkilemektedir. Gö/Icm verilerinin artması, daha iyi sonuç almayı sağlamaktadır.

7. KAYNAKÇA

- [1]Ming. M. Friedman. M.. Kandcl. A., "General fuzzy leasl sqn;ırcs". *I-fuzzy Scis and Systems*, vol. 88, pp. 107-118.1997.
- [2]Ross. T. J.. *I-fuzzy h>gic it'ith l'dtngineering Applications*. Nev Mexico University Press. 1996.
- [3]Tüker. Fı.S.. Can.h.. *Sayısal Analiz Yönelilen. Değişim Yayınlan*. 1997.
- [4]Zadclı. LA.. *Fuz/y Scis. Information and Control*,\o\ 8. pp.3.38-353. 1965.

AKTİF GÜRÜLTÜ KONTROLUNDA DAR BANDLI GÜRÜLTÜLERİN BASTIRILMASINDA BAZI SORUNLAR

AH Tflrkay* ve Tolga Çiloglu**

*ASFLSAN, 06172, Ankara
aturkay@vcnus.aselsan.com.tr

**Elektrik ve Elektronik Müh. Böl., ODTÜ, 06531, Ankara
ciloglu@cd.eee.metu.edu.tr

etkileri birbirleri ile ilişkili olarak incelenmiş ve benzetim sonuçları ile desteklenmiştir.

ABSTRACT

An important branch of active noise control is the cancellation of periodic narrowband interferences which is an important requirement in many applications. In this study adaptive noise cancelling techniques applied to sinusoidal interferences are investigated. Referring to the previous studies, adaptive filters with sinusoidal inputs are modelled with linear time invariant (LTI) filters according to the FX-LMS algorithm.

1. Giriş

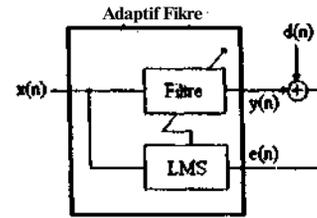
Uyarlanabilir süzgeçleme algoritmalarının önemli kullanım alanlarından birisi de Aktif Gürültü Kontrolü uygulamalarıdır. Pasif teknikler yüksek frekanslı gürültülerin azaltılmasında yaygın olarak kullanılmasına karşın, düşük frekanslı gürültülerin bastırılmasında aktif gürültü kontrolü önemli üstünlüklere sahiptir. Uyarlanabilir süzgeçlerin gürültü bastırma uygulamalarına yönelik kullanımına ilişkin temel makalelerden biri 1975 yılında Widrow ve Glover [1] tarafından yayınlanmıştır.

Uyarlanabilir gürültü azaltma uygulamalarında gürültü karnasının istatistiksel özellikleri büyük önem taşımaktadır. Aktif olarak bastırılması istenen gürültü kaynağı beyaz, renkli ya da periyodik bir gürültü yayabilir. Yaygın olarak karşılaşılan gürültü kaynaklarından biri motor gibi periyodik gürültü kaynaklarıdır. Bu tür dar bantlı gürültü azaltma uygulaması için, zamanla değişen bir süzgeçleme, doğrusal, zamanla değişmeyen bir aktarım işlevi ile modellenmiştir [2]. Modeline sonucunda elde edilen aktarım işlevi söndürme bantı ayarlanabilir ikinci dereceden bir çentik süzgeçtir. Uyarlanabilir çentik süzgeç, yakınsama sonucunda girişine uygulanan sinüs işareti bastırmakta böylece frekans önceden bilinmeksizin periyodik gürültülerin bastırılması mümkün olmaktadır.

Bu bildirinin ikinci bölümünde temel uyarlanabilir süzgeç algoritmalarından biri olan LMS algoritmasına değinilmekte, üçüncü bölümde LMS algoritmasının sinüs giriş işaretleri için doğrusal modeli verilmektedir. Dördüncü bölümde aktif gürültü kontrolünde kullanılan FX-LMS algoritması tanıtılmakta ve "ikincil yolun" sistem başarımı üzerindeki etkileri ile ilgili sonuçlar verilmektedir. Algoritmanın temel parametreleri olan ikincil yol gecikmesi (A), evre hatası (B), ve adım boyunun (C) sistem üzerindeki

2. Uyarlanabilir Süzgeç Yapısı

Uyarlanabilir süzgeçlemeye ilişkin işlem akışı Şekil-1 de gösterilmiştir.



Şekil 1 LMS Uyarlanabilir Süzgeç

Süzgeç katsayılarının LMS ile yenilenmesi aşağıdaki işlemlerden oluşmaktadır. Giriş ve süzgeç katsayı vektörleri sırasıyla:

$$\mathbf{x}(n) = [x_0(n), x_1(n), \dots, x_N(n)]^T$$
$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_N(n)]^T \quad (D)$$

olarak tanımlandığında uyarlanabilir süzgeç çıkışı

$$y(n) = \mathbf{x}(n)^T \cdot \mathbf{w}(n) \quad (2)$$

e(n) hata işareti ise :

$$e(n) = d(n) - y(n) = d(n) - \mathbf{x}(n)^T \cdot \mathbf{w}(n) \quad (3)$$

olacaktır. Süzgeç katsayıları

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}(n) \quad (4)$$

olarak yenilenmekte, w(n) katsayı vektörü Wiener çözümüne (belirli koşullar altında) yakınsamaktadır [3]. μ adım boyu olarak tanımlanır ve yakınsama hızını ve yakınsaklık özelliklerini belirleyen parametredir. Yakınsama koşulunun

$$1/\lambda_{\max} > \mu > 0 \quad (8)$$

olduğu bilinmektedir. Burada λ_{\max} x(n) giriş işaretine ait otokorelasyon matrisinin en büyük özdeğeridir.

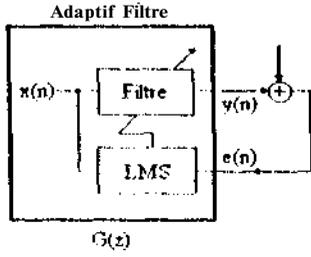
3. Uyarlanabilir Çentik Süzgeç

Sinüs gürültülerin bastırılması söz konusu olduğunda LMS uyarlanabilir süzgeç yapısı farklı bir yaklaşım kullanılarak incelenebilir. Bu koşullar altında x(n) referans işareti saf sinüzoidal ve deterministik bir işaret olduğundan Sist-f:

Şekil-2 de gösterilen blok gösterim ile modellenenabilir. Burada $x(n)$ sisteme uygulanan referans işaretidir.

$$x(n) = A \cos(\omega_0 nT + \theta)$$

A: referans işaretin genliği, ω_0 : frekansı, T: sistemde kullanılan örnekleme periyodudur. Belirli koşullar sağlandığında Şekil 2 de gösterilen



Şekil 2 LMS uyarlamalı çentik süzgeç blok gösterimi

uyarlamalı süzgeç bloğu $\hat{i}(z)$ olarak ifade edilen doğrusal, zamanla değişmeyen bir süzgeç bloğu ile modellenenir [2]. $\hat{i}(z)$ süzgecinin girişine $e(n)$ işareti uygulanmakta, süzgeç çıkışında ise $j(n)$ işareti elde edilmektedir. Hesaplamalar sonucu $G(z)$ açık çevrim aktarım işlevi:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{E(z)} = \frac{(A'/A^2/2)(r \cos(\omega_0 T) - 1)}{z^2 - 2 \cos(\omega_0 T)z + 1} \quad (9)$$

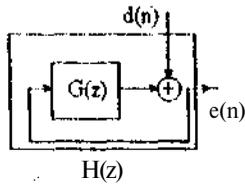
olmaktadır [2].

$d(n)$ ile $c(n)$ arasında yer alan ve $H(z)$ olarak gösterilen kapalı çevrim aktarım işlevi ise (Şekil 3):

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1}{1 + G(z)} \quad (10)$$

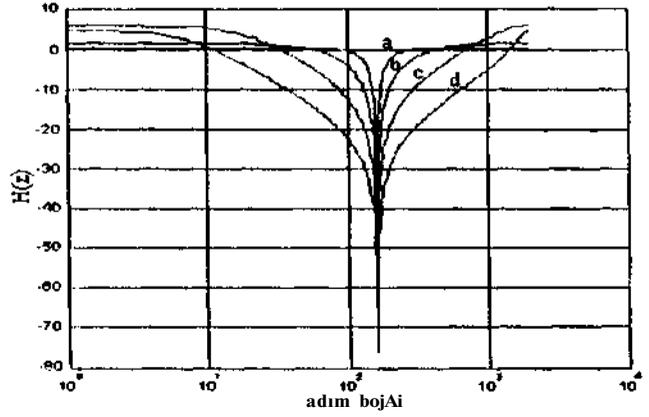
$$= \frac{z^2}{z^2 - 2 \cos(\omega_0 T)z + 1 + \frac{A'}{A^2} (r \cos(\omega_0 T) - 1)}$$

olacaktır.



Şekil 3 $H(z)$ aktarım işlevi

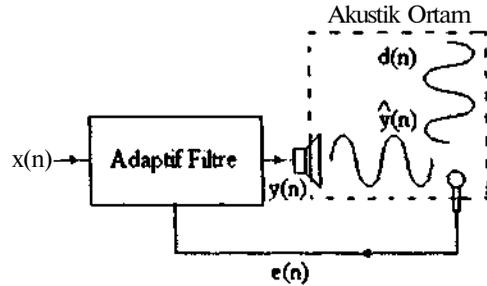
Eşitlik (9) da yer alan N terimli uyarlamalı FIR süzgecin boyutu, N ise LMS Algoritmasında kullanılan adım boyudur. Örnekleme frekansı $f_s = 4f_0$ ve $N=2$ için yapılan benzetim sonuçları Şekil 4 te gösterilmiştir. Azalan adım boyu ile çentik süzgecinin frekans seçiciliği iyileşmekte ancak yakınsama hızı azalmaktadır.



Şekil 4 Uyarlamalı Süzgeç frekans karakteristiği (a) $\mu=0.0005$, (b) $\mu=0.005$, (c) $n=0.05$, (d) $|x|=0.5$.

4. FX-LMS Algoritması ve İkincil Yolun Sistem Üzerindeki Etkileri

Uyarlamalı gürültü azaltma uygulamalarında akustik ortam sistemin vazgeçilmez bir parçasıdır (Şekil 5). Bu kısım, hoparlör, mikrofon, elektronik devreler ve akustik ortamdan oluşmaktadır.

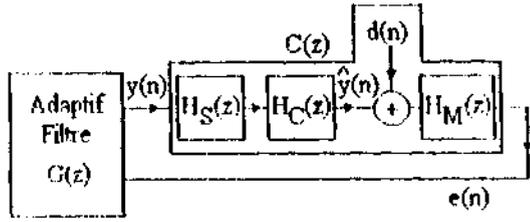


Şekil 5 Uyarlamalı gürültü kontrol sisteminin temel yapısı

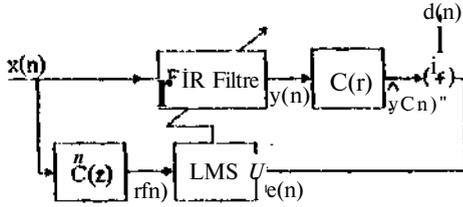
Şekil 2'de de görüldüğü gibi LMS algoritmasında akustik ortamın sistem üzerindeki etkileri göz önüne alınmamıştır. Oysa uyarlamalı gürültü bastırma uygulamalarında sistemin performansını belirleyen en önemli etkenlerden biri ikincil yolu oluşturan akustik ortamdan ve hoparlör, mikrofon gibi akustik dönüştürücülerden kaynaklanan gecikmelerdir. Şekil 6 da sistem üzerinde etkili olan bloklar gösterilmiş, akustik ortam ve dönüştürücülerin ortak etkileri $C(z)$, ikincil yol, bloğunda toplanmıştır. LMS Algoritması kullanıldığında ve $C(z)$ 'nin etkileri göz önüne alındığında sistemin yakınsaklığı için $C(z)$ evreyi üzerindeki koşul:

$$ZC(e^{j\omega}) < rt/2$$

olmaktadır [3]. Ancak $C(z)$ akustik ortamı temsil ettiğinden bu blok üzerinde sistemin yakınsaklık özelliklerini etkileyecek herhangi bir düzenleme yapma olanağı bulunmamaktadır. Bu sorunun çözümüne yönelik temel yöntemlerden biri, referans işaretini $C(z)$ ile aynı özelliklere sahip bir süzgeçten $\hat{G}(z)$ geçirerek, $C(z)$ nin sistem üzerindeki etkisini azaltmaktır. Bu yöntem referans işaretinin $C(z)$ ile süzgeçlenmesinden dolayı $\hat{G}(z)$ (Filtered-X LMS) olarak bilinmektedir.



Şekil 6 Sinüs giriş için sistem blok gösterimi.



Şekil 7 FX-LMS algoritmasına ilişkin blok gösterimi.

Şekil 7 de gösterildiği gibi FX-LMS Algoritması $C(z)$ aktarım işlevine eşdeğer bir süzgeç modeline gereksinim duyar. Dolayısıyla sistemde gürültü bastırma işlevinin öncesinde bir uyarılmalı modellenme yapılmaktadır. Bu, sistemin karmaşıklığını artırmakla beraber kararlılığın $C(z)$ 'nin evre özelliklerinden bağımsız olarak her koşulda sağlanabilmesine olanak vermektedir. $C(z)$ aktarım işlevinin etkileri göz önüne alınarak uyarılmalı çentik süzgeç eşitlikleri tekrar ele alındığında

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1}{1 - C(z)G(z)} \quad (11)$$

olarak bulunur. $\hat{C}(z)$ aktarım işlevinin belirlenmesinde yapılan genlik ve evre hatalarının etkileri $G(z)$ açık çevrim aktarım işlevi içerisinde ele alınırsa, $I(z)$

$$G(z) = \frac{z \cos(\omega_0 - \phi) - \cos \phi}{1 - 2z \cos(\omega_0) + z^2} \quad (12)$$

S fi A.C

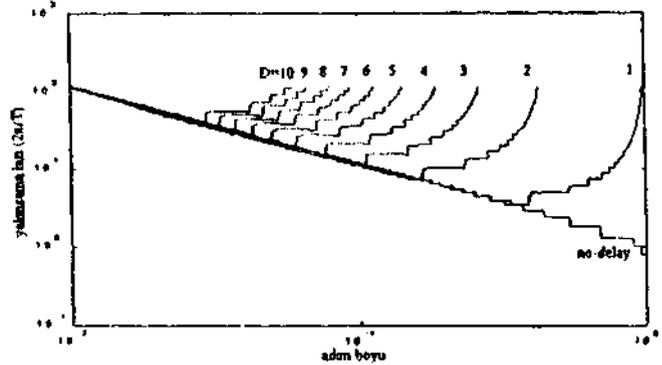
olacaktır. Burada C terimi $\hat{C}(z)$ nin modellenmesinde yapılan kazanç hatası, \mathcal{S} ise evre hatasıdır. Bu eşitlikler birleştirildiğinde $I(z)$ aktarım işlevi:

$$H(z) = \frac{1 - 2rcos(\omega_0) + z^2}{1 - 2z \cos(\omega_0) + z^2 + y C(z)(r \cos(\omega_0 - \phi) - \cos \phi)} \quad (13)$$

olmaktadır. $C(z) \hat{C}(z)$ olması durumunda $(\omega_0 = 0)$ ve $C(z) \sim z^{-k}$ koşulu için $H(z)$

$$H(z) = \frac{1 + z^2}{1 + z^{-2} - yz} \quad (14)$$

olacaktır. A akustik yoldan kaynaklanan gecikmenin kaç örnekleme periyoduna karşılık geldiğini göstermektedir. Şekil 14 te görüldüğü gibi gecikmenin miktarına bağlı olarak $I(z)$ aktarım işlevinin derecesi (A) artmaktadır. Dolayısıyla payda polinomunu artık LMS algoritmasında olduğu gibi ikinci dereceden bir polinom değildir. Örnekleme frekansı f_s , N^2 ve $A^{4,8, \dots, 160}$ (referans işaretinin 1,2,... 10 tam periyoduna karşılık gelen gecikme) değerleri için yapılan benzetimler sonucu bulunan y , A , ve yakınsama hızı ilişkisi Şekil 8 de gösterilmiştir:



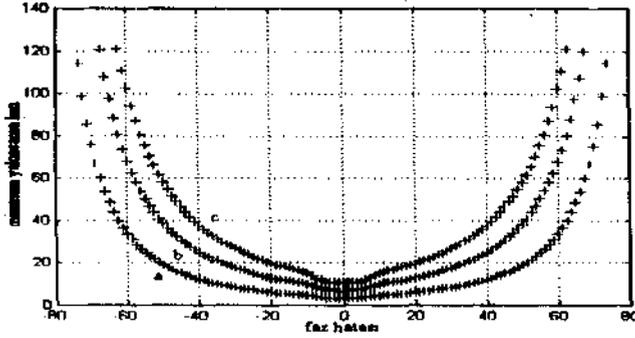
Şekil 8 A, adım boyu ve yakınsaklık hızı ilişkisi

Şekil 8 de görüldüğü gibi belirli bir A gecikmesi için yakınsama hızını en az yapan bir adım boyu bulunmaktadır. En iyi adım boyu ile gecikme miktarı arasında ($A=4D$) ilişkisi bulunmaktadır [4].

Şekil 8 de görülen sonuçlar ikincil yolun sadece gecikmeden ibaret olması ve gecikmenin sistem tarafından mükemmel olarak belirlenmesi durumu için geçerlidir. Oysa $C(z)$ bloğunu mükemmel olarak modellemek sistemdeki sınırlamalardan dolayı olarak mümkün değildir. FX-LMS algoritmasında karşılaşılan önemli sorunlardan biri de $C(z)$ nin modellenmesinde yapılan hataların sistem performansı üzerindeki bozucu etkilerdir. LMS Algoritmasında gözlenen evre sınırlaması FX-LMS algoritmasında:

$$|ZC(e^{j\omega_0}) - ZC(e^{j\omega_0'})| < \Delta/2$$

olmaktadır. Daha önce yapılmış olan çalışmalarda $\pm 4^\circ$ evre hatalarının sistem performansını azaltmakla birlikte önemli ölçüde etkilenmediği belirtilmiştir [5]. Ancak performansa yönelik değerlendirmeler, seçilen adım boyu ve akustik gecikme göz önüne alınarak yapılmalıdır. Yapılan benzetimler evre hatalarının sistem performansı üzerindeki etkilerinin farklı adım boyları ve akustik gecikmeler ile önemli ölçüde değiştiğini göstermektedir (Şekil-9, Şekil-10). Şekil 9 da görüldüğü gibi ikincil yoldaki gecikmenin artması sistemin evre hatalarına olan duyarlılığını arttırmaktadır. Şekil 10 ise belirli bir ikincil yol gecikmesi için adım boyu ve evre hatasının yakınsama hızı üzerindeki etkisi görülmektedir. Şekildeki koyu renkli bölge yakınsama hızının yüksek olduğu adım boyu değerlerini temsil etmektedir. Bu örnek için yakınsama hızını maksimum yapan adım-boyu değeri 0.55 olarak bulunmuştur. Adım boyunun daha büyük seçilmesi durumunda yapılan evre hatalarının yakınsama hızı üzerinde ki etkileri daha büyüktür. Nitekim 40 derece evre



Şekil 9 Yakınsama hızının evre hatası ile değişimi (a) A=4(D=1) (b)A=8(D=2)(c)A=12(D=3)

hatası yapılması durumunda, ($\mu=0.55$ için sistem yakınsak iken aynı evre hatasının $\mu=0.65$ için yapılması durumunda sistem ıraksak olmaktadır.

Eşitlik 12'de gösterildiği gibi sistem üzerinde etkili olan A, C ve N parametreleri Y terimi içerisinde toplanmıştır. Yapılan benzetimlerde A=C=1 ve N=2 olduğundan eşitlik 12 ye göre $\mu=y$ olmaktadır. Bu nedenle y terimi yerine μ kullanılmıştır. A, C ve N parametreleri μ terimine çarpan olarak etki ettiğinden y terimi içerisinde yer alan bu parametrelerin sistem üzerindeki etkisi adım boyunun değişmesi ile aynı olacaktır. Bu nedenle FX-LMS algoritmasının sinüs girişler için modellenmesi için y, A ve μ büyüklükleri yeterli olmaktadır

5. Sonuç

Burada uyarlamalı gürültü bastırma uygulamalarında yaygın olarak kullanılan FX-LMS ve buna temel oluşturan LMS algoritmalarının genel bir tanıtımı yapılmış. Bu algoritmaların darbantlı gürültülerin bastırılmasına yönelik uygulamalarda karşılaşılabilecek sorunlara değinilmiştir. Bu inceleme yapılırken normalde zamanla değişen niteliğe sahip sistem, saf sinüs girişler için doğrusal zamanla değişmeyen bir aktarım işlevi ile modellenmiştir. Elde edilen bu model sisteme ait parametrelerin performans ve kararlık üzerindeki etkisini incelenmesini kolaylaştırmaktadır. FX-LMS algoritmasında sistemin özelliklerini etkileyen en önemli parametreler adım boyu, akustik gecikme ve evre hatasıdır. Sisteme etki eden bu parametrelerinin yakınsama hızı ve kararlık üzerindeki etkileri birbirinden bağımsız olarak değerlendirildiğinde, genel bir fikir verse de sistem davranışının bu parametrelerin etkisi ile ne şekilde etkilendiğinin tam olarak belirlenmesi için bu üç parametrenin birarada incelenmesi gerekmektedir.

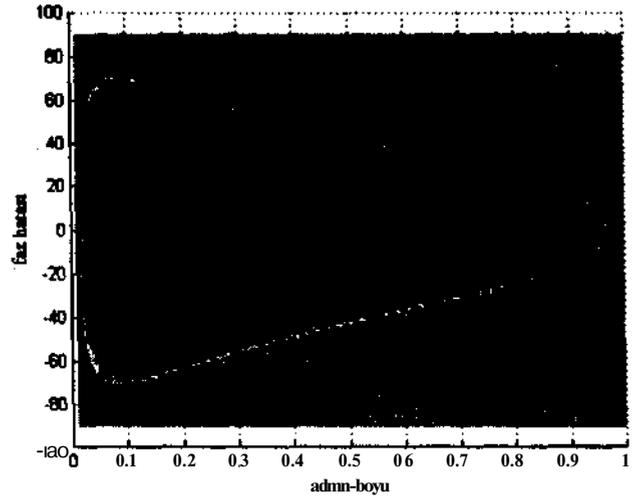


Figure 10 A=4(D=1) için evre hatası, adım boyu ve yakınsama hızı ilişkisi

KAYNAKÇA

- [1] Widrow Bernard, Glover John R., "Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications" *Proceeding of The IEEE*, December 1975.
- [2] Glover John R., "Adaptive Noise Cancelling Applied to Sinusoidal Interferences" *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol. ASSP-25, No. 6, December 1977.
- [3] Haykin S. "Adaptive Filter Theory", Prentice Hall (1996).pp 365-405.
- [4] Elliot Stephen J., Stothers Ian M., Nelson Philip A., "A Multiple Error LMS Algorithm and Its Application to the Active Control of Sound and Vibration" *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. ASSP-35, No. 10, October 1987
- [5] Boucher C.C., Elliot S.J., N^on P.A., "Effect of Errors in The Plant Model on The Performance of Algorithms for Adaptive Feedforward Control" *IEE Proceedings-F*, Vol.138, No4, August 1991.

GÜRÜLTÜ İÇİNDE KARIŞMIŞ SES VE MÜZİK SİNYALLERİNİN AYIRIMI

Özlem Özkan, Zafer Ünver
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
06531 Ankara
E-mail : oozlcm,zunver@metu.edu.tr

ABSTRACT

The estimation of primary sources from the mixture signals without knowing the statistics of the source signals is called blind source separation. Here, the problem of the separation of voice and music signals buried in noise is dealt with. For this purpose, hvo adaptive, self-normalized neural algorithms are used.

1. GİRİŞ

Birçok durumda, anten ve mikrofon gibi alıcılara gelen sinyaller, *kaynak* adı verilen temel bileşenlerin karışımıdır. İletim kanalının özellikleri bilinmeden temel bileşenlerin çözümlenmesine *kör kaynak ayırımı* denir. Son zamanlarda kör kaynak ayırımının, ses tanıma sistemleri, telekomünikasyon ve medikal sinyal işleme gibi alanlarda kullanımı yaygınlaşmıştır. Karışımlardan farklı kaynakların ayırımı için birçok yöntem geliştirilmiştir, tik olarak, 1985'te, Herault biyolojik sistemlerden esinlenerek, karışım sinyallerinden kaynak sinyallerini ayırabilen nöral ağ modelini önermiştir. Daha sonra, Jütten'le [1] birlikte bu çalışmalarını geliştirmişlerdir. Karhunen ve Joutsensalo [2], Cickocki, Unbehauen ve Rummert [3] son olarak da Comon [4] İcmcl bileşen çözümlenmesi üzerine çalışmışlar ve algılayıcılar üzerindeki karşılıklı bilgiyi yaklaşık olarak azaltabilecek enerji fonksiyonları önermişlerdir. Bu çalışmaların yanı sıra Linkser [5], Bell ve Sejnowski [6] gibi araştırmacılar da bilgiyi arttırmak için olasılıksal gradyan kullanan güncelleme metodları geliştirmişlerdir. Cardoso ve Lalied de [7] enerji fonksiyonlarında dördüncü dereceden momentleri kullanmışlardır. Burada, Herault-Jutten algoritmasının geliştirilmiş modeli olan iki algoritma ile gürültü içinde karışmış ses ve müzik sinyallerinin ayırımı anlatılacaktır. Cichocki ve Unbehauen [8] tarafından geliştirilmiş olan bu algoritmalar, güncelleme için dördüncü dereceden momentler yerine doğrusal olmayan fonksiyonları kullanmaktadırlar.

2. KÖR KAYNAK AYIRIMI

Bilinmeyen kaynakların, $s_j(t)$ ($j = 1, 2, \dots, J$), karışımı duruma bağlı olarak çeşitli matematiksel veya fiziksel modellerle yapılabilir, örneğin, gözlemlenen karışım vektörü $x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T$, kendi aralarında bağımsız ve sıfır ortalamalı kaynak vektörü $s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_n(t)]^T$ ve tekil olmayan (non-singular) karışım matrisi A ile

gösterilirse

$$x(t) = As(t) \quad (D)$$

şeklinde bir model kullanılabilir. Tekil olmayan ve durağan olan A matrisi iletim ortamını yeterince karakterize edebilir. Buradaki problem, orjinal kaynakların gözlemlenebilen sinyallerden ayırt edilebilmesidir. Eğer yapay nöral bir algoritma A matrisinin tersini yakınsayan bir W matrisi bulabilirse, gözlemlenen karışımlardan, $J(t)$, kaynak sinyallerini, $s_j(t)$, ayırmak mümkün olabilecektir. Aşağıda gürültü içinde karışmış sinyalleri ayırdedebilmek için kullanılan Cichocki ve Unbehauen tarafından geliştirilmiş iki nöral algoritmadan bahsedilmiştir.

2.1 İleri Beslemeli Nöral Ağ Modeli

N -nöronlu tek katmanlı sinirsel bir ağ ele alalım. Bu ağ modelinin nöronları şu şekilde tanımlanmış olsun.

$$y(t) = W_j(t)x(t) \quad (2)$$

Burada $W(t) = [w_{ij}(t)]$ sinaptik değerleri, $x(t)$ gözlemleri, $y(t)$ de ağ çıkış sinyallerini tanımlamaktadır. Bu model için geliştirilen çevrimiçi algoritma şöyle verilmiştir [8]:

$$W_j(k+1) = W_j(k) + n(k) \{ \Lambda - f[y(k)] g^T[y(k)] \} W_j(k) \quad (4)$$

Yukarda belirtilen güncelleme algoritmalarında $n(k)$ öğrenme adımındır. Genelde $A=1$ şeklinde alınmaktadır. $W_j(0)$ da sıfır matrisinden farklı seçilir (genellikle birim matris alınır). Öğrenme hızı ve dolayısıyla adımı pozitifdir.

Güncelleme algoritmalarında geçen $f[\cdot]$ ve $g[\cdot]$, doğrusal olmayan birer fonksiyondur. Bu fonksiyonların seçimi sinyal tipine (süper veya alt Gauss) göre değişmektedir. Alt Gauss olan sinyallere göre aşağıda verilen fonksiyon ikililerinin istenen çözüme ulaşmayı sağladığı ileri sürülmüştür [8].

$$f(y_j) = \begin{cases} \sqrt{\text{sign}(y_j)} & |y_j| \leq 1 \\ \text{Ptek} & |y_j| > 1 \end{cases}$$
$$g_j(y_j) = \tanh(10y_j)$$

Bu fonksiyonlar bütün i ve j değerleri için geçerlidir. Süper Gauss sinyaller içinse f ve g fonksiyonlarını birbirleriyle değiştirmek yeterlidir.

3.2 Geribeslemeli Nöral Ağ Modeli

A matrisinin determinantının sıfıra yaklaştığı durumlarda ya da kaynak sinyallerinin kötü ölçeklendirildiği durumlarda ileri beslemeli nöral ağ modelinin gösterdiği başarımın düşük olması sebebi ile geribeslemeli ağ modeli geliştirilmiştir. Burada nöron çıkışları şöyle tanımlanmıştır.

$$y(0) = x(f) - W_g(t)y(t) \quad (5)$$

Güncelleme şu şekilde yapılmaktadır [8]:

$$W_g(k+1) = W_g(k) - \eta(k) \left[I + W_g(k) \right] \left[A - f(y(k))g^T(y(k)) \right] W_g(k) \quad (6)$$

Burada da $A=1$ şeklinde alınmaktadır.

3. GÜRÜLTÜ İÇİNDEKİ KARIŞMIŞ SES VE MÜZİĞİN AYIRIMI

Yukarıda belirtilen iki algoritma bilgisayar ortamında üretilmiş olan ses, müzik ve gürültü karışımlarının ayırılabilmesi için kullanılmıştır. Günlük hayatta da bu tip karışımlarla sıkça karşılaşmaktayız. Kaynak olarak kullanılan ses (bayan sesi) ve müzik (piano) örneklerinin her ikisi de 8kHz örnekleme hızı ve 16bit/sn bit hızı ile örneklenmiştir. Rasgele olarak seçilen sıfır ortalamalı gürültü sinyali de üçüncü kaynak sinyalini oluşturmuştur. Bu sinyaller yine rasgele olarak seçilen bir A matrisi ile çarpılarak karışım sinyalleri oluşturulmuştur. Bu dönüşüm günlük hayatta kulak tarafından algılanabilecek herhangi bir ortamı bir dereceye kadar ifade edebilmektedir. Kullanılan rasgele karışım matrisi aşağıda verilmiştir:

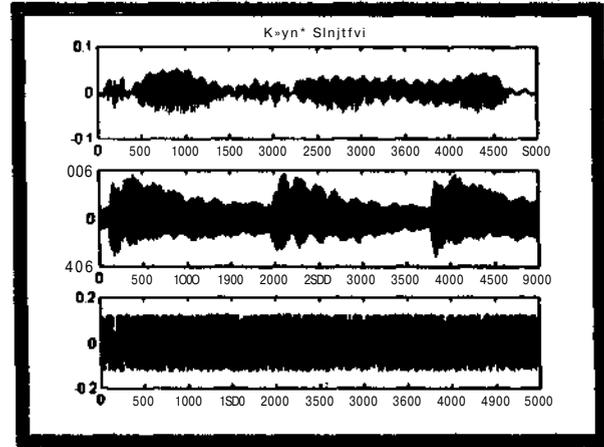
$$A = \begin{bmatrix} 0.2218 & 0.2338 & 0.4496 \\ 0.7138 & 0.6545 & 0.6507 \\ 0.3423 & 0.2614 & 0.1822 \end{bmatrix}$$

Bu karışım sinyalleri kullanılarak ve her iki algoritmada da sinyal uzunluğu ve öğrenme adım uzunluğu değiştirilerek çeşitli deneyler yapılmıştır. Yapılan deneylerle her iki algoritma ile de durağan sinyallerden oluşmuş karışımların ayrıştırılması başarıyla sağlanmıştır. Algoritmalarındaki f ve g fonksiyonları için sırasıyla $y^{\wedge}sign(y)$ ve $\tanh(10y)$ kullanılmıştır, öğrenme uzunluğunun $n(k) = 0.125 \exp(-0.00125)$ olarak alındığı denemelerin sonucunda

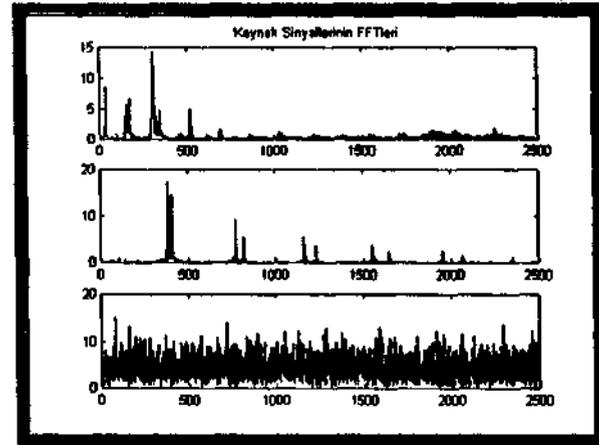
$$W_s = 10^3 \begin{bmatrix} 0.0900 & -0.0574 & 0.0610 \\ -0.6009 & 0.8693 & -1.6209 \\ 0.9512 & -1.1569 & 1.7836 \end{bmatrix}$$

$$W_n = \begin{bmatrix} -0.9961 & 0.0316 & -0.0032 \\ 0.0106 & -0.9542 & -0.0101 \\ 0.0043 & 0.0128 & -1.0048 \end{bmatrix}$$

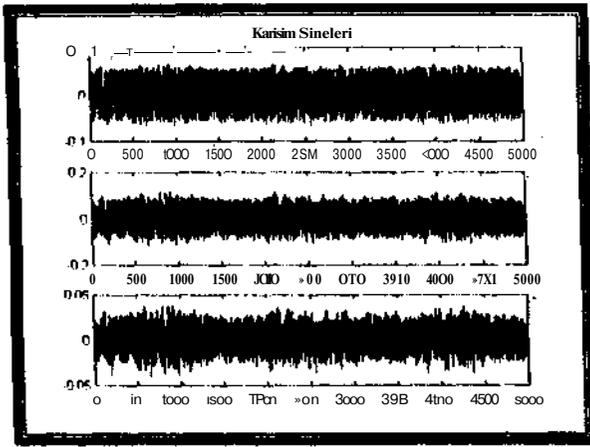
çıkmiştir. Sonuç sinyalleri dinlendiğinde karışımın ayranının, karışıma kıyasla oldukça başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar sinyallerin FFTlerine bakılarak da tespit edilmiştir. Ancak ses sinyali durağan olmayan bir sinyal çeşidi olduğu için uzun karışımların ayranını o kadar başarılı olamamaktadır. Denemeler sırasında öğrenme adım uzunluğu Dssel olarak azaltılmıştır. Ayrıca deterministik sinyallerle yapılan karşılaştırmalar sonucunda da dar bantlı sinyallerde ayrımın daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Aşağıda deneyler sırasında kullanılmış olan örnek grubundan seçmeler verilmiştir. FFTleri de görülen sinyaller baştan itibaren ses, müzik (piano) ve de gürültü sinyalleridir. Karışımların FFTlerine baktığımızda sinyallerin herhangi bir sOzgeçleme sistemi ile ayrımının güç olduğu gözlenmektedir. Sonuçlara bakıldığında ise kaynak sinyallerinin yerlerinin farklı olması ve de bir katsayı ile çarpılması dışında ayrımın gerçekleştiğini görmekteyiz. Bu da bulunan tahmin matrisinin genel bir permutasyon matrisi olmasından kaynaklanmaktadır.



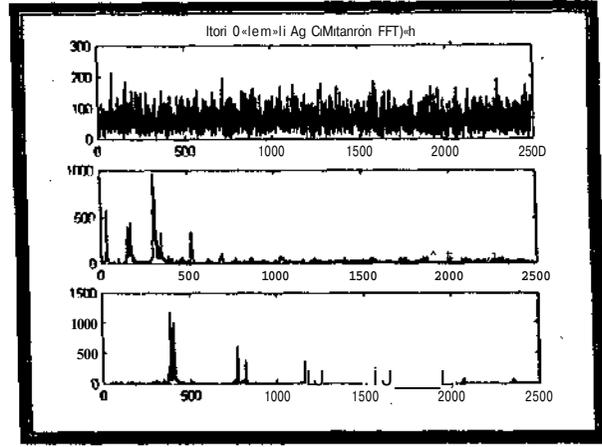
Şekil 1. Kaynak sinyalleri: En üstte ses sinyali, ortada müzik sinyali ve en altta gürültü sinyali.



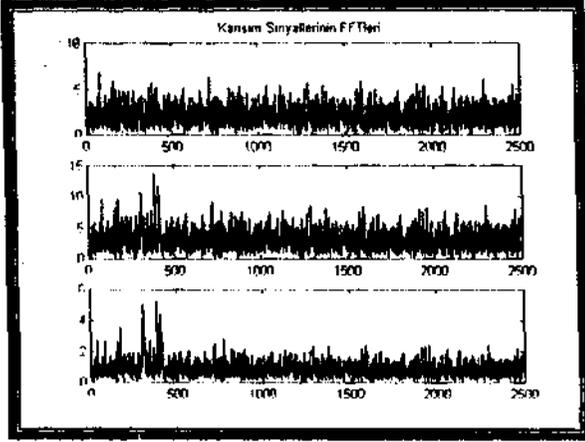
Şekil 2. Kaynak sinyallerinin FFTleri.



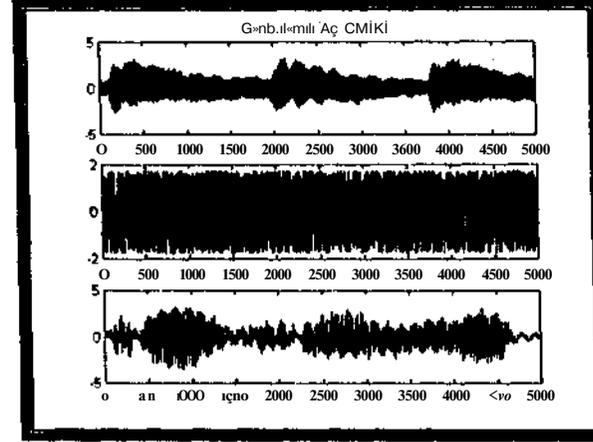
Şekil 3. Karışım sinyalleri: Ses+müzik+gürültü.



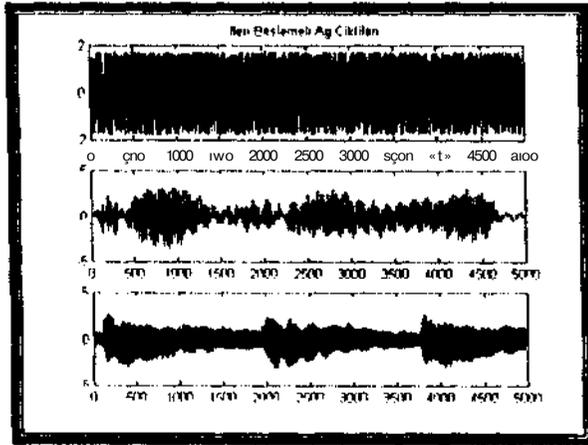
Şekil 6. İleri beslemeli ağ çıkışlarının FFT'leri.



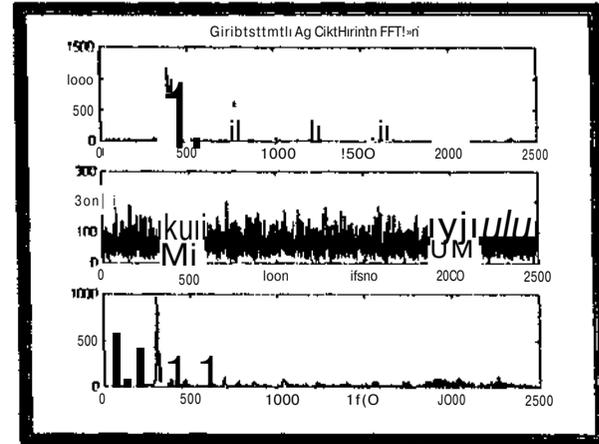
Şekil 4. Karışım sinyallerinin FFT'leri.



Şekil 7. Geribeslemeli ağ çıkış sinyalleri: Üstte müzik, ortada gürültü, altta ses.



Şekil 5. İleri beslemeli ağ çıkış sinyalleri: Üstte gürültü, ortada ses, altta müzik.



Şekil 8. Geribeslemeli ağ çıkışlarının FFT'leri.

4. KAYNAKÇA

- [1] Herault J. and Jütten C, "Space or Time Adaptive Signal Processing by Neural Network Models," in Proc. ATP O > f. Sno\vbird, UT, 1986, in Neural Networks for Computing. J. S. Denker, Ed. New York: Amer. Inst. Phys., 1986, pp. 206-211.
- [2] Karhunen J. and Joutsensalo J., "Generalizations of principal component analysis. optimization problems. and neural networks," Neural Networks, 1995, vol. 8. no. 4. pp. 549-562.
- [3] Cichocki A., Unbehauen R., and Rumierc F

learning algorithm for blind separation of signals," *Electronics Letters*, 1994, vol. 30, no. 17, pp 1386-1387.

[4] Comon P., "Independent component analysis - a new concept?," *Signal Processing*, 1994, vol. 36, pp. 287-314.

[5] Linsker R., "Local synaptic learning rules suffice to maximize mutual information in a linear network," *Neural Computation*, 1992, vol. 4, pp 691-702.

[6] Bell A. J. and Sejnowski T. J., "An information-maximization approach to blind separation and blind deconvolution," *Neural Computation*, 1995, vol. 7, pp. 1129-1159.

[7] Cardoso J. F. and Laheld B., "Equivariant Adaptive Source Separation," *IEEE Trans. Signal Processing*, 1996, 45(2), pp 434-444.

[8] Cichocki A. and Unbehauen R., "Robust neural networks with on-line learning for blind identification and blind separation of sources," in *IEEE Trans. On Circuits and Systems-1: Fundamental Theory and Applications*, 1996, vol 43, pp 894-906.

ZAMANLA PERİYODİK OLARAK DEĞİŞEN LİNEER KESİKLİ ZAMAN SİSTEMLERİNE SPEKTRAL ANALİZ METODUNUN UYGULANMASI

Gülay TOHUMOOUI - Serkay ÖZALICI
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hitit/İnönü Üni. (Hitit)
27110 (Hitit)
H-tmail : gulay@hitit.edu.tr

ABSTRACT

A unified approach to the analysis of periodically time-varying linear time-invariant systems called spectral analysis method is introduced and newly adapted for these systems. In this paper, the basic idea is to redevelop the spectral analysis method to the periodically time-varying discrete linear system, although it is originally developed for periodically time-varying linear continuous systems. The method is based on the discrete-time Fourier Series (DTFS) representation of the signal is used to define the signal relations in algebraic manner in terms of spectral vectors and matrices in the spectral domain. It is seen that this method can be used to describe both the steady-state and transient responses. In order to show the generality and usefulness of this method for the periodically time-varying discrete systems, the illustrative example is chosen. Then the comparison of the results with the exact solution is also presented. As a result, the spectral analysis method is an appropriate solution method, it can achieve the exact solution which becomes much more closer by increasing the number of harmonics.

1. GİRİŞ

Periyodik olarak zamanla değişen kesikli zaman sistemleri ilk olarak örneklenmiş kontrol sistemleri için gerçekleştirilmiştir. Genel olarak burada ki teknikler periyodik olarak zamanla değişen (PZD) sistemleri sabit sistemlere dönüştürülür [1]. Meyer ve Hinnus [2] ise blok işlem gösterimini kullanarak PZD sistemlerinin özel bir bölümünü oluşturan çok oranlı ve PZD süzgeçlerini fonk denklemleri, durum denklemleri ve dütlü-yanıtı fonksiyonları cinsinden gösterir.

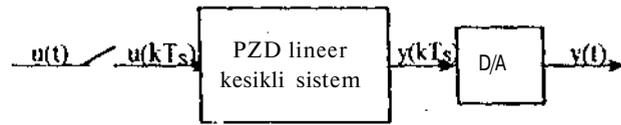
Bu çalışmada, zamanla periyodik olarak değişen lineer kesikli zaman sistemleri için spektral analiz metodunun adaptasyonu yapılarak matematiksel bir temel oluşturuldu. İhtiyaçta, sürekli PZD sistemlerinin analizi için spektral analiz metodunun bulunmasına rağmen [3-6], zamanla periyodik olarak değişen lineer kesikli zaman sistemleri için bu tür bir yaklaşım yenidir [7]. Çünkü bu tür sistemlerin çözümlerinde ya özyineli (recursive) ifadeler veya zamanla değişmeyen eşdeğer blok gösterimler kullanılmaktadır. Bu yöntem, spektral matris ve

vektörlerin spektral ortamda üretildiği bir frekans yöresi formülasyonu tekniğidir. Spektral analiz, metodu uygulanırken sinyaller kesikli Fourier serisi ile gösterilir. Buna ek olarak yeni spektral matris ve vektörler -modem, gecikme, transfer spektral matris, toplama ve/veya çıkarma vektörü- tarif edildi. Spektral analiz, metodunun sonuçları ile eğer bulunabiliyorsa gerçek çözümler ve/veya diğer yaklaşık çözümlerle karşılaştırılarak tartışıldı. Uygulanan ve geliştirilen spektral analiz, metodunun değişik ve önemli özelliklerini sergilemek için seçilen örneklerde farklı harmonik sayılarıyla elde edilen sonuçlar, diğer metodların sonuçlarıyla ve etkin (root-mean-square, rms) hata değerlerinin karşılaştırılması tartışması yapılmıştır.

Çalışmanın ikinci bölümünde spektral analiz, metodunun tanımı ve adaptasyonu, üçüncü bölümünde sistem denklemlerinin spektral ortamda transferi anlatılmaktadır. Konu ile ilgili örnek ve elde edilen sonuçlar da takip eden bölümde verilmiştir.

2. SPEKTRAL ANALİZ METODU

Zamanla periyodik olarak değişen lineer kesikli zaman sistemini Şekil 1 de gösterildiği gibi düşünelim.



Şekil 1. Kesikli zaman sisteminin blok şeması

Bu sistemde giriş sinyali u(t) örnekleme periyodu Ts ile örneklenecek u(kTs) = U exp(jΩkTs) sinyali elde edilmiştir. Kesikli giriş sinyali olan u(kTs) periyodik fonksiyon olup d sistem frekansını (Ω = 2π/Ts, Ts; sürekli zaman sinyalinin temel periyodu) tanımlar. Asimtotik olarak kararlı sistemin kalıcı çıkış sinyali [3,5] şu şekilde ifade edilir.

$$y(kTs) = H(jΩ, kTs) U e^{jΩkTs} \quad d)$$

Burada H(jΩ, kTs) zamanla değişen sistem fonksiyonunu gösterir. PZD kesikli zaman sisteminin temel periyodu Ts, NQTS (T0 = K) Ts dikkate alarak bu sistemin

Sistem çıkış sinyalini ifade eden spektral vektör hesaplandıktan sonra zaman ortamındaki değerlerini bulmak için aşağıdaki ifade kullanılır.

$$y(kT_s) = \sum_{n=0}^{N_0-1} \tilde{y}_n(j\Omega) e^{j(2\pi/N_0)nk} e^{j\Omega kT_s} \quad (13)$$

Bu şekilde, çıkış sinyalinin zaman ve frekans ortamındaki özellikleri bilinmiş olur.

4. ÖRNEK

PZD lineer kesikli zaman sisteminin denklem (9) daki durum denklemleri gösterimini düşünelim. Burada katsayı matrisleri

$$A(kT_s) = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} \sin(kT_s) & \cos(kT_s) + \sin(kT_s) & 0 \\ 0 & 75 + \sin(kT_s) & \cos(kT_s) + \sin(kT_s) \\ -6(\cos(kT_s) + \sin(kT_s)) & -11(\cos(kT_s) + \sin(kT_s)) & -6\cos(kT_s) - 5\sin(kT_s) \end{bmatrix}$$

$$B(kT_s) = \begin{bmatrix} T_s e^{-\sin(kT_s)} \\ T_s e^{-\sin(kT_s)} \\ T_s e^{-\sin(kT_s)} \end{bmatrix}; C(kT_s) = \begin{bmatrix} \cos(kT_s) & 0 & 1 \end{bmatrix}; D(kT_s) = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix}$$

olarak alınmıştır. Bu denklemi çözmek için denklem (10) daki gibi spektral ortama taşırırsak

$$x = [I - M_c]^{-1} x + M_B u \quad (14)$$

$$y = M_c x + M_D u$$

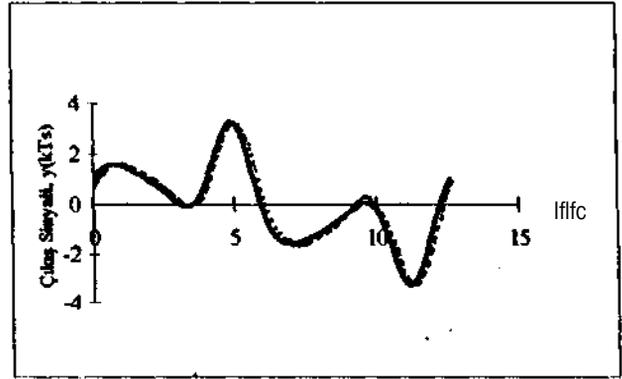
olur. Burada I ; (-1). dereceden gecikme matrisini, $M_A \cdot M_B$, M_c ve M_n sırasıyla $A(kT_s)$, $B(kT_s)$, $C(kT_s)$ ve $D(kT_s)$ 'nin modem matrislerini oluşturur. x ve y durum değişkeni ve çıkış sinyallerinin spektral vektörleridir, u spektral vektörü giriş sinyali $H(kT_s) = \cos(0.5kT_s)$ 'nin gösterimidir. Hatırlamamız gerekir ki, burada sistemin temel periyodu $N_0 T_s = 2T_c$ olup örnekleme periyodu olan T_s , Nyquist örnekleme periyoduna göre seçilir [9]. Böylece spektral ortamda elde edilen bu sistem denklemi farklı harmonik sayıları için matris ve vektörlerin cebirsel işlemleriyle kolayca çözülür. Elde edilen sistem çıkış değeri ($N_0=30$ için) ve gerçek çözüm Şekil 2 de gösterilmiştir. Farklı harmonik sayıları N_0 için baktığımızda spektral ortamda elde edilen sonuçlarla analitik çözüm sonuçları birbirine oldukça yakındır. Analitik çözüm ifadesi [10]

$$y(kT_s) = \cos(\Omega kT_s) + \frac{\sin(\Omega kT_s) \cos(kT_s) + 1}{n e^{\sin(kT_s)}} \quad (14)$$

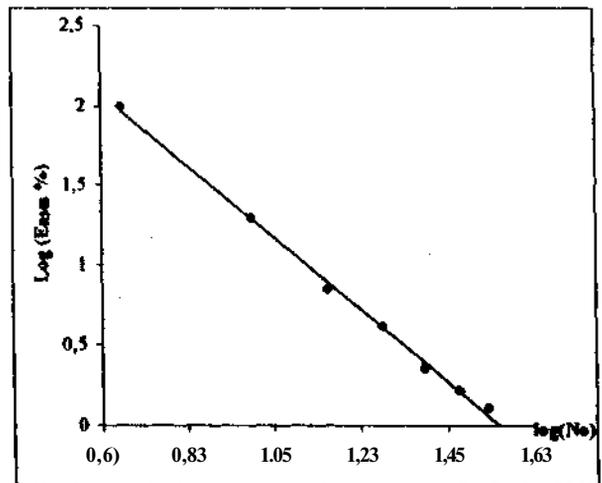
bulunmuştur. Bu çözümlerden şunu kesinlikle söyleyebiliriz ki spektral çözüm farklı harmonik değerleri için gerçek çözüme doğru hızla yakınsamaktadır. Ancak bununla birlikte yuvarlama (round off) hatası da artıyor. Etkin hata (E_m) hesaplanarak Şekil 3 te $\log(E_m)$ 'e karşılık harmonik sayısı N_0 gösterilmiştir. Burada harmonik sayısı ile hata yakınsaması arasında lineer bir

ilişki olduğu gözlenmektedir. Gerçek çözümle spektral ortamdaki ($N_0=30$ için) çözüm arasındaki hesaplanan hata değeri E_m yaklaşık olarak 1.65%. Bu hata oldukça az bir hata değeridir. Spektral çözüm elde edilirken, farklı harmonik sayıları için kabul edilebilir bir limitte hata belirtilerek, veya çözümdeki en yüksek harmonik sayısı tahmin edilerek optimum harmonik sayısı bulunabilir. Böylece daha kısa sürede çözüme ulaşılabilir.

Burada kısaca özetleyecek olursak PZD lineer kesikli zaman sistemlerinin analiz yöntemi ve kalıcı çözümlerinin yaklaşık olarak bulunması anlatıldı. Görüldüğü üzere spektral ortam metodu oldukça genel bir analiz yöntemi olup aynı zamanda PZD lineer kesikli zaman sistemine de uygulanabilir. Çözüm denklemlerine bakılacak olursa çözümlere cebirsel işlem çözümleriyle ulaşılmaktadır. Ancak matris-vektör boyutları alınan harmonik sayısı ile ilgili olarak problem olabilir gibi düşünülebilir. Bu durum sistemin sinyallerindeki harmonik içeriğine bağlıdır. Şunu belirtebiliriz ki spektral ortam analiz metodu iteratif yaklaşımdan çok daha avantajlıdır. Bununla birlikte harmonik içeriği az olan sistemlerde hızlı bir yakınsamaya sahip olan spektral analiz çözüm metodu, harmonik içeriği çok olan sistemlerde ise yakınsama oranı dolaylı olarak azalmaktadır.



Şekil 2. Verilen örnek sistemin çıkış fonksiyonu



Şekil 3. Log (Eims)'e karşılık $\log N_0$ 'in gösterimi

4. KAYNAKÇA

- [1] El. Jury and F.J. Mullin, "The analysis of sampled data control systems with a periodically time varying sampling rate," İRE Trans. Auto. Control, vol. AC-4, pp. 15-21, May 1959.
- [2] R.A. Meyer and C. S. Burrus, "A unified analysis of multirate and periodically time-varying digital filters," IEEE Trans. on Circuits and Syst., vol. CAS-22, No. 3, pp. 162-168, March 1975.
- [3] S. özahcı, *Adaptation of the Spectral Analysis Method to the Periodically Time-varying Linear Discrete-time Systems*. Ms. Thesis, EE Eng. Dept. Of Univ. of Gaziantep, June 1997.
- [4] G. Tohumoğlu and M. Koksall, "Steady-State Analysis of Periodically Time-varying Networks by the New Developments in the Spectral Domain" IEE Int. J of Circuit Theory and Applications, Vol. 24, pp. 519-528, July-Aug. 1996.
- [5] C.F. Kurth, "Spectral Matrix for Analysis of Time-varying Networks", Elec. Commun. Vol. 39, No. 2, pp. 277-292, 1964
- [6] B.L. Bardakjian and M. Sablatash, "Spectral Analysis of Periodically Time-varying Linear Networks", IEEE Trans. Circuit Theory, Vol. CT-19, pp. 297-299, 1972.
- [7] M. Koksall and G. Tohumoğlu, "New Developments in the Spectral Analysis of Periodically Time-varying Networks", Proceedings of the IASTED International Symposium, Measurement, Signal Processing and Control-MECO'86, pp. 185-190, Sept. 1986.
- [8] R. Kuc, *Introduction to Digital Signal Processing*, McGraw-Hill, Inc., USA, 1982.
- [9] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*, Prentice Hall Inc., New Jersey 1975.
- [10] M. Koksall, *A Computer Program for the General Solutions of Periodically Time-varying Systems: MAINLN*: A Technical Report. No: GEEE/GAS-84/2, January 1984.

SONLU ELEMANLAR METODU İLE DOĞRU AKIM MOTORUNDA ENDÜVİ REAKSİYONUNUN İNCELENMESİ

Yusuf ÖZOĞLU
Teknik Bilimler M.Y.O. Elektrik-Kontrol Programı
İstanbul Üniversitesi
34850 Avcılar-tstanbul
E-mail : yozoglu@itu.edu.tr

Nurdan GÜZELBEYOĞLU
Elektrik Mühendisliği Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi
8626 Maslak-tstanbul
E-mail: nurdan@elk.itu.edu.tr

ABSTRACT

in this paper, armature reaction in the direct current machine is examined by obtaining field distribution produced by armature, excitation and commutation pole windings. it is shown that the commutation pole winding eliminates the armature reaction. in this study, field distribution of direct current machine is dealt with as a two dimensional magnetostatic problem and a package program called ANSYS is used to apply finite element method.

1. GİRİŞ

Makinelerin artan karmaşıklıkları ve nonlineer koşulların göz önünde bulundurulması zorunluluğu sayısal metotların bu incelemelerde kullanımını zorunlu kılmıştır. Özellikle bilgisayarların gelişen teknoloji ile sağladıkları avantajlar sayısal metotların hızlı bir şekilde tasarımcılar tarafından kullanılmasını sağlamıştır. Çünkü zaman ve ekonomiklik bakımından uzun ve pahalı deneysel çalışmalar yerine fiziksel modelin bilgisayar ortamındaki sayısal modeli üzerinde çalışmak önemli bir avantaj oluşturur.

Sonlu elemanlar metodu (SEM) sözü edilen sayısal metotların en önemlilerinden biridir. Elektrik makine uygulamalarında özellikle motorun magnetik özelliğinin ön plana çıktığı araştırmalarda bu metot oldukça tatmin edici sonuçlar vermektedir. Bu açıdan, bu incelemede sonlu elemanlar metodu kullanılarak d.a. motorunun 2-boyutlu modeli oluşturularak statik inceleme gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada, daha önce hesabı analitik metotla yapılmış olan 30 kW, 440 V ve 1500 d/dak'lık bir doğru akım şönt motorun elektromagnetik alan incelemesi sonlu elemanlar metodu ile gerçekleştirilmiştir [1]. ANSYS isimli sonlu elemanlar analiz programı bu sayısal çözüm için kullanılmıştır [2],

Burada motorun magnetik alan davranışı incelenirken başlıca şu aşamalar gerçekleştirilmiştir:

1. Bilgisayar destekli geometrisini oluşturmak.
2. Sonlu elemanlar modelini oluşturmak.
3. Yük ve sınır koşullarını uygulamak.

4. Magnetik alan analizini yapmak.
5. Sonuçları grafik olarak alıp değerlendirmek.

Magnetik alan çözümünün sonunda motorun hava aralığı uyarma alan şekli, endüvi alan şekli, yardımcı kutup alan şekli ve toplam alan şekli elde edilmiştir. Böylece, yardımcı kutbun endüvi tepkisine olan etkisi de bu sonuçlar yardımıyla açık bir şekilde gösterilmiştir.

Bilgisayar hafızası ve çözüm zamanı sınırlamasından dolayı, simetri özelliğinden faydalanarak d.a. motor geometrisinin sadece dörtte biri modellenmiştir.

2. İKİ BOYUTLU MAGNETOSTATİK ALAN DENKLEMİ

Magnetostatik alan problemi için genel denklem kartezyen koordinatlarda şu şekildedir;

$$\frac{d}{dx} \left(v - \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{d}{dy} \left(v - \frac{\partial A}{\partial y} \right) - J = 0 \quad (D)$$

v: magnetik relüktans ($v=1/\mu$., μ :magnetik geçirgenlik.)

A: magnetik vektör potansiyel

J: akım yoğunluğu

Bu denklemde J akım yoğunluğunun sadece akım yönündeki z bileşeni vardır. Dolayısıyla A vektör potansiyel de sadece z bileşene sahiptir. (1) denklemi nonlinear Poisson denklemi olup şu şekilde de gösterilebilir.

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = \frac{J}{v} \quad (2)$$

$$\nabla^2 A = \frac{J}{v} \quad (3)$$

Magnetik alan analizlerinde (2) numaralı ikinci dereceden diferansiyel Poisson denklemini çözmek yerine, sonlu elemanlar metodunu kullanmak daha avantajlıdır [3,4].

3. SONLU ELEMANLAR METODU

Sonlu elemanlar metodunda Poisson denklemini çözmek yerine, enerji fonksiyoneli minimum yapan bir vektör potansiyel çözümünü bulma yoluna gidilir. Enerji fonksiyoneli şu şekilde yazabiliriz.

$$F(A) = -rf \left(\int_{\Omega} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{B} - \int_{\Omega} \mathbf{J} \cdot \mathbf{A} \right) dx dy \quad (4)$$

\mathbf{B} : magnetik akı yoğunluğu,
 Ω : problemin tanımlı olduğu bölge,
 $\int_{\Omega} \mathbf{v} \cdot \mathbf{B} \cdot d\mathbf{B}$: magnetik enerji.

Enerjinin minimumlaştırılması ilkesi ile enerji fonksiyoneli minimum yapan vektör potansiyel değeri için öncelikle katsayıları henüz bilinmeyen, basit fonksiyonların toplamından oluşmuş bir $A(x,y)$ vektör potansiyel yaklaşım fonksiyonu tanımlanır.

Bir çözüm bölgesi içinde sınır koşullarını sağlayan birden fazla vektör potansiyel fonksiyonu elde etmek mümkündür. Ancak bunlardan bir tanesi (2) denklemini sağlamakla birlikte bu fonksiyon tektir. Dolayısıyla çözüm bölgesi içinde enerji fonksiyoneli minimum yapan vektör potansiyel çözümü, Poisson denklemini sağlayan vektör potansiyel çözümdür [5.6].

Sonlu elemanlar metodunda, bir vektör potansiyelin yaklaşık bir çözümünde bölge elemanlara ayrıldıktan sonra her eleman içinde vektör potansiyelinin sürekli olduğu kabul edilerek bölgenin tümü için yaklaşık bir çözüm elde edilir. Her elemandaki vektör potansiyelin değişimi olarak alınan böyle bir fonksiyona yaklaşım fonksiyonu adı verilir.

Görüldüğü gibi gerçek çözümün yerini parça parça lineer bir fonksiyon almaktadır. Eğer tanımlanan bölgedeki elemanların köşe noktaları ortak ise, vektör potansiyel değişimi iki elemanın arasındaki sınırda da sürekli olacaktır. Dolayısıyla çözüm olarak bulunan $A(x,y)$ parça parça fakat tüm bölge içinde sürekli olan bir çözüm olarak bulunacaktır. Çözüm bölgesine ilişkin vektör potansiyel ifadesi şöyledir;

$$A(x, y) = \sum_{i=1}^{N_e} A_i(x, y) \quad (5)$$

N_e : çözüm bölgesindeki eleman sayısı,
 $A_j(x,y)$: i. eleman içindeki vektör potansiyel.
 Fonksiyonel ifadesi;

$$F(A) = \sum_{i=1}^{N_e} F_i(A) \quad (6)$$

$F_i(A)$: i. elemana ilişkin fonksiyonel.

Bütün bölgede $F(A)$ 'nın p-nimum değeri aranır. Bunun için

$$\frac{\partial F(A)}{\partial A_i} = 0 \quad (7)$$

N_d : çözüm bölgesindeki düğüm sayısı.

Buradan N_d adet denklem sistemi elde edilir. Böylece fonksiyonel ifadesi varyasyonel ilkesine göre ifade edildiği takdirde:

$$F(A) = \frac{1}{2} A^T K A - F^T A \quad (8)$$

A: vektör potansiyel vektörü,
 K: eleman katsayılar matrisi.
 F: yük vektörü.

Minimumlaştırma işleminden sonra aşağıdaki denklem elde edilir.

$$[K] - \{A\}H\{F\} \quad (9)$$

J: akım yoğunluğu yük vektörü olarak alınırsa:

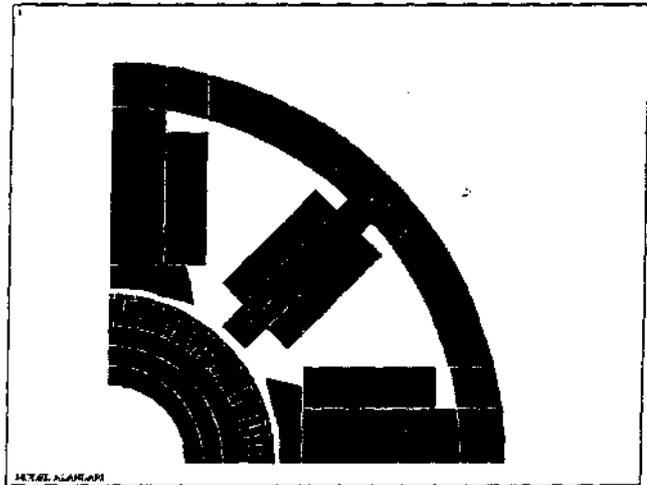
$$[K] - \{A\} = \{J\} \quad (10)$$

lineer denklem sistemi elde edilir. Bu denklem sistemi her düğüm için A'yı bulmak üzere çözülür, sonra tüm bölge için A'nın değeri elde edilir [3].

4. MAGNETİK ÇÖZÜMÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

İncelemeleri gerçekleştirmek üzere ele alınan d.a. motorun kesit görünüşü Şekil 1'de verilmiştir. Şekil 1'den görüleceği üzere doğru akım motorunun statorunda 4 adet esas ve 4 adet yardımcı kutubu bulunmaktadır. Ayrıca motorun geometrik parametreleri aşağıdaki gibi tanımlıdır.

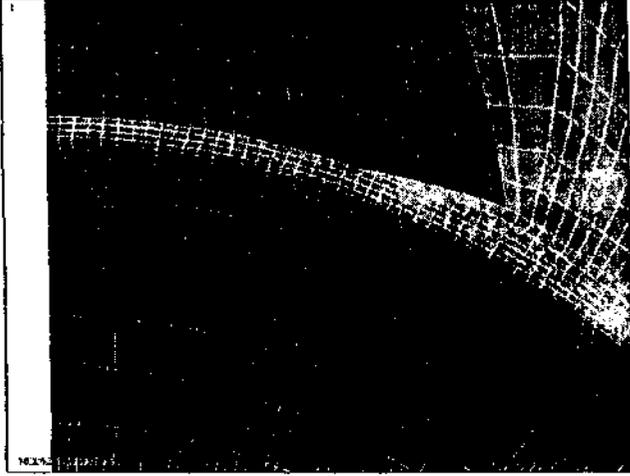
Motorun dış çapı	: 0.80 m
Motorun endüvi çapı	: 0.34 m
Motorun boyu	: 0.21 m
Motor esas kutup sayısı	: 4 adet
Motor yardımcı kutup sayısı	: 4 adet
Endüvi oluk sayısı	: 51 adet



Şekil 1. DA Motorunun 1/4 Kesit Görünüşü

Motorun bilgisayar ortamında modeli oluşturulduktan sonra, motorda kullanılan malzemelere ait özellikler veri olarak verilmiştir. Hava aralığı ve sargılar için bağlı geçirgenlikler

sabit olarak $\mu_r = 1$ kabul edilmiştir. Nonlineer özellikteki stator ve rotor malzemeler ise BH eğrisi ile tanımlanmıştır. Modele uygulanan yükler, motorun endüvi, uyarma ve yardımcı kutup sargılarına akım yoğunluğu cinsinden uygulanmıştır [7].



Şekil 2. Stator Kutbu ile Oluklar Arasındaki Ağın Görünüşü

Sonlu elemanlar modelini oluşturmak için ikinci dereceden (dörtgen ve 8 düğümlü) bir eleman (Plane53) seçilmiştir. Stator kutbu ile rotor arasındaki hava aralığı modelin yüksek hassasiyetli bölgesi olduğu için burada oluşturulan ağ oldukça sık olmasına özen gösterilmiştir. Şekil 2'de motorun bu yüksek hassasiyetli bölgesindeki ağ görünüşü verilmiştir.

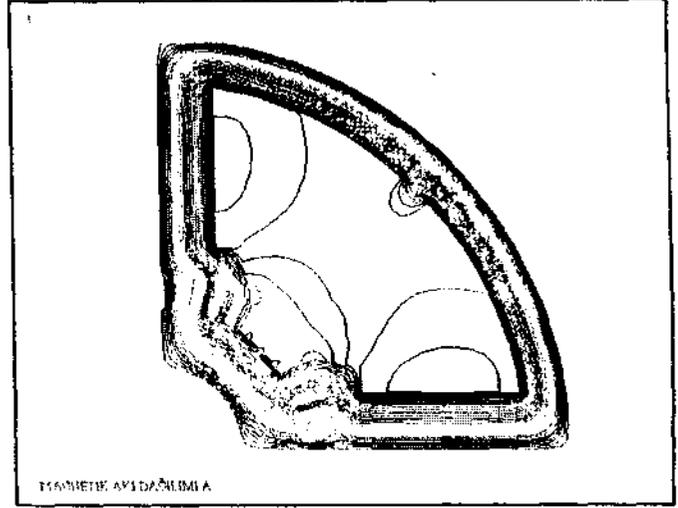
Modele uygulanacak sınır koşulları yapılacak incelemeye göre değişiklik göstermektedir. Bu çalışmada motorun 3 sargısı ayrı ayrı uyarılarak analizler gerçekleştirileceği için 3 farklı sınır koşulu mevcuttur. Kısaca akı çizgilerinin sınırı paralel olarak izlediği durumda Dirichlet koşullarına uygun olarak, sınırlardaki vektör potansiyel değeri $A_z = 0$ alınmıştır. Halbuki akı çizgilerinin sınırı kestiği durumda Neumann koşullarına uygun olarak sınırlarda koşul verilmemiştir.

Motorda oluşan endüvi reaksiyonunu incelemek üzere endüvi, uyarma ve yardımcı kutup sargılarının oluşturdukları magnetik alan dağılımlarının bilinmesi gereklidir.

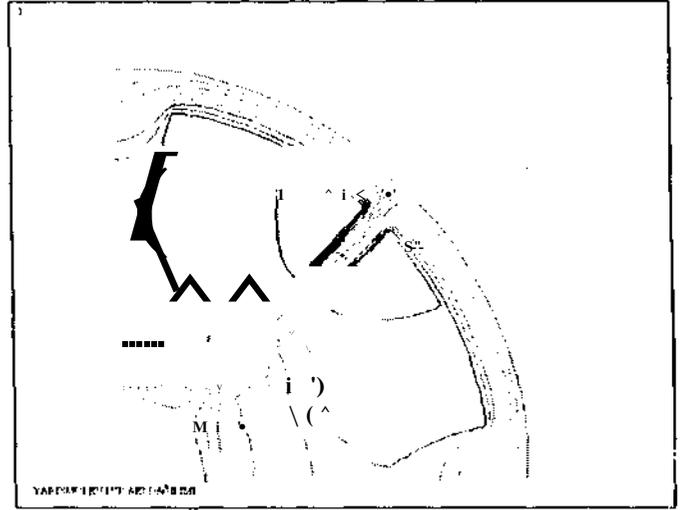


Şekil 3. Endüvi Akı Dağılımı

Bu açıdan söz konusu üç durum için gerçekleştirilen statik analizler sonucunda sargılarının oluşturdukları magnetik akı dağılımları elde edilmiştir. Motordaki endüvi, uyarma ve yardımcı kutup sargılarının oluşturdukları akı dağılımları Şekil 2-3-4'te sırasıyla verilmiştir.



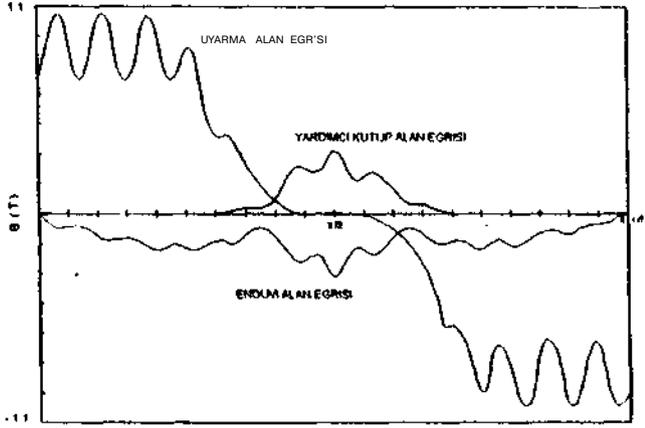
Şekil 3. Uyarma Akı Dağılımı



Şekil 4. Yardımcı Kutup Akı Dağılımı

Uyarma, endüvi ve yardımcı kutup sargıları ayrı ayrı uyarılı; iken hava aralığında oluşan magnetik alan eğrileri yine gerçekleştirilen bu analizler sonucunda elde edilmiştir. Şekil 5'te Uç ayrı uyarma durumuna karşılık gelen eğriler toplu olarak görülmektedir. Statorda bulunan uyarma sargılarının oluşturduğu uyarma alan eğrisi kutup ortalarında en büyük değerine ulaşırken geometrik nötr bölgede değeri sifira değerine düşmektedir. Rotorda bulunan endüvi sargılarının oluşturduğu endüvi alan eğrisi ise kutup ortasında sifir değerinde iken geometrik nötr bölgede en büyük değerine ulaşmaktadır. Dolayısıyla bu iki alan eğrisinin birlikte oluşturduğu toplam alan eğrisinde magnetik nötr bölge bir miktar kayma göstermektedir. Endüvi alanının etkisi ile toplam alanda magnetik nötr bölge, geometrik nötr bölgeden sapma gösterir. Böylece geometrik nötr bölgeye konan (+) ve (-) fırçalar magnetik alanın bu bölgede sifir olmaması nedeni

ile kıvılcımlar oluşturur. Doğru akım motorunda bu olay en büyük sorunlardan birisidir, işte bu kritik bölgede endüvi alanının etkisini ortadan kaldırmak üzere izlenen yollardan biriside motora yardımcı kutup yerleştirmektir. Nitekim yardımcı kutup sargıları uyarıldığında elde edilen alan eğrisi, endüvi alanının sadece magnetik nötr bölgedeki etkisini ortadan kaldırdığı gibi diğer bölgelerde endüvi alanının etkisini bozmamaktadır.



Şekil 5. Hava Aralığındaki 3 Farklı Alanın Toplu Değişim Eğrisi

5. SONUÇ

Doğru akım motorunda uyarma ve endüvi alanları motordaki toplam etkin alanı oluşturur. Endüvi alanının etkisi ile magnetik nötr bölge geometrik nötr bölgeden sapar. Geometrik nötr bölgede bulunan fırçalar magnetik alanın bu bölgede sıfır olmaması nedeni ile kıvılcımlar oluşturur. Endüvi reaksiyonu olarak adlandırılan bu olay istenmeyen bir durumdur. Bu nedenle endüvi alanının bu bölgedeki etkisini ortadan kaldırmak üzere nötr bölgeye yardımcı kutuplar yerleştirilir ve geometrik nötr bölgedeki endüvi alanı yardımcı kutbun oluştuğu ters bir alanla yok edilir. Böylece magnetik nötr bölge geometrik nötr bölgeyle çakışmış olur. Bu çalışmada sonlu elemanlar metodu ile ANSYS paket programı kullanılarak, endüvi reaksiyonu ve yardımcı kutupların gerçekleştirdiği iyileştirme açık olarak ortaya konmuştur.

Şekil 5'teki hava aralığı alan dağılım eğrileri literatürde uyarma alanı için trapez ve endüvi alanı içinde üçgen şeklinde verilmesine karşın, alan eğrileri çöküntülere sahiptir. Stator ile rotor kutupları arasındaki hava aralığının değişmesiyle magnetik reluktans değeri de değişmesidir. Reluktans değişimi ise hava aralığı alan dağılımlarını doğrudan etkilemektedir. Buda çalışmada ortaya çıkan sonuçlardan elde edilen diğer bir sonuçtur.

6. KAYNAKLAR

- [1] Boduroğlu, T, *Elektrik Makinaları Dersleri. Doğru Akım Makinaları*, Cilt.IV, Kısım 2, İstanbul, 1972.
- [2] "ANSYS Magnetics User Guide For Revision 5.0", SASI, 1993.
- [3] Sahonnadiere. J-C, Coulomb. J-L. *Finite Elemani*

- [4] *Methodin CAD*, Springer-Verleg, New York, 1987.
- [5] Chari, M.V.K., Silvester, P., *Finite Element in Electrical and Magnetic Field Problems*, Wiley, New York, 1980.
- [6] Silvester, P., Chari, M.V.K., "Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems", IEEE Trans. on Power App. and Syst., Vol. PAS-89, 1970, pp. 1642-1651.
- [7] Chpri, M.V.K., Silvester, P., "Finite Element Analysis of Magnetically Saturated DC Machines", IEEE Trans. on Power App. and Syst., Vol. PAS-90, 1971, pp.2362-2372.
- [8] ANSYS User's Manual, SASI, 1992.
- [9] Ozoglu, Y, *Sonlu Elemanlar Metodu ile Doğru Akım Motorunun Alan Dağılımının İncelenmesi*, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, 1995.

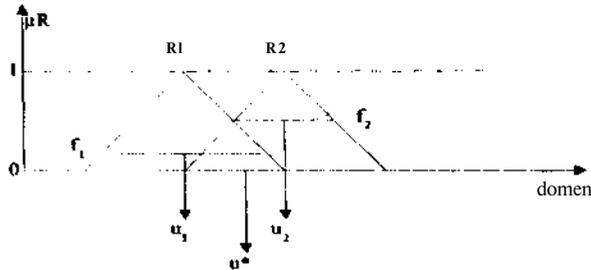
Şekil 1'den de görüldüğü üzere hız ve akım denetleyicileri için giriş değişkenleri, hata (e) ve hata değişimi (Ae) kavramlarıdır. Burada, hız ve akım BMD'leri ile aşağıdaki özelliklerin elde edilmesi amaçlanmıştır.

- 1) Yük ve parametre değişimine sürücü sistemi duyarsız kalmalıdır
- 2) Her iki çevrim hızlı geçici durum cevabını minimum dalgalanma ile güven sınırları içerisinde sağlamalıdır.
- 3) Hız ve akım BMD'leri için aynı bulanık kontrol stratejisi geçerli olmalıdır.

Sayısal giriş değişkenleri olan hata ve hata değişimi ilk olarak bulanık kümelerle dönüştürülür. Bu işlem bulanıklaştırma çalışması olarak isimlendirilir. Benzer şekilde denetlenecek sisteme kesin giriş değişkenleri sağlamak için BMD'nin çıkışını dönüştürmek gerekir. Bu da durulaştırma çalışması olarak isimlendirilir ve ağırlık merkezi veya yükseklik (tepe) durulaştırma metodu gibi bilinen metotlar ile durulaştırma sağlanır. Bu çalışmada basit yapısı çıkarsamanın çok hızlı olması nedeniyle BMD tasarımında en çok kullanılan yükseklik dınılaştırma metodu kullanılmıştır. Metodun matematiksel ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^l u_i f_i}{TJ; i 1} \quad (D)$$

Burada ; u^* i. üyelik fonksiyonunun 1.0 üyelik derecesine sahip domen üzerindeki değeridir, f_i i. üyelik fonksiyonun derecesidir.



Şekil 2. Yükseldik durulaştırma metodunun grafiksel gösterimi

Kural kümesinin türetilmesinde ise PI benzeri BMD yaklaşımı yapılmıştır [4]. Klasik PI benzeri BMD'nin matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$u = K_p \cdot e + K_i \cdot \int e \cdot dt \quad (2)$$

Burada, K_p ve K_i sırasıyla oransal ve integral kazanç katsayılarıdır. Yukarıdaki denklem her iki tarafının zamana göre türevi alındığı takdirde;

$$\Delta u = K_p \cdot Ae + K_i \cdot e \quad (3)$$

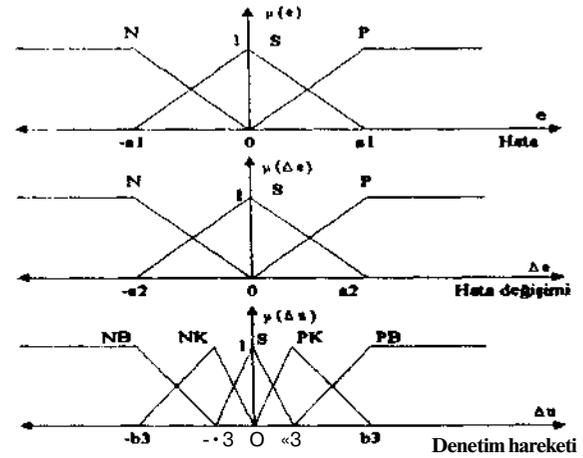
ifadesi elde edilir. Buradan bir PI benzeri BMD için tekli kural yapısı aşağıdaki gibi yazılır.

"Eğer $e = < \text{Negatif Büyük} >$ ve $Ae = < \text{Negatif Büyük} >$ ise o halde $Au = < \text{Negatif Büyük} >$ "

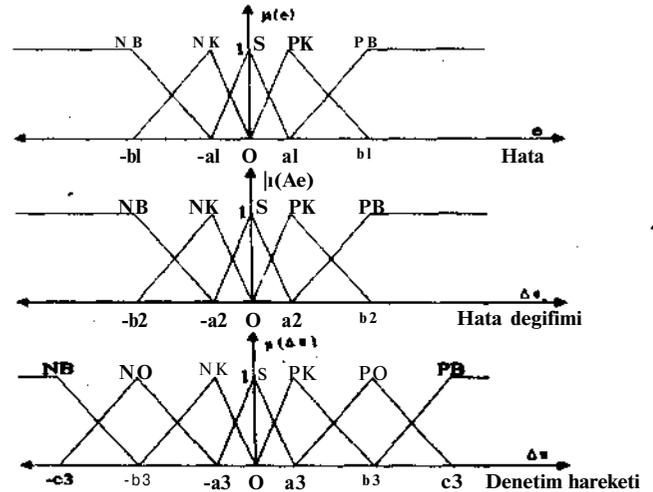
Bu durumda denetleyici çıkış değişkeni $u(k)$ 'nın değerini bulmak için denetleyici çıkış değişkeni $u(k)$ ' ya $u(k-1)$ eklenir.

$$u(k) = Au(k) + u(k-1) \quad (4)$$

Hız ve akım BMD'lerinin her ikisi için geçerli olan üyelik fonksiyonları Şekil 3 ve Şekil 4'te verilmiştir. Üyelik fonksiyonları sayısının sürücü performansı üzerine etkisi oldukça fazladır. Denetim değişkeni olarak 5 ve 7 üyelik fonksiyonları seçilmesinin amacı daha hassas bir kontrol hareketi sağlamaktır. BMD tasarımında en çok kullanılan üyelik fonksiyonları üçgen yamuk ve çan şekilleridir. Bu çalışmada basit yapısı ve hesaplamalardan kaçınmak için üçgen dalga şekli kullanılmıştır.



Şekil 3. 3,3,5'e göre hız ve akım BMD'leri için üyelik fonksiyonları



Şekil 4. S,5,7'e göre hız ve akım denetleyicileri için üyelik fonksiyonları.

Şekil 3 ve Şekil 4 deki her bir değişken için üyelik fonksiyonları orijine yakın kısımlarda daha kalabalık olması nedeniyle asimetrik paya sahiptirler. Au için iyi bir bölmelendirme bu değişkenin duyarlılık ilişkisi için zorunludur. Asimetrik pay sayesinde sürekli durumdaki küçük sapmalar için uygun denetim hareketi sağlanır. Böylece kalıcı durum hatasını en aza indirmek mümkün olmaktadır. Üyelik fonksiyonlarının %50 oranında üst üste gelmesinden dolayı verilen girişler için her defasında en fazla 4 kural işlenmektedir. Bu çalışmada bulanık çıkarsama işlemi max-ının birleştirme metodu ile gerçekleştirilmiştir. Bu metod: X ve Y evrensel kümelerinde A ve B bulanık kümeleri için bulanık ilişki R. kartezyen çarpım bulanık ilişki olarak aşağıdaki gibi gösterilir.

$$R = A(x) \cdot B(y) = (xR(x,y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(y)) \quad (5)$$

Burada:

X ; kartezyen çarpım,

x,y ; Bulanık değişkenlerdir (x→A, y→B),

A,B : XY evrenlenindeki bulanık kümelerdir.

Eğer bulanık R(x,y) ilişkisi biliniyorsa o zaman B(y) bulanık kümesi, bulanık A(x) kümesinden sonucun birleşim kuralı uygulanması ile bulunabilir [S]. Buna göre:

$$\mu_B(y) = \max_{x \in X} \min\{\mu_A(x), \mu_R(x,y)\} \quad (6)$$

olacaktır. Bulanık denetleyiciler genellikle deneme yanılma ile tasarlanmakta ve ayarlanmaktadır. Bu yüzden üyelik fonksiyonları, kural tabanları ve ölçeklendirme faktörleri tatmin edici bir performans elde edilinceye kadar değiştirilmektedir. Bulanık denetim sistemleri esasında lineer olmayan sistemlerdir ve denetleyici insanın uzmanlık bilgisini temsil etmektedir. Burada bulanık denetim kuralları uzman tecrübesi ve denetim mühendisliği bilgisine dayalı olarak elde edilmiştir. Tablo 1 ve Tablo 2'de hem hız hem de akım denetleyicileri için geçerli olan kural tabanı verilmiştir.

Tablo 1. 3,3,5 'e göre hız ve akım denetleyiciler için kural tabanı

Δe	N	S	P	
N	NB	NK	S	N: Negatif S: Şıfır
S	NK	S	PK	P: Pozitif NB: Negatif Büyük NK: Negatif Küçük
P	S	PK	PB	PK: Pozitif Küçük PB: Pozitif Büyük

Tablo 2. 5,5,7 'ye göre hız ve akım denetleyicileri için kural tabanı

Ae	NB	NK	S	PK	PB	
NB	NB	NO	NO	NO	NO	NB: Negatif Büyük
NK	NB	NO	NK	S	PK	NO: Negatif Orta NK: Negatif Küçük
S	NO	NK	S	PK	PO	S: Şıfır
PK	NK	S	PK	PO	PB	PK: Pozitif Küçük PO: Pozitif Orta
PB	S	PK	PO	PB	PB	PB: Pozitif Büyük

3. BENZETİM ÇALIŞMASI

Yukarıda bahsedilen kontrol stratejisini gerçekleştirmek için MATLAB paket programı kullanılarak benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim çalışmaları için sürücü sistemin parametreleri Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 3. DA sürücü sistemin parametreleri

V = 220 V,
P = 3.3kW,
n = 1500 dev/dak.
I = 17 A.
 $R_s = 0.6 \Omega$
L = 6 mH,
J = 0.13kgm²,
B = 0,
 $k_{\omega} = 0.15$ V.dev/dak.

Hız denetim çevrimi için inatlab ortamında gerçekleştirilen programın algoritması aşağıda verilmiştir.

- 1) Referans hız c_{ref} ve c_0 'yi örnekle,
- 2) Hata ve hata değişimini aşağıdaki bağıntılar yardımıyla hesapla,

$$e(k) = a_w(k) - m(k) \quad (7)$$

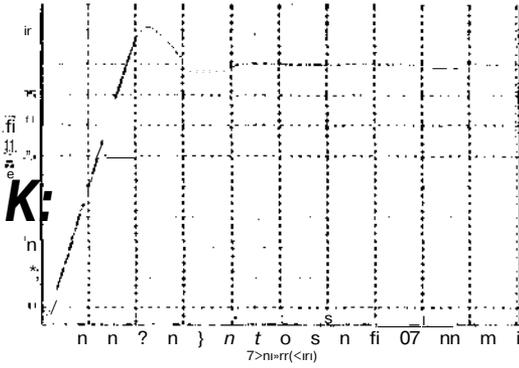
$$Ae(k) = e(k) - e(k-1) \quad (8)$$

- 3) Gerekiyorsa, giriş ve çıkış ölçeklendirme faktörlerini sapt,
- 4) İlgili bulanık kümeler için e ve Ae değerlerini hesapla,
- 5) Tablo 1 veya Tablo 2'den 4 değerlikli kuralları sapt ve min operatörünü kullanarak (iR'nin üyelik derecesini hesapla,
- 6) Yükseklik durulaştırma metodu ile Au'nun kesin değerini hesapla,
- 7) Şimdiki denetim durumunu aşağıdaki bağıntı yardımıyla hesapla,

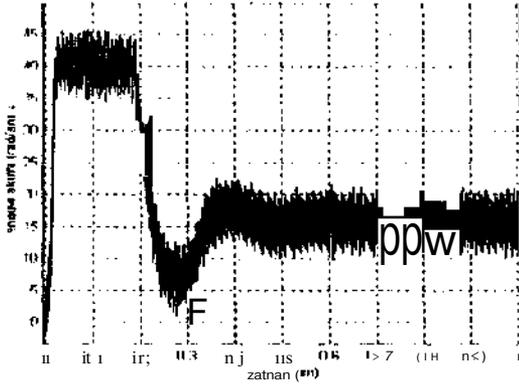
$$u(k) = u(k-1) + G_u \cdot A_u \quad (9)$$

G_u : ölçeklendirme katsayısıdır.

- 8) Birinci adıma tekrar dön ve işlemleri tekrarla
Yukarıdaki adımlar akım denetim çevrimi içinde benzerdir.



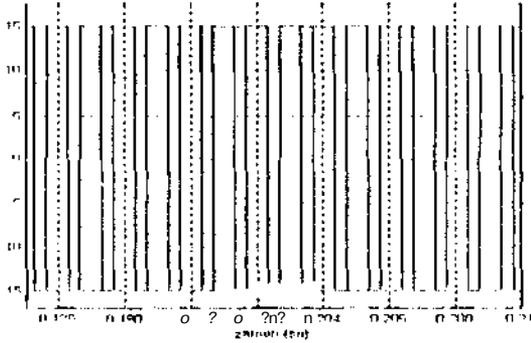
a) Motor hızı



b) Hüdüvi akımı

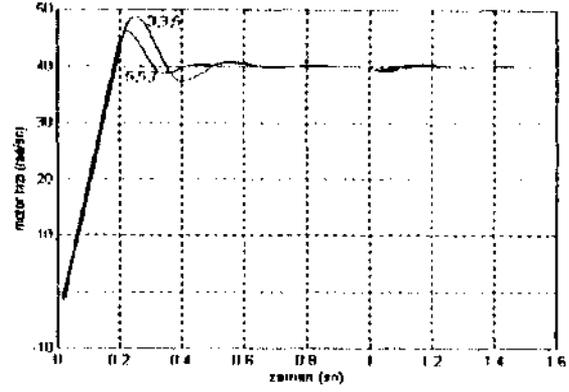
Şekil 5 DA molouunun niatlab yazılımını kullanarak BMI) ile denetlenmesi (ovr~ 40 rad/sn. $T_y \sim 21$ Mm).

DA molouunun cüdüvi akımı, geçici durum çalışmaları allında emniyet sınırlarının aşmaqladır. Bu nedenle, enelüvi akımının nominal akımın 2-3 katı gibi bir akım değerinde sınılandırınak gerekir. Şekil "b'de görüldüğü ii/cic. akım denetim çevrimi sayesinde endüvi akımı maksimum 10 A değciuidc sınılandırılınıçlır.



Şekil d. Kıyıcı devresindeki anahtarları denetleyen DGM'In işaret

Akım RMD'nin çıkış sinyali ile üçgen dalga işaretin karşılaştırılması sonucunda elde edilen DGM'ln işaret şekil f'da görülmektedir Bu işaret ile kıyıcı devresindeki anahtarlar denetlenmektedir. . Şekil 7'dc ise 3.1.5 ve 5,5,7 üyelik fonksiyonlarına göre sistem cevaplan karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Başlangıçta 21 Nın'lık bir yük var iken 1' I sn'de 100 msn süre ile 25 Nın'lık ani bir yük bindirilmiştiir. Buna göre sonuçlar Tablo 4'te ö/ctlenmiştir.



Şekil 7. 3.3,5 ve 5,5,7 üyelik fonksiyonlarına göre sürücü siteminin cevabı.

Tablo 4. 3.3,5 ve 5,5,7 üyelik fonksiyonlarına göre bir karşılaştırma.

	3,3,5	5,5,7
Yükselme zamanı (sn)	0.187	0.180
Maksimum aşma değeri (rad/sn)	8.840	6.100
Kalıcı duruma erişme zamanı (sn)	0.780	0.520
Yük niomenü'ndeki ani değışim için motor hızındaki azalma miktarı (rad/sn)	0.750	0.500

4. SONUÇLAR

Bu çalışma, kıyıcı beslemeli DA sürücü sisteminde bulanık mantığın başarılı bir uygulanmasını tanıtmayı amaçlamaktadır. Bulanık kontrol klasik PI denetleyiciler yerine kullanılarak sürücü sistemin hız ve akım değerlerinin arzu edilen değerlerini, yüksek doğrulukla takip etmesi sağlanmıştır. Ayrıca üyelik fonksiyonlarının sayısına bağlı olarak stiriicü sisteminin cevabı iyileştigi gösterilmiştir. Üyelik fonksiyonlarının sayısını çok fazla artırmak sistemi daha karmaşık hale getireceği gibi belli bir noktadan sonra sürücü sisteminin cevabında çok bari/ iyileştirmelere yol açmaz. Örneğin üyelik fonksiyonlarının sayısı 7,7,9 olarak seçilip yapılan benzetimde sürücü sisteminin cevabı 5,5,7 ile yaklaşık aynı cevap zamanında seyrelmektedir. Unfi/nhiH tasarruf sağlamak için üyelik fonksiyonlarının sayısının gereksiz yere çok fa/la artırmaktan kaçınılmalıdır.

5. KAYNAKÇA

- [1] Gilberto C.D.S.. "A fuzzy Set Theory Based Control of a Phase- Controlled D.C. Machine Drive". IEEE Tran. On Ind. App. Vol. 30. no. 1, pp.34-44. 1994.
- [2] Çetiner B.G.. "Doğru Akım Fan Motorunun Bulanık Kontrolü", Endüstriyel Otomasyon Teknolojileri Sempozyumu. TOK'97. 1997
- [3] Tuıccr S., "Değişken Hızlı Sürücü Sistemleri İçin Fuzzy Denleyicili Yeni Bir Algoritmanın Geliştirilmesi ve Uygulaması, FÜ Fen Bilimleri Enstitüsü. Yüksek Lisans Tezi. 1999
- [4] Driankaov D., Hellendorn H. Reinfrank M., An Introduction to Fuzzy Control. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1996.
- [5] Terano T., Asai K, Sugeno M.. Fuzzy Systems Theory and Its Applications. 1992.

GÜÇ TRANSFORMATÖRLERİNİN DİJİTAL KORUMASININ TARİHÇESİ

Okan ÖZGÖNENEL

O. MÜ. Amasya Meslek Yüksekokulu

Prof. Dr. Güven ÖNBİLGİN

O. MÜ. Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü

ABSTRACT

in the view of the numerous benefits of digital relaying in terms of economics, performance, reliability and flexibility have been made in the development of digital relaying algorithms. Some of these algorithms are derived from conventional protection methods while others presents new methods such as Kalman Filtering. This paper presents a comparative study of algorithms for digital differential protection of power transformers. The mathematical methods for each algorithm is briefly described. The algorithms are presented as to their computational burden and the capability to distinguish between an internal and transformer internal fault.

1. GİRİŞ

Bilgisayar destekli konuna üzerine ilk yayınlanan makalede bir sınıt sahasındaki tüm ekipmanlarının tek bir bilgisayar ile kumanda edilebileceği fikri ortaya atılmıştı. Şüphesiz bu fikir 1970'li yıllarda çok pahalı bir uğraştan öteye geçememişti. Çünkü geleneksel röleler o zamanlarda tek bir bilgisayardan daha ucuz olmaktadır. Buna ek olarak, bilgisayarların hesaplama zamanları oldukça yavaş, güç tüketimleri çok fazla olduğundan ötürü şalt sahalanında yüksek hızda anahtarlama yapılmasına olanak vermiyordu.

O zamandan beri, yukarıda bahsedilen tüm bu dezavantajlara rağmen bilgisayar dünyasındaki hızlı gelişmelerden ötürü bilgisayar destekli konuna üzerine çok sayıda algoritma geliştirilmiş olup bu sayede daha güçlü konuna teknikleri elde edilmiştir. İlk etapta yüksek gerilimli iletim hatlarının korunması için çeşitli algoritmalar ortaya atılmıştır. Çünkü iletim hatlarının konununun aşırı pahalı ve karmaşık bir yapıdaydı. Bu makaleler günümüzde de dinmek bilmeyen mesafe konuna algoritmalarının başlangıcını teşkil etmiştir. Bu çalışmalar konuna işlevinin fiziksel doğasında da yeni gelişmelere ışık tutmuştur. Bilgisayar donanımındaki gelişmelerden ötürü mesafe koruma ve güç transformatörlerinin koruma algoritmaları yeni gelişmelere açıktır.

Bu konu üzerine yapılan çalışmalar diferansiyel röle algoritmalarının daha az hesaplama zamanı gerektirdiğini ortaya koymuştur. Harmonik sınırlama problemleri transformatör korunması üzerine bir takım karmaşıklıklar çıkarmıştır. Bu karmaşıklığı akım transformatörlerinin doyma problemi izlemiştir. Hem ekonomik hem de teknik açıdan dijital röleler tıpkı aşırı akım rölesi gibi yapısı basit ve düşük maliyetli yapılabilmektedir.

2. TRANSFORMATÖR KORUMASI PRENSİBİ

Diferansiyel röle prensibi güç transformatörlerinin korunması amacıyla en yaygın olarak kullanılanlarıdır. Esas

olarak birincil ve ikincil akımlarının karşılaştırılmasına dayanır. Bu akımlar sağlıklı şartlar altında bilinen ilişkiye sahiptir. Akımlar önceden bilinen tanımdan uzaklaşırsa bir iç **anzanın varlığı** söz **konusudur** ve transformatörün enerjisi kesilir. Bu kabul oldukça iyi bir yaklaşımdır fakat ani mıknatıslanma durumunda transformatör yanlışlıkla devre dışı bırakılır. Mıknatıslanma akımı diye tanımlanan bu akım, transformatörün yalnızca birincil sargısından akar ve bu yüzden **iç arıza olarak** algılanır. En yaygın kullanılan teknik, transformatörü yanlışlıkla enerjilerine anında devre dışı bırakmamak için **"harmonik sınırlanan korumadır"**. Ani mıknatıslanma akımları yüksek harmonik değerleri içerdiğinden iç anza akımlarından farklıdır. Bunlar arasında anahtarlama anında 2. harmoniğin önemi büyüktür. Harmonikler akım trafolarının doyması, uzun iletim hatlarının ve yer altı kablolarının dağıtılmış sığalan yüzünden de meydana gelebilir. Bu durumda 2. ve 3. harmonik bileşenler ortaya çıkar. Bu sonunun üstesinden gelmek için çalışma anında 2. ve 3. harmonik bileşenler sınırlandırılarak diferansiyel röle tasarlanır, tç anızalı bir transformatörün 2. hannonik bileşeni mıknatıslanma anındakinden çok daha büyüktür. Ancak, tüm iç arızalarda harmonik sınırlamaların yüzdesi mıknatıslanma anındakinden çok daha kısa sürede etkisini kaybeder.

Bu algoritmaları üç gruba ayırabiliriz.

1. Diferansiyel Koruma Algoritmaları

1.1 Yüzde diferansiyel koruma

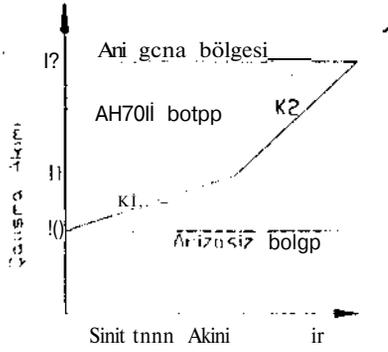
Rockefeller(1969)

Yüzde diferansiyel röle kavramı direk (faz) ve diferansiyel akımların hesaplanması ve yüzde diferansiyel karakteristiğe (Şekil 1) bağlı olarak bunların karşılaştırılmasından meydana gelir. II akımından sonra dik çıkan eğri akım transformatörünün doymasıyla ortaya çıkan ek bir belirsizliği simgelemektedir. Bu durum dijital korumada artan esnekliğe iyi bir örnektir. Bu algoritma hiç bir hafıza fonksiyonuna gerek duymaz ve çıkış fonksiyonu sadece o andaki giriş değerine bağlıdır.

$$I_d = I_{birincil} - I_{ikincil} ; I_r = I_{birincil} + I_{ikincil} \quad (D)$$

Yukarıdaki eşitlikte I_d akımı diferansiyel akımdır. I_r akımı ise sınırlama akımı diye adlandırılır.

Şekil 1 de gösterilen yüzde diferansiyel karakteristiğe göre I_d akımı I_r ile karşılaştırılır.

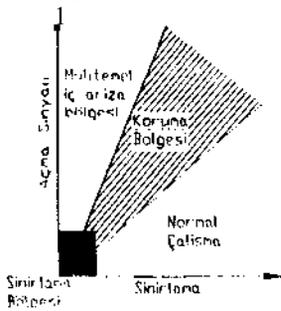


Şekil 1. Yüzde diferansiyel karakteristik

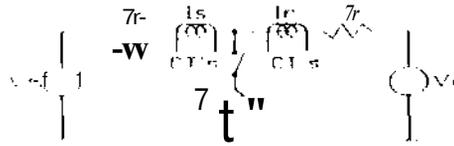
1.2 A (Delta) diferansiyel konuna

McCleer ve Mir (1982)

Direk akımı sınırlamalı standart yüzde diferansiyel konuna yüksek empedanslı (örneğin düşük anza akımlarında) arızalara karşı hassas değildir. Bu sorunun üstesinden gelmek için delta diferansiyel röle kavramı geliştirilmiştir. Bu sayede harici arıza akımlarının varlığında röle daha hassastır. Delta diferansiyel rölenin prensibi sadece iç arıza durumundaki akımları ortaya çıkarmak içindir. Bu yaklaşımla ilgili yüzde diferansiyel karakteristiği Şekil 2 de gösterilmiştir. Çok geniş konuma bölgesi vardır. Bu sayede röleye artan bir sınırlama imkanı verir. Aynı zamanda standart yüzde diferansiyel röle gibi harici arıza seçiciliğine de sahiptir.



Şekil 2. Delta Diferansiyel Rölenin Çalışma Karakteristiği
Tek fazlı basit bir üçlüci-ahçt devresini ele alalım (Şekil 3).



Şekil 3. Tek fazlı devrenin diferansiyel koruması

Koruma bölgesi adı verilen kare içine alınmış bölgeye diferansiyel konuna uygulanır. Prensipde I_s ve I_R akımları karşılaştırılır. $I_s - I_R$ farkı ortalama değerinden $(I_s + I_R)/2$ büyükse iç anzanın varlığından söz edilir. Matematiksel yolla karar verme işlemini aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$|I_s - I_R| > K_T \left| \frac{I_s + I_R}{2} \right| \quad (2)$$

Yukarıdaki eşitlikte K_T sınırlama fonksiyonu katsayısıdır. Bir iç anza durumunda, $I_s = I_F + I_R$, en küçük anza akımı I_F/I_R ise

$$K_T = \left| \frac{I_F}{I_{b, \min}} \right| \quad \text{dir.} \quad (3)$$

Burada $T_{th} = (I_s + I_R)/2$ dir.

K_T değeri akım trafolarının hassasiyeti ile belirlenir. Şayet f kesirli akımı trafosu hatası ise, iç anza olmaksızın rölenin arıza var ya da yok kararını vermesi aşağıdaki eşitlikle sağlanır.

$$|I_s(1+f_s) - I_R(1+f_R)| > \frac{K_T}{2} |I_s(1+f_s) + I_R(1+f_R)| \quad (4)$$

Arıza olmadığı zaman $I_s = I_R$ olacağından eşitlik aşağıdaki basit hale gelmektedir.

$$|f_s - f_R| > K_T \left| 1 + \frac{f_s + f_R}{2} \right| \quad (5)$$

f_s ve f_R f, nm olduğu durumda en kötü şart meydana gelir. Burada f_{\max} değeri maksimum akım trafosu hatasının genliğidir. (Örneğin akım trafoların % 10 gibi belirli bir hassasiyette çalışan cihazlardır. Bu gibi akım trafolarında f_{\max} değeri örneğin 0.1 seçilirse, bu ikincil akımının anma akımı değerinin 20 kat daha az olduğunu simgelemektedir. Bu yüzden K_T başlangıç değeri (röle sınırlama fonksiyonu

için) yaklaşık olarak $2/f_{\max}$ seçilir, bu değer de röleyi yanlış açmalara karşı sınırlamaktadır.

Röle, konuma görevini yerine getirebilmesi için örneklenmiş birincil ve ikincil akım değerlerine ihtiyaç duymaktadır.

1.3 Birleştirilmiş yaklaşım

Malik ve Diğerleri (1979)

Birleştirilmiş yaklaşım transformatörün birincil gerilim ve akımının cross-correlation tekniğine dayanır. Bileşke sinyalin davranışı transformatörün çalışmaya şartlarına bağlıdır: normal yükte sabit, dış arızalar durumunda artan ve iç arıza ve ani mıknatıslanma anında da azalan bir sinyaldir. Bu algoritma cross-correlation tekniğinin uygulanması amacıyla bit alternansta hafıza işlevine ihtiyaç duyar.

$$\psi = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N i_p(k) \cdot e_p(k) \quad (6)$$

ψ nonnal çalışma indeksidir. Dış arızalarda artar ve iç arızalarda azalır.

2. Mıknatıslanma Akımı ve Harmonik Bileşenler Üzerine Algoritmalar

2.1 Dalga şekli tanıma

İlk olarak bu algoritma üzerinde durulmuştur. Transformatörün doyması esnasında oluşan ani mıknatıslanma akımı ile anzasız ve anmalı durumların ayırt edilmediği gözlenmiştir.

Kısaca bu algoritma şöyle çalışır: Mıknatıslanma durumları tespit edilir ve rölenin açma sinyali göndermesi önlenir, şayet I_d diferansiyel akımının tepe değeri 7.5 ms ila 10 ms arasında olmazsa röle açma sinyali göndermez.

2.2 Harmonik sınırlama

2.2.1 Sin ve kare dalga ile cross-correlation tekniği

Malik ve Diğerleri (1976)

Sin veya kare dalgalara cross-correlation tekniğinin uygulanması

$$\begin{aligned}
S_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N ik \cdot \sin((2n-1)k) \\
C_n &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N ik \cdot \cos((2n-1)k) \\
I_n &= 2\sqrt{S_n^2 + C_n^2}
\end{aligned} \quad (7)$$

Bu yaklaşımda sin ve cos dalgalar sırasıyla tek ve çift kare dalgalarla yer değiştirilirler. I_n değeri önceden tanımlanmış başlangıç bir değerle karşılaştırılır. Böylece konuna işlevi yerine getirilmiş olur.

2.2.2 Sonlu impuls tepke filtreleri

Larson ve Diğerleri (1977)

$$\begin{aligned}
F_1(k) &= \sum_{m=-N/2}^{k-N/2} [i_m - i_{m+N/2}] \\
F_2(k) &= \sum_{m=-k-N/4}^{k-3N/4} [i_m - i_{m+N/4} + i_{m+N/2} + i_{m+3N/4}] \\
F_3(k) &= \sum_{m=k-N/4}^{k-7N/8} [i_m - i_{m+N/4} + i_{m+N/2} - i_{m+3N/4}] \\
F_4(k) &= \sum_{m=-N/8}^{k-3N/8} [i_m - i_{m+N/8} + i_{m+N/4} - i_{m+3N/8} \\
&\quad + i_{m+N/2} - (i_{m+5N/8} + i_{m+3N/4}) + i_{m+7N/8}]
\end{aligned}$$

Yukarıdaki eşitliklerde k örnekleme periyodunu göstermektedir. Daha sonra temel ve ikinci harmonik bileşenleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$Genlik_{temel} = \sqrt{2(F_1^2 + F_2^2)^{1/2}}$$

$$Genlik_{ikinci} = \sqrt{2(F_3^2 + F_4^2)^{1/2}}$$

2.2.3 Ayrık fourier dönüşümü

Thorpe ve Pindke (1982)

Hermanto, Murty, Rahman (1991)

$$\begin{aligned}
F_s(n) &= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} z(k-r) s(n(2m-)/N) \\
F_c(n) &= \frac{1}{N} \sum_{r=0}^{N-1} z(r) \cos(2m-)/N
\end{aligned}$$

n harmonik bileşenin genliği.

$$I > |r - *l + FCI$$

Güvenli bir harmonik sınırlama işlevi sağlamak için (ani miknatıslanma ve doyma hallerinde) üç fazın da harmonik bileşenleri şöyle ynztır.

$$I_s := (fdl + M;_n + Idl) \quad n=1.2ve5$$

Id_{in} , Id_{cn} ve Id_{cn} akımları, diferansiyel akımların n . harmonik bileşenleridir. ID_n ise birleştirilmiş diferansiyel akımların n . harmonik bileşenidir.

2.2.4 En küçük kareler eğri uydurma yöntemi

Degens (1982)

2.2.5 Yapay zeka yaklaşımı (bu algoritmanın halen pratikte kullanım alanı yoktur).

Oso\vski (1992)

2.2.6 Haar fonksiyonları

Fakıddin, Parthasarathy, Jenkins, Hogg (1984)

2.2.7 Walsh fonksiyonları

Jeyasurya, Rahman (1985)

Walsh fonksiyonları bir takım ortogonal (dik) fonksiyonlardan meydana gelmiştir. $Wal(k,t)$ diye tanımlanan bu fonksiyonlar sin ve cos fonksiyonlarıyla çok benzerlik gösterirler. Bu fonksiyonlar ± 1 değerleri arasındadır ve işaretleri t sadece A üssü ile çarpıldığında değişir. Bu fonksiyonlar sayesinde, $(0,t)$ aralığında $g(t)$ nin Walsh açılımı

$$g(t) = \sum_{k=0}^{\infty} W_k Wal(k, \frac{t}{T})$$

$$W_k = \frac{1}{T} \int_0^T g(t) Wal(k, \frac{t}{T}) dt \quad tir.$$

W_k , Walsh katsayısı $g(t)$; örneklenmiş diferansiyel akımlar sayesinde elde edilir. Fourier ve Walsh katsayıları matris şeklinde yazılacak olursa

$$W = A.F$$

F_1, F_2, F_3 ve F_4 fourier katsayıları Walsh katsayısı ile şöyle hesaplanır.

$$F_1 = 0.9WM_1.373W_5 - 0.074W_9$$

$$F_2 = 0.9W_2 + 0.373W_6 - 0.074W_{10}$$

$$F_3 = 0.9W_3 - 0.373W_{11}$$

$$F_4 = 0.9W_4 + 0.373W_{12}$$

Walsh katsayısı $W_1 - W_{12}$ referans kare dalgalar sayesinde sinyal örneklerinin toplanması ve çıkartılmasıyla elde edilir. F_1, F_2, F_3 ve F_4 bulunduktan sonra fark akımının temel ve 2. harmonik bileşenleri hesaplanır.

$$Genlik_{temel} = \sqrt{2(F_1^2 + F_2^2)^{1/2}}$$

$$Genlik_{ikinci} = \sqrt{2(F_3^2 + F_4^2)^{1/2}}$$

2.2.8 Kalman Filtresi yöntemi

Murty ve Smolinski (1990)

Kalman filtresi tekniği transformatörün akım sinyallerinin temel $\&$ harmonik bileşenlerinin tahmin edilmesi için kullanılmıştır.

Kalman filtre tekniği tahmin edilmiş sinyallerinin kararlı durum modeline ihtiyaç duyar.

$$X_{k+1} = FX_k + w_k$$

$$Z_k = HX_k + v_k \quad (8)$$

Burada,

v değeri t_k anındaki satır x 1 vektörüdür.

F satır x satır durum geçiş matrisidir.

w satır x 1 gürültü vektörüdür. Kovaryansı Q dur.

Z_k t_k anındaki sütun x 1 ölçüm vektörüdür.

H ölçüm ve durum vektörü arasındaki satır x **sütun** gürültüsüz matristir.

v_k sütun x 1 ölçüm matrisidir. Beyaz gürültü olarak bilinir ve kovaryansı R dir.

w_k ve v_k kovaryans matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$E[W_k W_k^*] = \begin{cases} Q, & i=k \\ 0, & i \neq k \end{cases}$$

$$E[v_k v_k^*] = \begin{cases} R, & i=k \\ 0, & ilk \end{cases} \quad (9)$$

$$E[W_k V_k^*] = Q \quad \text{tüm } k \text{ ve } i \text{ için}$$

F bitnd;) İnlmin değeriini \ermektedir. P_n İmla kovaryans matrisinin bilinmesi) Ic Kalman kazançı hcs:ip);ınnbilir.

$$K_k = -(A^{-1} H^T (H A^{-1} H^T + R)^{-1} H) A^{-1} \quad (10)$$

K_{k+1} lı anındaki Kalman kazanç matrisidir.

P_{k+1} ti anındaki bala kovaryans matrisi tahminidir.

P_k İv anındaki güncelleştirilmiş talimin için hala kovaryans malı isidir.

I. birim matrisidir.

Başlangıç X_n dnrını talimini bilinirse dunun vektörünün yeni tahminleri elde edilebilir.

$$\hat{X}_k = \hat{X}_k + K_k (z_k - 1 + \hat{X}_k) \quad (11)$$

$$V_{k+1} = F^T X_k$$

,\1 . X_k nın lahminicidir.

Modelin Geliştirilmesi

Yukarıda tanımlandığı gibi. transformatör akım sinyallerinin hnrmoniklerinin tahmini için Kalman filtresi tekniği sinyalin kararlı durum modeline ihtiyaç duyar. Bn amaçla F, H, Q, R ve P_n matrislerinin elde edilmesi gerekir.

$$\begin{aligned} \hat{X}_{k+1} &= F X_k \\ Z_k &= H X_k \end{aligned} \quad (12)$$

X_k burada $(7n * 1)$ dunun vektörüdür.

$h_{1,2,3,4}$ harmonik bileşenleri

$$h_i^2 = (Y_i^2 / (2^{i-1}) - Y_i^2 / (2^i)) / 2 \quad i=1,2, \dots, n \quad (13)$$

$$h_i = X_i(2n+1)$$

X_y nın i inci elemanı $X_i(i)$ ile gösterilir.

Not: 2.2.2 ve 2.2.4 ile 2.2.1 ve 2.2.3 aynı yapıda olan algoritmalarıdır. 2.2.4 ve 2.2.5 algoritmaları 5. hatımloniği izole etmek için kullanılmak istenildiğinde ayrıık Walsh dönüşümüne çe\Tümelidirler çünkü tek ve çift kare dalgalar bu algoritmalarda tanımsızdırlar.

3. Akı ve Gerilim Sınırlama

Skyes(1972)

Thorp ve Phadke (1982). (1983)

4. Ters Emliiktartlı Eşdeğer Devre Modeli

Inagaki, Higaki ve diğerleri (1988)

Sacldev, Sidhu, \Vood (1989)

5. Sargı An/alarını Temci Alan Algoritmalar

5.1 Histerezis kayıplarını hesaba katan algoritma

Dolinar, Pililer, Grcar (1993)

5.2 Güç diferansiyel ymıtcmi

Kuniaki Yabc(1997)

6. KAYNAKÇA

[1] J.S. Thorp, A.G. Phadke, " A Mjcroprocessor bascd Threc-Phase Transfonner Differential Rclay". IIEFF Tmns. On Po\ver Apparalus and Systems, vol. PAS-101. No.2. Feb. 19R2.pp. 426-112.

[2] J.A. Skyes and I.F. Morrison. "A Proposcd MCIKHl of Hannonic Restraint p^rr- 1 Protccction of Transformers

by Digital Computer". IEEE Trans. On Poucr Apparatus and Systems. Vol. PAS-91, No.3. May/Junc 1972, 1266-1272."

[3] O.P. Malik, P.K. Dash, G.S. Hope, "Digital Prolecion of a Po\ver Transformer". IIEFF. Publication 76CH1075-1 PWR, Paper No.A76 191-7. IEEE PES Winter Mecling, Ne w York, January 1976, pp. 1-7.

[4] E.O. Schnveitzer, R.R. Larson. AJ. Fleclsig Jr, "An EITicient Innish Current-Detection Algoritmlı for Digital Computer Rclay Protection of Transformers". Paper A77 510-1. FEEE Power Engineering Society Sunıncr Meeting, MexicoCity, 1977.

[5] A.J. Degens, "Algorithm for a Digital Transformer Diffcrential Proetction Based on a Least-Squires Cune fitting", Proceedings FFE (London), Vol. 128. Part C. No.3. May 1981, pp. 155-161.

[6] O.P. Malik, P.K. Dash, G.S. Hope, "A Unified Approach to Differential and Impedance Proetction", Paper A79-547-1. IEEE Power Eng. Society Winler Meeting. 979.

[7] P.J. McCleer, M. Mir, "A New Technique for Differential Relaying: Ilıe Delta Differential Relay". IEEE Trans. Po\ver Apparatus and Systems. Vol. PAS-101. No. 10, pp. 79-85, March 1982.

[8] J.S. Thorp, A.G. Phadke. " A New Computer Bascd. Flu\ Restrained, Current Differential Relay for Power Transformer Protection", IEEE Trans. On Po\ver Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No. 11. Pp. 3624-9. Novenıber 1983.

[9] I. Hermanto, Y.V.V.S. Murty, MA. Rahman. "A Stand-Alonc Digital Protective Relay for Po\ver Transformers". IEEE Trans. On Power Delıvcry", Vol. 6, No.1 , January 1991.

[10] Y.V.V.S. Murty, W.J. Smolinski. "A Kalman Filter Based Digital Precentage Differential and Ground Fault for a 3-Phase Power Transformer", IEEE Trajis. On Power Delıvcry, Vol. 5, No.3 . July 1990.

[11] S. Osovski, "Ncural Network for Estımalıon of Hannonic Components in a Power System". IEF Proceedings. Vol. 139. No 2 , March 1992.

[12] Kunaki Yabc. "Power Differcnlıal Mcthod for Discrimınation Betvecn Fault and Magnetizing Innish Curren in Transformers", IEEE Trans. On Power Delıvcry. Vol. 12. No. 3. July 1997

7. SONUÇ

Diferansiyel rölelerin güncelleşerek önemini koruduğu bilinmektedir. Bunu nedeni önceden düşünüleıneyen etkilerin de göz. önüne alınması, sayısal işaret işleme yöntemlerinin gelişmesi, akıllı elektronik devre (mikro işi. ve PLC gibi) uygulama alanlarının genişlemesidir. Yapılan inceleme bunu ortaya koymaktadır. Özgün uygulamalar ayrıca yayınlanacaktır.

BİR BESLEME HATTİNİN MİKROFAZ FM RÖLE KULLANILARAK DİFFERENSİYEL AKIM METODU İLE KORUNMASI

Dr. Mehmet TÜMAY

Gaziantep Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mülki. Böl.
27100 Gaziantep
tumayr/alpha.bini.gantep.edu.tr

ABSTRACT

This paper has presented differential protection of a feeder. The relay modelling and its functions were explained. The protection system module is linked to the primary power system module that provides three-phase currents at the relaying points. The protection system module process this data. The differential fault conditions are applied to the inside and the outside zone of the feeder to be protected. The response of the relay is examined.

1. GİRİŞ

Güç sistemlerinin korunmasının temel amacı, kısa devre veya anormal durumlarda ilgili devre elemanının en kısa zamanda servis dışı bırakılarak güç sisteminin diğer kısımlarının zarar görmesini engellemektir. Aksi takdirde devre elemanları ve sistem büyük bir zarar görecektir. Raccans [1] de tanımlanan ve oldukça basit bir yapıya sahip olan devre için akını koruması sisteminin gereksinim duyduğu bütün konulara ihtiyaçlarını karşılamazlar. İki sebepten dolayı uygulama zorluklarıyla karşılaşmaktadır. İlk olarak, karmaşık bir sistem için her zaman yeterli bir derecelendirme yapılamamaktadır. İkinci olarak derecelendirme ayarları (settings) maksimum devre açma zamanını yüksek akımlar karşısında, çok uzun olmasına sebep verebilir. Bu problemlerden dolayı güç sisteminin her bir kısmının ayrı korunması yani "Ünite Koruması" yapılması gereği ortaya çıkmıştır. Böylece her ünite diğerinden bağımsız olarak korunacaktır. Güç sisteminin kısa devre veya diğer problemlere karşı olan tepkisi kısa süreli (transient) ve sürekli (steady-state) seviyede olan bileşenlerden oluşur. Güç sisteminin gerilim ve akımlardaki ani değişimleri ile noktalandığı akını ve gerilim transformatörlerinin de önemli etkiler (üç sistemlerinde probleme yol açan genci olarak iki türlü süreli tepki vardır. Bunlardan birisi IX' ofcell akıntıdır ve röle noktalarındaki transformatörlerin akı yoğunluğunun artmasını sağlayarak transformatörün doyumuna ulaştırır. Doyuma ulaşan transformatör ise aşağıdaki problemlere sebep verir. Bunlar sıra ile,

- Gerçekte var olan hatayı detekte edememesi,
- Gerçekte var olan hatanın zamanında tespit edilmemesi.

Rölelerde problemlere yol açan ikinci tür kısa süreli tepki de iletim şebekelerindeki yürüyen dalga yansımalarından dolayı meydana gelir [2], Konulara sistemlerinin tam tepkisi genellikle karmaşık röle test uygulamalarıyla belirlenir. Bu uygulamalar, güç sistemi ve bazı röle konulara sistemlerinin

analog ve sayısal teknikler kullanılarak yapılan modellerinin benzetimlerini yaparlar. Yakın zamanlarda geliştirilen röle modelleri [P-4], bu çalışmada da kullanılacak olan, fonksiyonel ve modüler bir yapı kullanmışlardır. Bu çalışmada tartışılan röle modeli, piyasada bulunan bir rölenin tescilli kodunu kullanmakla ve böyle bir rölenin tasarımında kullanılan bilgiler ışığında modellenmiştir. Böyle bir model gerçek bir rölenin aynı davranışını sergileyecektir. Pritner sistem modülü röle noktalarındaki akım ve/veya gerilim transformatörlerine üç-faz akım ve/veya gerilim sağlayacak ve bu bilgiler koruma sistemi modülü tarafından işlenecektir.

2. PRİMER GÜÇ SİSTEMİ MODELİ

Senkron generatorler dinamik akım toplanması metodunda bir akını kaynağı olarak modellenir. Birleşik metodta ise senkron generator yalnızca akını kaynağı olarak değil aynı zamanda gerilim kaynağı olarak da düşünülür [5]. Böylece izlenecek olan yol yalnızca akını değil, buna ek olarak makinenin gerilim karakteristiği ile de ilgili olacaktır. Küçük ölçekli sistem analizlerinde, akım toplama metodunda, sistem üç alt sisteme bölünerek çözüm sıralı bir şekilde yapılır. Birleşik metod da ise sistem bir bütün olarak düşünülür. Böylece akım ve gerilim şartları aynı anda sağlanır. Bu şartlardaki bir sistemi çözmek için de var olan tek yaklaşım gerekli differansiyel denklemlerin birleşiminden oluşan bir model kullanmaktır. Şekil 1 de verildiği gibi m tane jeneratör ve n tane yükü olan tek düğümlü basit bir sistem için Kirchhoff akım kanununa göre, veren ve alan elemanların akını ilişkisi şöyledir;

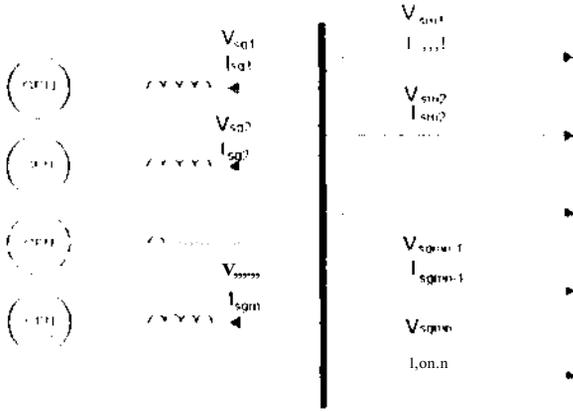
$$\sum_{k=1}^m I_{spk} - \sum_{l=1}^n I_{sml} = 0 \quad (1)$$

Herhangi bir akım değerlerinin birleşiminden bulunabilirler. Aynı yöntemle Kirchhoff gerilim kanununa göre, aynı düğüm noktasına bağlı olan elemanların uç gerilimleri birbirine eşittir. Bu ilişki şu şekilde ifade edilir.

$$V_{sg1} - V_{sg2} = \dots = V_{sm1} - V_{sm2} = \dots = V_{st1n} \quad (2)$$

J. KORUMA SİSTEMİ MODÜLÜ

Röle modeli modüler ve hiyerarşik bir yapıya sahip olarak tasarlanmıştır. An: > röle modeli stratejisi Şekil 2 de açıkça görülmektedir. Ruk algoritması, tüm röleyi oluşturacak



Şekil 1: Basil Rir Dügüm Noktalı (üç Sistemi)

şekilde birleştirilmiş allı ali modülden c'nşır Bu modellerin ikisi daha küçük diğer alt modülleri kapsar. Böylece her biri kendi içinde fonksiyonel modüler, hiyerarşik bir yapı ortaya çıkarır. Röle algoritmasını oluşturulan ali modüller ve bunların etkileşimleri Şekil 1'de görülmüştür. Bileşen eleman filtre (Seçmecc Component Filler) bloğunda pozitif ve negatif faz bileşeni dalga şekillerini üreten fa/ bileşeni filtrelerinden oluşur. Bunlar AİT modülünün üç faz çıkışından elde edilmektedir. Bu modül fiziksel röle algoritmasında kullanılan filtre sabitleyici MM ayarlarını kullanmaktadır. Faz bileşeni elemanları toplanarak anahtarlama akımı (İM) dalgası elde edilir. Bileşen hatası detektörü (Seçmecc fault dedektör) IPS (pozitif fa/ bileşeni) ve NPS (Negatif fa/ bileşeni) dalgaları üzerinde bir tam Fourier algoritması ve bir dikköngensel kutup yolu kullanılarak bu dalgaların büyüklüklerini belirler. PPS dalgasının daıbc (dölü) büyüklüğü, her bir dalga boyundan alınan iki örnek noktanın büyüklüklerinin farkından bulunur. Dalga büyüklükleri ve bulunan daıbc büyüklüğü röle modeline kullanıcı tarafından belirlenen değerlerle, seviye dedektörleri vasıtasıyla karşılaştırılır. Fıgı alınan örnekten sel değiclerini aşarlarsa DC kontrol devresi modelinde kullanılan bir bayrak (flag) sel edilir. Anahtarlama akımı (İM) dalgası VF haberleşme modülü tarafından u/ak röleve iletilir.

4. HFN7F TİM ÖRNEKLERİ VF SİSTEMİM PRATİK UVCİLLAMASI

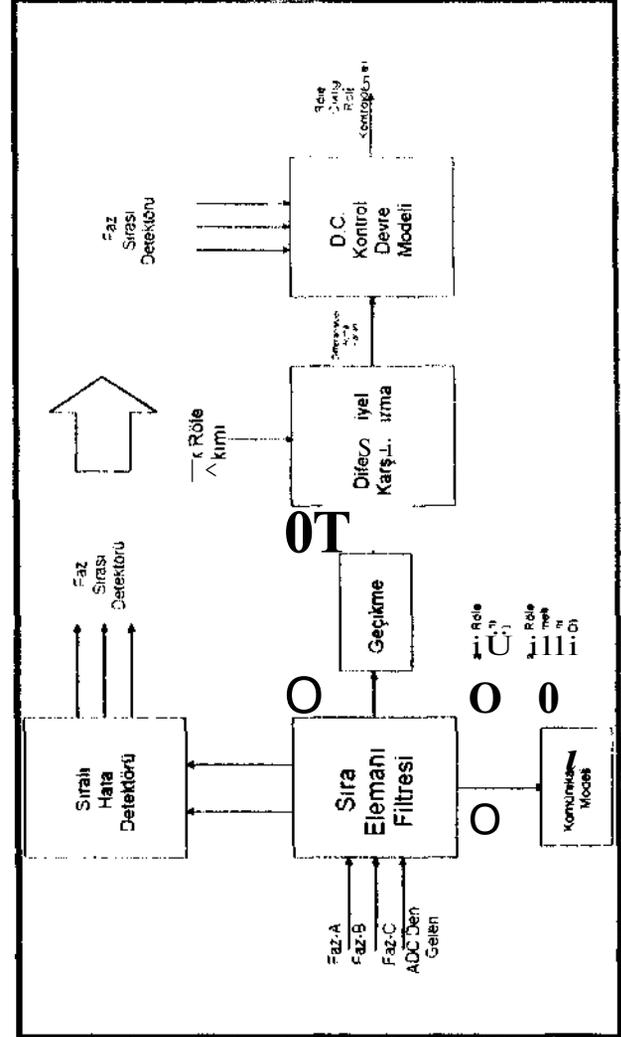
Bilinci (im-V. olarak, ikifz kısadevici (tine to line) kısa devre ikinci besleme hattına, yani koruması yapılan hattın dış bölgesine uygulanmaktadır. Şekil 4'te bu sistem görülmektedir. İkinci örnekte aynı kısa devre koruması yapılan hattın iç bölgesine uygulanmıştır. Şekil 5'te bu sistem görülmektedir.

Şekil 7'de u/ak uç röle akım dalgaları görülmektedir. Şekil 7 ve 8 yakın ve uzak-uç rölesi akımı dalgalarını göstermektedir.

Grafiklerde primer güç sistemleri akımları ve rölenin bileşen akımları aşağıdaki sırada gösterilmiştir.

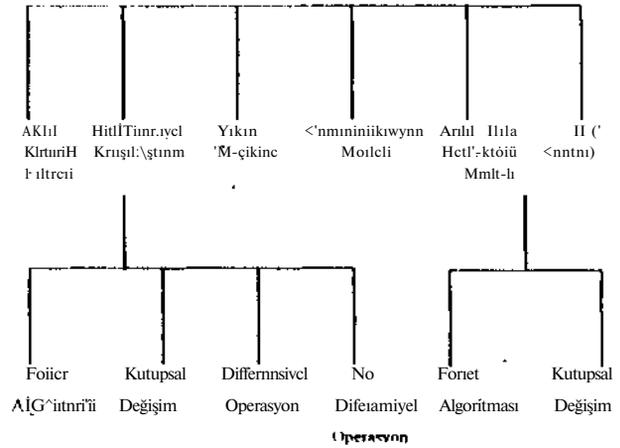
A-) Hat Akımları (Hat-A, Hat-B, Hat-O)

D-) Bileşen Akın'ı): "n/|U| Negatif -e Sıfır



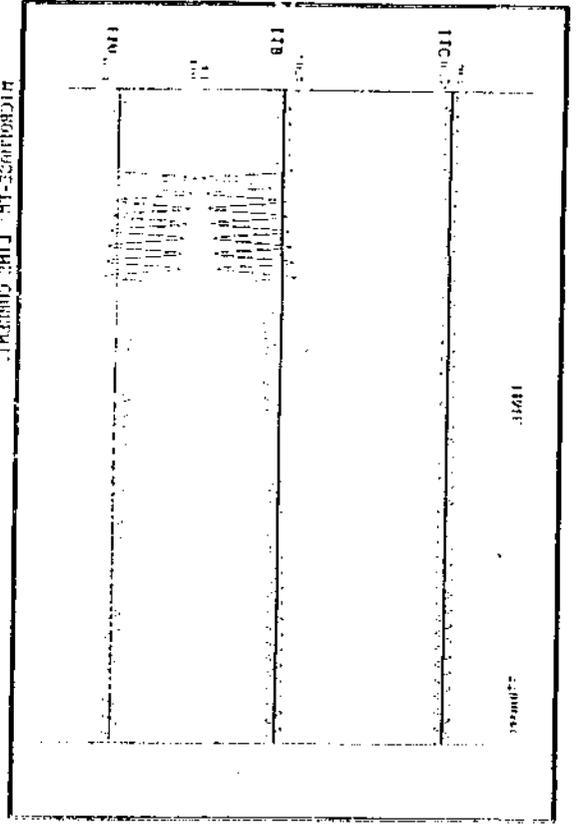
Şekil 2: Röle Algoritması inodcılımesi

RÖLE ALGORİTMASI

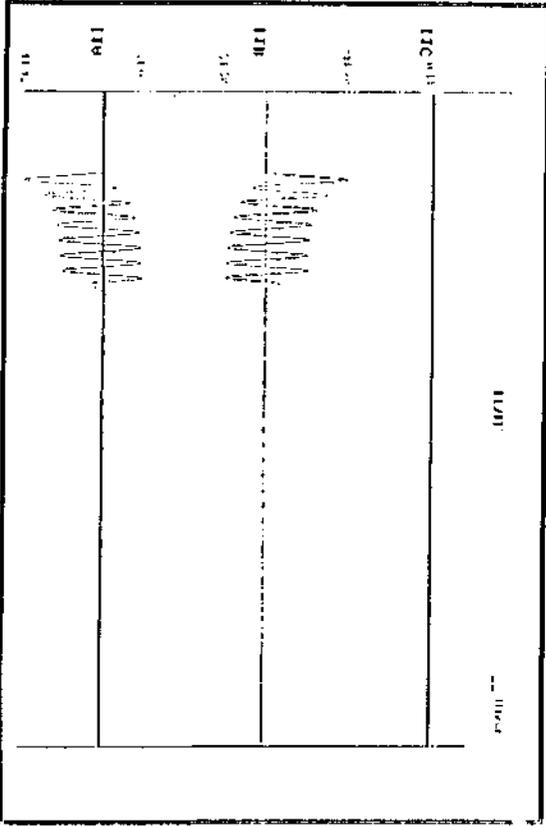


Şekil 3: Röle Algoritmasının alt modülleri

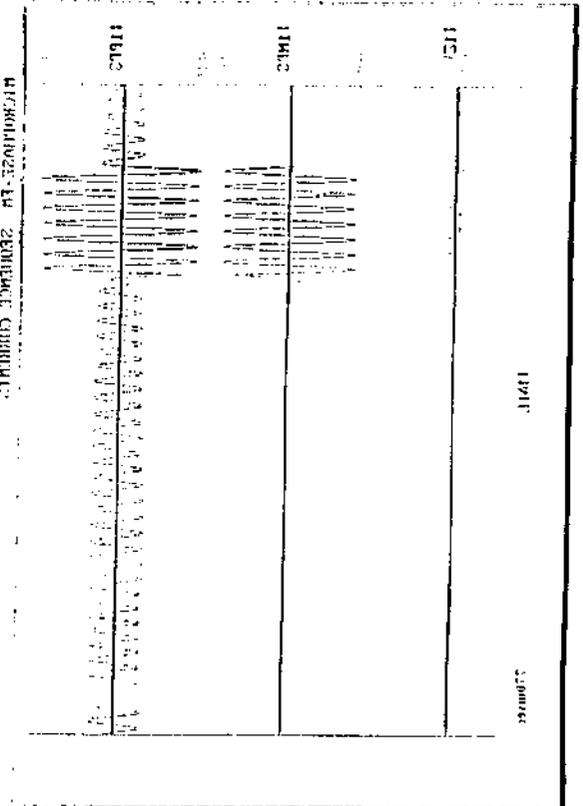
Şekil 3A. Aşırı-Üç Faz Akımını



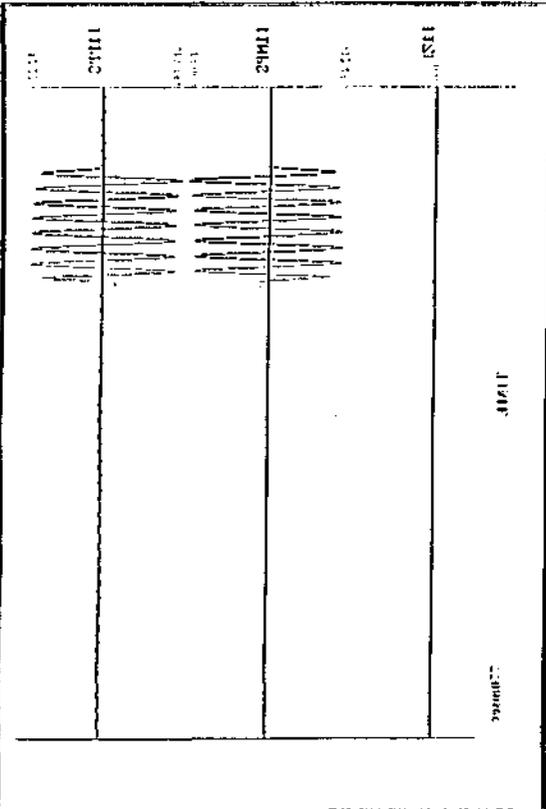
Şekil 3B. Aşırı-Üç Faz Akımını



Şekil 3D. Üç Fazlı Rölö Çıkış Akımını



Şekil 3E. Aşırı-Üç Fazlı Çıkış Akımını



SÜPERİLETKEN TRANSFORMATÖRLERİN KLASİK TRANSFORMATÖRLERLE KARŞILAŞTIRILMASI VE SAĞLADIĞI FIRSATLAR

Şule KUŞDOĞAN, Göl AKALIN, Mustafa NtL
Elektrik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
41100 Kocaeli
E-mail : mniflikou.cdu.tr

ABSTRACT

The superconducting transformers (SCT) can be one of the most promising applications of AV superconductivity. Studies on the application in electrical power apparatuses are being carried out, in which superconducting power transformers are expected to be one of the most important applications in electric power systems. This paper describes the circuit analysis calculation for superconducting transformers and compares the results with those obtained for conventional transformers.

1. GİRİŞ

Günümüzde elektrik güç sistemleri uygulamaları üzerinde yapılan çalışmalar devam etmektedir. Bu çalışmalarda süperiletken güç transformatörlerine elektrik güç sistemleri içindeki en önemli uygulama alanı olma potansiyelidir. Süperiletken transformatörler prototipler kullanılarak ve test edilebilir ölçekli örnekler üretilmiştir. Bununla birlikte, süperiletken transformatörlerin dizayn karakteristikleri üzerinde, sınırlı sayıda çalışmalar yapılmıştır. Süperiletken transformatörlerin, şebekede büyük yüklerin bağlandığı yerlerde kullanımı çok uygundur. Daha hafif ve daha az yer kaplayan bir yapıya sahip olduğu için kullanımı kolaydır.

2. KLASİK TRANSFORMATÖRLERİN TASARIM ŞARTLARI

Klasik transformatörler tasarlanırken aşağıdaki şartlar gözönüne alınır:

- İletken sargıdaki gerilim, yaklaşık olarak kapasitelerin kutup yüküyle orantılıdır,
- Bir transformatörün yüzde empedans genliği, üreticilerin belirlediği standart değere uygun seçilmelidir,
- Sargının izolasyon aralığı, transformatörlerin test gerilimi ve izole edilen malzemelerin dielektrik aralığı gözönüne alınarak belirlenir.
- Toplam fiyat, bakır ağırlığı ve çekirdek ağırlığı gözönünde tutularak belirlenir

3. SÜPERİLETKEN TRANSFORMATÖRÜN TASARIM ŞARTLARI

Bir süperiletken transformatörün tasarımı yapılırken iletkenlerin güç kaybı, çekirdek kaybı, ısı kayıpları, izolasyon aralığı ve maliyet gözönüne alınmalıdır. Burada dizayn edilen süperiletken transformatör, 3 Faz, 6000 V/400 V, 330 kVA, kısa devre reaktansı=% 10

Süperiletken transformatörün demir çekirdeği, diğer transformatörlerini gibi tasarlanır ve ortam sıcaklığında çalışır. Süperiletken sargılar sıvı azot içinde soğutulmuş, elektriksel ve ısı olarak çekirdekte yapılmış bir ortamda bulunmaktadır. Ek soğutucu olarak, tekrar soğutulan sıvı azot kullanılır.

4. DEVRE ANALİZLERİ

Devre analizi üç durum için hesaplanmış ve elde edilen verilere göre fonksiyonlar belirlenmiştir.

- durum: Süperiletken çalışma
- durum: Kısa devre hatası
- durum: Kısa devre hatasının giderilmesi.

Durum I: Süperiletken çalışma

Bu çalışma tamamen süperiletken durumda çalışmaz ve tüm dirençleri sıfıra eşitleyerek elde edilir.

Durum II: Kısa devre hatası

Ana sargılarda normal çalışma durumunda yük empedansının azaltılması ve ana sargılarda normal durum direncinin ani olarak ortaya çıkması olarak tanımlanır.

Durum III: Kısa Devre Hatasının Giderilmesi

Sistemde devre kesicisinin açılması ile kısa devre kaldırılır, yük empedansı tekrar ortaya çıkar ve yük akımları normale yakın değerine döner. Ana sargı dirençleri, normal durum değerinde kalır. Aşağıdaki tablolarda, devre analizleri sırasında kullanılan değerler verilmektedir.

Tablo 1. SCTnin düşük gerilim yardımcı sargı devre parametreleri

Durum	Yük	Düşük gerilim yrd.		
		Z ₀	R(Ω)	W(MW)
I	186	0	0.314	0
II	0	0	19.3	0
III	186	0	11.0	0

Tablo 2. SCTnin düşük gerilim ana sargı devre parametreleri

Durum	Yük	Düşük gerilim			
		Z ₀	D/r	I(kA)	W(MW)
I	186	0	14.8	0	0
II	0	1.6	0.7	1.75	0.76
III	186	1.6	0.399	0.232	0.1

Tablo 3. SCTnin yüksek gerilim yardımcı sargı devre parametreleri

Durum	Yük	Yüksek gerilim yrd.		
		R(Ω)	KkA)	W(MW)
I	186	0	0.19	0
II	0	0	1.43	0
III	186	0	0.814	0

Tablo -1 SCTnin yüksek gerilim ana sargı devre parametreleri

Durum	Yük	Yüksek gerilim			
		R(Ω)	KkA)	W(MW)	Q(W/CTTT)
I	186	0	1.34	0	0
II	0	280	0.42	53.9	164
III	186	280	0.239	14.23	4.32

R : Normal çalışma
I : Akımı
W : (iliç dağılımı)
Q : W için gerekli ısı akışı

5. FİZİBİLİTE ÇALIŞMASI

Süperiletken transformatörün fizibilite çalışmalarından, boşta kayıplarının klasik transformatörleinki ile aynı iken, yükte çalışma kayıplarının % 80 azalmış olduğu görülmektedir.

Süperiletken transformatörler AC uygulamalarında en umut verici uygulamalardan biridir. Bununla birlikte süperiletken transformatörün daha iyi gerçekleştirilebilmesi için AC kayıplarının azaltılması gereklidir. Ayrıca, hata akımı sınırlaması ve transformatör devreye girme akımının azaltılmasından ve geçilirse aşım yüklenilme oranı % 200'e çıkarılabilir. Kabul edilebilir büyüklükte kısa devre reaktansı ile maksimum hata süresi azaltılabilir.

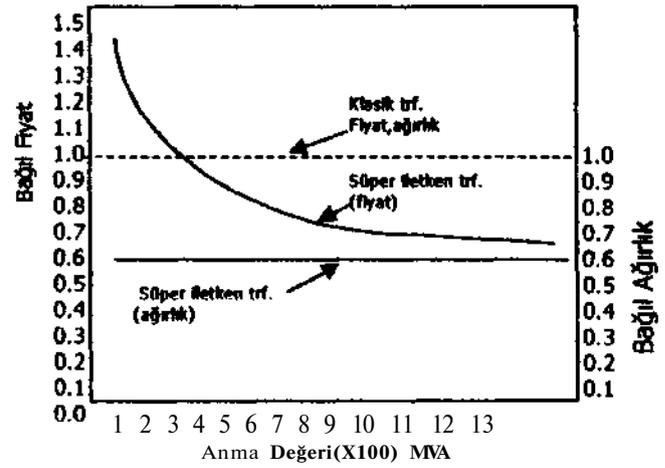
6. TASARIM SONUÇLARI

Süperiletken transformatörün ağırlığı, çekirdek ağırlığı ve iletken ağırlığının toplamıdır.

Süperiletken transformatörün fiyatı ise, iletken, kayıplar ve çekirdeğin fiyatından oluşur.

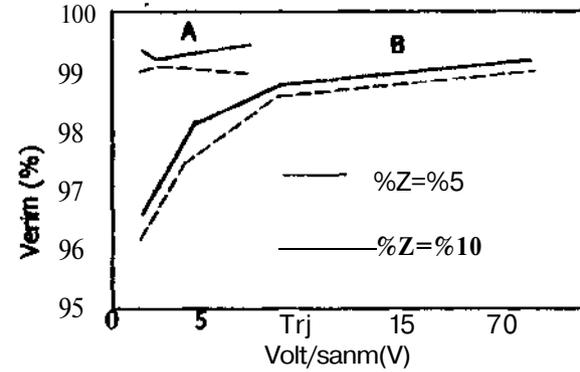
Şekil 1 'de klasik transformatör ile süperiletken transformatörler için anma değerlerinin fonksiyonu olarak ağırlık ve fiyat karşılaştırmaları verilmiştir.

Anma Değeri	Bağıl Fiyat			Bağıl Ağırlık		
	Kıslık	Süperiletken	Faali	Kıslık	Süperiletken	Faali
1000MVA	1.0	0.71	0.29	1.0	0.64	0.36



Şekil 1. Anma değerinin fonksiyonu olarak fiyat ve ağırlık

Şekil 2 'de ise transformatörlerin verimleri verilmiştir.



A: Süperiletken Transformatör
B: Klasik Transformatör

Şekil 2. Transformatör verimleri

7. SONUÇ

Yapılan bu çalışma ile süperiletken transformatörün, klasik transformatöre göre ürünün ortaya koyulmuştur. Süperiletken transformatörün, klasik transformatörlere göre

sağladığı fırsatları şöyle özetleyebiliriz:

1. Süperiletken transformatörlerin her sargısındaki gerilim, klasik transformatörünkünden daha küçüktür Aynı /amanda süperiletken transformatör minimum ağırlıktadır ve minimum ısı kayıplara sahiptir.
2. Süperiletken transformatörün iletken kaybı, çekirdek kayıplarına göre daha azdır.
3. Süperiletken transformatörlerin yere basına yüzeyi soğutucusuyla birlikte günümüz transformatörlerinininki ile hemen hemen aynı, toplam ağırlığı ise % 80'i kadardır.
4. Süperiletken transformatörlerin verimi, klasik transformatörünkünden daha yüksektir.
5. Süperiletken transformatörlerin, şebekede büyük yüklerin bağlandığı yerlerde kullanımı yaygındır.
6. Süperiletken transformatörlerdeki akım sınırlamasının çok geniş sınırlar içermesi, daha yüksek aşırı yüklenebilme inancını ve güç kaynaklanının gerçekleştirilebilmesi için yeni olatıakları sağlar.

6. KAYNAKÇA

- (1) HÖRNİİİ.nr S,ALRHRTSSON O., et al, "Tower Translimer with Superconducting Windings", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol 29. No.6, pp.3656-3558, November 1993.
- (2) KULVAK S, ALFRISSEON O, "Superconducting Translimer".AnnReportRIS-1,pp 1-10, 1991
- (3) J MİHİA S, AVİRSA N., et al "Transfonning Translimer".MHIIF. Spectrum, pp.43-49, July 1997.
- (4) SKVIN S., "Observation of two-dimensional Melting of Verticallatties in a Superconducting Translimer".Sov Phys JETP,pp. 1270-1275..June 1995