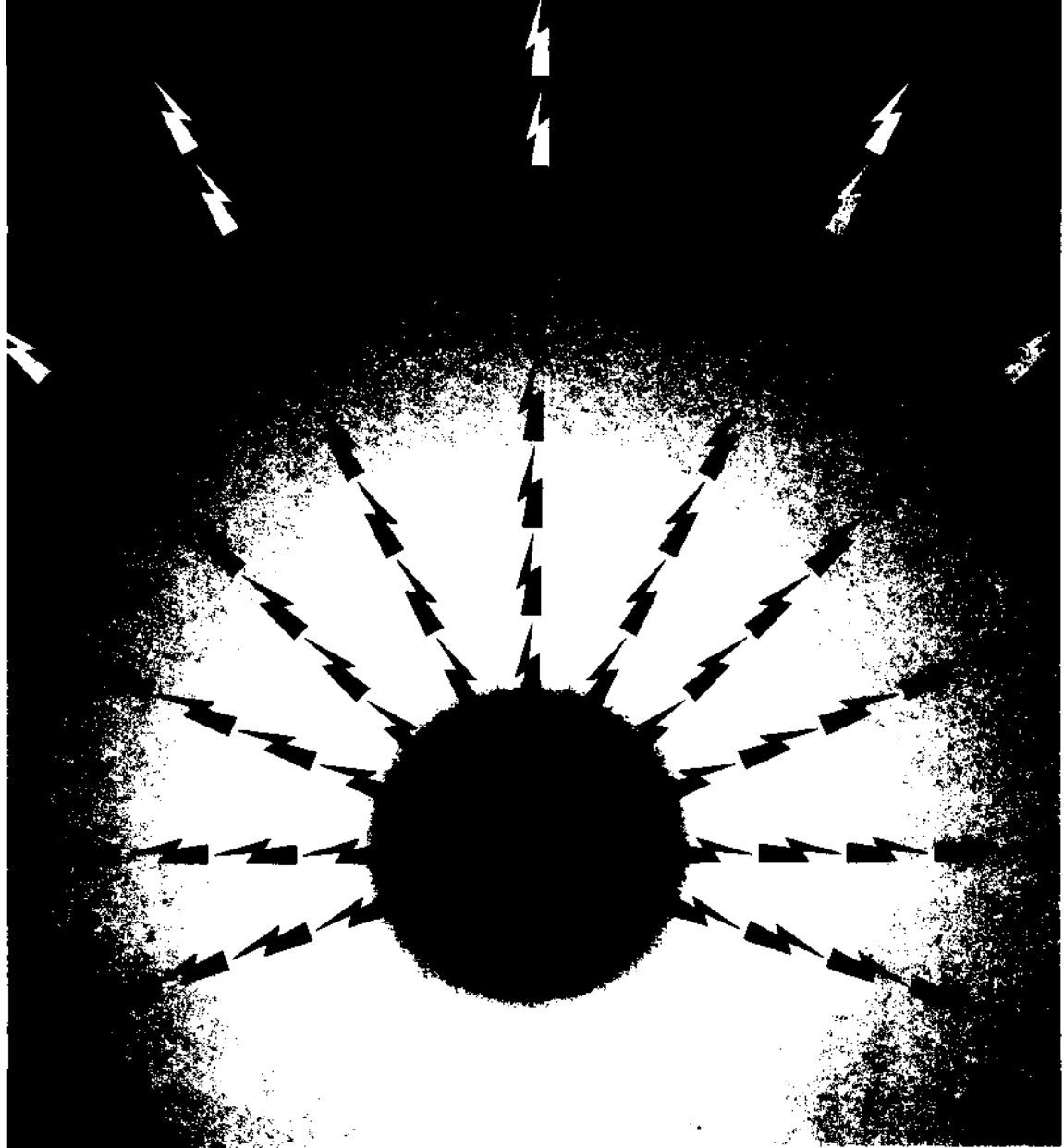


TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ
ELEKTRİK -ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

TBMMO Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresini ve Sergisini Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde gerçekleştirmiş olmaktan onur ve sevinç duymaktayız. Üniversite olarak kongreye ikinci kez evsahipliği yapmamız bizi fazlasıyla mutlu etmiştir, ama mutluluğumuz asıl geçen süre içinde Odamızın, meslek yaşamımızın ve Üniversitemizin ne kadar gelişmiş olduğunu gözlemekten kaynaklanmaktadır.

Gerçekten de ilgi alanlarımızın çeşitlenmesi, bu alanlarda belli bir beceriye ulaşılmış olması, eskiden güçlü olduğumuz dallarda da gücümüzün sürmesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendislerimizin ülke genelinde giderek daha fazla söz sahibi olmaları olgusunu yaratmaktadır. Bireysel basanlarımızın kurumlanmızı da ülke ekonomisi ve gelişmesi bakımından güçlendirmekte olduğu açıktır. Nitekim bu sektörlerde faaliyet gösteren kuruluş sayısı hızla artmaktadır. Bu sayısal gelişmenin nitelik bakımından da aynı hızla sürdüğünü görmek sevindiricidir. Kongremiz ve sergimiz bunun en somut kanıtını oluşturmaktadır.

2000li yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakalayabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumlan ve Meslek Odalan arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

Tüm katılımcılara Kongre ve Sergimize vermiş oldukları güç için teşekkür ediyorum. Sizleri Üniversitemizde görmeyi kıvancıyla selamlıyor saygılarımı sunuyorum.

Prof. Dr. Fatih Canatan
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

M. Mete BULUT (ODTÜ)
Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ)
Gönül SAYAN (ODTÜ)
Cemil ARIKAN (TÜBİTAK)
M. Hacim KAMOY (ASELSAN)
Hüseyin ARABUL (BARMEK)
Aydın GÜRPINAR (ENERSİS)

M. Asım RASAN (EMO)
Cengiz GÖLTAŞ (EMO)
H. Ali YİĞİT (EMO)
Kubilay ÖZBEK (EMO)
M. Sıtkı Çiğdem (EMO)
Funda BAŞARAN (EMO)
Mustafa ÖZTÜRK (EMO)

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

YAPAY SİNİR AĞLAM KULLANILARAK EKG VERİLERİNİN SIKIŞTIRILMASI

Yücel KOÇYİĞİT
C.B.Ü. Müh. Fak.
Elek-Elektro. Müh. Böl
Manisa

Bekir KARLIK
C.B.Ü. Müh.Fak.
Elek-Elektro. Müh. Böl.
Manisa

Mehmet KORÜREK
İTÜ. Elektrik-Elektronik Fak.
Maslak - İstanbul

ABSTRACT

Electrocardiography (ECG) data compression algorithm is needed that will reduce the amount of data to be transmitted, stored and analyzed, but without losing the clinical information content. A broad spectrum of techniques for ECG data compression have been proposed during the last three decades. In this work, utilizing artificial neural networks (ANN) ECG data compression is done by software. In teaching mode, ECG signals are applied both input and output of ANN structure by using the principle of ANN work. So, obtained weight parameters provided a base for next ECG samples.

GİRİŞ

Elektrokardiyograf (EKG) kalbin elektriksel aktivitesini sunan bir grafikdir. EKG işareti, vücut yüzeyinden elektrotlarla alınır ve teşhis etme amacına yönelik olarak doktorlara yardımcı olur. Elektrokardiyografik işaretler için veri azaltma yöntemleri, işaretle herhangi klinik bilgi kaybına neden olmadan, depolama, gönderme veya analiz işlemleri için veri hacminin küçültülmesine yönelik olarak son yıllarda artan bir ilgi ile kullanılmaktadır.

Öznelik performans geneksiniplerinin artmasıyla ve medikal tedavinin düşük fiyat olması talebiyle bilgisayarlaşmış EKG işleme sistemlerinin hızla çoğalması, güvenilir, doğru ve daha verimli EKG veri sıkıştırma tekniklerini mecbur kılar. EKG veri sıkıştırmanın uygulamadaki önemi aşağıdaki durumlarda belirtilmiştir:

a) Sonraki karşılaştırma veya geliştirme için veri tabanı olarak EKG'lerin bellek kapasitesinin artması,

b) Genel telefon şebekesi üzerinde EKG'lerin gerçek zamanda gönderiminin mümkün olabilirdiği,

c) Maliyeti açısından etkin gerçek-zaman ritim algoritmalarını gerçekleştirme,

d) Genel telefon şebekesi üzerinden hat-dışı EKG'lerin uzaktan yorumlama merkezine ekonomik ve hızlı gönderimi,

e) Gezici (Ambulatory) EKG monitörlerinin ve kaydedicilerinin fonksiyonlarını geliştirme.

Herhangi bir sıkıştırma tekniğinin hedefi, işaretin morfolojik özneliklerini yeniden yapılanma için saklarken maksimum veri miktarı azaltmaktır.

sağlamaktır. Kavramsal olarak , veri sıkıştırma, verilen bir veri seti içerisindeki gereksiz verileri sezme ve eleme işlemidir. Veri sıkıştırmada temel ilke, yeni işaret örneği bir öncekine bağımlı olur olmaz ve/veya örnekler arası olasılıklar eşit olur olmaz, dijital işaretle farklılıklar varolur. Ancak EKG veri sıkıştırmada ilk adım minimum örnekleme hızının ve kelime uzunluğunun seçimidir. Bu nedenle, EKG işaretlerinin ileri derece sıkıştırılması, işaretin bilinen istatistik özellikleri işletilerek sağlanabilir.

Veri sıkıştırma metodları üç ana kategoriye ayrılabilir:

- direkt veri sıkıştırma,
- transformasyon metodları,
- parametre çıkarma teknikleri,

Transformasyon veya direkt veri sıkıştırma yöntemleriyle yapılan veri sıkıştırma, orjinal işaretle transfer edilmiş veya gerçek verileri içerir. Buna karşılık, orjinal veri ters işlemlerle yeniden yapılandırılır. Direkt veri sıkıştırıcılar, gerçek işaret örneklerinin direkt yöntemlerle analizleri yapılırken fazlalıkların tespit edilmesi prensibiyle çalışır. Buna karşılık, transformasyon sıkıştırma yöntemleri, fazlalıkları tespit için spektral ve enerji dağılım analizlerini kullanırlar. Diğer taraftan, parametre çıkarma yöntemi işaretin özel karakteristiğinin veya parametresinin çıkarıldığı tersinmez ("irreversible")bir işlemdir. Çıkarılan parametreler (örneğin olasılık dağılımı) daha sonra işaretin özneliklerinin priori bilgisi üzerine dayanan sınıflama için kullanılır.

EKG işaretleri, veri sıkıştırma tekniklerindeki bu üç kategoriden ikisiyle sıkıştırılır: direkt veri sıkıştırma ve transformasyon metodları. EKG işaretleri için direkt veri sıkıştırma teknikleri, transformasyon tekniklerinden özellikle işleme hızı ve genellikle sıkıştırma oranı bakımından daha verimli performans gösterir.

YAPAY SİNİR AĞLARI (YSA)

YSA paralel dağılmış bir bilgi işleme sistemidir. Bu sistem tek yönlü işaret kanalları (bağlantılar) ile birbirine bağlanan işlem elemanlarından oluşur. Çıkış işareti bir tane olup isteğe göre çoğaltılabilir. Girişler ile çıkışlar arasında gizli katmanlar vardır. YSA yaklaşımının temel düşüncesiyle, insan beyninin fonksiyonları arasında benzerlik vardır. Bu yüzden YSA sistemine insan

beyninin modeli denilebilir. YSA çevre şartlarına göre davranışlarını şekillenebilir. Girişler ve istenen çıkışların sisteme verilmesi ile kendisini farklı cevaplar verebilecek şekilde ayarlayabilir. Ancak son derece karmaşık bir içyapısı vardır. Onun için bugüne kadar gerçekleştirilen YSA, biyolojik fonksiyonların temel nöronlarını örnek olarak yerine getiren kompozit elemanlardır 121. EKG verilerini sıkıştırmak için yapılan çalışma çok katmanlı perseptron ağı yapısıyla gerçekleştirildi.

SONUÇLAR

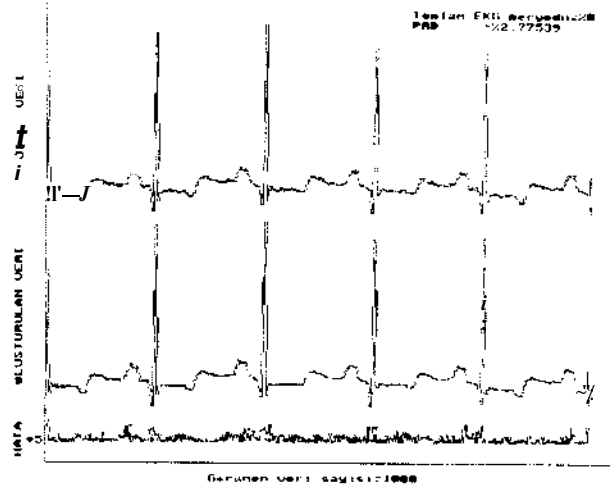
Bu çalışmada yeni bir sıkıştırma algoritması sayılabilecek yapay sinir ağları ile MIT/BIH kayıtlarına ait EKG verilerinin sıkıştırılması yapıldı. Çalışma diğer tekniklerle karşılaştırıldığında gerçek zamanda çalışmadığı için genel olarak transformasyon teknikleri grubuna dahildir. Ayrıca eğitime işlemi sonucu parametre seti elde edilmektedir. Veriler, bu parametre setine göre sıkıştırılıp yeniden yapılandırılmaktadır. Bu tekniğin üstünlüğü, veri sıkıştırma miktarında ortaya çıkmaktadır. Sıkıştırma oranı 20:1 ve 40:1 olarak gerçekleştirildi.

Çalışmadaki EKG'lerin performans indeksleri (PRD) karşılaştırıldığında, 5 gizli düğüm kullanılan yapılarıdaki PRD'lerin, 10 gizli düğüm kullanılan yapılarıdaki PRD'lerden daha fazla çıkmaktadır. PRD'lerin düşük olması algoritmanın başarısını göstermektedir. 20 periyotluk EKG'ler için elde edilen PRD'ler Tablo 1,de verilmiştir. Aynı tip bir EKG için farklı verilerle sıkıştırılıp ve yeniden yapılandırıldığında hatalar artmaktadır ve dolayısıyla PRD'si büyümektedir Şekil 1. 'de 10 gizli düğüm için 100 nolu kayıtın orijinalini, yeniden yapılandırılmışını ve ikisi arasındaki farkın beş katını gösteren grafikler görülmektedir.

Tablo 1. "20 periyotluk EKG'ler için elde edilen PRD'ler"

	Gizli Düğüm Sayısı	100 nolu kayıt	107 nolu kayıt	109 nolu kayıt	Karma
PRD	10	2.77	0.29	0.77	0.43
(%)	5	3.91	1.40	1.64	1.0

Diğer veri sıkıştırma tekniklerinin sıkıştırma oranlarını ve performans indeksleri, 60 vuruş/dak.'lık EKG verisi ve 500 Hz ve 12 bit örnekleme şartları için Tablo 2.'de verilmiştir. Bu tekniklerin bazıları örnekleme oranına, kuantalama adım miktarına ve işaretteki gürültüye duyarlıdır. Tam karşılaştırma yapmak için genel bir veri



Şekil 1. "10 gizli düğüm için 100 nolu kayıtın orijinalini, yeniden yapılandırılmışını ve ikisi arasındaki farkın beş katını gösteren grafikler"

Tablo 2. "Bazı sıkıştırma teknikleri için sıkıştırma oranı (CR, compression ratio) ve PRD'ler"

Teknik	CR	PRD(%)
TP	2.0	4.8
AZTEC	10.0	8.7
SAPA-1	9.8	8.2
SAPA-2	9.3	7.6

tabanından EKG'lere ait büyük bir set, tüm yöntemler tarafından işlenmesi gereklidir ve performansları genel bir "iyilik" ölçüsüyle değerlendirilmesi gereklidir.

Eğitmelerin çoğunun, aynı tip EKG'ler için yapılması çalışmanın eksik taraflarındandır. Yani aynı hastalığa ait veya normal EKG'ler için sözkonusudur. Ayrıca program kapasitesi yüzünden eğitime için sınırlı sayıda EKG periyodu alınabilmektedir.

Çalışma, Borland C programlama dilinde yapılan iki ayrı programla gerçekleştirilmektedir. Birinci program sıkıştırma ve yeniden yapılanma için ağırlık parametre setlerini oluşturan eğitime programıdır, ikinci program ise elde edilen ağırlık parametre setlerine göre yeni EKG'ler için sıkıştırma ve yeniden yapılanmayı sağlayan programdır İZİ.

KAYNAKLAR

- İM S.M.S. Jaleddine, et al., "ECG Data Compression Techniques- A Unified Approach." IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-37, pp. 329-343, April 1990.
- 121 B. Karlık, "Çok Fonksiyonlu Protezler İçin Yapay Sinir Ağları Kullanarak Miyoelektrik Kontrol ." Doktora Tezi, Y.T.Ü., 1994
- İZİ Y. Koçyiğit, "Yapay Sinir Ağları Kullanılarak EKG Verilerinin Sıkıştırılması," Y. Lisans Tezi, İTÜ., 1996.

MRI-EIT için Duyarlılık Matrisinin Türetilmesi

Özlem Birgül, Y. Ziya İder ve Nevzat G. Gençler
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Ankara

Abstract

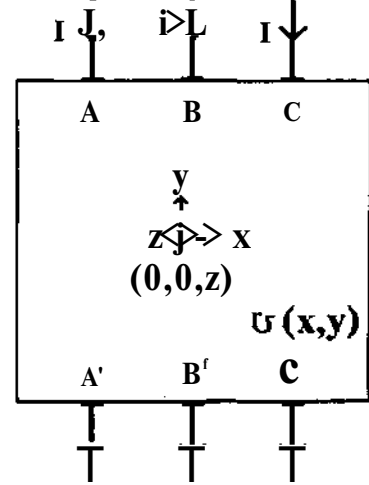
The internal distribution of injected currents generates magnetic field in the imaging region that can be measured by magnetic resonance imaging techniques. This magnetic field is perpendicular to the cross section and it can be used in reconstructing the conductivity distribution inside the imaging region. For this purpose, internal current distribution is found using the Finite element method. The magnetic fields due to this current is obtained using Biot-Savart law. Sensitivity of magnetic field distribution to inner conductivity perturbations for different current injection profiles is studied. It is found that, to achieve a uniform spatial resolution, a current profile which generates uniform current inside the imaging region is to be applied. An analytical expression for the sensitivity matrix, which gives the relation between conductivity perturbation and magnetic field perturbation, is derived. The condition number of the sensitivity matrix obtained for this case is found to be very low. Several images are obtained using simulation data.

Giriş

Elektriksel empedans tomografisi (EIT), herhangi bir cisim veya dokunun içerisinde, kenardan akım uygulama veya indükleme metoduyla yaratılan akımlardan oluşan potansiyelin cismin yüzeyinden ölçülen değerlerini kullanarak, içerideki iletkenlik dağılımını bulmayı amaçlayan bir görüntüleme yöntemidir [1], [2], [5]. Uygulanan akımların vücudun görüntülenecek kesidinde yoğunlaştığını varsayılırsa, akım dağılımını iki boyutlu olduğu düşünülebilir. Kesit üzerindeki iki boyutlu akım dağılımı üç boyutlu manyetik alan yaratacak ancak bu manyetik alan, aynı kesit üzerinde o keşide dik olacağından sadece iki boyutlu olacaktır. Şekil 1'de verilen örnek kesitte, x-y düzlemindeki akımların yarattığı manyetik alan, z yönündedir. Manyetik Rezonans Görüntüleme (MRI) teknikleri kullanarak, radyo frekansındaki (RF) akımların yarattığı manyetik alanların ana manyetik alan yönündeki bileşeninin (bu durumda z-bileşeni) ölçülebildiği bilinmektedir [3]. Benzer metodlarla EIT'de kullanılan AC frekanslarda da manyetik alanların ölçülebildiği gösterilmiştir [4].

Belirli bir akım uygulama ve iletkenlik dağılımı için akım dağılımının ve dolayısı ile oluşan manyetik alan dağılımının çözülmesi "ileri problem" olarak tanımlanabilir. İçerideki iletkenlik dağılımındaki farklılık akım dağılımını değiştirecek ve sonuç olarak ölçülen manyetik alan değişecektir. Eğer manyetik

alandaki bu değişim ölçülebilirse, iletkenlik değişimi bulunabilir. Bu problem "geri problem" olarak tanımlanabilir.



ŞEKİL 1. Koordinat ve akım basma durumlarının tanımları. Görüntüleme bölgesinin boyutları 9 cm x 8.5cm .

Kenardan akım uygulama ve indükleme metodları ve yüzey potansiyelleri kullanılarak çözüm yapılan EIT sistemlerinde, iç bölgelerdeki çözünürlük düşüktür [5], [6]. Bu, potansiyel ölçümlerinin sadece yüzeyden yapılabilmesinden kaynaklanır. Burada önerilen yöntemde ise, manyetik alanların her yerde ölçülebilmesi sayesinde dış bölgelerde olduğu gibi iç bölgelerde de iyi ve aynı seviyede çözünürlükle görüntü elde etmek mümkündür. Bu çalışmada, manyetik alanın z-bileşeni ile iletkenlik dağılımı arasındaki ilişki çıkarılmıştır. Bu ilişkiyi veren duyarlılık matrisi çeşitli akım basma durumları için elde edilmiş ve incelenmiştir. Duyarlılık matrisi ve simülasyon verileri kullanılarak görüntüleme bölgesinin değişik yerlerine yerleştirilmiş cisimler için görüntüler oluşturulmuş ve sunulmuştur.

İleri Problemin Formülasyonu ve Duyarlılık Matrisinin Oluşturulması

Verilen herhangi bir akım dağılımı için duyarlılık matrisinin elemanları sayısal ve analitik olarak hesaplanabilir. Sayısal yöntemde, verilen akım dağılımı için belli bir elemanın iletkenlik değeri %1 oranında artırılmış ve sonlu elemanlar metodu kullanılarak [7] görüntüleme kesitindeki elektrik alan dağılımı elde edilmiştir. Sayısal yöntemde izlenen algoritma [8] ve [9]'da verilmiştir. Bu yöntem, her

eleman için diğer elemanların etkilerini Biot-Savart kanunu ile tek tek hesaplamayı gerektirdiğinden çok zaman almaktadır. Bu nedenle, iletkenlik değişimleri ile manyetik alan değişimleri arasında

ki ilişkiyi veren analitik denklem bulunmuştur.

Vektör manyetik potansiyel ve akım yoğunluğu arasındaki ilişki şu şekilde verilmiştir [10]:

$$\nabla^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J}$$

Bu eşitlikte akım dağılımı iletkenlik ve elektrik potansiyel cinsinden yazılırsa iletkenlik ve vektör manyetik alan arasındaki ilişki bulunabilir.

$$\nabla^2 \vec{A} = \mu_0 \sigma \nabla \phi$$

Bu denklemde iletkenlik ve elektrik potansiyelin a_0 ve ϕ_0 gibi ilk değerlerden Aa ve $A\phi$ kadar değiştiği varsayılırsa $a = a_0 + Aa$ ve $\phi = \phi_0 + A\phi$ eşitlikleri kullanılarak denklem doğrusallaştırılabilir.

$$\nabla^2 \vec{A} = \mu_0 \sigma_0 \nabla \phi_0 + \mu_0 \sigma_0 \nabla (A\phi) + \mu_0 A \sigma_0 \nabla \phi_0 + \mu_0 A \sigma_0 \nabla (A\phi)$$

Yukarıdaki ifadede birinci terim ilk durumdaki iletkenlik ve elektrik potansiyeller cinsinden olduğu için V^2/\bar{A}_0 olarak yazılabilir. Son terim ise ikinci dereceden değişimleri içerdiği için ihmal edilebilir. Birinci terimi eşitliğin sol tarafına geçirerek

$$V^2, \hat{1} - V^2, \hat{1}_0 = \mu_0 \Delta \sigma \nabla \phi_0 + \mu_0 \sigma_0 \nabla (A\phi)$$

elde edilir. $\vec{A} - \vec{A}_0$ terimi $A\vec{A}$ şeklinde yazılabilir ve verilen vektör Poisson denklemi çözüldükten sonra [10] iki tarafın dolanı (curl) alınarak aşağıdaki eşitliğe ulaşılır.

$$\Delta(\nabla \times \vec{A}) = \nabla \times \left\{ \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S'} \frac{\vec{J} \times \vec{R}}{R^3} dS' + \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S'} \frac{\sigma_0 \nabla (A\phi)}{R} dS' \right\}$$

Burada $\vec{B} = \nabla \times \vec{A}$ ve çeşitli vektör eşitlikleri kullanılarak manyetik alan değişimleri ve iletkenlik alan değişimlerindeki ilişki aşağıdaki şekilde bulunur.

$$\Delta \vec{B} = -\frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S'} \frac{\vec{R} \times (\nabla \phi_0)}{R^3} A_0 dS' - \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{S'} \frac{\vec{R} \times \frac{\partial}{\partial \sigma} (\nabla \phi)}{R} A_0 dS'$$

Bu denklemde $A\vec{B}$ manyetik alandaki değişim, Aa iletkenlikteki değişim, \vec{R} kaynak ve ölçüm noktaları arasındaki vektör, ϕ elektrik potansiyel ve $\langle \cdot \rangle_0$ değişim öncesi elektrik potansiyeldir. Yukarıda verilen denklemi

$$Ab = S Aa$$

şeklinde matris denklemi olarak yazabiliriz. Burada S , elemanları yukarıdaki formülle elde edilmiş duyarlılık matrisidir. Analitik ve sayısal yöntemlerle elde edilen duyarlılık matrisleri, sayısal yöntemde iletkenliğin %1 değiştirilmesi durumunda uyumluluk göstermektedir.

Geri Problem

Doğrusal denklem takımı oluşturulduktan, yani ölçülen manyetik alan değerlerini içeren Ab vektörü ve S matrisi elde edildikten sonra geri problem matris tersi alınması ve matris çarpımı olarak çözülebilir. Burada S genel olarak kare olmayan ve tekil bir matris olduğu için matrisin tersi bulunurken tekil değerler ayrışım (singular value decomposition, SVD) tekniği kullanılarak genelleştirilmiş matris tersi, S^* , bulunmuştur [11]. Matris tersi kullanılarak iletkenlikteki değişimler

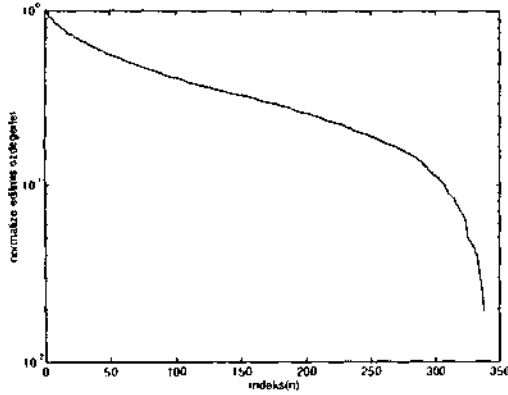
$$Aa = S^* Ab$$

şeklinde elde edilebilir.

Simulasyon Sonuçları

İki farklı akım uygulama durumu için duyarlılık matrisi oluşturulmuştur. Birinci durumda Şekil 1'de görülen elektrotlardan B-B' çifti akım basmak için kullanılmıştır. Bu durum için elde edilen akım dağılımının yarattığı manyetik alan elektrot yakınlarında en yüksek ve iç bölgelerde en düşük değerleri almaktadır, ikinci durumda ise akım uygulaması için A-A', B-B' ve C-C elektrotları kullanılmıştır. Bu durum için içerideki akım yaklaşık olarak sadece y-yönündedir. Bu şekilde yapılan ölçümlerin görüntüleme bölgesinin her yerinde aynı duyarlılığa sahip olduğu gözlenmiştir, ikinci akım basma durumu için elde edilen duyarlılık matrisinin tekil değerleri Şekil 2'deki grafikte verilmiştir. Bu grafikte değerler en büyük tekil değere göre normalize edilmiştir. Duyarlılık matrisinin durumu hakkında bize bilgi veren en büyük tekil değer en küçüküne oranı, [11], 10^7 seviyesindedir. Bu oran yüzeyden yapılan

potansiyel ölçümlerini kullanan metodlarda 10^{-5} civarındadır [5]. Bu artış iç bölgelerdeki iletkenlik değerlerinin ölçümlere olan etkisinin artmasından kaynaklanmaktadır.

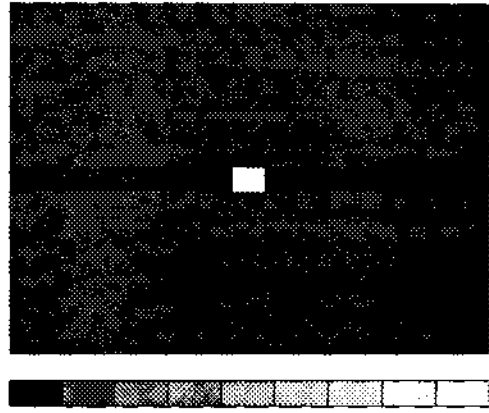


Şekil 2. Normalize edilmiş tekil değerler, (en büyük tekildeğer= 1.4×10^{-3})

Sonlu elemanlar yöntemi ve Biot-Savart kanunu kullanılarak farklı iletkenlik dağılımları için ileri problem çözülerek simülasyon verileri elde edilmiştir [8]. Daha sonra, oluşturulan duyarlılık matrisi ve simülasyon verileri için yukarıda belirtilen yöntem kullanılarak görüntü oluşturulmuştur. Bu görüntülerin bir kısmı Şekil 3 ve Şekil 4'de verilmiştir. Şekil 3'de elde edilen görüntülerde, iletkenliğin ilk olarak $0.002 \text{ S}^{-1} \text{ m}^{-1}$ olduğu görüntüleme bölgesinin değişik yerlerine iletkenliği $0.00202 \text{ S}^{-1} \text{ m}^{-1}$ olan, 1 cm uzunluğunda ve genişliğinde cisimler yerleştirilmiştir. Şekil 4'de ise merkeze yerleştirmiş olan cismin iletkenliği ilk duruma göre %100 artırılarak $0.004 \text{ S}^{-1} \text{ m}^{-1}$ olarak verilmiştir. Matris tersi alınması sırasında uygulanan SVD işleminde elde edilen bütün tekil değerlere karşılık gelen özvektörler (eigenvectors) kullanılmıştır.

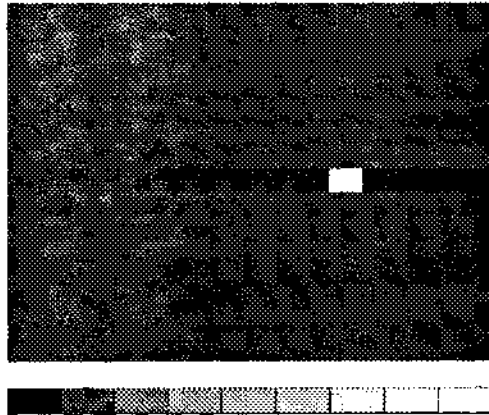
Sonuçlar

Burada sunulan görüntüler göstermektedir ki manyetik ölçümlerle elektriksel empedans görüntülemesinde, uygun bir akım uygulama yöntemi ile homojen duyarlılık dağılımı elde etmek mümkündür. Doğrusallaştırma tekniği kullanıldığı halde yüksek iletkenlik değişimleri için de doğru görüntü elde etmek mümkündür. Ayrıca yüzey potansiyel ölçümleri kullanan tekniklerin aksine, manyetik alan ölçüm sayısı arttırılabileceğinden, daha yüksek çözünürlükle görüntü elde edilebilir.



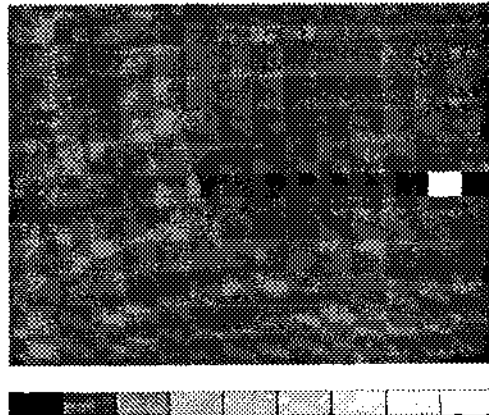
minimum= -1.57×10^{-6}

maximum= 1.85×10^{-5}



minimum= -2.07×10^{-6}

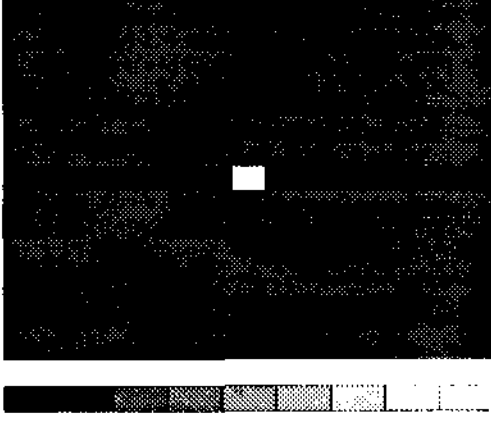
maximum= 1.85×10^{-5}



minimum= -3.05×10^{-6}

maximum= 1.79×10^{-5}

Şekil 3 Görüntüleme bölgesinin değişik yerlerine yerleştirilmiş cisimler için elde edilmiş iletkenlik değişimi görüntüleri.



minimum= -1.12×10^{-4} maximum= 1.40×10^{-3}

Şekil 4 Görüntüleme bölgesinin merkezine yerleştirilmiş iletkenlik değeri $0.004S/m$ olan cisim için elde edilmiş iletkenlik değişimi görüntüsü.

KAYNAKLAR

- [1] D. C. Barber, B. H. Brown, and I. L. Freeston, "Imaging Spatial Distributions of Resistivity Using Applied Potential Tomography," *Electronic Letters* vol 19 no 22 sayfa 933-935, 1983.
- [2] D. C. Barber and B. H. Brown, "Applied Potential Tomography," *J. Phys. E. Sci Instrum.* vol 17 sayfa 723-733, 1984.
- [3] G. C. Scott, R. L. Armstrong, and R. M. Henkelman, "Magnetic Field Measurement by NMR Imaging," *IEEE Transactions on Medical Imaging* vol. 10 pp 362-374, 1991.
- [4] Z İder, L. T. Müftüler, and Ö. Birgül, "Use of MRI for measuring AC internal currents of EIT: A feasibility study," *Proc. IX International Conference on Electrical Bio-Impedance in conjunction with European Concerted Action on Impedance Tomography* sayfa 420-422, Eylül 1995.
- [5] N. G. Gençer, M. Kuzuoğlu, and Y. Z. İder, "Electrical Impedance Tomography Using Induced Currents", *IEEE Transactions in Medical Imaging* vol .13 sayfa 338-350 Haziran 1994.
- [6] N. G. Gençer, Y. Z. İder, and S. J. Williamson, "Electrical Impedance Tomography: Induced-Current Imaging Achieved with a Multiple Coil System," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering* vol 43 no 2, Şubat 1996.
- [7] P. P. Silvester and R. L. Ferrari, *Finite Elements for Electrical Engineers*, Cambridge University Press, 1983.
- [8] Ö. Birgül and Z İder, "Use of the Magnetic Field Generated by the Internal Distribution of Injected Currents for Electrical Impedance Tomography," *Proc. IX International Conference on Electrical Bio-Impedance in conjunction with European Concerted Action on Impedance Tomography* sayfa 418-419, Eylül 1995.
- [9] Ö. Birgül and Z İder, "Electrical Impedance Tomography Using Magnetic Field Generated by Internal Current Distribution," *IEEE Engineering in Medicine and Biology, 18th Annual International Conference*, proceedings, 1996
- [10] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics*, Addison-Wesley Publishing Company, 1983.
- [11] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computation*, The John Hopkins University Press, 1983.

3-BOYUTLU MİKROSKOPİK GÖRÜNTÜLERDE BULANIKLIK TANIMA ve ONARIM

Faruk SARI

Kocaeli Üniversitesi Müh. Fak. Bilgisayar Bilimleri Müh. Bölümü İzmit/KOCAELİ

ABSTRACT

In order to restore images, the unknown blurs have to be identified from the blurred images. In this paper we formulate the blur identification problem as a Maximum likelihood problem. The resulting nonlinear minimization problem is solved by employing an iterative gradient based minimization. An example of blur identification on 3-D optical microscope images is given. The restoration results are obtained by using 2-D Regularized Wiener filter.

1. GİRİŞ

Karmaşık biyolojik yapıları anlamak için 3-boyutlu analiz sıklıkla başvurulmuş bir yöntemdir. Bu işlem içinde en çok kullanılan araç optik mikroskobdur. Optik mikroskopta üç boyutlu veri parçacık boyunca farklı odak düzlemlerinden alınan seri görüntülerden oluşur. Ancak parçacıklar sadece odak düzlemi civarında iyi gözlenebilirler. Diğer yerlerde odak uzaklığı ile değişen bulanıklık ve çeşitli tiplerdeki gürültülerle bozulmalar meydana gelir. Kaydedilen her bir görüntü odak anındaki bilgi ve geriye kalan odak dışı bilgiden oluşur. Odak dışı bilginin büyük bir kısmı hesaplama ile giderilebilir. [1]

Optik sistem 2-Boyutlu öteleme ile değişmeyen doğrusal bir sistem olarak kabul edilebilir. İdeal bir nokta kaynak tarafından üretilen benek görüntü sistemin dürtü yanıtı ya da optik dilde PSF (Point Spread Function)'dir. Yani görüntü, optik sistemin PSF ile cismin evrişimi olarak verilebilir. Benzer şekilde 3-boyutlu olan evrişimden de sözedilebilir.

Daha önce Agard [2] tarafından önerilen En yakın Komşuluk yöntemi ile bu tür problem üzerinde çalışmalar yapılmıştır. Bu yöntem dürümsel değildir, sadece yaklaşık bir çözüm sağlar, çözünürlüğü kötüdür, gürültüye karşı çok duyarlıdır ve ince detayları kaybeden bir yöntemdir. Daha da önemlisi gözlemsel PSF 'lere dayalıdır. Gözlemsel PSF'ler ise bu tür bir sistemde çok küçük ışığı geçiren küreciklerin belirli odak aralıklarıyla seri olarak gözlenmesi ile elde edilir. Bu yorucu, uygulanması

zor ve beraberinde bir çok hataları getiren bir yöntemdir.

Önceki çalışmalarımızda bu gözlenen PSF'ler yerine, dilimler arasındaki bozucunun sonlu dürtü yanıtı (FIR) bir bozucu ile bozulduğunu düşünerek, En Küçük Kareler (LS) yöntemi ile 3*3'lük PSF'ler kestirerek onarım işlemi yaptık. [3]

Bu çalışma da ise PSF'in hiç bilinmediği durumlar için önce bulanıklık tanıma daha sonra bu kestirilen değerlerin kullanıldığı bir onarım işlemi yapılmıştır.

2. BULANIKLIK TANIMA

Bozulan görüntülerin onarımı için ilk yapılması gereken adım bulanıklık tanımadır. Bulanıklık tanıma genel anlamda bilinmeyen PSF katsayılarının tespitidir. Son yıllarda bu problemde, orjinal görüntü 2-B' lu AR süreç olarak modellenmektedir.[4] Onarım filtresi için; PSF katsayıları, gözlem gürültü varyansı, orjinal görüntü modelinin kestirilmesine gerek vardır. Bu problem bir En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood- ML) problemi olarak ifade edilebilir. ML yöntemi görüntü/ bulanıklık tanıma son zamanlarda sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Yöntemin ana fikri orjinal görüntünün olabildiğince en yakın bir kestirimini elde etmektir. ML problemi gerçekte doğrusal olmayan bir en iyileme problemidir. Bu çalışmada doğrusal olmayan bu eniyileme problemi, gradyan temelli dürümsel bir enküçükleme problemi olarak çözülmüştür.

Ayrık orjinal görüntü, $f(i,j)$ 2-B lu AR süreç olarak,

$$f(i,j) = a(i,j)*f(i,j) + v(i,j) \quad (1)$$

burada $a(k,l)$ görüntü model katsayılarıdır. Modelleme hatası $v(i,j)$, 0 ortalamalı σ_v^2 varyanslı homojen gaus dağılımlı gürültü sürecidir ve $f(i,j)$ den bağımsızdır, bir olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$p(f;A,O_x) = \sqrt{\frac{\det(I-A)}{(2\pi)^N}} e^{-\frac{1}{2} \{f - A f\}^T (I-A)^{-1} \{f - A f\}} \quad (2)$$

Matrisel formda aynı ifade,

$$f = Af + v \quad (3)$$

Burada $f = [f(0,0), f(0,1), \dots, f(N-1, N-1)]^T$

Gözlenen görüntü $g(i,j)$, 2-B lu doğrusal öteleme ile değişmeyen sistemin çıkışı olarak modellenilebilir.

$$g(i,j) = d(i,j) * f(i,j) + w(i,j) \quad (4)$$

Burada $d(m,n)$ sistemin PSF'dir. $w(i,j)$, a_j varyanslı 0 ortalamalı toplamsal homojen gaus dağılımlı gözlem gürültüsüdür. g nin koşullu olasılık yoğunluk fonksiyonu;

$$p(g | f; D, Q_w) = \frac{1}{\sqrt{2\pi^{N \times N}} |det(Q_w)|} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (g - Df)^T Q_w^{-1} (g - Df) \right\} \quad (5)$$

Yine matrisel formda,

$$g = Df + w \quad (6)$$

Ve sistem enerji üretip absorbe etmediği için $\sum_{m,n} d(m,n) = 1.0$ olmalıdır.

Kestirilecek olan parametreler bir θ vektörü ile gösterilirse. $\theta = \{ \sigma, \tau, \alpha, \beta, \gamma, \delta, \epsilon, \zeta \}$ 'nin ML kestirimi,

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{ \max_{\theta} L(\theta) \} = \arg \max_{\theta} \{ \max_{\theta} \log p(g; \theta) \} \quad (7)$$

şeklinindedir. Burada $L(\theta)$, θ 'nin log-likelihood fonksiyonudur ve $p(g; \theta)$ verilen bir θ için g 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonudur.

$$L(\theta) = \log p(g; \theta) = -\frac{1}{2} (g - Df)^T P^{-1} (g - Df) \quad (8)$$

$$g = Df + w = D(I - A)^{-1} v + w \quad (9)$$

$$P = \text{cov}(g) = E \left\{ \left[D(I - A)^{-1} v + w \right] \left[D(I - A)^{-1} v + w \right]^T \right\} = D(I - A)^{-1} Q_v (I - A)^{-T} + Q_w \quad (10)$$

Eğer A ve D blok-dairesel yapıda iseler P de blok-dairesel yapıdadır. Ve P nin boyutu $N^2 \times N^2$ şeklindedir. Pratikte görüntü boyutlarının 128,256 gibi olduğu düşünülürse bu denklemlerin çözümü

pratikte pek mümkün olmayan bir hal alır. Bununla birlikte A ve D nin blok-dairesel olmaları kabulü altında 2-B ayrı Fourier transformu ile diagonalize edilebilirler bu da çözümü büyük ölçüde kolaylaştırır. [5]

ML bulanıklık tanıma problemi,

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{ -\log(dct(|f|)) - g^T / \theta \} \quad (11)$$

şeklinde ifade edilebilir. Ancak bu problem $\log(dct(|f|))$ 'nin quadratik olmayan yapısı yüzünden doğrusal olmayan bir eniyileme problemidir. Bu tür bir eniyileme için değişik yöntemler mevcuttur. Biz bu çalışmada gradyen temelli bir yöntem kullandık.

2.1. Gradyen Temelli Eniyileme Yöntemi

$L(\theta)$ 'yı enbüyüklemek yerine $-L(\theta)$ 'yi en küçük yapmak aynı işlemdir. Aşağıdaki yapıda basit dürümsel bir algoritma ile işe başlayalım.

$$\theta^{(k+1)} = \theta^{(k)} - B^{(k)} \nabla_{\theta} L(\theta^{(k)}) \quad (12)$$

Burada $B^{(k)}$ iterasyonun yakınsamasını kontrol eden kazanç matrisidir.

$L(\theta)$ 'nin gradyeni,

$$\nabla_{\theta} L(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta_1} & \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta_2} & \dots & \frac{\partial L(\theta)}{\partial \theta_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial L(\theta)}{\partial \sigma} & \frac{\partial L(\theta)}{\partial \tau} & \dots & \frac{\partial L(\theta)}{\partial \zeta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

olarak tanımlanır. Çözümü kolaylaştırmak amacı ile işlemler frekans düzleminde yapılmıştır. O yüzden verilen ifadeler de frekans düzlemi için geçerlidir.

$$\frac{\partial L(\theta)}{\partial \sigma} = \sum_{i,j} \left\{ \frac{1}{|f(i,j)|} \left[\frac{G(u,v)}{|f(i,j)|} \right] \frac{v(i,j)}{|f(i,j)|} \right\} \quad (14)$$

$$\frac{\partial L(\theta)}{\partial \tau} = \frac{1}{|f(i,j)|} \left[\frac{G(u,v)}{|f(i,j)|} \right] \frac{v(i,j)}{|f(i,j)|} \quad (15)$$

$$\frac{\partial f(u,v)}{\partial h(k,l)} = \sigma \left[\frac{1}{|f(u,v)|} \left(\frac{1}{1-A(u,v)} \left(\frac{1}{L} \frac{\partial f(u,v)}{\partial u} + \frac{1}{L} \frac{\partial f(u,v)}{\partial v} \right) \right) \right] \quad (16)$$

$$\frac{\partial P(f(u,v))}{\partial \sigma} = 2 \sigma \left[\frac{1}{|f(u,v)|} \left(\frac{1}{1-A(u,v)} \left(\frac{1}{L} \frac{\partial f(u,v)}{\partial u} + \frac{1}{L} \frac{\partial f(u,v)}{\partial v} \right) \right) \right] \quad (17)$$

$$\frac{\partial P(f(u,v))}{\partial \sigma} = -a \quad (18)$$

3. DENEYSEL SONUÇLAR

Denemeler 224*224 boyutlarında 32 ellilimden oluşan "TROPO" hücre görüntüleri üzerinde yapılmıştır. PSF katsayıları 3*3 ve 5*5 olarak kestirilmiş ve Düzenli/eşitirilmiş Wiener Süzgeci ile onarım işlemi yapılmıştır.[6] Düzenleştirme yaklaşımına uygun olarak orjinal görüntünün kestirimi,

$$F = [D^T D + \lambda Q Q^T]^{-1} D^T G \quad (19)$$

Burada Q düzenleştirme operatörüdür ve genellikle sonlu impuls yanıtı bir yüksek geçiren süzgecin impuls yanıtını temsil eder. Bu süzgecin uygulanışı sırasında A düzenleştirme parametresinin seçimine ihtiyaç vardır. Gerçekte bu parametre işaret gürültü oranına bağlı bir parametredir ve çözümün yumuşatılma oranı ile veriye olan bağlılığı ayarlar. Biz burada A'yi deneme yanılma yolu ile belirledik.

Görüntü modelinin Asimetrik Yarı Düzlem (NSHP) model olduğu düşünülmüştür. Buna göre elde edilen 3x3, 5x5 bulanıklık katsayıları, görüntü model katsayıları, gürültü varyansları aşağıda verilmiştir.

"a(k,l) katsayıları"

-0.5255	0.6797	0.0540
0.7922	\	\

Tablo 1

"3x3 Bulanıklık katsayıları"

0.1276	0.0670	0.1127
0.0540	0.3352	0.0279
0.1293	0.0643	0.0905

Tablo 2

"5x5 Bulanıklık katsayıları"

0.0274	-0.0166	0.0951	0.0046	-0.0041
0.0395	0.0130	0.1314	-0.0000	0.0282
0.0229	-0.0051	0.3789	-0.0021	0.0075
0.0353	-0.0005	0.1185	0.0221	0.0077
0.0039	-0.0046	0.0802	-0.0144	0.0022

Tablo 3

$$a_{11} = 203$$

$$a_{12} = 0.4$$

Burada görüntü model katsayılarının ve bulanıklık katsayılarının (5x5) dizilişi aşağıda gösterilmiştir.

" Görüntü model katsayılarının dizilişi"

a(-1,-1)	a(-1,0)	a(-1,1)
a(0,-1)	x	N

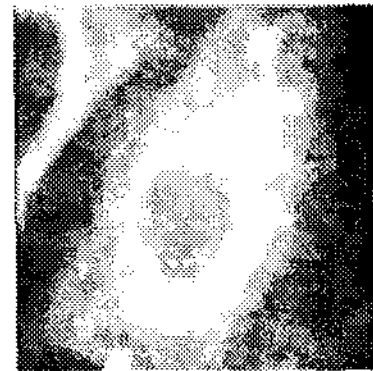
Tablo.4

"5x5 Model katsayılarının dizilişi"

d(-2,-2)	d(-2,-1)	d(-2,0)	d(-2,1)	d(-2,2)
d(-1,-2)	d(-1,-1)	d(-1,0)	d(-1,1)	d(-1,2)
d(0,-2)	d(0,-1)	d(0,0)	d(0,1)	d(0,2)
d(1,-2)	d(1,-1)	d(1,0)	d(1,1)	d(1,2)
d(2,-2)	d(2,-1)	d(2,0)	d(2,1)	d(2,2)

Tablo.5

5x5 bulanıklık matrisi kullanılarak, 22. dilimden alınan Tropo görüntüsü Düzenleştirilmiş Wiener süzgeci ile onarılmıştır. Bulanık görüntü ve onarım sonucu elde edilen görüntüler sırasıyla şekil 1 ve 2' de verilmiştir.



Şekil:1 "22.dilimden alınan bulanık görüntü"



Şekil:2 "5x5 Bulanıklık katsayılar kullanılarak yapılan onarılmış görüntü/"

4. SONUÇ ve YORUM

Bu yöntem daha önce Agard tarafından önerilen En Yakın Komşuluk ve En Küçük Kareler yöntemi ile yapılan modellemelerden daha iyi sonuçlar vermiştir. Yöntemin önemli dezavantajları algoritmanın yerel bir en küçük noktaya takılma şansının bulunması, çözümün başlangıç değerlerine aşırı duyarlılık göstermesi ve işlem yükünün çok olmasıdır. Hücre görüntüleri üzerindeki kontrast farkının az olması işlemi zorlaştırmaktadır. Yüksek çözünürlüklü onarım elde edilmesi, PSF'e hiç ihtiyaç duymaması yöntemin avantajlarıdır. PSF destek bölgesi 7*7, 9*9, ... gibi değişik boyutlarda kestirilerek ve daha değişik süzgeç tipleri kullanılarak onarım işleminin kalitesi ve hızı daha da iyileştirilebilir. Bundan sonra yapılacak olan çalışmalarda Expectation-Maximization gibi değişik algoritmalar ve yeni eniyileme yöntemleri denenebilir. Ayrıca gerçek 3-Boyutlu çözüm için 3-Boyutlu PSF modellemesi yapılmalıdır.

5. KAYNAKLAR

- [1]D.A.Agard , Y.Hiroaka, P.Shaw, J.Sedat, "Fluorescence Microscopy in Three Dimensions"
- [2]D.A. Agard, " Optical Sectioning Microscopy Cellular Architecture in Three Dimensions", Ann. Rev. Biophys., 1984, vol.13, pp.191-219.
- [3]F.Sarı,M.E.Çelebi, "Optik Mikroskoptan Elde Edilen 3-B Hücre Görüntülerinin Onarımı", 4.SiU Kur..Nisan 1996, sf.83-88.
- [4]R.L.Lagendijk, A.M.Tekalp, J.Blemond, "Maximum Likelihood image and blur identification: a unifying approach",May.1990,Optical Eng., vol.29 No:5, pp. 422-435

- [5]R.C.Gonzalez. P. Wintz. "Digital Image Processing",1987. Addison-Wesley Pub.Comp.
- [6]N.Galatsanos, A.Katsaggelos. "Methods for Choosing the Regularization Parameter and Estimating the Noise Variance in Image Restoration and Their Relation" IEEE Trans. On Image Proc. Vol.1. No:3, July 1992,pp.322-336

EEG İşareti (a, (3, G ve 8 Bandı) Süzgeçlerinin Akım Taşıyıcılarla Tasarımı

Oğuzhan ÇİÇEKOĞLU¹, H. Hakan KUNTMAN²

¹Boğaziçi Ü., M.Y.O. Elektronik Prog., 80815 Bebek-Istanbul

²İ.T.Ü., Elektrik-Elektronik Fakültesi, 80626 Maslak-Istanbul

ABSTRACT

The current conveyor structures exhibiting certain superiorities become an attractive active circuit block, alternative to operational amplifiers and OTA structures for the realization of various signal processing blocks. In this study a filter structure for processing Electroencephalographical (EEG) signals is designed using current conveyors.

GİRİŞ

Akım taşıyıcılar geniş dinamik çalışma bölgeleri ve yüksek doğrusallıkları gibi üstünlükleri nedeniyle çeşitli işlem bloklarının oluşturulmasında işlemsel kuvvetlendiriciler ile OTA yapılarına alternatif bir aktif devre bloku haline gelmiştir. Akım taşıyıcılarla gerçekleştirilen çeşitli işlem bloklarının tümleştirmeye uygun şekilde gerçekleştirilmesine yönelik topolojiler üzerine yayınlar hızla artmaktadır. Son yıllarda önerilen düşük gerilim ve düşük güç tüketimli akım taşıyıcı devreleri [1,2] taşınabilir cihazların bu devrelerle gerçekleştirilmesi yönünde motivasyon oluşturmaktadır.

insan vücudunu oluşturan sistemler çeşitli fonksiyonlarını gerçekleştirirken biyolojik işaretler adını verdiğimiz bazı işaretler üretirler. Bu işaretler çoğu kez alttaki karmaşık biyolojik yapıdan dışarıya kolayca anlaşılabilir bilgileri taşımazlar. Vücut içindeki bu sistemlere ait olayları değerlendirebilmek için bu sistemlerden kaynaklanan biyolojik işaretleri işlemek gerekir. İşaret işlemede de süzme ve kuvvetlendirme temel işlevlerden biridir. Biyolojik işaretler, genelde, karakteristik olarak düşük genlikli ve alçak frekans bölgelerinde bandı olan işaretlerdir. Bu nedenle, biyolojik işaretlerin süzülmesi için gerekli süzgeçlerin de köşe frekanslarının küçük olması gerekmektedir. Biyolojik işaretin vücut içinde işlenmesi istenen durumlarda [3-5] düşük gerilim, düşük güç tüketimi ve küçük boyut önem kazanmaktadır.

Bu çalışmada boyutları çok küçük, alçak frekanslar bölgesinde çalışan ve güç tüketimleri çok küçük olan CMOS akım taşıyıcı RC süzgeçleri kullanılarak,

beyinden algılanan Elektroensefalogram (EEG) işaretlerinin kapsadığı frekans bandında a, (3, 8, ve 5 dalgalarını süzebilecek yüksek giriş empedanslı band geçiren süzgeçler tasarlanmıştır. Bu süzgeçler, aynı yöntemle gerçekleştirilebilecek kuvvetlendiricilerle birlikte örneğin a dalgaları yüksek olan, sinirsel olarak rahatsız kişilerin kolayca yanlarında taşıyabileceği biyofidbek cihazlarının tasarlanmasında kullanılabilir.

EEG işaretleri, başın belirli noktalarına yerleştirilen, küçük yüzeyli elektrotlar yardımıyla algılanabilir. Bu işaretin genliği, fazı ve frekansı, elektrodun yerleştirildiği yere bağlıdır [6]. EEG işaretinin genliği, tepeden tepeye 1-100 μ V ve frekansı da 0.5-100Hz değerleri arasındadır.

EEG işaretlerinin band aralıkları aşağıdaki gibidir:

Alpha (a): 8-12Hz.

Beta (P): 13-40Hz.

Theta (0): 4-8Hz.

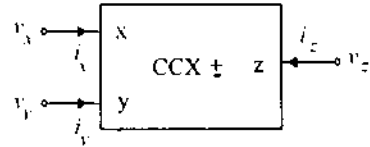
Delta (5): 1-4Hz.

Yukarıda sözü edilen dört banddaki EEG işaretlerinin elde edilebilmesi için, elektrotlar yardımıyla algılanan düşük genlikli işaretlerin kuvvetlendirilmeleri ve aktif süzgeç yapıları yardımıyla yukarıda belirtilen frekans

bandlarının seçilmesi gerekmektedir.

AKIM TAŞIYICI YAPISI

Bir akım taşıyıcının (CC) blok gösterimi şu şekildedir,



Şekil: 1 Akım Taşıyıcı Sembolü

burada giriş çıkış akım ve gerilimleri arasındaki ilişki,

$$\begin{bmatrix} i_x \\ v_x \\ i_y \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \\ w \end{bmatrix}$$

şeklinde. Yukarıdaki matris gösteriminde $a=1$ olduğunda birinci kuşak CC yani CCI için $b=1$ ise CCI+ ve $b=-1$ ise CCI- akım taşıyıcılar tanımlanır. Diğer yandan $a=0$ olduğunda ikinci kuşak CC yani CCII için $b=1$ ise CCII+ ve $b=-1$ ise CCII- akım taşıyıcılar tanımlanır. Yukarıdaki bağıntı takımını gerçekleyen birçok akım taşıyıcı devresi gerçekleştirilmiştir [7-10].

YAPILAN ÇALIŞMA

Yapılan çalışmada, önkuvvetlendirme işleminden geçirilmiş işaret, CMOS akım taşıyıcı RC süzgeçlerinin girişlerine uygulanmakta, bu süzgeçlerin çıkışlarından istenilen dört frekans bandına düşen EEG işaretleri elde edilmektedir.

Akım taşıyıcı RC süzgeçleri tasarlanırken, Tek ve Anday tarafından önerilen devrelerden ve tasarım ilkelerinden yararlanılmıştır [11]. α , ρ , 0, ve 5 bandı süzgeçleri için dördüncü dereceden Butterworth akım taşıyıcı-RC süzgeç yapıları tasarlanmış ve bunların SPICE simülasyonları yapılmıştır. Süzgeçlerde aktif eleman olarak Şekil-2'de verilen CMOS akım taşıyıcı topolojisinden yararlanılmıştır [12,13].

Tasarlanan band geçiren süzgeçler, ikinci dereceden band geçiren süzgeçlerin ardarda bağlanmasıyla oluşturulmuştur. Tasarlanan dördüncü derece band geçiren süzgecin transfer fonksiyonu

$$H(s) = \frac{B^2 s^2}{s^4 + \sqrt{2}Bs^3 + (2\omega_0^2 + B^2)s^2 + \sqrt{2}B\omega_0^2 s + \omega_0^4} \quad (1)$$

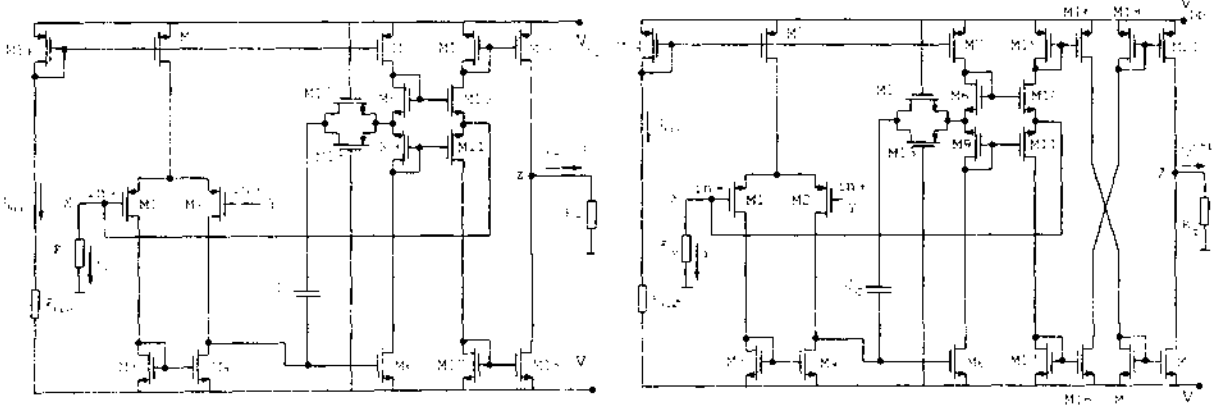
bağıntısıyla verilmektedir.

Bu bağıntıda ω_0 süzgecin orta frekansını, 6 büyüklüğü de band genişliğini vermektedir. ω_0 orta frekansı ve 6 band genişliği, süzgecin ω_{p1} alt ve ω_{p2} üst kesim frekansı cinsinden,

$$B = \omega_{p2} - \omega_{p1} \quad (2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{p1} \cdot \omega_{p2}} \quad (3)$$

bağıntısıyla verilebilir [5].



(a)

(b)

ŞEKİL 2 a) CMOS akım taşıyıcı CCII+ ;b) CMOS akım taşıyıcı CCII-

(1) bağıntısı ikinci dereceden fonksiyonların çarpımı şeklinde düzenlenirse

$$H(s) = \frac{Bs}{s^2 + (\omega_{p1} + \omega_{p2})s + \omega_0^2} \cdot \frac{Bs}{s^2 + (\omega_{p1} - \omega_{p2})s + \omega_0^2} \quad (4)$$

bağıntısı elde edilir. Bu şekilde elde edilecek süzgeç transfer fonksiyonları aşağıdadır,

Alpha (α) için:

$$H(s) = \frac{25.13A-s}{s^2 + 15.15A-s + 2831.67 A^2} \cdot \frac{25.13V}{s^2 + 20.28.v + 5072.46} \quad (5a)$$

Beta (ρ) için:

$$H(s) = \frac{169.65A-s}{s^2 + 70.16.v + 8521.42 s^2} \cdot \frac{169.65A-s}{s^2 + 169.04 .v + 48455.39} \quad (5b)$$

Theta (θ) için:

$$H(s) = \frac{25.13A-s}{s^2 + 13.285+757.72} \cdot \frac{25.13A-s}{s^2 + 22.15A^2 + 2106.25} \quad (5c)$$

Delta (δ) için:

$$H(s) = \frac{18.855}{s^2 + 6.47A-s + 50.88} \cdot \frac{18.85-s}{s^2 + 20. h + 490.05} \quad (5d)$$

Bu bağıntılarda yer alan ikinci dereceden band geçiren süzgeç fonksiyonları çeşitli yöntemlerle akım ve gerilim modlarında gerçekleştirilebilir [11,14-16].

Bu çalışmada Tek ve Anday tarafından önerilmiş olan topolojiler ardarda bağlanarak Şekil 3 de verilen EEG süzgeci yapıları oluşturulmuştur. Devre birer ucu topraklanmış pasif elemanlar ve akım taşıyıcılarla kurulmuştur. Yapıda yer alan C1 ve C3 kapasitelerinin C1=C3=1F alınması durumunda dört süzgeç için elde edilecek direnç değerleri Tablo-1 de verilmiştir.

TABLO: 1 a, p, (+) ve 6 süzgeçleri için normalize direnç değerleri (değerler miliohm cinsindedir), C1=C3=1F

	R12	R13	R14	R15	R22	R23	R24	R25
a	0.3531	1000	39.79	66.0	0.1971	1000	39.79	49.31
il	0.1174	1000	5.895	14.25	0.0202	1000	5.895	5.916
e	1.3197	1000	39.79	75.3	0.4747	1000	39.79	45.15
8	19.65	1000	53.05	154.56	2.041	1000	53.05	49.75

Bu normalize değerlerden gerçek eleman değerlerine seçilecek kapasite değerleriyle belirlenecek bir denormalizasyon katsayısıyla geçilebilir. Bu çalışmada kullanılan gerçek eleman değerleri 10,6 empedans ölçekleme yapılarak elde edilmiş ve Tablo-2 de görülmektedir. Devrelerde yer alan dirençler çeşitli yöntemlerle gerçekleştirilebilir. Bunların arasında MOS dirençler ve direnç olarak bağlanmış OTA yapıları sayılabilir [17]. Bu tür direnç yapılarının kullanılmasıyla tümdevre tekniğinde fazlaca istenmeyen bir eleman olan direncin getireceği sakıncaların giderilmesinin yanısıra bu elemanın değerinin bir akım yahut gerilimle kontrol edilmesi de mümkün olur [17,18].

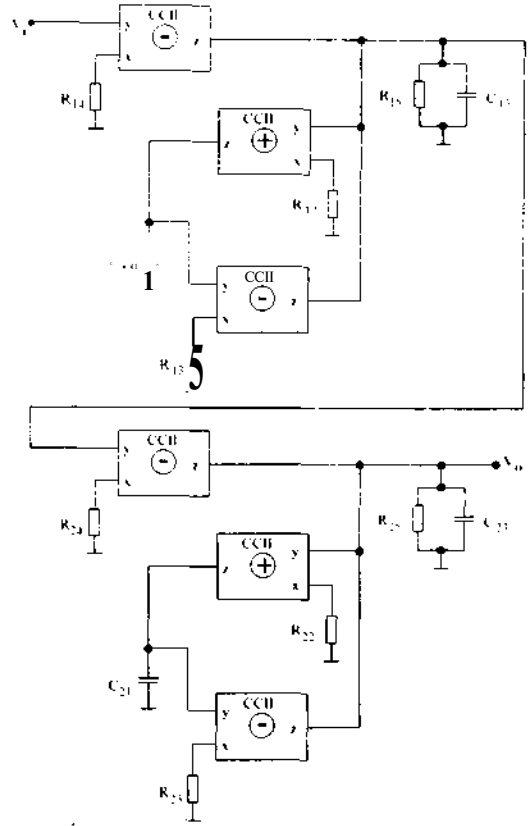
±5V'luk simetrik besleme gerilimleri için tasarlanan akım taşıyıcı RC aktif süzgeçleri için SPICE simülasyonları yapılmış, simülasyon sonuçları (2) eşitliğiyle verilen transfer fonksiyonundan hareketle bulunan teorik sonuçlarla birlikte Şekil-4'de verilmiştir. Şekil-4'den kolayca izlenebileceği gibi, tasarlanan süzgeç yapılarının frekans eğrileri, geçirme bandı içinde teorik sonuçlarla uyumludur. Gerçek devrelerde geçirme bandı içinde 1.5 dB civarında bir kayıp gözlenmektedir.

Bu kayıp, akım taşıyıcıların z uçlarından içeriye doğru bakıldığında görülen empedansın sonlu olmasından kaynaklanmaktadır. Tasarımda kullanılan yapılarda z ucundan içeriye doğru görülen direnç, CCII+ yapıları için $R_o = 874k$. CCII- yapıları için ise $R_o = 780k$ değerindedir. Bu çıkış direnci, topolojide çıkış katının kaskod devre biçiminde düzenlenmesiyle artırılabilir ve buna bağlı olarak söz konusu kayıp azaltılabilir. Durdurma bandı içindeki farklılıklar, yine, akım taşıyıcıların ideal olmamasından ileri gelmektedir.

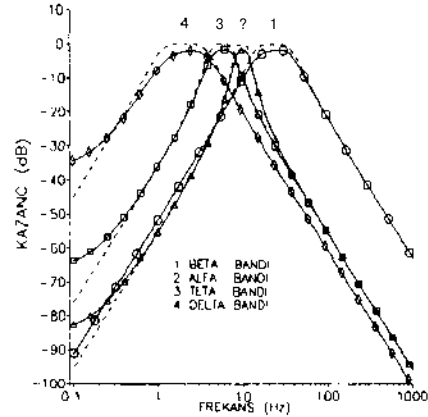
TABLO: 2 a, l3, 6, ve 6 süzgeçleri için gerçek eleman değerleri, C1=C3=1µF

	R12	R13	R14	R15	R22	R23	R24	R25
a	353.1	1M	39.79k	66.0k	197.1	1M	39.79k	49.31k
J	117.4	1M	5.895k	14.25k	20.2	1M	5.895k	5.916k
e	1.319k	1M	39.79k	75.3k	474.7	1M	39.79k	45.15k
8	19.65k	1M	53.05k	154.6k	2.041k	1M	53.05k	49.75k

Şekil-4'den fark edilebileceği gibi, akım taşıyıcının düşük frekanslı süzgeç uygulamaları için yeteri kadar geniş bantlı olması nedeniyle, yukarı frekanslar bölgesinde 90dB'lik zayıflatmaya, diğer bir deyişle gürültü seviyesine kadar teorik sonuçlarla iyi bir uyum sağlanmaktadır.



ŞEKİL: 3 Tasarlanan dördüncü dereceden aktif süzgeç yapısı



ŞEKİL: 4. İdeal ve gerçek süzgeç devreleri için elde edilen kazanç-frekans eğrileri. Kesikli çizgiler ideal süzgeç karakteristiklerini göstermektedir.

Düşük frekanslar bölgesinde ortaya çıkan bozulma, birinci derecede z ucundan görülen empedansın sonlu olmasından kaynaklanmaktadır. Bu açıdan bakıldığında, en kötü durum, en düşük frekanslı süzgeç olan 5 bandı süzgecinde ortaya çıkmakta ve 30 dB civarındaki zayıflatmalardan itibaren karakteristikte ideal durumdan sapmalar gözlenmektedir. Ancak, diğer üç süzgeçte çıkış direncinin etkisiyle ortaya çıkan sapmaların işaretin 50 dB'den daha fazla zayıflatıldığı frekans bölgelerinde

ortaya çıktığı dikkate alınırsa, söz konusu sapmaların etkisinin rahatlıkla ihmal edilebileceği söylenebilir.

SONUÇ

Bu çalışmada alçak frekanslı biyolojik işaretlerin işlenmesi için düşük gerilim ve düşük güç tüketimi şartını sağlayabilen tümleştirilmeye elverişli, küçük boyutlu ve bu açıdan hasta üzerine veya vücut içine yerleştirilebilen bir aktif süzgeç yapısı önerilmiştir. Süzgeç aktif devre elemanı olarak geniş dinamik çalışma bölgesi ve yüksek doğrusallık gibi özellikler ile ön plana çıkan akım taşıyıcılarla gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan süzgeç işlemsel kuvvetlendiricilerle veya OTA-C yapılarla gerçekleştirilenlere alternatif sunmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] M. C. H. Cheng, C. Toumazou, 3V MOS Current Conveyor Celi for VLSI Technology, Electronics Letters, Vol 29, Iss 3, pp 317-318, 1993
- [2] A. Piovaccari, S. Graffi, G. Masetti, A Low - Voltage Low-Power CMOS Current Conveyor, Proceedings of the ECCTD'95 European Conference on Circuit Theory and Design, Vol. 1, pp5-8, 1995
- [3] H. Öztürk, H. Kuntman, M. Korürek, E. Yazgan, EEG İşareti (a, p, 6, ve 5 Bandı) Süzgeçlerinin Eşikaltında Çalışan CMOS OTA-C Süzgeçleri ile Tasarımı, Biyomedikal Mühendisliği Ulusal toplantısı Bildiriler Kitabı BİYOMUT 94, Sayfa. 16-19, 1994
- [4] H. Öztürk, H. Kuntman, M. Korürek, E. Yazgan, OTA-C Süzgeçlerinin Eşikaltında Çalışan CMOS Geçiş iletkenliği Kuvvetlendiricilerle Tasarımı. Elektrik Mühendisliği 6.Ulusal Kongresi Bildiriler Kitabı, Cilt. 3, Sayfa. 1027-1030, 1995
- [5] H. Öztürk, Eşikaltında çalışan CMOS OTA-C süzgeç tasarımı ve tıp elektroniği alanına uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1994.
- [6] J.G. Webster (Editör) Medical Instrumentation. Houghton Mifflin, 1992.
- [7] Surakamponorn-W Kumwachara-K. CMOS-Based Electronically Tunable Current Conveyor, Electronics Letters, Vol 28, Iss 14, pp 1316-1317, 1992
- [8] Bruun-E, CMOS High-Speed, High-Precision Current Conveyor and Current Feedback Amplifier Structures, International Journal of Electronics, Vol 74, Iss 1, pp 93-100, 1993
- [9] Palmisano-G Palumbo-G, A Simple CMOS CCII+, International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol 23, Iss 6, pp 599-603, 1995
- [10] Bruun-E, Class Ab CMOS First-Generation Current Conveyor, Electronics Letters, Vol 31, Iss 6, pp 422-423, 1995
- [11] H. Tek, F. Anday, Voltage Transfer Function Synthesis Using Current Conveyors, Electronics Letters, Vol. 25, Iss 23, pp. 1552-1553, 1989
- [12] B. Yenen, N. Tarım, H. Hakan Kuntman, Aktif Süzgeç Simülasyonuna Yönelik Bir Akım Taşıyıcı Makromodeli, Elektrik Mühendisliği 6. Ulusal Kongresi Bildiriler Kitabı, Cilt.3, s. 1023-1026, 1995
- [13] S. I. Liu, H. W. Tsao, J. Wu, T. K. Lin, MOSFET Capacitor Filters Using Unity Gain CMOS Current Conveyors, Electronics Letters, Vol. 26, Iss 18, pp. 1430-1431, 1990
- [14] J. A. Svoboda, Transfer Function Synthesis Using Current Conveyors, International Journal of Electronics, Vol. 76, Iss.4 pp 611-614, 1994.
- [15] Chun-Li Hou, Yan-Pei Wu, New Methods of Synthesizing Transfer Functions by Applying CCII's, International Journal of Electronics, Vol. 72, Iss. 1 pp 119-128, 1992.
- [16] M. T. Abuelma'atti, New Current-Mode-Active Filters Employing Current Conveyors, International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol. 21, pp 93-99, 1993.
- [17] C. Acar, M. S. Ghausi, International Journal of Circuit Theory and Applications, Vol. 15, pp 105-121, 1987.
- [18] C. Acar, Elektrik Devrelerinin Analizi, İTÜ. Yayınları, 1995

EKG SİNYALLERİNİN MODEM KULLANARAK TELEFON HATLARI ÜZERİNDEN GERÇEK ZAMANDA GÖNDERİLMESİ

Muhsin Atamer ÖCAL, Murat AŞKAR ve Y. Ziya İDER
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi

Abstract

In this study the real time transmission of low frequency signals through telephone lines using modem is studied and a system is developed. The system is constructed as the transmitter and the receiver sides. At each side there is a PC and the two PCs are connected by the telephone line using modems. The transmitter side sends the signals from A/D card to the receiver side. The software written basically consists of the modem transfer protocol the Xmodem Checksum method is adapted to the real time data transfer. In the adapted protocol the packet size can be changed and there is also a talk program running inside. This method is appropriate for efficient use of the line. The compression algorithm is the entropy coding of second order difference of the signal. This algorithm is chosen because it is lossless and fast. In the development of the system the ECG signal is used. Some of the ECG recording schemes found application in this system.

Giriş

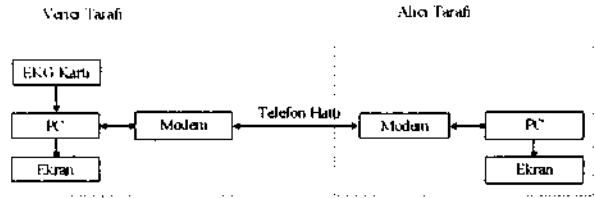
Günümüzde tıbbi bilginin birbirinden uzak iki ayrı nokta arasında aktarılması esasına dayanan ve uzaktan-tıp (telemedicine) adı verilen bir alan ortaya çıkmıştır [8], [9]. Bu alan birçok tıp dalında uygulamalar bulmuştur [5], [6], [10], [11]. EKG sinyallerinin gerçek zamanda gönderilmesi de bu uygulamalardan birisidir. Bu uygulama ile birlikte kalbinde rahatsızlık olan ve doktorlar tarafından sürekli olarak gözetim altında tutulması gereken kişi kendi evinde kalabilmektedir. Gerekli olması durumunda hastanın EKG kaydı evinde alınıp bir yayın sistemi ile hastaneye ya da kliniğe gönderilmekte ve doktorlar tarafından hastaya teşhis konulup müdahale edilebilmektedir. Yayın sistemi olarak genelde bütün çalışmalarda telefon hatları kullanılmıştır çünkü telefon hatları yaklaşık her yerde bulunmaktadır ve bu yayın sisteminde iki nokta arasındaki uzaklık önemli değildir. EKG sinyali telefon hattı üzerinden 1) FM yayın tekniği ve 2) sayısal yayın tekniği olarak iki türlü olarak gönderilebilir. Bunlardan FM yayın tekniği eski olan bir tekniktir ve sinyal kalitesi sayısal yayın tekniğinden çok daha kötüdür [12]. Sayısal yayın tekniğinde ise telefon hattının bit hızı bu tekniğin gönderebildiği data miktarı üzerinde kısıtlama yapmaktadır. Bu nedenle sayısal teknikle çalışan sistemlerde EKG sinyali üzerinde sıkıştırma yapılmıştır [13]-[20]. Yayın hattının

iyileştirilmesi durumunda sistem daha fazla data göndermek için uygun hale getirilebilir. Yayın hattının iyileştirilmesi şu şekillerde olabilir : a) mevcut analog telefon hatlarının iyileştirilmesi ve b) sayısal telefon santralleri kullanılması. Sayısal telefon hatları kullanılması durumunda hattın kaldırabileceği bit hızı 64 kbps'a kadar çıkarılabilir [7].

Bu çalışmada yayın hattı olarak telefon hatları kullanılmış ve EKG sinyali sayısal teknikle aktarılmıştır.

Sistem Tanımı

EKG sinyallerinin telefon hattı üzerinden gerçek zamanlı iletilmesi amacıyla bir sistem oluşturulmuştur. Sistem verici ve alıcı olmak üzere iki ana bölümden oluşmaktadır. Verici tarafında bir PC, bir modem ve bir EKG kartı, alıcı tarafında ise bir PC ve bir modem bulunmaktadır. Genel sistem şeması Şekil 1'de gösterilmiştir, iki taraftaki kişisel bilgisayarlar telefon hatları ve modem aracılığıyla birbirine bağlıdır. Verici EKG kartından aldığı sinyalleri ekrana çizer, diske saklar ve alıcı tarafına yollar. Alıcı bu sinyalleri ekran üzerinde gerçek zamanda gösterir ve diske saklar.



Şekil 1. Genel Sistem Şeması

Sinyallerin vericiden alıcıya gönderilmesi amacıyla verici ve alıcı taraflarında karşılıklı olarak çalışan bir yazılım geliştirilmiştir. Bu yazılım modem ve EKG kartlarını kontrol eder, modem aktarma protokolünü uygular, data üzerinde sıkıştırma algoritmasını uygular ve ekran üzerinde çizim yapar.

Sıkıştırma Algoritması

Kullanılan sıkıştırma algoritması ikinci dereceden farkın entropi kodunu almak prensibine dayanmaktadır [1], [2]. EKG kartından gelen sinyalin ikinci dereceden farkı alınır (eğer sinyal düşük frekanslı ise herhangi bir farkın büyüklüğü gerçek sinyalin büyüklüğünden çok daha küçüktür [3], [4]). daha sonra bu fark optimal kodlama yöntemi olan

entropi (Huffman, Shannon Fano, istatistiksel isimleri de verilmektedir [1], [2]) kodlaması ile kodlanır. Sıkıştırma algoritmasında ikinci dereceden fark kullanılmaktadır çünkü EKG sinyali üzerinde yapılan incelemeler sonucunda ilk dört fark arasında ikinci dereceden farkın en iyi sıkıştırmayı verdiği bulunmuştur.

Modem Aktarma Protokolü

Modem aktarma protokolü için Xmodem kontrol toplamı metodu gerçek zamanda bilgi iletimi için uyarlanmıştır. Protokol alıcı tarafın sinyal göndermesi ile başlar. Sinyali alan verici taraf EKG kartından alınan datayı paketleyerek alıcı tarafa gönderir. Paketin içerisine gönderilen datanın kontrol toplamı da yerleştirilmiştir. Paketi alan alıcı taraf kontrol toplamına bakarak eğer paket içindeki data hatasız olarak gelmişse diğer paketi gönder sinyalini verici tarafa gönderir. Eğer paket hatalı ise aynı paketi tekrar gönder sinyalini verici tarafa gönderir. Protokol alıcı ve verici tarafların bu şekilde anlaşmasıyla devam eder. Bu protokolde paket büyüklüğü 256 byte ile 1023 byte arasında değişebilmektedir. Verici tarafından gönderilen paket şu bölümlerden oluşmuştur: 2 byte başlangıç sinyali, büyüklüğü kullanıcı tarafından belirlenmiş data paketi, 7 byte kontrol toplamı ve 15 byte konuşma datası. Alıcı tarafından gönderilen paket ise şu bölümlerden oluşmuştur: 2 byte başlangıç sinyali, 1 byte haberleşme sinyali (eğer paket hatalı ise 16'lık sistemde 15 eğer doğru ise 16'lık sistemde 6) ve 15 byte konuşma datası. Bu sistemde gönderilen sinyal EKG kartından gelen sinyaldir ve bu sinyalde EOF (dosyanın sonu) karakteri yoktur. Bu nedenle modem aktarma protokolü alıcı veya verici tarafın sistemi kapatması ile son bulur.

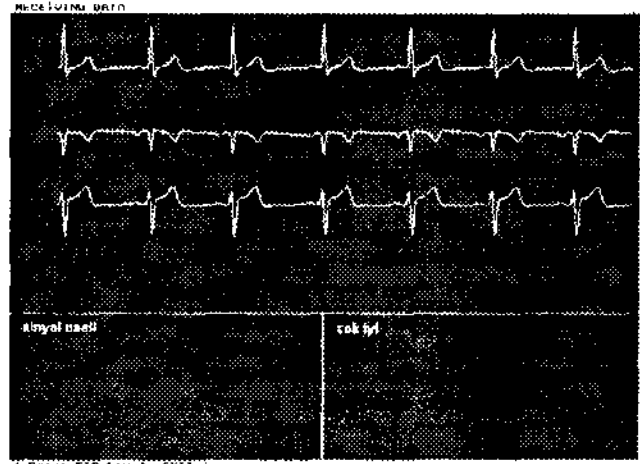
Yazılım

Sistem içerisinde EKG sinyalini gerçek zamanlı olarak göndermek üzere alıcı ve verici taraflarda birbirleriyle uyumlu olarak çalışan iki adet yazılım vardır. Bu yazılımları oluşturan altyazılımlar şunlardır: 1) modem aktarma protokolü, 2) sıkıştırma algoritması, 3) konuşma, 4) kesme (interrupt), 5) çizim, ve 6) kullanıcı arabirimi.

Sıkıştırma algoritması ve modem aktarma protokolü için yukarıda sözü edilen algoritmalar uygulanmıştır. Konuşma yazılımı alıcı ve verici taraflardaki kullanıcıların birbirleriyle iletişim sağlamaları amacıyla uygulanmıştır. Konuşma karakterleri yukarıda da belirtildiği gibi modem aktarma protokolünde paketlerin içerisine yerleştirilmiştir. Konuşma yazılımı genel olarak UMX ortamında kullanılan konuşma yazılımına benzemektedir. Ekran üzerindeki çizim ve konuşma alanları şekil 2'de görüldüğü gibidir.

Üç adet kesme yazılımı vardır. Bunlar modem kartı, EKG kartı ve zamanlama kesme yazılımlarıdır. Verici tarafında bu yazılımlardan modem kartı ve EKG kartı kesme yazılımları bulunmaktadır. Alıcı tarafında ise modem kartı ve zamanlama kesmeleri bulunmaktadır. Modem kesme yazılımının çalışması şu şekildedir: telefon hattı üzerinden bir karakter (byte) geldiği zaman PC'ye bir sinyal gönderir ve PC üzerinde çalışan modem kesme yazılımı bu karakteri okur. Modem yoluyla telefon hattına data gönderirken kesme kullanılmamaktadır. EKG kartı kesme yazılımının çalışması da modem kesme yazılımı gibidir: EKG kartı üzerinde yeni data oluştuğunda kart PC'ye sinyal gönderir ve PC üzerinde çalışan EKG kart kesme yazılımı bu datayı EKG kartından okur. Alıcı ve verici tarafların çizim yazılımları sırasıyla zamanlama ve EKG kartı kesmeleri içerisinde çağrılmaktadır. Çizim yazılımlarını kesme yazılımları içerisine yerleştirerek ekran üzerindeki çizimin osiloskop ekranında olduğu gibi zamanda sürekli olması sağlanmıştır.

EKG kartından gelen sinyalleri ekran üzerine çizme işini çizim yazılımları yapmaktadır. Çizimler PC üzerinde grafik ekranı üzerine yapılmaktadır. Ekranın üst yarısı sinyal çizimi için alt yarısı da konuşma yazılımı için ayrılmıştır. Ekran üzerinde çizim yapılırken aynı anda alıcı verici taraflar konuşma yazılımı sayesinde iletişim sağlayabilmektedir. Kullanıcı arabirimi kullanılarak yazılım üzerine çeşitli ilk değerler verilebilmektedir. Bunlar alıcı ve verici taraflardaki modem kartı, EKG kartı, sıkıştırma algoritması, çizim yazılımı ile ilgili ilk değerlerdir.



Şekil 2. Sıkıştırma yapmadan 3 kanal yönteminin alıcı tarafındaki görüntüsü.

Sonuç

Sistem üç farklı bilgi aktarımı yapabilmektedir. Bunlar sıkıştırma yöntemi kullanarak 12-bit 1 kanal, sıkıştırma yapmadan 8-bit 1 kanal ve sıkıştırma yapmadan 8-bit 3 kanaldır. Sıkıştırma yapmadan 1 kanal yönteminde modem hızı 9600 bps olması

durumunda EKG kartının örnekleme hızı en fazla 900 Hz olabilir. 3 kanal yöntemi EKG kartı için özel olarak tasarlanmış bir yöntemdir. Bu yöntemde EKG kartının örnekleme hızı 1000Hz olmalıdır. 3 kanal yöntemi örnekleme hızını 100Hz'e düşürmekte ve sinyal üzerinde 40Hz alçak geçiren filtreleme yapmaktadır. Sıkıştırma kullanarak 1 kanal yönteminde EKG kartının örnekleme hızı sinyal üzerindeki sıkıştırma oranının büyüklüğüyle orantılı olarak artırılabilir.

Oluşturulan sistem üzerindeki testler modem bit hızı 9600 bps alınarak yapılmıştır. Modem hızı bu şekilde tespit edilmiştir çünkü Türkiye'deki telefon hatları bu hızda yeterlidir. Modeme gönderilen datanın büyüklüğü 8 bittir. Modem bu dataya 1 bit başlangıç sinyali ve 1 bit son sinyali ekler. Böylece modem telefon hattına 10-bit data gönderir. Buradan programcıya görünen modem bit hızı $(8/10) \times 9600 = 7680\text{bps}$ olarak hesaplanabilir. Yani modeme bir saniyede en fazla 7680 bit gönderilebilir. Bu sistemde kullanılan Xmodem kontrol toplamı metodunun hızı saniyede 7220 bittir. En fazla hızı elde edememenin sebebi verici tarafında alıcı tarafından diğer paketi gönder sinyalinin beklenmesi ve PC'ler üzerindeki yazılım çalışma süresidir.

Sistem üzerinde iki tür test yapılmıştır. Bunlar (a) sıkıştırma metodu üzerinde yapılan testler ve (b) sistem zamanlaması üzerinde yapılan testlerdir.

Sıkıştırma metodu sinüs ve EKG sinyalleri üzerinde test edilmiştir. Sinüs sinyali kullanılarak yapılan testler bir A/D kartının 2000Hz ve 3000Hz örnekleme hızlarında yapılmıştır. Bu testler sonucunda sıkıştırma metodunun 100Hz üzerinde sıkıştırma yapmadığı gözlenmiştir. Sinüs sinyalinin frekansı düşürüldükçe sıkıştırma oranı artmıştır. Örneğin örnekleme hızı 3000Hz olması durumunda 5Hz'deki sıkıştırma oranı 6.72, 10Hz deki ise 5.83 (buradaki sıkıştırma oranı A/D datasının sıkıştırılmış dataya bit sayısı olarak bulunmuştur. EKG sinyali üzerinde yapılan testler üç farklı data üzerinde yapılmıştır. Bu datalar hatasız EKG datası, kas gürültülü EKG datası ve harekete dayalı bozulma hatası bulunan EKG datasıdır. Yapılan testler sonucunda sistemin EKG sinyalinin 12-bit 1 kanalının gönderilmesine uygun olduğu ortaya çıkmıştır.

Sistem zamanlaması üzerine yapılan testler sistem üzerindeki gecikme zamanlarıdır. Sistemin çalışmaya başlama bekleme zamanı 20 saniyedir. Eğer sıkıştırma yaparak 1 kanal yöntemi kullanılıyorsa verici ve alıcı çizimleri arasındaki gecikme zamanı 5 saniye ile 22 saniye (eğer paket büyüklüğü 1024 byte ise 22 saniye, 256 byte ise 5 saniye) arasında değişmektedir. Eğer sıkıştırma yapmadan 1 kanal ve 3 kanal yöntemleri kullanılırsa gecikme zamanı 1.5 saniyedir.

KAYNAKÇA

[1] Thomas Lynch, *Data Compression Techniques and Applications*, 1985 Van Nostrand Reinhold Company Inc.

[2] Gilbert Held, *Data Compression Techniques and Applications, Hardware and Software Considerations*, Second Edition 1987 by John Wiley and Sons Ltd.

[3] Robert W. Donaldson, Donald Chan, Analysis and Subjective Evaluation of Differential Pulse-Code Modulation Voice Communication Systems, *IEEE Transactions on Communication Technology*, Vol. 17, No. 1. pp.10-19, February 1969.

[4] Budagavi Madhukar, L. M. Patnaik, I. S. N. Murthy, Improved Parametric Models and DPCM Techniques for ECG Data Compression, *Conference Proceedings of 1996 IEEE Engineering in Medicine and Biology in CD-ROM*.

[5] George Orphanos, Dimitris Kanellopoulos, Vangelis Kopsahilis, Stavros Koubias, George Papadopoulos, Extending OSI Protocols to Support Medical Imaging Services, *Conference Proceedings of 1996 IEEE Engineering in Medicine and Biology in CD-ROM*.

[6] Johannes H. van Oostrom, Anthony J. Courtmanche, Samsun Lampotang, Medcom: A Communication Protocol to Transmit Physiologic Data Reliably over a Modem Connection, *Conference Proceedings of 1996 IEEE Engineering in Medicine and Biology in CD-ROM*

[7] I. McClelland, K. Adamson, ND. Black, Telemedicine: ISDN & ATM-The Future, *Conference Proceedings of 1996 IEEE Engineering in Medicine and Biology in CD-ROM*.

[8] Editorial, Telemedicine: Fad or Future?, *The Lancet*, vol. 345, No. 8942, 14-Jan 1995.

[9] Rashid L. Bashshur, On the Definition and Evaluation of Telemedicine, *Telemedicine Journal*, Vol. 1, No. 1, 1995.

[10] John Mitchell and Associates, telemedicine links on internet address: <http://www.jma.com.au/telelink.html>.

[11] Telemedicine at TUFTS-New England Medical Center on internet address: <http://www.nemc.org/telem/telemhome.html>.

[12] Borivoje Furht, Alex Perez, An Adaptive Real-Time ECG Compression Algorithm with Variable Threshold, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 35, No. 6. pp. 489-494, June 1988.

[13] Sateh M.S. Jalaeddine, Chriswell G. Hutchens, Robert D. Strattan, William A. Coberly,

ECG Data Compression Techniques-A Unified Approach, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 37, No. 4, April 1990.

[14] M.C. Aydın, A.E. Çetin, H. Köymen, ECG Data Compression by Sub-Band Coding, *Electronics Letters*, 14thFebruary 1991, Vol. 27, No. 4.

[15] Wilfried Philips and Geert De Jonghe, Data Compression of ECG's by High Degree Polynomial Approximation, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 1992.

[16] Masa Ishijima, Soon-Bum Shin, Gene H. Hostetter, Jack Sklansky, Scan-Along Polygon Approximation for Data Compression of Electrocardiograms, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 30, No. 11, pp. 723-729, November 1983.

[17] John P. Abenstein, Willis J. Tompkins, A New Data-Reduction Algorithm for Real-Time ECG Analysis, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 29, No. 1, pp. 43-48, January 1982.

[18] Michel Bertrand, Robert Guardo, Fernand A. Roberge, Pierre Blondeau, Microprocessor Application for Numerical ECG Encoding and Transmission, *Proceedings of the IEEE*, vol. 65, No. 5, pp. 714-722, May 1977.

[19] Urs E. Ruttimann, Hubert V. Pipberder, Compression of the ECG by Prediction or Interpolation and Entrophy Encoding, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Vol. 26, No. 11, pp. 613-623, November 1979.

[20] J. R. Cox, F. M. Nolle, H. A. Fozzard, G. C. Oliver, JR, AZTEC, a Preprocessing Program for Real-Time ECG Rhythm Analysis, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, April 1968, pp. 128-129.

Sonlu Elemanlar Sayısal Modelinin Çözümü İçin Kullanılan Yöntemlerin ve Sıralama Algoritmalarının Karşılaştırılması

Can E. ACAR, Nevzat G. GENÇER
Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
06531 - ANKARA

Abstract

This work compares direct and iterative solution methods that are generally used for the solution of mairiy equations resulting from finite element formulation of Electroencephalography (EEG) and Magnetoencephalography (MEG) problems. These formulations result in large, sparse, positive definite matrices, the solution of which requires large computational and memory resources. The iterative methods such as the Conjugate Gradient method have less memory reauirements and are usually faster for a single solution. However, for the cases where the same matrix eauation needs to be solved for many different hght-hand-side vectors. direct solution methods like the Cholesky Factohzation can be advantageous. However. factorizing the matrix causes fill-in terms which can greatly increase the memcy requirements Several ordering algorithms are analyzed and their effects on the fill-in and factohzation times are investigated

Giriş

Elektrikte ve diğer pek çok mühendislik dalında bir problemin modellenmesi sonucu ortaya çözülmesi gereken $Ax=b$ şeklinde bir matris denklemi çıkar. Bu tip bir denklemin çözümü için pek çok yöntem kullanılabilir. *Gaussian Yoketme* ve *LU ayrıştırması* gibi doğrudan çözüm yöntemleri ile *Gauss-Seidel* ve *Eşlenik Gradyan* (Conjugate Gradient) gibi tekrarlamalı yöntemler bunlardan bazılarıdır [5]. Önemli olan problemin özelliklerine uygun bir çözüm yöntemi belirleyebilmektir.

Bu çalışmada çözülmesi amaçlanan denklemler EEG ve MEG ile problemlerinin sonlu elemanlar yöntemiyle modellenmesinden elde edilen matris denklemleridir [1]. Bu problemler kafa içerisinde oluşan elektriksel aktivitenin yarattığı potansiyel ve manyetik alanların çözülmesi olarak ifade edilebilir. Problemin modellenmesi sonucu ortaya çıkan denklem sisteminin bazı özellikleri *Cholesky ayrıştırması* [5] yönteminin kullanılmasına olanak tanımaktadır. Bir sonraki bölümde problemin özellikleri ve Cholesky ayrıştırması yöntemi tanıtılacak, ve bu yöntemin tekrarlamalı bir yöntem olan Eşlenik Gradyan yöntemiyle karşılaştırması yapılacaktır. Sonraki Dölümün konusu ise değişkenlerin *sıralanmasının* çözüm performansı

üzerindeki etkisinin incelenmesi ve bazı sıralama yöntemlerinin karşılaştırılmasını.

Problemin tanımlanması ve çözüm yöntemleri

EEG ve MEG ölçümlerinden Deynaeki kaynakların saptanabilmesi için gerçekçi bir ileri problem formülasyonu gerekmektedir. Gerçekçi bir kafa modeline oturtulmuş bir üç boyutlu ağ yapısı, ve bunun sonlu elemanlar yöntemiyle çözülmesi kafa üzerindeki potansiyel dağılımını! yerçeğe yakın bir şekilde verebilmektedir. Bu çalışmada temel alınan sonlu elemanlar yöntemi ile ilgili detaylar [1]'de verilmiştir. Bu formülasyon sonucunda ortaya çıkan matris denkleminin özellikler aşağıdadır: [4]

1. $Ax=b$ denkleminde x vektörü bilinmeyen düğüm noktası potansiyellerini, b vektörü de elemanların içerisindeki kaynak dipollerinin etkisini yansıtmaktadır
2. A matrisi *seyrek* (*sparse*) ve *simetrik* tir Ağdaki elemanlar 20 noktadan oluşmaktadır ve her düğüm noktası ile ilgili denklemde sadece c noktaya komşu olan elemaniardak; düğümlerin etkisi vardır Bu nedenle ağda kac tane nokta olursa olsun matrisin her satırında en fazla 80 tane sıfır olmayan değer vardır.
3. A matrisi *pozitif belirlenmiş* (*positive definite*) tir. Bu özellik A matrisinin bir voltaj-akım ilişkisi yansıtmamasından kaynaklanmaktadır. Bu nedenle sıfır olmayan herhangi bir x vektörü için xAx çarpımı bir enerji değerini yansıtır ve daima pozitifdir.
4. A matrisi sadece kullanılan ağın geometrisine ve ağın temsil ettiği kafa yapısının elektriksel özelliklerine bağlıdır. Kaynak dipollerle ilgili bilgi ise sadece b vektöründe bulunmaktadır.
5. A matrisinin boyutları büyüktür. Sonlu elemanlar yöntemiyle gerçeğe yakın sonuçlar elde edebilmek için çok sayıda elemana ve düğüme ihtiyaç vardır. Bu nedenle A matrisinin çözümünde kullanılan bilgisayarın bellek kapasitesi ve çözüm yönteminin kullandığı bellek miktarı önem kazanmaktadır.

Matrisin simetrik ve pozitif belirlenmiş olması Cholesky ayrıştırmasının uygulanmasına imkan tanımaktadır [5]. Cholesky ayrıştırması simetrik ve pozitif belirlenmiş bir matrisi LL^T olarak ayrıştırır.

Burada L matrisi alt üçgen bir matristir. Bir kez L matrisi bulunduktan sonra farklı b vektörleri için bilinmeyenler kolaylıkla çözülebilir.

Aynı matrisin çözümü Eşlenik Gradyan gibi tekrarlamalı bir yöntemle de yapılabilir. Tablo 1'de bu iki yöntemin çözüm sürelerinin üç farklı ağ için karşılaştırması verilmiştir:

Tablo 1: Tek çözüm için Cholesky ve Eşlenik Gradyan çözüm süreleri (sn.)

Kullanılan ağ		Cholesky		Eşlenik Gradyan
Düğüm	Eleman	Ayrıştırma	Çözüm	
813	256	13.90	0.22	3.57
1201	160	40.33	0.56	5.55
1977	448	190.93	1.87	14.95

Yukarıdaki süreler karşılaştırıldığında tek bir çözüm için Eşlenik Gradyan yönteminin avantajı hemen göze çarpmaktadır. Ancak söz konusu problemde verilen bir elektrik veya manyetik alanı bulmaya çalışırken yukarıda tanımlanan ileri problemin pek çok farklı dipol pozisyonu için tekrar tekrar çözülmesi gerekecektir [6]. Tablo 2, 100 farklı b vektörü için yaklaşık çözüm sürelerini vermektedir.

Tablo 2: 100 çözüm için Cholesky ve Eşlenik Gradyan ortalama çözüm süreleri (sn.)

Kullanılan ağ		Cholesky	Eşlenik Gradyan
Düğüm	Eleman		
813	256	35.90	357.0
1201	160	96.33	555.0
1977	448	377.93	1495.0

Görüldüğü gibi, fazla sayıda çözüm yapılması gerektiğinde Cholesky ayrıştırması hız bakımından büyük bir avantaj sağlamaktadır. Ancak yalnızca çözüm süresi değil, 5. maddede belirtildiği gibi bellek gereksinimleri de yöntem seçiminde, özellikle büyük ağlar için, önem taşımaktadır. Matrisin seyrek ve simetrik olmasından yararlanarak sadece yarısının ve bu yarının da sıfır olmayan değerlerinin saklanması bellek gereksinimini oldukça düşürecektir.

Eşlenik Gradyan yöntemi kullanıldığında sadece A matrisini saklamak yeterli olmaktadır. Cholesky ayrıştırması ise yarısı saklanan A matrisini L matrisine dönüştürmektedir. Bu durumda Cholesky ayrıştırması kullanıldığında bellek gereksinimini L matrisinin sıfır olmayan değerlerinin sayısı belirlemektedir. [2] de gösterildiği gibi, L matrisinin sıfır olmayan elemanlarının sayısı en az A matrisinin kadar olabilir, ve en kötü durumda ise L matrisi tamamiyle dolu olabilir.

L matrisinin sıfır olmayan eleman sayısını belirleyen önemli bir etken A matrisindeki değişkenlerin (düğümlerin) sıralanışıdır. Yine [2] de verilen bir örnek özel bir durumu yansıtmamasına rağmen sıralamanın önemini açıkça belirtmektedir:

$$A = \begin{bmatrix} 4 & 1 & 2 & 0.5 & 2 \\ 1 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0 & 0 & 0.625 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 16 \end{bmatrix}$$

matrisinin Cholesky faktörü.

$$L = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.5 & 0.5 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0.25 & -0.25 & -0.5 & 0.5 & 0 \\ 1 & -1 & -2 & -3 & 1 \end{bmatrix}$$

tamamen dolu bir matrisken, değişkenlerin yerini tamamiyle ters çevirerek elde edilen aşağıdaki matris ayrıştırıldığında matrisin ve faktörünün sıfır sayısı aynı kalmaktadır.

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 16 & 0 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0.625 & 0 & 0 & 0.5 \\ 0 & 0 & 3 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 0.5 & 1 \\ 2 & 0.5 & 2 & 1 & 4 \end{bmatrix}$$

Uygun bir sıralama hem L matrisinin hafızada kapladığı yeri azaltacak hem de ayrıştırma hızını arttıracaktır.

Cholesky ayrıştırması nümerik olarak çok dengeli bir yöntem olduğu için, ayrıştırma sırasında satır ve sütunların yerlerini değiştirmek gerekmemektedir. Bu sayede sıralama matrisin nümerik değerlerinden bağımsız olarak, sadece sıfır olmayan değerlerin yerlerine göre yapılabilir [2, 5], Bu nedenle herhangi bir ağ yapısı için sadece bir kere sıralama yapmak yeterlidir.

Gelecek bölümde birtakım sıralama yöntemleri ve bu yöntemlerin Cholesky ayrıştırmasına etkileri anlatılacaktır.

Sıralama Yöntemleri

Bu çalışmada, literatürde bulunan sıralama yöntemlerinden en çok kullanılan iki tanesi incelenmektedir. Bu yöntemlerden ilki, *Reverse*

Cuthill-McKee (RCM), 1969'da Cuthill ve McKee tarafından yayınlanan algoritmanın bir türevidir. Amacı bir matrisin bant genişliğini azaltmak olan bu algoritmanın sonucundaki sıralamanın ters çevrildiğinde daha iyi sonuç verdiği farkedilmiştir. Reverse Cuthill-McKee sıralaması (RCM) adı verilen bu türevin orijinal algoritmadan daha iyi sonuç verdiği sonradan ispatlanmıştır [2]. Algoritmanın detayları [2 ve 3] te bulunabilir.

incelenen ikinci sıralama yöntemi ise *En az Derece (Minimum Degree) (MD)* adı verilen sıralamadır. Bu sıralamada matrisin bağlantı grafiğinden yararlanılmakta ve her adımda en düşük dereceli düğüm çıkartılıp sıralandıktan sonra kalan matrisin grafiğinde gerekli değişiklikler yapılarak algoritmaya devam edilmektedir. Sonuç olarak her adımda *doldurmayı* en aza indirecek düğüm seçilmiş olur [2]. Bu algoritma RCM'e göre çok daha iyi sonuç vermesine karşın Tablo 3'te görüldüğü gibi, çalışması çok daha yavaştır. MD algoritmasında kullanılan *en küçük dereceli düğümü seçme* kısmında genellikle birden fazla düğüm arasından bir seçim yapmak gerektiğinden ve bu seçimi yapmak için ise önerilen bir bilgisayar bulunmadığından algoritmanın sonucu matrisin başlangıçtaki diziliminden etkilenmektedir [3].

Tablo 3: Sıralama algoritmalarının çalışma süreleri

Kullanılan Ağ		Sıralama süresi (sn.)	
Düğüm	Eleman	RCM	MD
813	256	0.020	7.912
1201	160	0.034	18.626
1977	448	0.062	76.593

Tablolarda farklı ağlar için bu algoritmaların karşılaştırması bulunmaktadır. Her durumda MD algoritmasından önce 4 farklı sıralama denenmiştir: Ağın kendi sıralaması, Cuthill McKee (CM), RCM ve RND (Rastgele karıştırılmış) bir sıralama. Her durum için ayrıştırma ve çözüm süreleri, ayrıştırma sonucu meydana gelen doldurma miktarı ve sıralamanın diğerlerine göre karşılaştırması verilmiştir.

Tablo 4 ve Tablo 5'te görüldüğü gibi MD ve RCM arasında hem ayrıştırma zamanı hem de doldurma miktarında belirgin farklar vardır. Ancak her iki algoritma da hiç sıralanmamış duruma göre çok daha iyi sonuç vermektedir. MD den önce uygulanan değişik sıralamalar ise oldukça az fark yaratmaktadır.

Tablo 4: 813 düğüm, 160 elemanlı ağ için sıralama sonuçları (A matrisinde 20311 sıfır olmayan değer bulunmaktadır)

Sıralama Yöntemi	Ayrıştırma süresi (sn.)	Çözüm süresi (sn.)	Doldurma miktarı	İyilik Sırası
Yok	25.55	0.6	203706	7
CM	19.45	0.38	124973	6
RCM	13.79	0.22	87320	5
RND	34.12	0.77	268192	8
MD	6.92	0.21	66463	2
CM+MD	7.3	0.21	73409	3
RCM+MD	7.8	0.27	77465	4
RND+MD	6.65	0.22	64399	1

Tablo 5: 1021 düğüm, 256 elemanlı ağ için sıralama sonuçları (A matrisinde 31745 sıfır olmayan değer bulunmaktadır)

Sıralama Yöntemi	Ayrıştırma süresi (sn.)	Çözüm süresi (sn.)	Doldurma miktarı	İyilik Sırası
Yok	70.71	1.15	365024	7
CM	53.74	0.71	242085	6
RCM	40.3	0.55	179085	5
RND	111.92	2.14	605331	8
MD	23.6	0.55	176911	3
CM+MD	23.9	0.6	177760	4
RCM+MD	22.14	0.55	169175	2
RND+MD	21.6	0.49	162977	1

Sonuç

Bu çalışmada, kafa içerisinde oluşan elektriksel aktivitenin yarattığı potansiyel ve manyetik alanlarının sonlu elemanlar yöntemiyle modellenmesi sonucunda ortaya çıkan denklem sistemlerinin çözülmesi araştırılmıştır. Ortaya çıkan matris denklemi seyrek ve pozitif belirlenmiş olduğu için, Cholesky ayrıştırması yöntemi kullanılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda, birden fazla çözüm yapılması gerektiğinde, Cholesky ayrıştırmasının Eşlenik Gradyan gibi tekrarlamalı yöntemlerden daha hızlı sonuç verdiği saptanmıştır. Ancak Cholesky ayrıştırmasının performansını ve bellek gereksinimlerini değişkenlerin sıralaması büyük ölçüde etkilemektedir. Değişkenleri uygun bir şekilde sıralamak için literatürde önerilen yöntemlerden iki tanesi karşılaştırmıştır. Bu yöntemlerden RCM, hızlı sonuç vermesine rağmen sıralama sonucunda elde edilen matrisin ayrıştırma süresi ve doldurma miktarı diğer kullanılan diğer yöntem olan MD'den belirgin ölçüde daha kötüdür. Sıralamanın her ağ yapısı için bir defa yapılmasının yeterli olması daha yavaş çalışsa da MD algoritmasının tercih edilebileceğini göstermektedir. MD algoritmasından önce uygulanan sıralamalar ise, ayrıştırma zamanını ve doldurma

miktarını çok belirgin bir şekilde etkilememektedir. Her ne kadar bu çalışmada verilen örneklerde MD'den önce yapılan rastgele sıralamanın daha iyi sonuç verdiği gözükse de, bu konuda başka ağlarla ve değişik 'rastgele' karışımlarla yapılan denemelerde bu sonucun sürekli olmadığı gözlenmiştir. Literatürde de MD'yi iyileştirmek için yapılan benzer çalışmalarda önerilen bilgisellerin sıralama zamanını çok arttırdığı için kullanışlı olmadıkları belirtilmiştir [3].

Kaynaklar

1. Özdemir, M. K., Gençer, N. G., *Beyin Elektriksel Aktivitesinin Görüntülenmesi için Sonlu Elemanlar Yöntemi ile İleri Problem Çözümü*, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresi, 1997.
2. George, Alan and Liu, J. W-H, *Computer Solution of Large Sparse Positive Definite Systems*, Prentice Hall, 1981.
3. Duff, Iain S., Erisman, A. M. and Reid, J. K., *Direct Methods for Sparse Matrices*, Oxford University Press, 1992.
4. Segerlind, L. J., *Applied Finite Element Analysis*, John Wiley & Sons, 1976.
5. Golub, G. H., Van Loan, C. F., *Matrix Computations*, Johns Hopkins University Press, 1987.
6. Gençer, N. G., Williamson, S. J., Gueziec, A. and Hummel, R., *Optimal Reference Electrode Selection for Electric Source Imaging*, Electroencephalography and clinical Neurophysiology 99, 1996, pp. 167-173.

DAĞITILMIŞ ERBİYUM KATKILI FİBER AMPLİFİKATÖRLERİN (DEDFA) SOLİTON TRANSMİSYONUNA ELVERİŞLİ TRANSPARENTLİK KARAKTERİSTİKLERİNİN ELDE EDİLMESİ

Ahmet ALTUNCU*#, Dr. Ahmed Shamim SIDDIQUI*

* University of Essex, Dept. of Electronic Systems Engineering, Wivenhoe Park, Colchester, CO4 3SQ, U.K.

Dumlupınar Üniversitesi, Müh. Fakültesi, Elektronik Mühendisliği Böl., 43100-Kütahya, TÜRKİYE.

ABSTRACT

The detailed transparency pump power, noise figure (NF) and signal distribution characteristics of long span distributed erbium doped fibre amplifiers (DEDFA) are reported. The results exhibit the amounts of pump power and the corresponding noise figure at transparency as functions of signal power and link length, and thus provide the basis of determining the trade-off between the pump power requirements for transparency, noise figure, signal excursion and link length. These results also confirm the success of the design of our DEDFA links, that exhibit the lowest noise figure and the signal excursion characteristics for the pump power levels practically available, to use in future soliton transmission systems

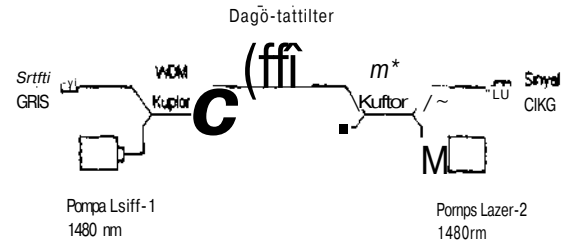
Giriş :

Kesikli amplifikasyon (lumped EDFA) yoluyla gerçekleştirilen uzak mesafe ve yüksek bit oranlı (>10 Gbit/s) soliton transmisyona sistemlerinde, temel performans sınırlamalarından birisi, soliton pils gücündeki değişimlerdir [1]. Bu problem optik olarak pompalanan dağıtılmış erbiyum katkılı fiber amplifikatörler (DEDFA) kullanmak suretiyle etkili bir biçimde çözülebilir. Daha önceki bir çalışmada ilk defa 5'inci km uzunluğundaki bir DEDFA linki üzerinden 7.8 ps soliton benzeri pilsler kullanarak 40 Gbit/s oranında sinyal transmisyonusunu gerçekleştirmiştik [2]. Bu sonuç, 2 dB'den daha az bir tepeden tepeye sinyal değişimi ve link boyunca ihmal edilebilir derecede güç artışı gerektiren bir bit hata oranı ile (BER) birlikte elde edilmişti. Ayrıca yukarıdaki 68 km'lik linkin kazanç (Gain) ve gürültü faktörü (Noise Figure) karakteristiklerini sunmuştuğ [3]. Bu tür bir uygulama için optik olarak dağıtılmış fiber kullanılarak gerçekleştirilen benzer deneyler, yakın gelecekte kurulan yüksek kapasiteli uzaktan iletişim sistemleri için büyük önem taşıyor. Bu nedenle, uzak

mesafeli DEDFA'ların ayrıntılı transparentlik pompalama gücü, gürültü faktörü ve sinyal dağılımı karakteristiklerini sunacağız.

Deneysel detaylar:

Deneylerde kullanılan çift yönlü pompalamalı DEDFA linkinin genel konfigürasyonu şekil 1'de görülmektedir. Link, çok düşük seviyede erbiyum (Er^{3+}) katkılı sıfır yayılma dalgaboyu kaydırılmış (distributed erbium doped dispersion-shifted fibre) birkaç fiberden oluşmuştur. Fiberlerin pompalanmamış zayıflama katsayıları yaklaşık olarak eşit olup ortalama değerleri 1530 nm'de 0.67 dB/km, 1540 nm'de 0.72 dB/km ve 1600 nm'de 0.27 dB/km'dir. Fiberlerin 1550 nm'de ölçülen kesim dalgaboyları (cut-off wavelength) ve moda alan çapları (mode field diameter), sırasıyla 1307.4 nm'den 1480,7 nm'ye ve 7.35 mm'den 7.70 mm'ye değişmektedir. Fiberlerin absorpsiyon kesit alanları, 1480 nm'de $1 \cdot 10^{-25} m^2$ ve 1535 nm'de $1.2 \cdot 10^{-24} m^2$



Şekil 1 Çift yönlü pompalamalı bir DEDFA linkinin genel konfigürasyonu.

olarak ölçülmüştür. Emisyon kesit alanı ise 1480 nm'de $3.4 \cdot 10^{-28} m^2$ ve 1535 nm'de $1.4 \cdot 10^{-24} m^2$ olarak bulunmuştur. Yayılma karakteristikleri daha önce referans [2] de verilmişti. Link, 1480 nm'de her bir uçta, eşit güçle pompalanmıştır. Gürültü faktörü, sinyal dalgaboyu civarındaki 1 nm'lik band

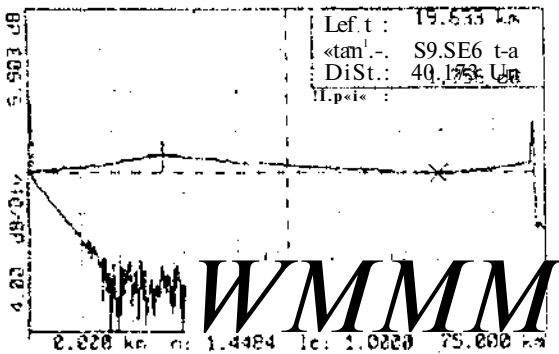
genişliğinde DEDFA tarafından üretilen ileri yöndeki gerçek ASE (amplified spontaneous emission) gücünün optik spektrum analizör kullanılarak ölçülmesi suretiyle belirlenmiştir. Bu işlem için aşağıdaki gürültü faktörü tanımı kullanılmıştır [4].

$$NF(\lambda) = \frac{1}{G(X)} \left[1 + \frac{P_{ASE}(A, forward)}{hc^2 \frac{\Delta\lambda}{\lambda^3}} \right]$$

Yukarıda verilen denklemde sırasıyla $G(A)$ amplifikatör kazancını, $P_{ASE}(A, forward)$ sinyal dalgaboyunda ölçülen ileri yöndeki gerçek ASE gücünü, h Planck sabitini, c ışık hızını, A optik bandgenişliğini (1nm) ve X sinyal dalgaboyunu temsil etmektedir. Deneylerde kullanılan sinyal kaynağı, bir EDFA ve optik filtre tarafından takip edilen 1535 nm'ye ayarlanmış bir dışardan geribeslemeli lazer (External cavity laser) 'di. Kazanç dağılımı ölçümleri, 1536 nm'de çalışan bir DFB lazer'le donatılan HP 8145 OTDR ile yapılmıştır. DEDFA'dan gelen aşırı miktardaki geri yöndeki ASE gürültüsünü bastırmak için, OTDR'dan sonra 1 nm bandgenişliğine sahip bir JDS ayarlanabilir optik filtre yerleştirilmiştir.

Deney sonuçları :

Şekil 2'de, 72 km uzunluğundaki bir DEDFA linki için 100mW toplam pompalama gücü kullanarak ve fiberi pompalamaksızın elde edilen kazanç dağılımı karakteristikleri görülmektedir. Linkin ilk 19.6 km'lik kısmı boyunca sinyal kazanç dağılımının eğimi pozitifdir. Bunun ötesinde, pompalama gücündeki önemli miktardaki azalma nedeniyle, fiber sinyal absorblamasını telafi edecek kadar yeterli kazanç sağlayamaz. Bu nedenle sinyal gücü 19.6 km.den



Şekil 2. 72 km uzunluğundaki bir DEDFA linkinin OTDR da küçük sinyaller için elde edilen kazanç dağılımı karakteristikleri. Üst çizgi: 100 mW'lık toplam pompalama gücü ile birlikte, alt çizgi: fiberi pompalamaksızın.

sonra azalmaktadır. Linkin son 12.2 km'sinde geri yöndeki pompalama nedeniyle, fiber tekrar pozitif bir kazanç eğimine sahiptir. Dolayısıyla tüm DEDFA linki boyunca sinyal gücü değişimi 2 dB nin altındadır. DEDFA linkindeki ortalama sinyal gücü değişimi 0.05 dB/km'den daha az olup, 0.25dB/km zayıflama katsayısına sahip tipik bir katkılanmamış sıfır yayılma dalgaboyu kaydırılmış fibere (undoped dispersion-shifted fibre) oranla oldukça düşük değerdedir. OTDR ölçümlerinde elde edilen sinyal kazanç dağılımındaki pürüzsüz değişimler, beş farklı fiber parçasından oluşan tüm link boyunca gerisaçılma katsayısının (backscattering coefficient) ve erbiyum konsantrasyonunun düzenli bir dağılıma sahip olduğunu göstermektedir. Pasif erbiyum katkılı fiberde zayıflama çok yüksek olduğu için (0.87 dB/km), pompalanmamış durum için 10 km'nin ötesini yansıtan OTDR'daki değişimler anlamsız olmaktadır.

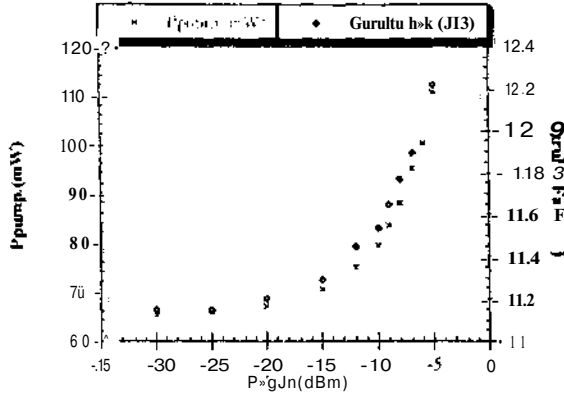
Düzenli sinyal dağılımına sahip z uzunluğundaki bir DEDFA boyunca kazanç dağılımı $G(z)$, küçük sinyal güçleri için hemen hemen sinusoidaldir ve aşağıdaki denklemle ifade edilebilir[5].

$$G(z) = \dot{u}_0 \sin\left(\frac{2\pi}{L_A} z\right)$$

Verilen denklemde, G_0 maksimum kazanç değişimi ve L_A ise pompalama lazerleri arasındaki mesafedir. $G(z)$ için verilen sinusoidal yaklaşım, yalnızca çok düşük sinyal ortalama güçleri için elde edilebilir (<-40 dBm). Daha yüksek sinyal ortalama güçleri için sinyal değişimi, her bir uçtan eşit miktarda güçle pompalama durumunda asimetrik olur. Sinyalle aynı yönde daha yüksek bir pompalama gücü kullanmak suretiyle kazanç değişimleri simetrik yapılabilir. Bununla birlikte, her bir uçtan eşit miktarda pompalamak suretiyle elde edilen kazanç eğimi minimumdur.

Şekil 3'te 68 km'lik DEDFA için, transparentlik pompalama gücünün sinyal gücüne bağlı olarak değişim karakteristikleri verilmiştir. -20 dBm'den daha düşük sinyal ortalama güçleri için, DEDFA'yı transparent yapmak için gereken güç miktarı her bir uçtan ~33 mW şeklindedir. Buna karşılık gelen gürültü faktörü değerleri ise 11.2 dB seviyesindedir. -20 dBm'den daha büyük sinyal güçleri için gerekli olan transparentlik pompalama gücü artış gösterir. -7 dBm'den daha büyük sinyaller için artış oranı yaklaşık olarak dB sinyal gücü artışı başına 7.8 mV'dir. Bununla birlikte, karşılık gelen gürültü faktörü artışı orta seviyede olup, dB sinyal gücü artışı başına 0.165 dB'dir. Soliton transmisyonu için en uygun sinyal gücü seviyesi -15 dBm ile -5 dBm arasında değişmektedir. Gürültü faktörü eğrilerine göre, 68 km'lik DEDFA'nın gürültü faktörü 11.3 dB ile 12.2 dB arasında değişmektedir. Bu değerler bu tür bir uzak mesafe DEDFA linki için sunulan en düşük gürültü faktörü değerleridir. Bu sonuçlar, düşük gürültü ve düşük

sinyal değişimi veren DEDFA dizaynının soliton transmisyonu için uygunluğunu ve başarısını ortaya koymaktadır. Her ne kadarıyla DEDFA transparent olarak çalıştırıldıysa da, kuplör ve fiber ekleme kayıplarını telafi etmek için harcanan DEDFA'nın iç kazancı 2.7 dB olarak tahmin edilmiştir.



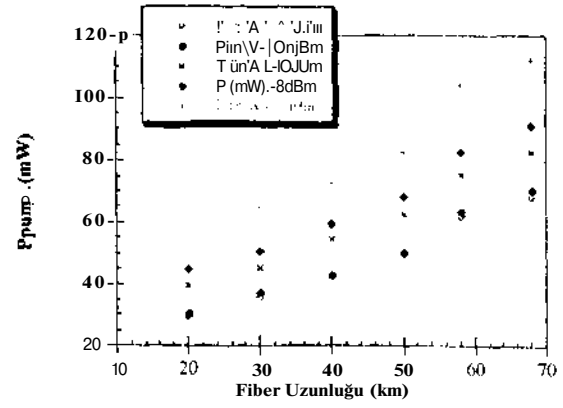
Şekil 3. 68 km'lik DEDFA'nın sinyal giriş gücünün (Psig.in.) fonksiyonu olarak elde edilen transparentlik (net G = 0 dB) pump gücü (Ppump.tot.) ve gürültü faktörü (Noise Fig.) değişimleri.

DEDFA'nın transparentlik pompalama gücü ve gürültü faktörünün fiber uzunluğuyla değişimi de ayrıca incelenmiştir. Farklı uzunluklara sahip altı DEDFA linki, beş adet farklı uzunluktaki fiberi eklemek suretiyle elde edilmiştir. -30, -20, -10, -8 ve -5 dBm sinyal güçleri için elde edilen, transparentlik pompalama gücünün fiber uzunluğuyla değişimi Şekil 4'te görülmektedir. Şekil 4'te verilen eğriler, transparentlik pompalama gücünün fiber uzunluğuyla linear olarak değiştiğini göstermektedir. Şekil 4'te verilen data'yı kullanmak suretiyle, daha uzun DEDFA linkleri için gerekli olan transparentlik pompalama gücünü hesaplamak mümkündür. Örnek olarak, benzer karakteristiklere sahip 100 km'lik bir link için gerekli olan transparentlik gücü, yaklaşık olarak sırasıyla -30, -10 ve -5 dBm sinyal güçleri için 95 mW, 112 mW ve 151 mW olacaktır.

Şekil 5'te küçük sinyal rejimleri için ölçülen transparent DEDFA gürültü faktörü değişimleri uzaklığın fonksiyonu olarak verilmiştir. Şekil 5'te ayrıca verilen teorik gürültü faktörü değişimleri ölçme sonuçlarıyla büyük uygunluk göstermektedir. Teorik gürültü faktörü değerleri aşağıdaki bağıntı yoluyla hesaplanmıştır [6].

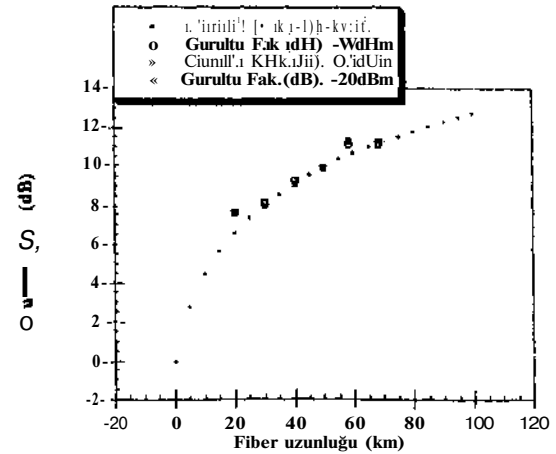
$$NF(dB) = 10 \log \left[2n_{sp} \ln(\alpha_{tot}) + 1 \right]$$

Yukarıda verilen denklemde n^{\wedge} rastgele yayılım faktörü (spontaneous emission factor), α_{tot} fiberin toplam lineer arkaplan zayıflamasıdır (background



Şekil 4. Farklı sinyal giriş güçleri için elde edilen toplam transparentlik pump gücünün (Ppump.tot.) fiber uzunluğu (km) ile değişimi.

loss). Bu işlemde fiber arkaplan zayıflama oranı, 0.274 dB/km olarak alınmıştır. Erbiyum katkılı fiberin katkılama oranı, n_{sp} parametresi yoluyla amplifikatörün minimum gürültü faktörünü tayin eder. Çünkü, n_{sp} katkılama oranıyla değişen, absorplama ve emisyon kesit alanlarının bir fonksiyonudur. Kullandığımız fiber için katkılama oranı 22 ppb'dir. (1 ppb, SiO₂-GeO₂ fiber nüvesi içerisinde milyarda bir oranında katkılanmış Er³⁺ oranına karşılık gelir). Bu deneyde ölçülen gürültü faktörü değerleri -30 dBm sinyal gücü için, 20 km'de 7.6 dB ile 68 km'de 11.2 dB arasında değişmektedir. Beklenildiği gibi bu değerler, kesikli fiber amplifikatörlerin gürültü faktörlerine



Şekil 5. Küçük sinyal rejimleri için, transparent DEDFA gürültü faktörünün (Noise Figüre) fiber uzunluğu (km) ile değişimi. Teorik gürültü faktörü (Noise Fig.-theoretical) değişimi de ayrıca aynı şekilde gösterilmiştir.

oranla önemli ölçüde daha büyüktür. Bununla birlikte, sliding-guiding filtering veya senkron modülasyon gibi teknikler, uzak mesafe soliton transmisyon sistemlerinde gürültü birikmesini önlemek için etkili bir şekilde kullanılabilir.

Özet:

Uzak mesafe DEDFA linklerinin transparentlik pompalama gücü ve gürültü faktörü karakteristikleri, sinyal giriş gücü ve fiber uzunluğunun fonksiyonları olarak sunulmuştur. Sonuçlar 68 km uzunluktaki bir transparent DEDFA'nın pratik pompalama güçleriyle elde edilen en düşük seviyeli gürültü faktörünü de içermektedir. Ayrıca, 72 km uzunluktaki bir DEDFA boyunca meydana gelen kazanç dağılımı da sunulmuş olup, bu dağılımın bu uzunluktaki tek bir DEDFA'dan elde edilebilecek en düşük sinyal değişimini verdiği görülmüştür (± 1 dB). Bu sonuçlar, bu tür linklerin dizaynında etkili olan transparentlik pompalama gücü, gürültü faktörü ve sinyal gücü değişimi gibi parametreler arasındaki ilişkilerin belirlenmesinde ve optimum dizaynı gerçekleştirilmede temel oluşturur. Bunlara ek olarak elde edilen sonuçlar, kullanılan erbiyum katkılı fiberin dizayn optimizasyonundaki başarısını ve yakın gelecekte yüksek data oranlı ve uzak mesafe soliton transmisyon sistemlerinde kullanılmak üzere DEDFA'larm elverişli bir potansiyele sahip olduğunu doğrulamaktadır.

Referanslar:

- [1] K.J. Blow and N.J. Doran
"Average soliton dynamics and the operation of soliton systems with lumped amplifiers.", IEEE Photonics Technology Letters, Vol.5, pp.369-371, 1991.
- [2] A. Altuncu, L. Noel, W.A. Pender, AS. Siddiqui, t. Widdowsan, AD. Ellis,, MA. Newhouse, A.J. Antos, G. Kar and P.W. Chu
"40 Gbit/s error free transmission over a 68 km distributed erbium doped fibre amplifier", Electronics Letters, Vol.32 No.3, p.p.233-34, February 1996.
- [3] A. Altuncu, AS. Siddiqui, A.Ellis, M. A. Newhouse and A. J. Antos
" Gain and noise figure characterisation of a 68 km long distributed erbium doped fibre amplifier ", Electronics Letters, Vol.32 No. 19, pp. 1800-1, September 1996.
- [4] E. Desurvire
"Erbium doped fibre amplifiers-principals and applications", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1994.
- [5] P. Varming, K. Rottwitt, C. Lester, J.H. Povlsen, MA. Newhouse and A.J. Antos

"Measurement of signal gain variations on distributed erbium doped fibres", Electronics Letters, Vol.31 No.24, pp.2107-8,*November 1995.

[6] G.R. Walker, DM. Spirit, D.L Williams and S.T. Davey

"Noise performance of distributed fibre amplifiers", Electronics Letters, Vol 27 No. 15, pp. 1390-91, July 1991.

ÇOK-h LI SÜREKLİ FAZ MODULASYONU İÇİN ÇOKLU KAFES KODLAR

Aynur AKAR

Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
80670 , Maslak, İstanbul, Türkiye

Ümit AYGÖLÜ

İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
80670 , Maslak, İstanbul, Türkiye

ABSTRACT

In this paper, the Rimoldi's / 3/ decomposition approach to continuous phase modulation(CPM) is extended to M-ary multi-h CPM by considering L consecutive symbol intervals with different modulation indexes together in the constitution of the continuous phase encoder(CPE). Optimum external matched convolutional encoders are determined for several modulation index sets with L=2,M=4 by applying the set partitioning method. The proposed combined schemes provide significant coding gains compared to the uncoded multi-h CPM and to the single-h CPM with modulation index which is equal to the average modulation index of the corresponding multi-h CPM. Upper bound curves on the bit error probabilities for the uncoded and coded cases are computed for several modulation index sets. A computer simulation study is carried out to evaluate the bit error rate (BER) performance of the coded and uncoded MHPM schemes for several signal to noise ratio (SNR) values. Simulation results are in agreement with the analytical bounds and converge asymptotically.

1. GİRİŞ

Sayısal iletişim sistemlerinin, band ve/veya güç sınırlı kanallardaki hata başarımlarının artırılmasına yönelik kafes kodlamalı modülasyon teknikleri son yıllarda geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Bu tür sayısal modülasyon tekniklerinden biri de sürekli faz modülasyonu CPM'dir. Doğrusal olmayan kanal etkilerine karşı duyarlılığı azaltan sabit zarf ve band verimliliğini arttıran faz sürekliliği özellikleri CPM tekniklerini uydu ve yer radyo link iletişim sistemleri açısından çekici kılmaktadır [1]. CPM'nin özel bir durumu olan çok h-lı faz kodlamalı modülasyon (multi-h phase coded modulation, MHPM) tekniğinde, modülasyon indisi (h) , ardarda gelen işaretleme aralıkları boyunca çevrimsel olarak

değiştirilir. Öyle ki, modülasyonlu işaret, bir simge aralığından diğerine faz eğimi değiştirilerek iletildiğinden, bilgiyi taşıyan faz her bir işaretleme aralığında sürekli olur. İletilen veri için ardarda gelen aralıklardaki faz değişimi aynı olmadığından faz kafesi üzerinde aynı durumdan ayrılan faz yolu çifti farklı yollar izleyerek yeniden aynı durumda birleşene kadar katettiği işaretleme aralığı sayısı, artar. Böylece, sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlama (continuous phase frequency shift keying, CPFSK) ' ya göre, minimum Öklid uzaklığı büyütülebildiğinden kodlama kazancı sağlanır [2]. Diğer yandan , durum sayılarının daha az olması nedeniyle , MHPM sistemlerinin kod çözme karmaşıklığı , bunların ortalama modülasyon indisini kullanan CPFSK sistemlerine göre daha düşüktür.

Güç verimliliğini iyileştirmek için, CPM sistemler dışarıdan konulan bir kodlayıcı ile birleştirilebilir. CPM ile dışarıdan konulan kodlayıcının birleştirilmesine yönelik, sağladığı avantajlar ortaya konulmuştur. CPM sistem modellemedeki önemli bir ilerleme Rimoldi'nin çalışmasıdır [3] . Bu çalışmaya göre, CPM, bellekli bir sürekli faz kodlayıcısı (CPE) ve onu izleyen belleksiz bir modülatör (Memoryless Mapper, MM) olarak iki kısma ayrıştırılabilir. Bu şekildeki ayrıştırma, CPM'nin dış bir kodlayıcı ile optimum birleşimini daha da kolaylaştırır. CPE, doğrusal olduğundan, CPE ile dış kodlayıcının kaskat birleşimi, eşdeğer bir konvolüsyonel kodlayıcıya indirgenir.

2. ÇOKLU MHPM KAFES KODLARI

Bu çalışmada , benzer bir ayrıştırma yöntemi, M-\\ MHPM tekniğine uygulanmıştır [4]. MHPM yapısı, her bir işaretleme aralığında ayrı ayrı ele alındığında, CPE zamanla değişmektedir. Bu problemi ortadan kaldırmak için, M-\\ MHPM'ye ilişkin yeni bir yaklaşım getirilmiştir. Buradaki amacımız, zamanla

değişmeyen bir CPE ve onu izleyen zamanla değişmeyen bir MM oluşturmaktır. Bunun için, farklı modülasyon indis sayısı L tane ardarda gelen aralık, CPE'nin yapısında bütünleştirilmektedir (L CPE). CPE'nin çıkışları, L tane ardışıl MHPM işaretin oluşturduğu çoklu işaret kümelerine eşlenmektedir. Herhangi bir i'inci işaretleme aralığında iletilen M-li MHPM işareti,

$$s_i(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \phi(t, \alpha_i) + \varphi_0) \quad (1)$$

biçimindedir. Burada $\phi(t, \alpha)$ bilgiyi taşıyan faz olup,

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi \sum_{i=0}^{L-1} h_{RL(i+1)} a_i f(t - iT) \quad (2)$$

biçimindedir. (2) eşitliğinde, $a = \{a_i\}$ iletilen M-li simge dizisi $a_i = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M-1)$ değerlerini almaktadır, $f(t)$, faz yanıtı ve $h_i = k/p$, ($i=1, 2, \dots, L$) olup, burada k , ve p pozitif tam sayılardır. $R_L(\cdot)$, modulo-L operatörüdür. (2) eşitliği ile belirlenen faz kafesi, bir silindir etrafında simetrik olup L aralıklarla yinelenir. Durum veya faz kafesindeki hiçbir yol u aralıktan önce birleşmez ise, M-li MHPM'nin sınırlandırılmış uzunluğu u 'ye eşit olur. Ancak ve ancak $p \geq M^L$ ise sınırlandırılmış uzunluk L+1'e eşittir.

Bu çalışmada, çevrimsel olarak değişen modülasyon indisi h, için Rimoldi'nin [3] çalışmasının genelleştirilmesiyle M-li MHPM işaretinin bükülmüş faz biçimindeki ifadesi,

$$S_j(t, a) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \psi(t, \alpha_j) + \varphi_0) \quad (3)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada,

$$\psi(t, \alpha_j) = \langle t, (t, a_j) + 2\pi \sum_{i=0}^{L-1} h_{RL(i+1)} (M-1) / T \quad (4)$$

bükülmüş faz işlevi olup,

$$f_i = f_0 - \frac{h_{RL(i+1)}}{2T} (M-1) \quad (5)$$

taşıyıcı frekansdır. Bükülmüş fazın mod-27t ye göre ifadesi,

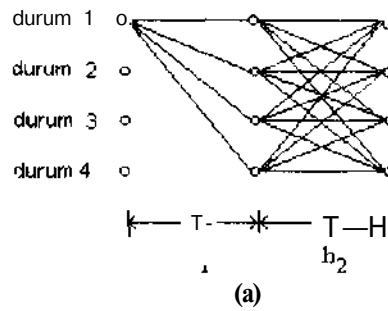
$$\bar{\psi}(t, a) = \text{mod}_{27t}(v / (t, a)). \quad (6)$$

fiziksel bükülmüş faz olarak tanımlanır. Bükülmüş bilgi dizisi $\beta = \{\beta_i\}$, $\beta_i = (a_i + (M-1)) / 2$, ($\beta_i = 0, 1, \dots, AM$) olarak tanımlanır. $t = x + nT$, olarak

bükülmüş faz fonksiyonunu aşağıdaki gibi ifade edebiliriz :

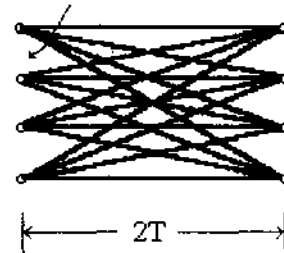
$$\psi(t + nT, \beta) = \pi h_{RL(n+1)} (M-1) - 2\pi h_{RL(n+1)} (M-1) f(t) + \sum_{i=0}^{n-1} h_i f(t) + \pi h_{RL(n+1)} (M-1) \frac{T}{T} - 2\pi h_{RL(n+1)} (M-1) f(t) \quad (7)$$

Burada, $0 < T < T$ dir. (7) eşitliğindeki ilk terim nT anındaki faz durumuna ilişkin olup diğer terimler $[nT, (n+1)T]$ simge aralığı boyunca $h_{RL(n+1)}$ değeri ile değişmektedir. nT aralığında $h_i = k/p$ için fiziksel bükülmüş faz kafesi p farklı duruma sahiptir. Kafes yapısındaki her bir durumdan M dal çıkar ve p farklı durumda son bulur. Bir örnek olarak, $M=p=4$ ve $L=2$ için kafes yapısı Şekil 1(a)'da gösterilmiştir.



Şekil 1.(a) Basit bir CPE için kafes yapısı (M = 4)

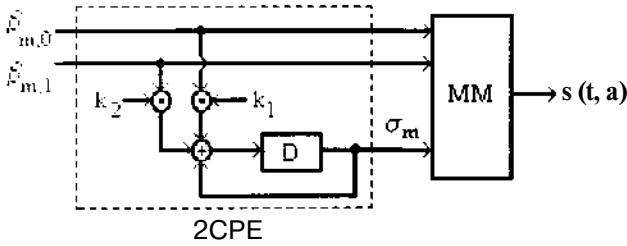
16 dal (4 'lü paralel geçişler)



Şekil 1.(b) 2CPE kafes yapısı

Modülasyon indisinin farklı değerler aldığı, L ardışıl simge aralığını göz önüne alalım. L simge aralığının başındaki ve sonundaki durumları ve bu durumlar arasındaki geçişleri ifade eden çoklu kafes yapısı Şekil 1(b)'de gösterilmiştir. $M = p$ için, her bir durumdan M^L tane dal ayrılır. Durum sayısı M olduğundan, bunlar M^L tane, M 'lik paralel geçiş alt kümelerini oluşturur. Her bir dal, LT sn. süreli L tane ardışıl MHPM işareti gösterir. Bu çoklu MHPM yapısı, bir zamanla değişmeyen CPE ve onu izleyen zamanla değişmeyen bir MM olarak ifade edilebildiğinden, çoklu MHPM'nin bir dış katlamalı kodlayıcı ile birleştirilmesi kolaylaşacaktır. Şimdi, özel bir durum olarak $M = p = 4$, $L = 2$ ve $H_1 = \{k_1/4, k_2/4\}$ modülasyon indis kümesi alalım. Şekil 2'de

verilmiş olan çoklu CPE'ye ilişkin $p_{m,0}$ ve p_m , sırası ile. $2mT$ ve $(2m+1)T$ anlarındaki $4l$ ü giriş verileridir. Burada $l \times l$, x 'den küçük en büyük tam sayıyı göstermek üzere. $m = \lfloor n/2 \rfloor$ 'dir. $|i_{m,0}, \dots, i_{m,m}|$ girişlerine karşılık çıkış vektörü $(|i_{m,0}, |i_{m,1}, a_m)$ biçimindedir. Burada \leftarrow , mT anındaki durumu göstermektedir. Her bir çıkış vektörü, olası 64 tane MHPM işaret çiftinden birine eşlenir. Olası tüm işaret çiftleri arasında serbest Öklid uzaklığını maksimum yapacak biçimde optimum olan 16 tanesini küme bölmeleme yöntemine dayanarak belirlemekteyiz. Bu 16 tane çoklu MHPM işaretini, dışarıdan konulan $1/2$ oranlı bir katlamalı kodlayıcı ile seçebiliriz. Her bir durumdan akan işaret çiftleri, 2, 4 ve 8 alt kümeye ardarda bölünür ve her bir alt küme sırası ile iç uzaklıkları minimum olan 8, 4 ve 2 işaret çiftinden oluşur. Maksimum serbest uzaklıklı (d_s), kodlamalı çoklu MHPM yapısını bulmak amacıyla bir bilgisayar kod araştırma programı geliştirilmiştir. Çeşitli modülasyon indis kümeleri için kod araştırma sonuçları Tablo 1 ve 2'de sunulmuştur. Burada, dış katlamalı kodlayıcı ile birleştirilmiş olan kafesin durumları 4 ve 8 olup eşdeğer üreteç matrisi (G) sekizli (oktal) biçimde verilmiştir.



Şekil 2 Çoklu MHPM nin ayrıştırılmış yapısı

Kodlanmamış M -li MHPM ve çoklu kodlanmış M -li MHPM yapılarının başarımlarını karşılaştırma ölçütleri olarak, serbest Öklid uzaklığı ve bit hata olasılığı alınmıştır, ilk ölçüt ele alındığında asimtotik kodlama kazancı,

$$A.C.G(dB) = 10 \log \frac{(d_s^2 / E_b)_{\text{kodlanmış}}}{(d_s^2 / E_b)_{\text{kodlanmamış}}} \quad (8)$$

olarak tanımlanır. Burada, E_b bit başına iletilen enerjiyi göstermektedir. Tablo 1 ve 2'de kodlanmamış MHPM ve tek modülasyon indisli kullanan CPFSS'ya göre kodlama kazançları sağlandı. Elde edilen sonuçlardan, kodlanmamış MHPM'ye göre yüksek kodlama kazançları sağlandığı gözlenmiştir. Bit hata olasılığı üst sınırını hesaplamak için, [5] 'de önerilen üreteç işlevi tekniğinden yararlanılmıştır. P_b , bit hata olasılığı üst sınırı,

$$P_b \leq \frac{1}{\log_2 M} Q \left(\left(\frac{d_s^2 E_b}{N_0} \right)^{1/2} \right) \exp \left(\frac{d_s^2 E_b}{2N_0} \right) \frac{Q(W)}{Q(1)} \Big|_{W = \exp(-E_b/N_0)} = 1 \quad (9)$$

ile verilmektedir. Burada N_0 , tek yanlı beyaz Gauss gürültüsünün spektral yoğunluğu ve $Q(\cdot)$ Gauss integral işlevi $d_s^2 / 2 E_b$ ye normalizedir.

Kodlanmamış MHPM sistemler birbirini izleyen L farklı aktarım işlevi ile ifade edilebilirler. Hata olasılığı üst sınırını belirlemek için [6] 'da önerilen farksal hata durum diyagramına dayalı yaklaşım uygulanmıştır. Bu durumda bit hata olasılığı üst sınırı,

$$P_b \leq \frac{1}{\log_2 M} \sum_{i=1}^L Q \left(\left(\frac{d_{s,i}^2 E_b}{N_0} \right)^{1/2} \right) \exp \left(\frac{d_{s,i}^2 E_b}{2N_0} \right) \frac{Q(W)}{Q(1)} \Big|_{W = \exp(-E_b/N_0)} = 1 \quad (10)$$

olarak tanımlanır. Burada $d_{s,i}^2$, $4E_b$ 'ye normalizedir. Modülasyon indis kümelerine ilişkin 4-lü MHPM yapılarının kodlanmış ($ds^2(1)$) ve kodlanmamış ($ds^2(2)$) karesel Öklid uzaklıkları, asimtotik kodlama kazancı (ACG1), h_{ort} kullanan CPFSS yapılarının $ds^2(3)$ karesel uzaklıkları ve kodlanmış duruma göre asimtotik kodlama kazançları (ACG2) Tablo 1 'de verilmiştir. Kodlanmış ve kodlanmamış durumların bit hata olasılığı üst sınır eğrileri, (9) ve (10) eşitliklerinden yararlanılarak analitik yolla elde edilmiştir. Şekil 3(a)'da $H_2=(2/4,5/4)$ modülasyon indis kümesi için, çoklu kodlanmış MHPM, aynı indis kümesini kullanan kodlanmamış MHPM'ye göre aynı 10^{-4} lük bit hata oranını 2.2 dB daha düşük işaret-gürültü oranında sağlamaktadır. Benzer şekilde, Şekil 3(b)'de $H_2=(3/4,1/4)$ modülasyon indis kümesi için aynı hata oranında Et/N_0 'daki kazanç 1.9 dB'dir.

Tablo 1. 4 durumlu kodlanmış 4-lü MHPM yapılarının kodlanmamış 4-lü MHPM ve h_{ort} modülasyon indisli CPFSS'ya göre kodlama kazançları.

H_2	ds^2 (D)	G	ds^2 (2)	ACG 1	h_{ort}	ds^2 (3)	ACG 2
2/4,1/4	1.00	102020 013202	3.94	2.94	3/8	1.40	1.48
3/4,1/4	1.29	100020 011102	4.00	1.90	4/8	1.00	3.00
2/4,3/4	1.00	102020 013202	3.94	2.94	5/8	1.75	0.52
1/4,5/4	1.24	101020 011102	3.24	1.17	6/8	1.86	-0.6
2/4,5/4	1.00	102020 013202	3.53	2.47	7/8	2.09	-0.7
3/4,5/4	1.80	100020 011102	3.97	0.42	8/8	1.00	3.00

Tablo 2. 8 durumlu kodlanmış 4-lü MHPM yapılarının kodlanmamış 4-lü MHPM ve h_{ort} modülasyon indisli CPFSK'ya göre kodlama kazançları.

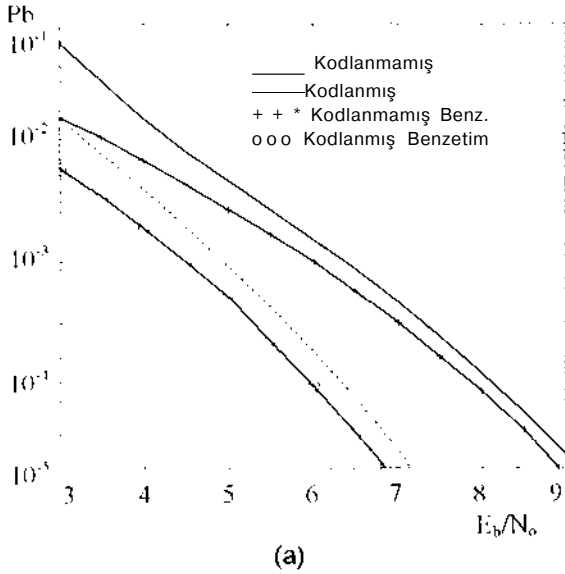
H_2	ds^m (1)	G	ds^l (2)	ACG 1	h_{ort}	(3)	ACG 2
2/4,1/4	1.00	102120 010302	4.00	3.00	3/8	1.40	1.55
3/4,1/4	1.29	202040 021204	5.00	2.87	4/8	1.00	3.97
2/4,3/4	1.00	102120 010302	4.73	3.73	5/8	1.75	1.31
1/4,5/4	1.24	202040 020104	4.47	2.59	6/8	1.86	0.80
2/4,5/4	1.00	102120 010302	4.77	3.80	7/8	2.09	0.58
3/4,5/4	1.80	202040 021204	5.60	1.92	8/8	1.00	4.47

3. SONUÇ

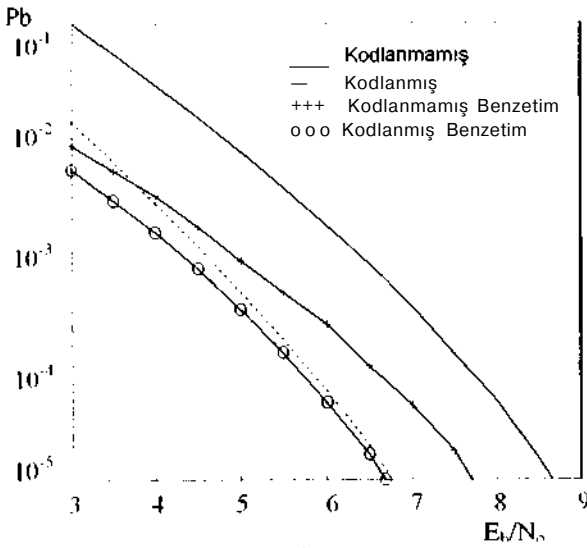
Bu çalışmada , çok-h lı faz kodlamalı modülasyon (M-li MHPM) tekniği için farklı modülasyon indis sayısı L tane ardarda gelen işaretleşme aralığı biraraya getirilerek zamanla değişmeyen bir sürekli faz kodlayıcısı ve onu izleyen yine zamanla değişmeyen bir belleksiz modülatör yapısı elde edilmiştir. Bu yapıya dayanarak , M-li MHPM sistemlerinin toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanallarda çoklu kodlanması gerçekleştirilmiş, özel olarak iki farklı modülasyon indisi kullanan 4-lü MHPM sistemler için kod çözme kafesleri 4 ve 8 durumlu optimum kodlamalı sistemler , geliştirilen bir bilgisayar kod arama programı yardımıyla tasarlanmıştır. Tasarlanan sistemlerin kodlamasız MHPM ve bunların ortalama modülasyon indisini kullanan CPFSK sistemlere üstünlükleri asimtotik kodlama kazançları ve bit hata başarımları açısından ortaya konulmuştur. Bit hata başarımları geliştirilen bir bilgisayar benzetim programı yardımıyla incelenmiş. karşılaştırmalı benzetim sonuçlarının analitik olarak elde edilen üst sınırlarla uyumlu olduğu gözlenmiştir

KAYNAKÇA

- [1] I.Sasase and S. Mori, "Multi-h phase coded modulation," IEEE Communication Magazin, vol.29. no 12, pp. 46-56, December 1991.
- [2] T. Aulin and C.E. Sundberg, "Minimum Euclidean distance and power spectrum for a class of smoothed phase modulation codes with constant envelope,"IEEE Trans. Commun., vol. COM-30, pp. 1721-1729, july 1982.
- [3] B. Rimoldi, "A decomposition approach to CPM," IEEE Trans. on Information Theory. vol. IT-34. pp.260-270, March 1988.
- [4] A. Akar.Ü. Aygölü, "Multiple trellis codes for Multi-h continuous phase modulation", 4th UK/Australian Inter. Symp. on DSP for Com. Systems. Perth . Australia , September 1996.
- [5] E. Zehavi, J. K. Wolf, "On the performance evaluation of trellis codes," IEEE Trans. on Information Theory, vol.IT-33, No.2, March 1987.
- [6] S. G. Wilson, J. H. Highfill, C. Dyihsu, "Error bounds for multi-h phase codes," IEEE Trans. on Information Theory, vol.IT-28 , No.4, July 1982.



(a)



(b)

Şekil 3.(a) $H_2=(2/4,5/4)$, (b) $H_2=(3/4,1/4)$ için kodlanmış ve kodlanmamış 4-lü MHPM yapılarının bit hata olasılığı üst sınırları ve benzetim eğrileri.

İKİ BOYUTLU KODLARIN KOD ORANINI ARTIRICI YENİ BİR AUGMENTASYON TEKNİĞİ

Dr Lami Kaya

Girne Amerikan Üniversitesi
Mimarlık-Mühendislik Fakültesi
Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
PK 388, Girne, KKTC

Abstract

A novel augmentation technique for a class of two-dimensional codes is introduced. The technique presented here allows us to construct codes with improved code rates and bit error rate (BER) performance. Original two-dimensional (2-D) row and column (RAC) codes are used as the basic construction components. A RAC code is obtained by assembling two single parity check (SPC) codes in two dimensions, namely rows and columns. The parameters of such a code are given by

$$(n, k, d_j = (1, 1, 2, k_1, k_2, d_{min1}, d_{min2}))$$

where the n is code length, k is number of information bits, d_{min} is minimum hamming distance. Such a 2-D code has a hamming distance of 4, since a SPC code has a minimum distance of $d_1 = d_2 = 2$. Parity check positions of the RAC codes are superimposed with repetition codes. This operation increases the code rate and does not reduce the hamming distance of the code if appropriate code sizes are selected. Therefore, this augmentation technique improves the error control performance of the code. Because the coding gain is a function of hamming distance and code rate [1, 2].

1 Giriş

Tek boyutlu kodların iki boyutta veya yönde birleştirilmesiyle iki boyutlu hata kontrol kodları elde edilirler. Elde edilen yeni kodun parametreleri kendisini oluşturan kodların kod parametrelerinin çarpımına eşittir. örneğin, alt-kod olarak $C_{row} = (n_1, k_1, d_{min1}=2)$ ve $C_{col} = (n_2, k_2, d_{min2}=2)$ Single Parity Check (SPC) kodların kullanılmasıyla elde edilen iki boyutlu basit bir CRA_c kodun parametreleri $CRAC = (n_1 n_2, k_1 k_2, d_{min1} d_{min2} = 4)$ olarak bulunur. Kod oluşturma ve kod çözüm tekniklerindeki çeşitlilikler sebebiyle çok boyutlu kodları hakkında kapsamlı araştırmalar yapılmıştır [3 - 9].

Bir hata kontrol koduna yeni kod kelimeleri ekleyerek yapılan değişikliklere kodlama teorisi

literatüründe augmentasyon ("augmentation") denir [1 - 3]. Augmentasyonda izlenen yol, yeni kod kelimeleri eklenirken kod boyunun (n) ve kod mesafesinin (d_{min}) sabit tutulmasıdır. Dolayısıyla bir kodun belirleyici üç (n, k, d_{min}) parametresinden sadece bilgi bit sayısının (k) artırılmasına çalışılır. Extended Hamming kodları ve SPC kodlar kullanılarak elde edilen iki boyutlu product kodların augmentasyonu ve çözüm önerileri Goldberg [3] tarafından incelenmiştir. Daha sonra bir sınıf concatenated kodlar için augmentasyon teknikleri teorik olarak araştırılmıştır [9], Aşağıda iki boyutlu kodlar için yeni önerdiğimiz augmentasyon yöntemi ve elde edilen sonuçlar irdelenecektir.

2 Geliştirilen Yeni Augmentasyon Tekniği

Önerdiğimiz augmentasyon tekniğini, bu makalede SPC alt-kodları kullanan iki boyutlu kodlar için göstereceğiz. SPC alt-kodlar kullanarak elde edilen iki boyutlu bir kodun genel yapısı aşağıda verilmiştir.

$$C = \begin{matrix} X_{11} & X_{12} & \dots & X_{1k_2} & O_{1n_2} \\ X_{21} & X_{22} & \dots & X_{2k_2} & O_{2n_2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ X_{i1} & X_{i2} & \dots & X_{ik_2} & O_{in_2} \\ O_{n1} & O_{n2} & \dots & O_{nk_2} & O_{n1n_2} \end{matrix}$$

Burada, X_{ij} ($i=1,2, \dots, k_1, j=1,2, \dots, k_2$) sembolleri, pozisyonuna göre bilgi bitlerini, O_{in_2} ($i=1,2, \dots, n_1$) ve O_{n1j} ($j=1,2, \dots, n_2$) sembolleri, sıra ("row") ve kolon ("column") parity check bitlerini göstermektedir. Check-on-check olarak adlandırılan O_{n1n_2} parity check biti gerek sıra gerekse kolon SPC'ler kullanarak hesaplamak mümkündür. Bu şekilde oluşturulan kodun oranı ("code rate") $R = (k_1 k_2) / (n_1 n_2)$ ifadesi ile verilir. Bu kodun bazı özelliklerinden faydalanarak kod oranını artırmak mümkündür. Bu amaçla önerdiğimiz augmentasyon tekniği aşağıdaki basamaklarda özetlenebilir [8]:

1. iki boyutlu bir d kodu yukarıda belirtildiği şekilde oluşturulur.

2. Aşağıdaki formatta tekrarlayıcı (repetition) bir kod tasarımlarını:

$$C_1 = \begin{matrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ X_R & X_R & \dots & X_R & OR \end{matrix}$$

3. C_1 ve C_2 kodları aşağıdaki şekilde birleştirilerek augmentasyon gerçekleştirilir: $C_{aug} = C_1 + C_2$.

$$C_{aug} = \begin{matrix} X_{n1} & X_{12} & \dots & X_{1k2} & O_{1n2} \\ X_{21} & & \dots & X_{2k2} & O_{2n2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ X_{k11} & X_{k12} & \dots & X_{k1k2} & O_{k1n2} \\ (O_{m1} \oplus X_{R1}) & (O_{n12} \oplus X_{R2}) & \dots & (O_{n1k2} \oplus X_{Rk}) & (O_{n1n2} \oplus X_{R}) \end{matrix}$$

Birleştirilen ("superimposed") kodların minimum mesafesini (d_{min}) iki kodtan mesafesi küçük olan belirleyici rol oynar [9]. Eğer C_2 kodunun minimum mesajesi uygun seçilirse ($d_{min2} \geq 4$) C_{aug} kodunun minimum mesafesi 4 olarak bulunur. Bu şekilde oluşturulan bir kodun oranı aşağıdaki ifade ile verilir:

$$R_{aug} = (k_1 k_2 + 1) / (n_1 n_2)$$

Böylece basit bir augmentasyon tekniğiyle elde edilen yeni kod, orijinal kodla karşılaştırıldığında kod oranı kazançlı $1/n_1 n_2$ olarak bulunur. Tablo.1 SPC kullanarak elde edilen bazı $O_{n2} = (3, 2)(n_2, k_2)$ kodları ve bu kodların augmentasyonu sonucu elde edilen yeni C_{aug} kodları verilmiştir. Tablo.1 de görüldüğü üzere önerilen augmentasyon yöntemiyle önemli ölçüde kod oranları artırılabilir. Tabloda verilen kodlar için "Codebook Weight Distribution" fonksiyonları bilgisayar programıyla hesaplanarak bu kodların minimum mesajesinin 4 olduğu tesbit edildi.

Yukarıda verilen augmentasyon tekniği ve işlemleri farklı sıra ("row") sayısına sahip diğer iki boyutlu kodlara ($n_1 = 4, 5, 6, \dots$) da uygulanabilir. Böylece çok sayıda yeni kod tasarlanabilir. Örneğin, $(4, 3)(n_2, k_2)$ boyuttaki kodlar tasarlanarak Tablo.2 de verilmiştir. Tablo.2 de verilen kodlar Tablo.1 de verilen kodlara göre daha yüksek kod oranlarına sahiptirler, önerdiğimiz teknikte eklenen yeni bilgi bitleri sistematik olarak eklendiğinden basit bir

yöntemle trellis diagramı oluşturma ve maksimum benzeşim kod çözme ("maximum likelihood decoding, MLD") algoritması uygulayarak kod performansını artırma imkânı vermektedir [8]. MLD tekniğiyle çözülmüş $(16, 9)$ orijinal RAC ve $(16, 10)$ augmentasyon edilmiş RAC (ARAÇ) kodlarının performansı Şekil.1 de verilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere ARAÇ kodunun BER performansı RAC koda göre daha iyidir. Değişik kolon sayısına sahip $(4, 3)(n_2, k_2)$ kodları için simülasyon sonuçları elde edilmiş ve Şekil.2 de gösterilmiştir. Kolon sayısı arttıkça kod kazancı iyileşme göstermektedir.

3 Sonuç ve öneriler

Önerdiğimiz yeni augmentasyon yöntemiyle kod boyunu değiştirmeden daha yüksek oranlı kodlar üretilerek orijinal iki boyutlu kodlara nazaran önemli ölçüde performans artırımı sağlanmaktadır. Ayrıca trellis diagramı oluşturarak maksimum benzeşim kod çözme yöntemini kullanmak mümkün olmaktadır. Bilgisayar simülasyonu kullanılarak elde edilen performans bulguları teorik önerileri desteklemektedir. Bu augmentasyon tekniğini hem sıra hem de kolon pozisyonları üzerinde uygulayarak daha iyi sonuçlar elde etmek mümkündür [10].

4 Referanslar

1. Clark, G.C. and Cain, J.B.: "Error Correction Coding for Digital Communications", Plenum Press, NewYork, 1981.
2. Michelson, A. M. and Levesque, A. H.: "Error-Control Techniques for Digital Communications", John-Wiley, 1985.
3. Goldberg, M.: "Augmentation Techniques for a Class of Product Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-19, No.5, Sept. 1973.
4. Blokh, E. L. and Zyablov, V. V.: "Coding of Generalized Concatenated Codes", Problems of Information Transmission, Vol. 10, No. 3, pp 45-50, Moscow, 1974.
5. Elias, P.: "Error Free Coding", IRE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-4, pp 29-37, 1954.
6. Farrell, P. G.: "A Survey of Array Error Control Codes", European Trans. Telecomm and Related Tech. (ETT), Vol. 3, No. 5, pp 17-30, 1992.

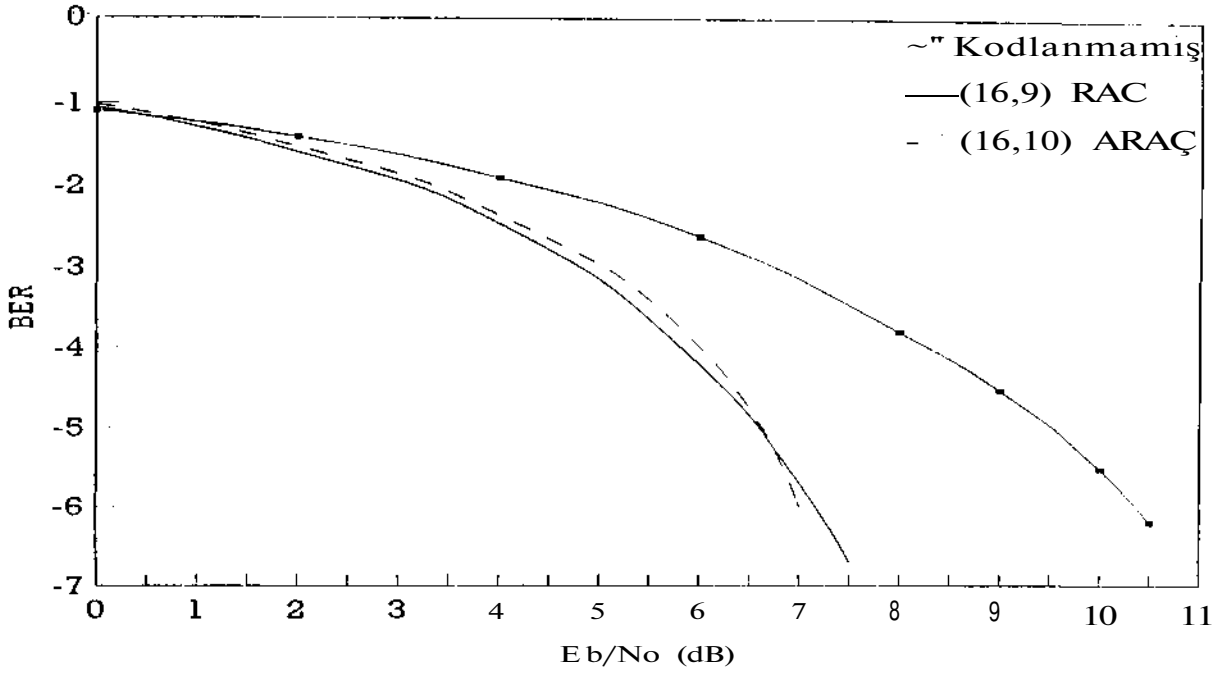
7. Honary, B., Kaya, L. Markarian, G.S., and Darnell, M.: "Maximum-Likelihood Decoding of Array Codes with Trellis Structure", IEE Proc- I Vol. 14U, No. 5, pp. 340-345, Oct 1993.
- 8 Kaya, L: "Trellis Decoding Techniques For Array Codes", PhD Thesis, Lancaster University, UK, Dec. 1993.
9. Kasahara, M., Sugiyama, Y., Hirasawa, S. and Namekawa, T.: "New Classes of Binary Codes Constructed on the Basis of Concatenated Codes and Product", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 7, pp 462-468, July 1976.
- 10.Kaya, L: "Augmentation Techniques for a Class of Multi-Dimensional Codes", Submitted to IEEE Trans. On Communications , May 1997.

Tablo. 1 Orijinal $(3, 2)$ (n_2, k_2) C, kodlarına augmentasyon uygulanarak elde edilen C_{aug} kodlar

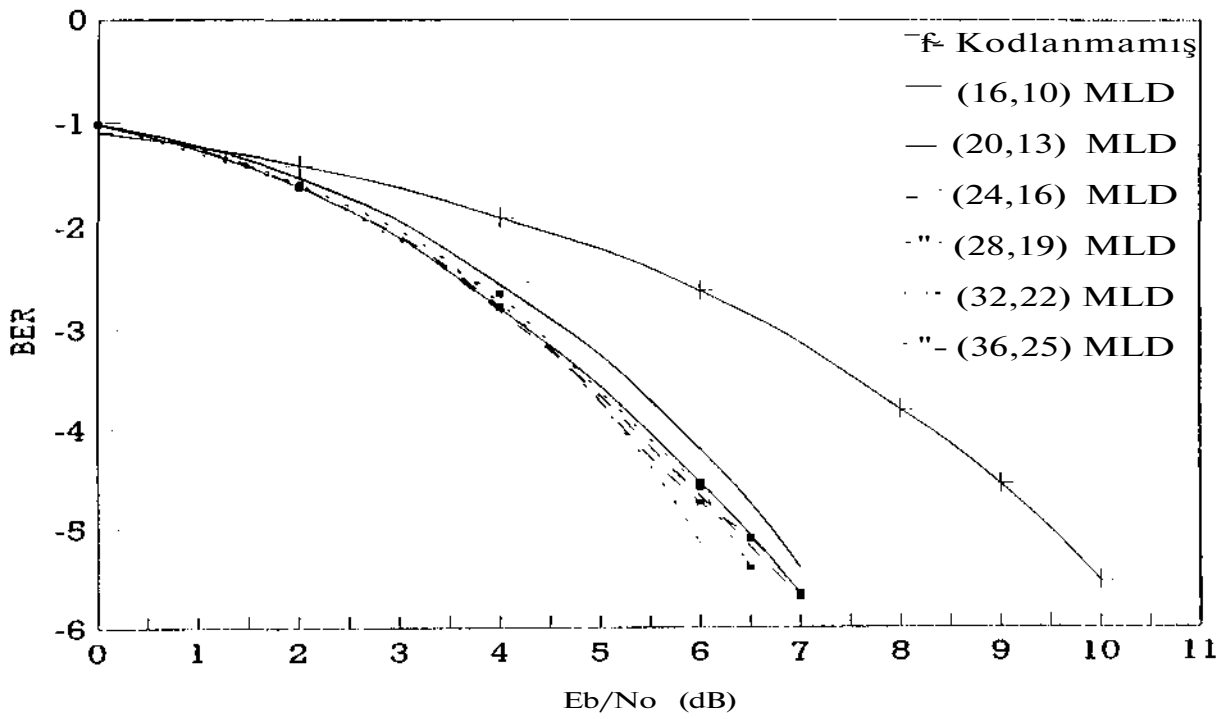
Orijinal C, Kodları			Augmentasyon edilmiş C_{aug} Kodları		
	$(n_1, k_1) = (3, 2)$	$R = k/n$	$(n, k) = (n_1 n_2, k_1 k_2 + 1)$	$R_1 + M(n, n_2)$	
(n_2, k_2)	(n, k)	R_1	(n, k)	R_{aug}	d_{min}
(4,3)	(12,6)	0.500	(12,7)	0.583	4
(5,4)	(15,8)	0.533	(15,9)	0.600	4
(6,5)	(18, 10)	0.556	(18,11)	0.611	4
(7,6)	(21, 12)	0.571	(21,13)	0.619	4
(8,7)	(24, 14)	0.583	(24, 15)	0.625	4
(9,8)	(27, 16)	0.593	(27, 18)	0.630	4
(10,9)	(30, 18)	0.600	(30, 19)	0.633	4
(11, 10)	(33, 20)	0.606	(33,21)	0.636	4
(12, 11)	(36, 22)	0.611	(36, 23)	0.639	4
(13, 12)	(39, 24)	0.615	(39, 25)	0.641	4
(14,13)	(42, 26)	0.619	(42, 27)	0.643	4

Tablo.2 Orijinal $(4, 3)$ (n_2, k_2) C, kodlarına augmentasyon uygulanarak elde edilen C_{aug} kodlar

Orijinal C-, Kodları			Augmentasyon edilmiş C_{aug} Kodları		
	$(n_1, k_1) = (4, 3)$	$R_1 = (k_1/n_1)$	$(n, k) = (n_1 n_2, k_1 k_2 + 1)$	$R_1 + 1/(0.1n_2)$	
(n_2, k_2)	(n, k)	R_1	(n, k)	R_{aug}	d_{min}
(4,3)	(16, 9)	0.562	(16, 10)	0.625	4
(5,4)	(20, 12)	0.600	(20,13)	0.650	4
(6,5)	(24, 15)	0.625	(24, 16)	0.667	4
(7,6)	(28, 18)	0.643	(28, 19)	0.678	4
(8,7)	(32, 21)	0.656	(32, 22)	0.688	4
(9,8)	(36, 24)	0.667	(36, 25)	0.694	4
(10,9)	(40, 27)	0.675	(40, 28)	0.700	4
(11, 10)	(44, 30)	0.682	(44, 31)	0.705	4
(12, 11)	(48, 33)	0.688	(48, 34)	0.708	4
(13, 12)	(52, 36)	0.692	(52, 37)	0.711	4



Şekil. 1 MLD İrellis çözümlenmiş orijinal (16, 9) RAC ve augmentasyonu yapılmış (16, 10) ARAC kodları performansları



Şekil.2 MLD çözümlenmiş değişik $(4, 3)(n_2, k_2)$ kodların performans eğrileri