

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 14. ULUSAL KONGRESİ
16-22 EYLÜL 1991 «DEÜ» İZMİR

2

EMO • TÜBİTAK • DEÜ

Ö N S Ö Z

Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, TMMOB Elektrik Mühendisleri Odası ve Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'nun işbirliği ile 16-22 Eylül 1991 tarihleri arasında düzenlenen Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal Kongresine hoşgeldiniz.

Üç paralel oturum halinde D.E.Ü. Rektörlük binası anîlerinde gerçekleşecek Kongremizde 54'ü poster olmak üzere toplam 213 bildiri sunulacaktır.

İki ayrı ciltte toplanan bildirilerin, Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği. Kontrol ve Sistemler ile Enerji Sistemleri konuları birinci ciltte, Bilgisayar, Elektronik, Haberleşme, İşaret işleme, Biomedikal ve Enstrümantasyon, Elektromagn&tik Alanlar, Mikrodalga ve Antenler ile Eğitim konuları ise ikinci ciltte yer almıştır.

İlk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri özoti gönderilmiş, Bilim Kurulu bunlardan 277"sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özetini ia-.-. iade etmiştir. 64 adet bildiri basıma verildiği tarihe kadar elimize ulaşmadığı için Kongre Bildirileri kitabında yer almamıştır.

Üniversite-sanayi işbirliğinin geliştirilmesi ve Kongremize yansımalarının sağlanmadı amacı ile ilk kez oluşturulan Kongre Danışma Kurulunda, EMO ve üniversitelerin temsilcilerinin yarışına kamu ve özel sektör temsilcileri de yer almıştır.

Süperiletkenlerin Elektrik Mühendisliğinde Uygulamaları, 2000'li Yıllarda ülkemizin Haberleşme Sistemleri ve Ülkemiz Elektrik Enerjisi Sistemleri konularında sunulacak çağrılı bildirilerle Kongremizin yalnız izleyicilere değil tüm kamuoyuna önemli mesajlar vereceği inancındayız.

Kongremizde Elektrik Mühendisliği Eğitimi ve Elektronik Teknolojisi konularında sorunların tartışılacağı, çöaüm ve önerilerin geliştirileceği, ilgili kurum v& kuruluşlara önemli yararlar sağlayacağını umduğumuz bir ortam yaratacak panellerimiz olacaktır.

Çağrılı Bildiri ve panellerimize katılacak değerli bilim adamları ile özel ve kamu kuruluş yetkilisi meslektaşlarıma çok teşekkür ediyorum.

Sunulacak tüm bildirilerin özverili çalışmalarla ortaya çıktığını hepimiz biliyoruz. Yürütme Kurulumuz bu çabaları desteklemek ve genç araştırmacıları teşvik etmek amacı ile kongrede sunulan en iyi üç bildiri sunucusunu ödüllendirmeyi kararlaştırmıştır. Beş kişilik jüri tarafından yapılacak değerlendirme sonucu üç sunucuya ödülleri kapanışta verilecektir.

Kongremizin, izleyiciler ve delegeler için başarılı olmasını, ülkemizin bilimsel ve teknolojik çalışmalarına yön ve ivme vermesini diliyorum, hazırlık çalışmalarımız:-. ÖÖIII-.. katkı koyan değerli Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal Kurul üyeleri ile em'gi geçen tura arkadaşlarıma destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ
4. ULUSAL KONGRESİ
1G-22 EYLÜL 1991
t-Edi REKTÖRLÜK BİNASI - İZMİR

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

- . TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
- . DOKUZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BOLÜMÜ
- . TÜBİTAK

YÜRÜTME KURULU

Kiial ÖZMEHMET (Prof. Dr. - Başkan)
Nihat ÖZGÜL (EMO - Koordinatör)
Teoman ALPTÜRK (TMMOB - EMO Başkanı)
Canan TOKER (Prof. Dr. - ODTÜ - TÜBİTAK)
Süha BAYINDIR (Doç. Dr. - DEÜ)
Macit MUTAF (EMO İMİT Şubesi)
Sedat GÜLŞEN (EMO İzmir Şubesi)
Mehmet KUNTALP (Araş. Gür. - DEÜ)

DANIŞMA KURULU

Özkan AKAŞ (EKO)	Atilla OKYAR (VECTEL)
İlhan ATAİ (EMO-ADANA)	Vuslat CZTOPÇÜ (TRT)
Emir DİĞİL (İT.MO-BURSA)	Ötthal CIZYAR (EMC-AKİKAŞ)
Yurdakul CEYHUN (TEL.ETAŞ)	M. İrem SAYIN (M.G.)
Sait ÇİÇEK (EMC-İ OT AMPUL)	Harai. 5. 31. 2. 2. 2. (TTT)
Orhan ERYOL (FTT)	Necini UYAR (ETİTAŞ)
Ayhan G. SAL (vSIKKOI)	Celil UTEYOOİ (EMK)
Cihan İLKER (ASİLEAN)	Turhan TUNALI (TRT)
Ayhan KAYACIK (A.;?ET)	

BİLİM KURULU

Abdülül ATALAR (Prof. Dr. - BİLKENT)	Enol KOCAOLU (EMO)	Prof. Dr. (EMO)
Şaban İMİN (Doç. Dr. - DEÜ)	Tarik ŞANÇ (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Avni ER (Prof. Dr. - İTÜ)	Emrah ŞERON (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Yurdakul CEYHUN (TELETAŞ)	Kadri ÖZÇAIKIRAN (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
İbrahim ÇETİN (Prof. Dr. - İTÜ)	Reza ÖZMEHMET (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Hosaner ERMIÇ (Doğ. Dr. - ory. j)	Osman BEVATÖL (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Mustafa ŞENBERALP (Prof. Dr. - ODTÜ)	Mete ŞERAN (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Avni GÜNEZ (Y. Doç. Dr. - DEÜ)	03ur. SOYCU, (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Hacı GRTAN (Prof. Dr. - CDTÜJ)	Neon, i TANYOLAC (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Güngör GÜRSUL (Prof. Dr. - ODTÜ)	Turhan TUNALI (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Kemal HALICI (EMO)	Erginer UNGAM (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Ercan HARMANCI (Prof. Dr. - YÜ)	Yıldırım UCİİN (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Altınkaya İTAL (Prof. Dr. - İTÜ)	Zafer ÜNVER (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Mithat İDEDEN (Prof. Dr. - TÜBİTAK)	Birtül YAŞGAN (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Ocal. KALENDERLİ (Y. Doç. Dr. - İTÜ)	Erdem YAZGAN (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
Hainia. KARACA (Y. Doç. Dr. - DEÜ)	HeU-k YÜCEL (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)
	Kusret. YÜKSELER (EMO)	(Y. Doç. Dr. - DEÜ)

SOSYAL KURUL

Macit MUTAF (EMO)	Birsen MALKOÇ (EMO)
R.cai KOLAY (DEÜ)	Güideren YARIM (DELO)

Not: Danışma Kurulu ve Bilim Kurulu alfabetik olarak düzenlenmiştir.

ÇOK h-LI VE ÇOK T-Lİ FAZ KODLAMALI MODÜLASYON TEKNIKLERİ İÇİN HATA BAŞARIM ANALİZİ

Aynur Karataş⁺, limit Aygözü⁺⁺

⁺ Yıldız Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Böl. 80670 Maslak, İstanbul

⁺⁺ İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, 80626 Maslak, İstanbul

hZET

Bu bildiride, çok h-lı faz kodlamalı modülasyon tekniğine dayanarak tasarlanmış işaretlerin gürültülü ve sönmülemeli kanallardaki hata başarımları incelenmiştir. Hata olasılığı üst sınırları analitik yoldan hesaplanmış, oluşturulan bir benzetim modeli yardımıyla da hata olasılıkları için işaret-gürültü oranına bağlı eğriler elde edilmiştir. Çok h-lı kodların geliştirilmiş biçimleri olan çok T-li ve asimetrik çok h-lı kodlar için de benzer analizler yapılarak karşılaştırılmalı sonuçlar verilmiştir.

1. GİRİŞ

Son yıllarda, sayısal iletişim sistemlerinin bant sınırlı kanallardaki hata başarımlarının artırılmasına yönelik işaret uzayında kodlamalı modülasyon teknikleri geniş bir çalışma alanı oluşturmuştur. Bant verimliliği modülasyon tekniklerinde, sabit bant genişliği altında gürültü bağışıklığını artıracak biçimde kanal işaretleri dizisi işaret uzayında birbirlerinden uzak seçilirler. Doğrusal olmayan kanal etkilerine karşı duyarlılığı azaltan sabit zarf ve bant verimliliğini artıran faz sürekliliği özellikleri sürekli fazlı modülasyon tekniklerini uydu ve yer radyo link iletişim sistemleri açısından çekici kılmaktadır.

İşaret uzayı kodlarının bir sınıfını oluşturan çok h-lı faz kodlamalı modülasyon (çhFKM) tekniği ilk kez Anderson ve Taylor /1/ tarafından ortaya atılmıştır. ChFKM tekniğinde, T işaretleşme aralıkları boyunca sonlu sayıda modülasyon indisi çevrimsel olarak kullanılmaktadır. Buna bağlı olarak, 0,1 veri bitlerine ilişkin frekans kaymaları da çevrimsel olarak değişmektedir. Her aralığa ilişkin başlangıç fazları faz sürekliliğini sağlayacak biçimde belirlendiğinden üretilen işaret dizileri, durumları başlangıç fazlarından oluşan bir kafesi izlemektedir. Bu kafese dayanarak ChFKM işaretler, yumuşak kararlı Viterbi algoritmasıyla çözülebilmektedir /2/, /3/. Modülasyon indisi h, frekans kaymasının işaretleşme aralığına oranı olduğundan, ChFKM ye bir alternatif yaklaşım, çevrimsel h değerlerinin, sabit frekans kayması için işaretleşme aralıklarının çevrimsel olarak değiştirilmesiyle sağlandığı ve Holubowicz ve Szulakiewicz /4/ tarafından önerilen çok T-li faz kodlamalı modülasyon (ÇTFKM) tekniğidir. Bu yolla modülatör yapılarının basitleştirilmesinin yanında belli bir oranda kodlama kazançları da sağlanmaktadır. Son olarak, Hvrang et al. /5/ her işaretleşme aralığında, 0,1 veri değerleri için iki farklı modülasyon indisi seçerek asimetrik yapıdaki

kafesler yardımıyla işaret dizileri arasındaki serbest Örlid uzaklığını daha da artırmışlar ve 2.5-4 dB arasında kodlama kazançları sağlamışlardır.

Bu çalışmada, ChFKM ve ÇTFKM teknikleriyle tasarlanan işaretler gürültülü ve sönmülemeli kanallardaki hata başarımları açısından incelenmiştir. Bit hata olasılıklarına üst sınır belirlenmede, faz durum kafeslerinden türetilen ve Viterbi kod çözücünün durum kararı hatalarına karşı düşen faz farkı durum kafeslerinden yararlanılmıştır. Olurlu faz hatalarını içeren geçiş diyagramlarına dayanarak dal kazanç matrisleri oluşturulmuş, farklı modülasyon indisleri kullanılan aralıklar ayrı ayrı değerlendirilerek birleşim hata üst sınırları çıkarılmıştır. Frekans seçici olmayan yavaş sönmülemeli kanallar için, alıcıya gelen işaretin genliği Rician dağılımıyla modellenerek faz farkı durum diyagramlarına ilişkin dal kazançları raslantı değişkeni olarak düşünülmüştür. Sönmüleme miktarını belirleyen dağılım parametresinin belirli değerlerine karşı düşen beklenen değerler yardımıyla bit hata olasılığı üst sınırları ChFKM ve ÇTFKM işaretler için elde edilerek kıyaslamalar yapılmıştır. Diğer yandan oluşturulan bir benzetim modeline dayanarak farklı durum sayılı ve farklı modülasyon indisi kümeleri içeren ChFKM işaretler, Gauss gürültülü raslantısal genlik ve faz değişimlerine neden olan kanallardaki hata başarımları açısından değerlendirilmiştir. Durum sayısının ve h değerinin seçiminin başarıma etkileri gözlemlenmiştir.

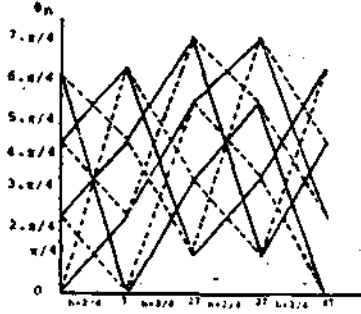
2. ÇOK h-LI VE ÇOK T-Lİ FAZ KODLAMALI MODÜLASYONLU İŞARETLERİN TANIMLANMASI

ChFKM işaret.

$$S. (t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T}} \cos(\omega_c t - a_0) \prod_{i=1}^L \cos(\omega_i t - \theta_i) \quad (1)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada E_c , T işaretleşme aralığı boyunca s.(t) işaretinin enerjisini, a_0 , +1 biçiminde sayısal bilgiyi, h. modülasyon indisi kümesinin i. elemanını (h^i), θ_i , başlangıç fazını göstermektedir. Denklemdeki toplam terimi, i. aralığın başlangıcına kadar biriken faza karşı düşmektedir. Böylece i-1 aralık boyunca iletilen bilgi i. aralıkta iletilen işaretin fazına etkimektedir. Sürekli faz modülasyonunda sabit olan h modülasyon indisi, ChFKM tekniğinde işaretleşme aralıkları bo-

yunca değişken yapılmış, bu yolla işaret dizilerinin birbirlerinden uzaklaşması sağlanmıştır. Modülasyon indislerinin işaretlenme aralıkları boyunca çevrimsel bir yapıda değiştirilmesi üretilen olurlu işaret dizilerinin tek modülasyon indisli duruma göre daha karmaşık bir kafesi izlemesi sonucunu getirmektedir. Kafesin üzerinde aralıktan aralığa değişen durumlar, ilişkin aralığın başlangıç fazıyla belirlenmektedir. Fazın sürekliliği bu durumlardaki faz değerleri gözönüne alınarak sağlanmaktadır. Her durundan veri bitinin değerine bağlı olarak iki geçiş vardır. Modülasyon indisleri kümesinin elemanları çevrimsel olarak kullanılır. Veri değerine bağlı olarak her h. için iki ton işareti iletilir. Tonlar f taşıyıcı frekansının h./2T kadar sağında ve solunda yer alırlar. h. indisleri, q bir tamsayı olmak üzere l/q nun tan katları ise t=nT anlarındaki faz değerleri 2πr/q nun katları olmaktadır. K modülasyon indisini kullanan bir çok h-lı faz kodunun sınırlandırılmış uzunluğu q² koşulu altında maksimum olup Ki-1 e eşittir, Şekil-1.



Şekil-1.H-(2/4,3/4) ÇHTOL işarete ilişkin faz duran kafesi, geçişler, a_n=1 için —, a_n=-1 için - - -

ÇTFKM işaretler, 4 boyutlu bir işaret uzayında bütünüyle belirlenirler. s_i(t) işaretinin vektör bileşenleri, s=(A_1, A_2, A_3, A_4) dir. n. aralıktaki s_i(t) ve s_i(t) işaretleri İrSsindski karesel uzaklık A_n^2, bu aralıktaki başlangıç fazını göstermek üzere,

$$d_n^2(1,2) = 2(1 - (\sin \Delta\phi_{n+1} - \sin \Delta\phi_n) / (\Delta\phi_{n+1} - \Delta\phi_n)) \quad (2)$$

ilişkisinden hesaplanabilir. h modülasyon indis değerlerinin, frekans kayması. Af sabit tutulup zaman aralığının çevrimsel değişimiyle belirlendiği ÇTFKM tekniğinde modülasyonlu işaret,

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{2E_s/T}} \cos(H + a_i \sum_{j=1}^K h_j t / T_j + \phi_i) \quad (3)$$

biçimindedir. Burada a_i i. aralığın başlangıç fazı olup T_j i. işaretlenme aralığının süresidir. h_j, Af.T_j ye eşit olup Af her işaretlenme süresi için sabittir. Çevrimsel olarak değişen K tane farklı işaretlenme aralığı vardır. Her çok T-li kod için, T_i, i=1,2,...,K işaretlenme aralıkları sabit uzunluklu bir T süresinin bir X_i katı olarak belirlenir. Buna göre,

$$\lambda_i = h_i / h_{ort} \quad , \quad h_{ort} = (h_1 + h_2 + \dots + h_K) / K \quad (4)$$

yazılır. Çok T-li kodlarda uzaklık, çok h-lı kodlarda olduğu gibi iki işaret arasındaki Öklid uzaklığı olarak tanımlanır. n. aralıktaki ÇTFKM ve ÇTFKM işaret çiftleri uzaklık açısından X katsayısı ile farklılaşır. ÇTFKM işaretlerde 4 taban işlevi cinsinden işaret vektör uzayında bütünüyle belirlenirler.

3. ÇTFKM ve ÇTFKM İŞAHENERİN HATA BAŞARIMLARI

Kod çözücünün, n. adımda hatalı karar sonucu iletilen diziden ayrılmasıyla başlayan hata olayında, bu adımı izleyen yol çiftleri için faz farkı durumları belirlenirse, An fark durumlarını göstermek üzere,

$$A_n = \sum_{j=1}^{n-1} \Pi h_j \beta_j \quad , \quad \text{nod-}2n \quad , \quad B_j a_j - b_j \quad (5)$$

yazılır. Burada a_j ve b_j n. adıma ilişkin doğru ve hatalı veri bitlerini göstermektedir. Fark durumları kafesinden yararlanarak bir fark durumları geçiş diyagramı oluşturulabilir. Fark durumlarındaki her durundan ayrılan ve her düğüme gelen dallar cürl dal kazançları ile etiketlenir. Burada o.(2-16l/2)/2 olup x işaret çiftleri arasındaki öklid uzaklığının normalize değerini, y hata belirtecini göstermektedir (0=0 ise y=0, 0≠0 ise y=1 dir.). Bu diyagramlardan yararlanarak, geçiş matrisleri fark durumları arasındaki geçişleri dal kazançları cinsinden belirtir. ÇTFKM tekniğinde, K tane farklı işaretlenme aralığı bulunduğundan geçiş matrisleri, M_1, M_2, ..., M_K dir. Herhangibir aralık sonunda toplam matrisinin sağ üst köşe elemanı, olası yol uzaklıklarını, uzunluklarını ve işaret hatalarını gösterir:

$$N_1 = M_1 + M_2 + M_3 + \dots \quad (6)$$

Burada hata olayı, tek adım ise M_1, iki adım ise hem tek adımda hem de iki adımda oluşacak hataları gösteren M_j M_k matrislerini kapsar. Bu matris düzenlenirse i T_j irim matris olmak üzere,

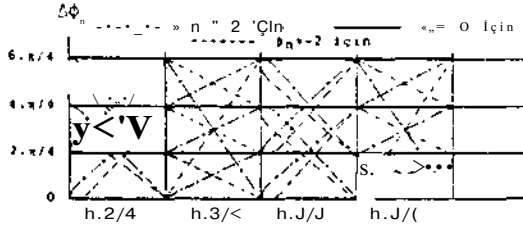
$$N_1 = (I - M_1 M_2 \dots M_K)^{-1} \quad (\ll 1 \wedge -V) \quad (7)$$

dir. N_1, hata olayının h. 'in kullanıldığı aralıkta başladığı kabulü altında bulunmuştur. N_1 'in sağ üst köşe elemanı G_1(D, I, L) olarak tanımlansın. Buna göre hata olasılığı ve simge hata olasılığı üst sınırları sırasıyla,

$$e = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \left(2\pi \frac{d_{min}^2 E}{N_0} \right)^{-1/2} G_1(D, I, L) \quad \left| \begin{array}{l} D=e^{-E/2N_0} \\ I=L=1 \end{array} \right. \quad (8)$$

$$e = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \frac{1}{N_0} \quad \left| \begin{array}{l} D=e^{-E/2N_0} \\ I=L=1 \end{array} \right. \quad (9)$$

biçiminde verilebilir /6/. Bu çalışmada, literatürde çok h-lı FKM için verilen bilgilerin ışığında, ÇTFKM işaret uzayı kodları için analitik yöntemlerle hata üst sınırlarının belirlenmesi amaçlanmıştır. Örnek olarak H>(2/4,3/4) çok T-li kodu için fark durum kafesi ve geçiş matrisi Şekil.2 de görülmektedir.

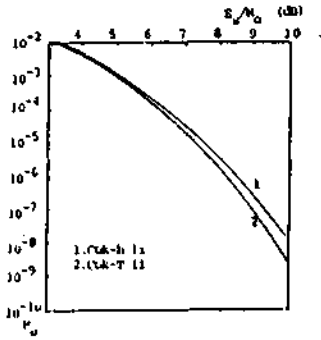


$$T_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$T_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Şekil-2.H=(2/4,3/4) Çok T-li koduna ilişkin fark durum kafesi ve geçiş matrisi.

Hata olayının h₁'in ve h₂'nin kullanıldığı aralıklarda başlaması durumları için sırasıyla, G₁(D,I,L), G₂(D,I,L) hesaplanarak Gauss gürültülü kanallarda hata ve simge hata olasılığı üst sınır eğrileri (8), (9) denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. Örnek olarak H=(2/4,3/4) Çok h-1i ve Çok T-li kodlu işaretlerin Gauss gürültülü kanallardaki hata üst sınır eğrileri Şekil-3. de verilmiştir.



Şekil-3. H=(2/4,3/4) ÇhFKM ve ÇTFKM işaretlerin Gauss gürültülü kanallardaki hata üst sınır eğrileri.

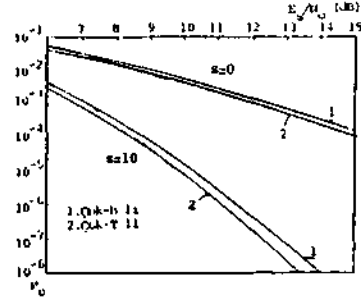
ÇhFKM ve ÇTFKM işaretlerin Gauss gürültülü kanallardaki geçiş işlevleri G₁(D,I,L) ve G₂(D,I,L) ifadelerinde D^d biçiminde kullanılan uzaklık terimleri yerine a genlik sönümlerine karşı düşen raslantı de-

ğişkenini göstermek üzere D^d bütünlükleri kullanılarak geçiş işlevleri, frekans seçici olmayan yavaş sönümlmeli kanallar için bulunabilmektedir. // Burada,

$$D^d = \frac{1}{(1+s)/(1+s+d)} \exp\left(-\frac{d^2}{1+s+d}\right)$$

$$a = E_s / (2N_0) \quad (10)$$

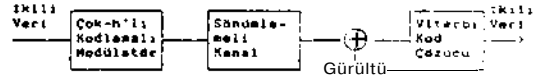
olup, S sönümlleme katsayısıdır. S=0,10, ^ = sırasıyla aşırı sönümlmeye, uydur iletişimde karşılaşılan duruma, sönümlmesiz duruma karşı düşmektedir. Bu durumda, yukarıda ele alınan (2/4,3/4) ÇhFKM ve ÇTFKM kodları için hata olasılığı üst sınırları Şekil-4 de verilmiştir.



Şekil-4. H=(2/4,3/4) ÇhFKM ve ÇTFKM işaretlerin sönümlmeli kanallardaki hata olasılığı üst sınır eğrileri.

4. ÇhFKM İŞARETİZRTN HATA BAŞARIMININ BENZETİM MODELİ YARDIMIYLA İNCELENMESİ

Ele alınan ÇhFKM sistemin blok diyagramı Şekil-5 de verilmiştir.



Şekil-5. Benzetim çalışmasının uygulandığı sayısal iletişim sistemi.

Kafes üzerinde, rasgele belirlenen bir başlangıç fazından başlayarak rasgele üretilen 0,1 ikili veri dizilerine karşı düşen ÇhFKM işaretlerin vektör bileşenleri oluşturulup iletilecek işaret dizisi belirlenmiştir. Sönümlmeli kanallar için yapılan benzetim çalışmasında iletilecek işaretin sönümlmeli kanal etkisiyle yalnız genliğinin, yalnız fazının ve hem genliğinin hem fazının raslantısal olarak değiştiği durumlar incelenmiştir, işaretleme aralıkları boyunca kanal karakteristiklerinin yavaş değiştiği, genlik sönümlmeli kanal Rayleigh dağılımlı bir raslantı değişkeniyle modellenmek üzere, kanal çıkışındaki r(t) işaretinin vektör olarak, r=as_i biçiminde alındığı varsayılmıştır. /8/ Faz sönümlmeli ka-

nal,iletilen s_i vektörüdür.ün doğrultusuna etki eden 0 düzgün dağılımlı raslantı değişkeniyle nüdellenmiştir.r.Buna göre kanal çıkışındaki r. vektörü,

$$A'_{1,i} = A_{1,i} \cos \theta_i - A_{2,i} \sin \theta_i \quad (11)$$

$$A_{2,i} = A_{1,i} \sin \theta_i + A_{2,i} \cos \theta_i$$

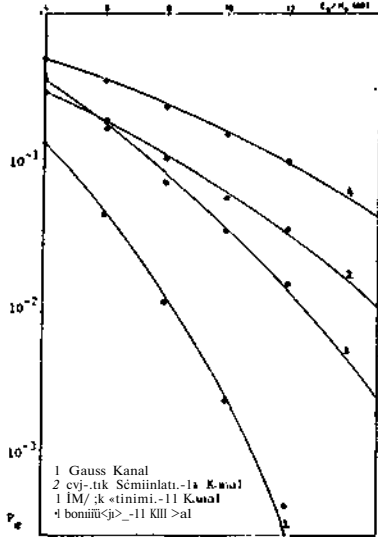
$$A'_{3,i} = A_{3,i} \cos \theta_i - A_{4,i} \sin \theta_i$$

$$A_{4,i} = A_{3,i} \sin \theta_i + A_{4,i} \cos \theta_i$$

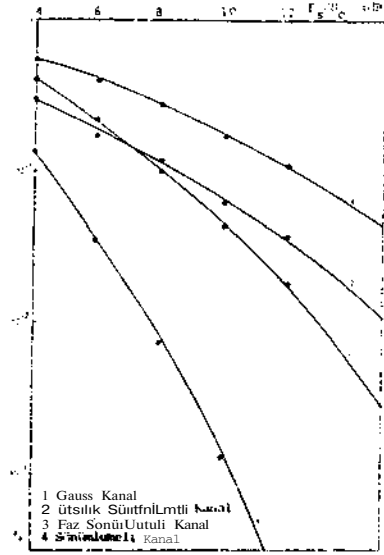
bileşenlerinden oluşmaktadır.Sönümlemenin iletilen işaretin hem genliğine hem fazına etki etmesi durumunda kanal çıkışındaki işaret vektörü,

$$\underline{r} = (aA'_{1,i}, aA'_{2,i}, aA'_{3,i}, aA'_{4,i}) \quad (12)$$

biçimini almaktadır.Dolayısıyla sönümlemeli kanallardan iletilen işaretin ya enerjisinin ya doğrultusunun yada berikisi birden değiştiği varsayılmıştır.Ayrıca beyaz Gauss gürültüsü de iletilen işarete toplamsal olarak etkimektedir.Benzetim modelinde sekiz adımda karar veren Viterbi kodçözme algoritması kullanılıp işaretlerin hata olasılığı başarımlar eğrileri, işaret gürültü oranının çeşitli değerleri için çıkarılmıştır.Gürültülü ve sönümlemeli kanallardaki bilgisayar benzetimleri $A=(2/4,3/4), B=(3/5,4/5)$ olan ÇFKM modülasyon indisi sistemler için gerçekleştirilmiştir.(Şekil-6,7) A,B indisli bu sistemlerin karesel serbest öklid uzaklıkları sırasıyla,5.57,6.14 dür.Eğrilerden,aynı q ya sahip sistemlerden karesel serbest uzaklığı daha büyük olanların hata tasarımlarının daha iyi olduğu ayrıca q değerinin artmasının hata tasarımı olumlu etkilediği görülmektedir.



Şekil-6.H=(2/4,3/4) faz kodlamalı modülasyonlu işaretlerin gürültülü ve sönümlemeli kanallarda hata olasılıklarının E_b/N_0 'ya göre değişimi.



Şekil-7.H=(3/5,4/5) ÇFKM işaretlerin gürültülü ve sönümlemeli kanallarda hata olasılıklarının E_b/N_0 'ya göre değişimi.

5. SCNUÇ

Bu çalışmada,bant verimlilikli işaretleşme yöntemlerinden çok h-1i ve çok T-li faz kodlamalı modülasyon teknikleri gürültülü ve sönümlemeli kanallardaki hata başarımları açısından incelenmiştir.Bu sistemlerin hata tasarımlarını belirleyen parametreler irdelenmiş,gerek analitik gerekse benzetim modeline dayalı sonuçlar işaret gürültü oranına bağlı olarak sunulmuştur.

KAYNAKLAR

- /1/ J.B. Anderson-D.P. Taylor, "A bandwidth efficient class of signal space codes", IEEE Trans. Inf. Vol. IT-24, pp 703-712, Nov. 1978
- /2/ B.Mazur-D. Taylor, "Demodulation and Carrier synchronization of multi-h phase codes", IEEE Trans. on com. Vbl.com.-29, pp 257-266, March 1981
- /3/ N.Premji-D. Taylor, "Receiver structures for multi-h signalling formats", IEEE Trans. on com. vol. com-35, pp 439-451, April 1987
- /4/ W.Holubowicz-P.Szulakiewicz, "Multi-T realization of multi-h phase codes", IEEE Trans. on Inf. Teo Völ.IT-31, pp 528-529, JULY 1985
- /5/ H.K. Hwang-L.S. Lee-S.H. Cheni "Multi-h phase coded modulation with Asymmetric modulation indexes", IEEE Journal on Selected Areas in Can. Vol.7, pp 1450-1461, December 1989
- /6/ S.Wilson-J.H. Highfill-C. Dyhsu, "Error bounds for multi-h phase codes", IEEE Trans. on Inf.Teo \tol.IT-28, pp 660-665, July 1982
- // D.Divsalar-M.Simon/'Trellis coded modulation for 4800-9600 bits/s transmission over a fading mobile satellite channel", IEEE J. on select. vol. sac-5, February 1987

Ümit AYGÖLU

**İstanbul Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi**

80626 Maslak,İstanbul

ÖZET

Bu bildiriye,hızlı frekans kaydırmalı anahtarlar kodes kodlarının Gauss gürültülü ve sönmümleraeli kanallardaki hata başarımları analitik bir yaklaşımla değerlendirilmektedir.Eönümüleme li kanallar için,sönümlemenin neden olduğu fa* bozulmalarının alıcıda bütünüyle dengelendiği ve her kanal simresinin ba'iusüi bir sönmüleme değışkeninden etkilendiği varsayılmaktadır. R= 1/2 ve R=2/3 oranlı,farklı durum sayılarında sahip kortların,düzfün hata özelliklerine şahin oldukları gösterilerek geliştirilmiş aktarım işlevleri yardımıyla hata olasılıkları için üst sınırlar bulunmakta,kodlar.asız durumlada ve dik faz kaydırmalı anahtarlara kafes kodlarıyla kıyaslamalar yapılmaktadır.

1.GİRİŞ

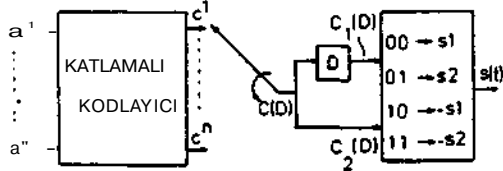
Çeşitli sayısal iletişim sistemlerinin hata başarılarının artırılmasına yönelik olarak ilk kez Jnp;erboeck /I/ tarafından ortaya atılan kafes kodların alı modülasyon tekniğinde, kodelama fazlalıSı ,r. odülasyonlu ir.aretler kümesi şerefinden ,enin tutularak saır] anmakta ,kodlama ve eyleme adınları kodlanmış işaret dizileri arasındaki serbest üklid uzaklığını maksimum yapmak amacıyla bir bütün olarak düşünülmektedir. Sürekli faslı frekans kaydırmalı anahtarlananın modülasyon indisi h=0.5 ile bir özel biçimi olan hızlı frekans kaydırmalı anahtarlama (HFKA) sabit zarf,düşük spektral yayılma ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama yapıları hata başarımları özellikleriyle bant verimliliği sayısal iletişim sistemleri için yetkin bir modülasyon tekniğidir /2/. HFKA sistemleri için birleşik kodlayıcı-modülatör optimizasyonu,koreno ve Pasuoathy /3/ tarafından,belli bir k/n kodlama oranı ve verilen bir kafes durum sayısı için,serbest öklid uzaklığı optimizasyon ölçütü alınarak perçckle ,tirilmiş,R1/2 ve K=2/3 kodlama oranları için,sırasıyla,6'f ve 32 durumlu kafeslere kadar 6.53 dB ve 6.02 dB e varan asimtotik kodların kazançları saflanmaktadır.

Başarım ölçütü olarak,serbest üklid uzaklıfcınca belirlenen asimtotik kodlama kazancı kafes üzerinde bu uzaklıkları yol çiftlerinin çoklusuna ve daha büyük uzaklıkları yol çiftleri ile bunlar arasında farklı farklarının azlığına bağlı olarak yanıtıcı sonuçlar doğurabilmektedir. Bu sorunun çözümü,kafes kodlayıcıların geliştirilmiş ak'p.rın iulevleri.no dnvanarak hata olasılıklarının üst sınırlarının bulunmasıdır. >havi ve Wolf /h/ belirli kofulları saklayan kare:er kodların geliştirilmiş aktarım irlevlerinin, kodlayıcı durum sayısına e'it durumlu hata ilturum diyaframları yardımıyla bulunabileceğini göstermişlerdir.Düzgün hata özelliği /^/ olarak adlandırılan bu korjullar hata olaylarını bns-langıç durumundan bakımsız kılmaktadır. Bu çalışmada,kafes kodlamalı HFKA i'arqtlerin toplamsal beyaz Gauss gürültülü ve r,ömlc:lit> ii (fading) kanallardaki hata olasılıkları için analitik üst sınır bağıntıları çıkarılmıştır. Doğrusal HFKA kodları, faz sürekliliğini :aklayacak biçimde belirlenen katlamalı kodlayıcıyı izleyen ve Hamming uzaklıkları ile Jklid ufaklıkları arasında doğrusal ilişkiyi saklayan birbir eşleme kuralına dayanan yanları nedeniyle düzgün hata özelliği göstermektedirler., u ö?elii'in ışığında, K = 1/2 ve H-2/ 3 oranlı,2,4 TP 8 durumlu HFKA kafes kodları için ,eli ^ti rılır.i' aktarım işlevleri Zehavi-',Volf tekniğine riaymarak çıkarılmış ve ^iauss gürültülü :anallardaki Viterbi kod çözümü hata olasılıkları için i.aret-gürültü oranına ba'ılı üst sınır ba .:ıtıı:ı elde edilmiştir.Sönümlemeli kanallar için, sönmümlenin neden olduğu faz bozulmalarını alıcıda bütünüyle dengelendiği ve her kanal simresinin bakımsız bir sönmüleme değışkeninden etkilendiği varsayımları yapılmıştır.öylece, alınan işaretin genliği,K parametresi dolayısıyla yoldan alınan işaret enerjisinin yayılmış ;olu yollardan alınan işaret enerjilerine oranını göstermek üzere ,'ician dağılımı ile r. odellenmiştir.K=0 ve K=co değışkenleri,sırasıyla,Fayleit,h sönmümlenmesi (aşırı gölgeleme) ve sönmümler;esiz .-anal durumlarına karşı düğmektedir.ideal kanal durumu bilgisi için,her kanal siml-esine ilişkin hata alırlıklararı.Rician ve Rayleigh modelleri modelleri için belirlenerek,gör. önüne alınan HFKA kafes kodlarının geliştirilmiş aktarım, işlevleri bu kanallar için yeniden türetilmiştir. .JM yolla,kodların yavaş derişen :-'ini'^le'eli ,anallardaki bit hata olasılıkları için analitik üst sınır bağıntıları elde edilir. iş. -or:in;asız HFKA sistemlerle ve dik faz kaydırmalı anahtarlama kafes kodlarıyla karşılaştırmalar yapılmıştır.

2.HFKA KAFES KODLAYICILARI

Genelleştirilmiş bir (n,k) HFKA kafes kodlayıcısı,(2n,k) ikili kafes kodlayıcıyı izleyen belleksiz bir modülatörden oluşur.;it a'ü'ia,

$a_t = (a_1^1, a_2^2, \dots, a_k^k)$ k-lık ikili dizisi, ikili kod-
 layıcı tarafından $c_t = (c_1^1, c_2^2, \dots, c_n^n)$ n-
 2n-lik ikili dizisine dönüştürülür. $c_1(D)$ ve
 $c_2(D)$ (Sırasıyla, $\dots, c_1^1, t, \dots, c_1^1, t, \dots$)
 \dots dizilerini göstermek üzere modülör giri-
 şine uygulanır. Burada D birim gecikmeyi göster-
 mektedir. $c = (c_1(D), c_2(D))$ dizisindeki aynı t a-
 nına karşı düşen her ikili çifti modülör ta-
 rafından bir HFKA işarete karşı düşürülür ve
 böylece k/n oranlı HFKA kafes kodu tanımlanmış
 olur (Şekil-D.c^D) ve $c_2(D)$ dizileri c^D :
 $Dc_2(D)$ ilişkisini sağlar. HFKA kafes kodunun



Şekil-1 Doğrusal HFKA Kafes Kodlayıcı Yapısı

serbest öklid uzaklığı d_1 (d.) ilişkin $(2n, k)$ i-
 kili katlamalı kodun serbest Hamming uzaklığına
 (d_1) , $d_2 = tE_b(k/n)d_1$ ilişkisiyle bağlıdır.

Doğrusal HFKA kafes kodları için bu değer, HFKA
 modülasyonunun sürekli faz kısıtlamasını sağ-
 layan uygun katlamalı kodlayıcının seçimi ile
 maksimum yapılmaktadır/3/.

3. HFKA KAFES KODLARI İÇİN KATA SINIRLARI

Doğrusal HFKA kafes kodları, katlamalı kodlayıcıyı
 işleyen re Hamming uzaklıklarınımla öklid
 uzaklıkları arasında doğrusal bir ilişki kuran
 bire bir eşlemeye dayanan yapıları nedeniyle
 düzgün hata özelliği göstermektedirler. Bu du-
 rumda, Rr1/2 ve Rs2/3 oranlı HFKA kodlayıcıları-
 nın geliştirilmiş aktarım işlevleri Zehavi-
 Wolf /V tekniğiyle elde edilebilmektedir.
 Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü ile modellenen
 kanallar için Viterbi kod çözücünün, yanlış bir
 karar sonucu doğru diziden ayrılarak hatalı
 bir sioge dizisine karar vermeye başlaması o-
 lasılığını olarak tanımlanan hata olasılığı

$$P_e \leq Q \left[\left(\frac{d^2}{4E_b} \right)^{1/2} \right] e^{-\frac{d^2}{4E_b}} \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{d^2}{4E_b}} \approx T(W, L, I) \quad (1)$$

ile üstten sınırlıdır. Burada, $L=2^{n-k}$, $Wse = \frac{E_b}{4N}$
 Isl olup d_1 büyüklüğünün kafes geçişi başı-
 na taşınan ortalama enerjiye göre normalleştiril-
 miş biçimini, E_b veri biti başına ortalama
 enerjiyi, N_s ise tek yönlü Rürültü gücü spektral
 yoğunluğunu göstermektedir. $T(W, L, I)$ göz önüne
 alınan kodlayıcının hata durum diyagramının
 aktarım işlevine karşın düşüp

$$T(W, U) = \sum_{a, l} a_{a, l} |h_{a, l}|^2 \quad (2)$$

biçiminde ifade edilmektedir. Burada a, l, 1, 3

karesel öklid hata ağırlıklı, i usunluklu ve i
 Teri biti hatalı hata olaylarının mayisini rb;-
 termektedir. Toplam, olurlu tün hata dizilerine
 ilişkin tüm hata alırlıkları izzeruuen al;:;:,-
 tadır.

Sönümlemeli ortanda, cöniim enenin nod-n ol:lar:
 faz bozulmalarının alıcıda bütünüyle ien; ol;n-
 diği ve her kanal simsesine baJ. insız bir cöniim-
 leme değişkeninin etkidifi varsayımları ya-ul-
 muştır. ISuna göre, bir durum fieçi. vine ilimin i-
 kili hata dizileri, iki bit uzunlultlu hata di-
 zilerine bölünmüş ve karesel hata ağırlıklı-
 rı tek kanal simgeleri arasında belirlerini-, ti;.
 Sönümlemeli kanal çıkışında alınan işaret-in
 genliği, K dolaysız yoldan ve yayılmış ço:llu
 yollardan alınan işaret enerjilerinin oranını
 göstermek üzere Rician dağılımı ile modellen-
 miştir. K=0 ve K=m sınır def-erlcri, sırasıyla,
 Rayleigh sönümlemesi (aşırı sönümleme) ve sri-
 nümlemesiz kanal durumlarına karşı dü. m'kteri ;r,
 K=10 devinimi! uydu kanallarına ilişkin tiik
 bir değerdir /6/. İdeal kanal durura bilgisi
 varsayımı altında, her kanal sinmesine ili-;?ir
 hata ağırlık profilleri (W') yerine, Rician
 dağılımı için

$$Wp^{2\alpha} = \frac{1+K}{1+K+\alpha} \exp \left\{ \frac{-\alpha K \gamma}{1+K+\alpha} \right\} \quad (3)$$

ve Rayleigh dağılımı için

$$Wp^{2\alpha} = 1/(1+\alpha \gamma)$$

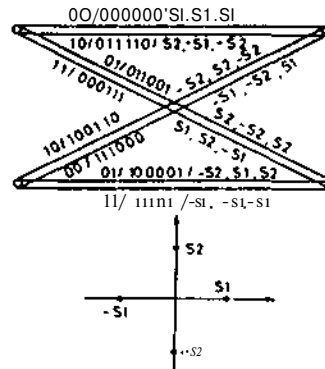
istatistiksel ortalamaları kullanılmıştır. İBu-
 rada $\gamma < kE_b/4nN$ olarak tanımlanmaktadır. HFKA

kafes kodlarının, bu koşullar altında türetilen
 aktarım işlevlerine dayanan bit hata olasılığını
 üst sınırı

$$P_b \leq \frac{1}{k} \frac{\partial T(W, L, I)}{\partial I} \Big|_{L=2^{n-k}, I=1} \quad (5)$$

biçimindedir.

ÖRNEK: İki durumlu R=2/3 oranlı HFKA Kodu
 Bu koda ilişkin birleşik kodlayıcı-modülctör
 kafes diyagramı Şekil-2'de verilmiştir.



Şekil-2 İki durumlu 2/3 oranlı KFA kodlayıcı- e-i kafesi ve HFKA işaret gösterilimi

iki kodlayıcı durumuna ilişkin kanal işaret dillerini içeren A₁ re A₂ durum alt kümelerinin hata alırlık profilleri,uzaklıklar kafes geçişi başına taşının ortalama enerjiye göre normalize edilmek üzere Tablo-1 de verilmiştir.

Tablo-1. 2-durumlu,2/3 oranlı HFKA kodlayıcısının tonlamsal beyaz Gauss gürültülü kanal için hata alırlık profilleri

Hata Dizisi	Ağırlık Profili
000000	4
011110	$^8/3$
011001	ifw^2
000111	2W
100110	$4w^2$
111000	$4w^2$
100001	$4w^2$
111111	$4w^2$

Şekil-3'deki hata durum diyagramından ele alınan kodlayıcının geliştirilmiş aktarım işleri

$$T(W,L,I) = \frac{16W^4 L^2 (1+I)^2}{1-4W^{4/3} U (1+W^{8/3} I)} \cdot K 4W^{2/3} U \quad (6)$$

biçiminde bulunmaktadır. Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal için hata olasılığı üst sınırı (6) ifadesi (1) de yerine konarak elde edilir.

$$D = \frac{W^{4/3} L I (1+W^{8/3} I)}{4W^2 L (1+I)} \cdot \frac{4W^2 L (1+I)}{4W^2 L (1+I)}$$

Şekil-3. Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal için 2-durumlu,2/3 oranlı HFKA kodlayıcısının hata durum diyagramı

2, ^ re 8 durumlu, R=1/2 re R>2/3 oranlı kodlayıcılar için hata olasılığını üst sınırlarının değişimleri E₀/N₀ oranına bafclı olarak çıkarılmış, re kodlaması HFKA ile kıyaslanmıştır (Çekil-5)- Sönümlmeli kanal durumunda, yeniden belirlenmiş alırlık profilleri re ilişkin hata durum diyagramı, sırasıyla, Tablo-2 re Çekil-Vde verilmiştir. Burada W₁ = W^{2/3} re W₂ = W^{4/3} olarak tanımlanmaktadır. Bn durumda kodlayıcının geliştirilmiş aktarım işleri

$$T(W, \theta) = \frac{W_1^6 I^2 + W_1^4 W_2 I + W_1^4 W_2 I^3 + W_1^2 W_2^2 I^2}{1 - W_1^2 I - W_2^3 I^2} + W_1^2 W_2 I \quad (7)$$

biçiminde elde edilmektedir. Burada, L yerine \bar{L} yerleştirilmiştir.

Tablo-2. 2-durumlu,2/3 oranlı HFKA kodlayıcısının sönümlmeli kanal için hata alırlık profilleri

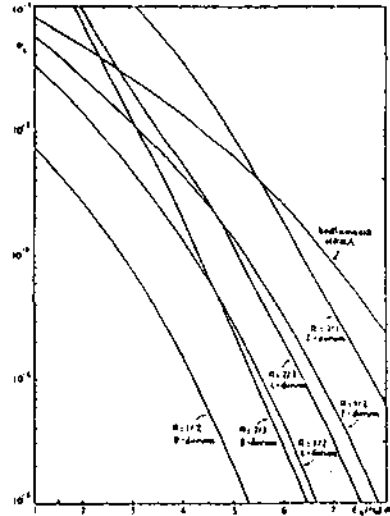
Hata Dizisi	Alırlık Profili
00 00 00	k
01 11 10	$k \frac{2}{1+I}$
01 10 01	$\lll 1$
00 01 11	$v_1 \cdot 1^{w_2}$
10 01 10	$4U \frac{3}{1}$
11 10 00	$4_{H_1} W_2$
10 00 01	$^2 W_1$
11 11 11	$4W_2 \frac{3}{2}$

$$^4 \cdot 4 L I (W_1^2 \cdot W_2^3 I)$$

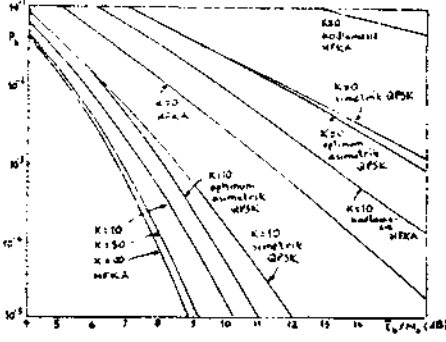
$$4W_1 L I (W_1^2 \cdot W_2 I) \cdot V / 4W_1 L (W_1^2 I + W_2^3 I)$$

Şekil-k. Sönümlmeli kanal için 2-durumlu,2/3 oranlı HFKA kodlayıcısının hata durum diyagramı

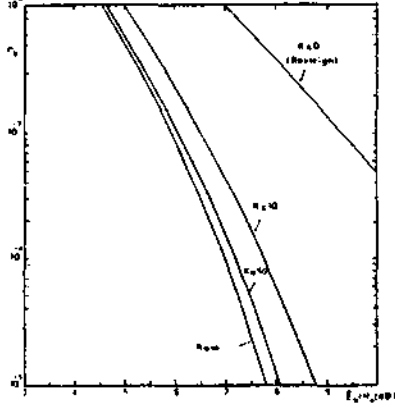
(3) re Cf) ifadelerini (7) de kullanarak, çe.; itli K defterleri için bit hata olasılığını üst sınırları (5) ifadesinden elde edilmiştir. Düşük kafes karmaşıklığına sahip bazı HFKA kafes kodları için üst sınır eJrileri. E₀/H oranına bağlı olarak Şekil-6-9 da rerilmiştir. Burada, R₀ bit başına iletilen enerjinin beklenen değerini göstermektedir.



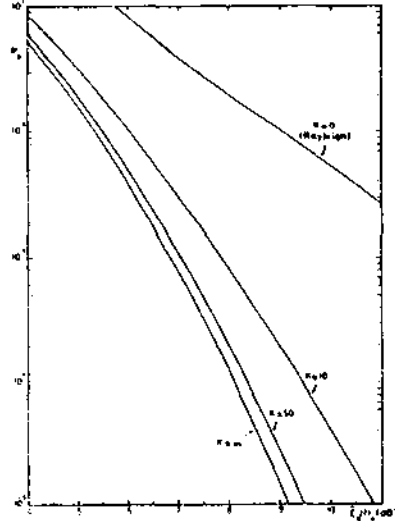
Şekil-5- 2A re 8 durumlu,1/2 ve 2/3 oranlı HFKA kafes kodlarının hata olasılığı üst sınırları



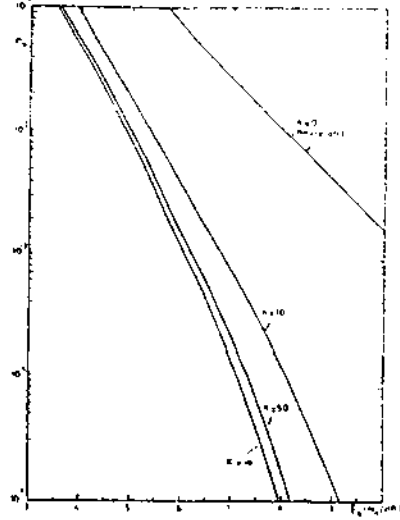
Şekil-6. 2 durumlu, 1/2 oranlı HFKA kafes kodunun çeşitli K değerleri için bit hata olasılığının üst sınırları (fönümlenmeli kanal)



Şekil-7. 4 durumlu, 1/2 oranlı HFKA kafes kodunun çeşitli K değerleri için bit hata olasılığının üst sınırları (Sönümlenmeli kanal)



Şekil-8. 2 durumlu, 2/3 oranlı HFKA kafes kodunun çeşitli K değerleri için bit hata olasılığının üst sınırları (fönümlenmeli kanal)



Şekil-9. 4 durumlu, 2/3 oranlı HFKA kafes kodunun çeşitli K değerleri için bit hata olasılığının üst sınırları (Sönümlenmeli kanal)

Ş. İ. ÖZÜÇ

Bu çalışmada, HFKA kafes kodlamalı sistemlerin hata başarımları için analitik üst sınır bağıntıları çıkarılmıştır. Gürültülü TS sönümlenmeli kanallar ele alınmış elde edilen sonuçlar kodlaması HFKA sistemle kıyaslanmıştır. Diğer yandan 4 durumlu, 1/2 oranlı HFKA kodlayıcısı Divsalar ve Simon [6] tarafından incelenen aynı oranlı Te durum sayılı dik faz kaydırmalı anahtarlar HFKA kodlayıcısı ile karşılaştırılmıştır. İdeal kanal durum bilgisiz varsayımı altında $K=10$ $T \gg E_b/N_0 = 10$ dB dellerleri için simetrik ve optimum asimetrik işaret kümeli dik faz kaydırmalı anahtarlama, sırasıyla, $1.5 \cdot 10^{-4}$ ve $5 \cdot 10^{-5}$ hata olasılımları sınırlarına ulaşırlarken HFKA için üst sınır $1.5 \cdot 10^{-5}$ dir. Aşırı sönümlenme durumunda aynı E_b/N_0 oranı, HFKA için $2.6 \cdot 10^{-3}$ lük bir hata sınırı sağlarken bu defere simetrik ve optimum asimetrik dik faz kaydırmalı anahtarlama için yaklaşık $2-2.1 \cdot 10^{-4}$ dir.

KAYNAKLAR

- [1] Unperboeck, U., "Channel Coding for Multilevel Modulation of Signals", IEEE Trans. on Inf. Theor., IT-28, January 1982
- [2] Pasupathy, S., "Minimum Shift Keying: A Bandwidth Efficient Modulation Technique", IEEE Trans. on Inf. Theor., IT-29, October 1979
- [3] Moreno, F. M., Pasunathy, P., "Structure, Synchronization, and Realization of FFSK Trellis Codes", IEEE Trans. on Inf. Theor., IT-34, July 1988
- [4] Wolf, J. K., "On the Performance Evaluation of Trellis Codes", IEEE Trans. on Inf. Theor., IT-55, March 1987
- [5] Biglieri, E., Klanc, P. J., "Uniform Distance and Error Probability Properties of TCM", Proc. ICC'89, June 1989
- [6] Divsalar, D., Simon, H., "Trellis Coded Modulation for 800-9600 bits/s Transmission Over a Fading Mobile Satellite Channel", ISKK Joint Meeting on Selected Areas on Con., SAC-89, February 1989

Soner ÜZGÜNKÜL, Ahmet H. KAYRAN*, Kırdal PANAYIRCI*

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü,
Yıldız Üniversitesi, Maslak, 80670 İstanbul
*F. Elektrik-Elektronik Fakültesi,
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak, 80626 İstanbul

ÖZET

Doğrusal olmayan kanalların denkleştirilmesinde çok-kanallı ayarlamalı kafes algoritmaları kullanılmaktadır. Bu çalışmada incelenen modelde tek giriş-çok çıkışlı bir sistem sunulmaktadır. Bu sistem, tek boyutlu olan kanal çıkışının, bir vektör biçimine dönüştürülmesi işlevini yerine getirir. Bu işlem, doğrusal olmayan kanalın biçimine göre belirlenmektedir. Burada doğrusal olmayan kanal, ikinci dereceden Volterra filtresi biçiminde alınmaktadır. Modelin başarımı bir bilgisayar simülasyonu ile incelenmekte ve denkleştiricinin kanal girişini doğru olarak kestirdiği görülmektedir.

1. GİRİŞ

Çok-kanallı ayarlamalı kafes algoritmaları kullanarak doğrusal olmayan sistemlerin denkleştirilmesi ilgi çekici bir konudur. Uyarlamalı kafes algoritmaları kullanarak kanal denkleştirmeye ilgili bir çalışma Satorius ve Alexander /2/ tarafından yapılmıştır. ARMA ayrık doğrusal olmayan modeller Parker /3/ tarafından incelenmiştir. Bu bildiriye, doğrusal olmayan kanalların denkleştirilmesinde çok-kanallı ayarlamalı kafes algoritmalarının kullanılmasına ilişkin bir çalışmayı sunmaktayız. Buradaki modelde, tek giriş-çok çıkışlı bir sistem önerilmektedir. Bu sistem, doğrusal olmayan kanal ile uyarlamalı kafes arasına yerleştirilerek, tek boyutlu kanal çıkışını bir vektör biçimine dönüştürmektedir. Vektörün ilk elemanı kafesin doğrusal kısmının, diğer elemanları ise doğrusal olmayan kısmının girişleri olarak kullanılmaktadır. Vektörün boyutu, kanalın uzunluğu tarafından belirlenmektedir. Burada kullanılan doğrusal olmayan kanal, ikinci dereceden Volterra filtresi biçiminde seçilmiştir. Volterra filtresi, birçok alana uygulanabilen doğrusal olmayan bir filtredir. İkinci dereceden bir Volterra filtresinin doğrusal ve doğrusal olmayan ağırlıklarının belirlenmesiyle ilgili bir algoritma Davila, Welch ve Rylander /4/ tarafından önerilmiştir. Volterra filtresi için en küçük ortalama karesel hata çözümü, filtre girişinin Gauss olması varsayımı altında Koh ve Povers /5/ tarafından incelenmiştir. Bu bildiriye, kanalın ikinci dereceden bir Volterra filtresi biçiminde seçilmesinin nedeni, önerilen tek giriş-çok çıkışlı sistemin ikinci dereceden doğrusal olmayan bir çıkış vermesidir. Modelin başarımı bir bilgisayar simülasyonu ile incelenmektedir. Bilgisayar programı farklı kanal ve kafes parametreleri için çalıştırıldığında, kanal girişinin denkleştirici tarafından doğru olarak kestirildiği görülmüştür. Farklı

parametreler için elde edilen sonuçlardan yalnızca biri şekil olarak verilmiştir.

2. ÇOK-KANALLI UYARLAMALI KAFES ALGORİTMASI

Doğrusal olmayan kanalların denkleştirilmesinde çok-kanallı ayarlamalı kafes algoritmaları kullanılmaktadır. Bu bildiriye önerilen model, Şekil 1'de görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, tek giriş-çok çıkışlı bir sistem kanal ile çok-kanallı uyarlamalı kafes arasına yerleştirilmiştir. Doğrusal olmayan kanal çıkış dizisi $x(k)$, tek giriş-çok çıkışlı sistemin girişi olmak üzere sistemin çıkışı

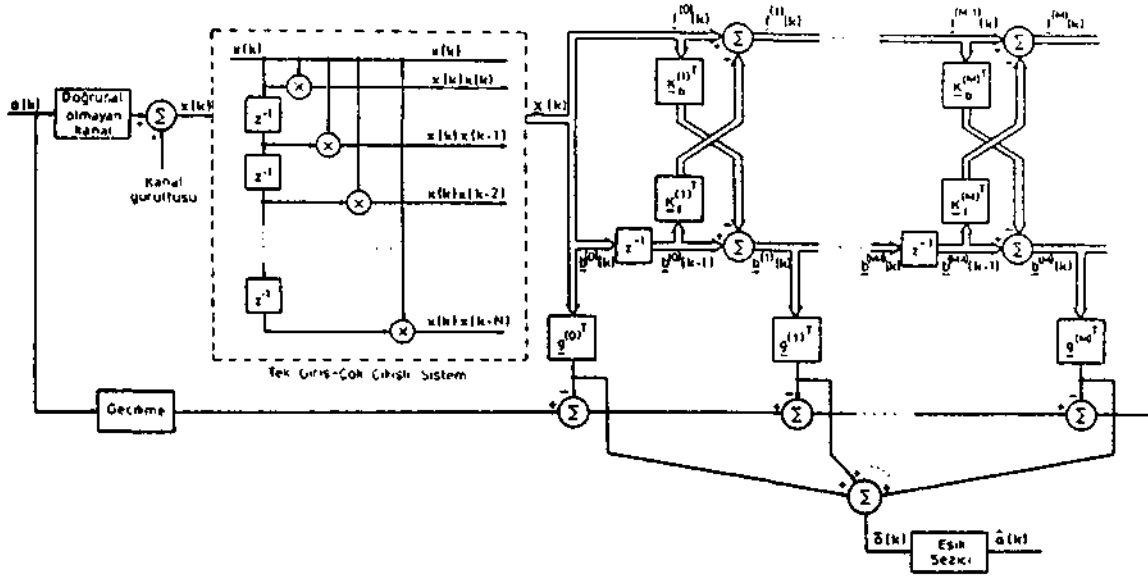
$$\underline{X}(k) \triangleq \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_N(k) \\ x_{N+1}(k) \\ x_{N+2}(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

biçiminde tanımlanır. Burada

$$\begin{aligned} x_1(k) & \hat{=} x(k) \\ x_2(k) & \hat{=} x(k)x(k) \\ x_3(k) & \hat{=} x(k)x(k-1) \\ & \vdots \\ x_N(k) & \hat{=} x(k)x(k-N+2) \\ x_{N+1}(k) & \hat{=} x(k)x(k-N+1) \\ \hat{x}_N(k) & \hat{=} x(k)x(k-N) \end{aligned} \quad (2)$$

olarak tanımlanır. $\underline{X}(k)$ vektörü, $(N-2) < 1$ boyutlu olup kanalın uzunluğu tarafından belirlenmektedir. Yani N 'nin değeri kanalın uzunluğuna bağlıdır. $x_1(k)$ kafesin doğrusal kısmının girişi; $x_2(k), x_3(k), \dots, x_N(k)$ ise doğrusal olmayan kısmının girişleridir. $\underline{X}(k)$, kafesin girişi olarak alındığında $(N \gg 2)$ -kanallı uyarlamalı kafes algoritması şu biçimdedir:

$$\begin{aligned} \underline{f}^{(\mu+1)}(k) &= \underline{f}^{(\mu)}(k) - \underline{K}_f^{(\mu+1)T}(k) \underline{b}^{(\mu)}(k-1) \\ \underline{b}^{(\mu+1)}(k) &= \underline{b}^{(\mu)}(k-1) - \underline{K}_b^{(\mu+1)T}(k) \underline{f}^{(\mu)}(k) \end{aligned} \quad (3)$$



Şekil 1. Çok-kanallı uyarlamalı kafes denkleştirici modeli.

Burada M kafesin uzunluğu olmak üzere $p=0,1,2,\dots,M$. $\underline{f}(k)$ ve $\underline{b}(k)$ sırasıyla ileri ve geri hata vektörleridir. Algoritma,

$$\underline{f}^{(0)} = \underline{b}^{(0)} \quad \underline{b}^{(0)} = \underline{x}(0)$$

alınarak başlar. $M \times M$ boyutlu ileri ve geri yansıma matrisleri

$$\underline{K}_f^{(\mu+1)}(k+1) = \underline{K}_f^{(\mu+1)}(k) + 2\gamma_f^{(\mu+1)}(k) \underline{b}^{(\mu)}(k-1) \underline{f}^{(\mu+1)T}(k)$$

$$\underline{K}_b^{(\mu+1)}(k+1) = \underline{K}_b^{(\mu+1)}(k) + 2\gamma_b^{(\mu+1)}(k) \underline{f}^{(\mu)}(k) \underline{b}^{(\mu+1)T}(k) \quad (4)$$

biçiminde hesaplanır. Burada

$$\gamma_f^{(\mu+1)}(k) = \alpha / \sigma_f^{(\mu+1)}(k)$$

$$\gamma_b^{(\mu+1)}(k) = \alpha / \sigma_b^{(\mu+1)}(k) \quad (5)$$

ve

$$\sigma_f^{(\mu+1)}(k+1) = (1-\alpha) \sigma_f^{(\mu+1)}(k) + \alpha \underline{b}^{(\mu)T}(k-1) \underline{b}^{(\mu)}(k-1)$$

$$\sigma_b^{(\mu+1)}(k+1) = (1-\alpha) \sigma_b^{(\mu+1)}(k) + \alpha \underline{f}^{(\mu)T}(k) \underline{f}^{(\mu)}(k) \quad (6)$$

olup, α uyarlamalı adım uzunluğudur ($0 < \alpha < 1$). Geri hata vektörü $\underline{b}(k)$, denkleştiricinin kazanç kontrolü için giriş olarak alınır, $\underline{g}(k)$ ile gösterilen kazanç vektörü,

$$\underline{g}^{(\mu+1)}(k+1) = \underline{g}^{(\mu+1)}(k) + 2\gamma_g^{(\mu+1)}(k) \underline{b}^{(\mu+1)}(k) e_o^{(\mu+1)}(k) \quad (7)$$

biçiminde hesaplanır. Burada

$$\gamma_g^{(\mu+1)}(k) = \alpha / \sigma_g^{(\mu+1)}(k) \quad (8)$$

ve

$$\sigma_g^{(\mu+1)}(k+1) = (1-\alpha) \sigma_g^{(\mu+1)}(k) + \alpha e_o^{(\mu+1)2}(k) \quad (9)$$

olmaktadır. Çıkış hatası $e_o(k)$ ise

$$e_o^{(\mu+1)}(k) = \underline{a}^{(\mu)T} \underline{v}^{(\mu)}(k) - \underline{v}^{(\mu+1)T} \underline{v}^{(\mu)}(k)$$

biçimindedir. Burada $y=0,1,2,\dots,M$.

3. DOĞRUSAL OLMAYAN KANALLARIN DENKLEŞTİRİLMESİ

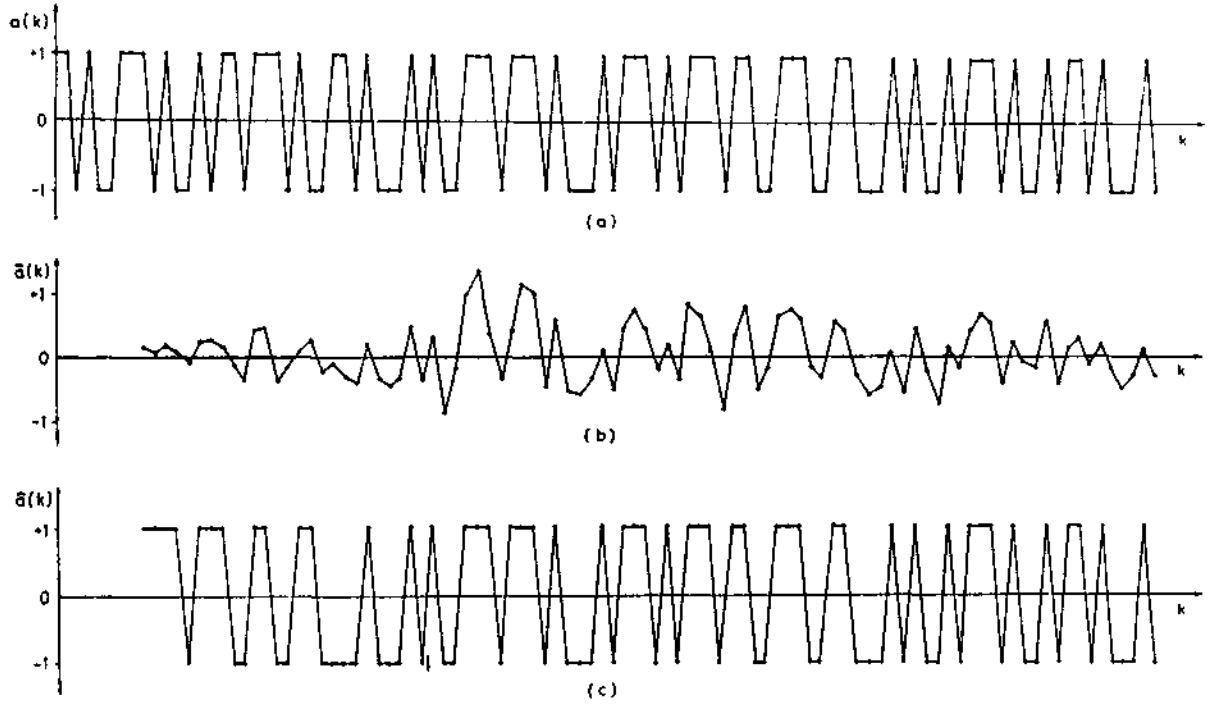
çok-kanallı uyarlamalı kafes denkleştirici modeli, Şekil 1'de verilmektedir, öğrenme modunda, D kadar geciktirilmiş kanal girişi, denkleştirici için referans işaretini olarak alınır. Doğrusal olmayan kanal modeli aşağıdaki gibi ikinci dereceden Volterra filtresi biçiminde tanımlanır:

$$x(k) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i) a(k-i) + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} T. w(i,j) a(k-i) a(k-j) \quad (11)$$

Burada, kanalın doğrusal ağırlığı $h(i)$,

$$h(i) = \begin{cases} \frac{1}{2} (1 + \cos(2\pi(i-2)/W)) & , i=1,2,3 \\ 0 & , \text{diğer } i \text{ değerlerinde} \end{cases} \quad (12)$$

biçiminde yükseltilmiş kosinüsle $W/2$ tanımlıdır. Doğrusal olmayan ağırlık $w(i,j)$ ise $w(i,j) = h(i)h(j)$ biçimindedir.



Şekil 2. (a) Gerçek giriş, (b) Denkleştirici çıkışı, (c) Eşik sezici çıkışı.

Kanal giriş işaretini $a(k)$, çift kutuplu rasgele dizi biçiminde olup burada $a(k) = \pm 1$ alınmaktadır.

Kanal uzunluğu 3 olarak seçildiğinden, çok-kanallı uyarlamalı kafes girişi,

$$\underline{X}(k) \triangleq \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} \quad (13)$$

olarak tanımlanır. Burada

$$\begin{aligned} x_1(k) &\triangleq x(k) \\ x_2(k) &\triangleq x(k)x(k) \\ x_3(k) &\triangleq x(k)x(k-1) \\ x_4(k) &\triangleq x(k)x(k-2) \end{aligned} \quad (14)$$

biçiminde tanımlanmaktadır. Görüldüğü gibi $\underline{X}(k)$ 'nin boyutu 4×1 'dir, yani (1)'deki N 'nin değeri 2' olacaktır.

Bilgisayar simülasyonu, farklı W , a , kanal gürültü varyansı ve kafes uzunlukları için yapılmaktadır.

Algoritma,

$$e_o^{(0)}(k) = a(k-D) - \underline{g}^{(0)T}(k) \underline{X}(k) \quad (15)$$

alınarak başlar. Burada $a(k-D)$, D kadar geciktirilmiş kanal girişi olmaktadır. Gecikme değeri D , kanalın dürtü yanıtının ortası ile kafes uzunluğunun yarısının toplamı biçimindedir.

Başlangıç değerleri.

$$\underline{K}_f^{(\mu+1)}(0) = \underline{0}$$

$$\underline{K}_b^{(\mu+1)}(0) = \underline{0}$$

$$\underline{g}^{(\mu)}(0) = \underline{0}$$

$$\sigma_f^{(\mu+1)2}(0) = 1$$

$$\sigma_b^{(\mu+1)2}(0) = 1$$

$$\sigma_{v+U}^2(0) = 1$$

alınmaktadır. Burada $\mu = 0, 1, 2, \dots, M$.

Kanal girişi $a(k)$ 'nin kestirimi olan, denkleştirici çıkışı $\hat{a}(k)$,

$$\hat{a}(k) = \sum_{\mu=0}^M \underline{g}^{(\mu)T}(k) \underline{b}^{(\mu)}(k) \quad (16)$$

olarak hesaplanır. Denkloştiricil çıkışı, eşik düzeyi sıfır olan bir eşik scriciye uygulanmaktadır. Eşğin sıfır alınmasının nedeni $a(k)$ 'nın sıfır ortalamalı olmasıdır. Eşik sezicinin çıkışı $\hat{a}(k)$, kanal girişinin kestirimi olmaktadır.

Bilgisayar programı, değişik parametreler için çalıştırılmış ve elde edilen sonuçlardan biri Şekil 2'de verilmiştir. Burada seçilen parametre değerleri: $W=3.1$, $a=0.0025$, kafes uzunluğu 11, kanal gürültüsünün varyansı 0.1 alınmıştır. Program 100 iterasyon çalıştırılmakta ve yaklaşık 20 iterasyon sonra denkleştiricinin kanal girişini doğru olarak kestirdiği Şekil 2'de olduğu gibi görülmektedir.

4. SONUÇLAR

Bu bildiride, çok-kanallı uyarlamalı kafes algoritmaları kullanarak doğrusal olmayan kanalların denkleştirilmesi incelenmiştir. Sunulan denkleştirici modeli, algoritmanın daha iyi sonuç vermesini sağlamaktadır. Bilgisayar simülasyonu sonuçlarından, denkleştiricinin birkaç adım sonra kanal girişini doğru olarak kestirdiği görülmüştür.

KAYNAKLAR

- /1/ S. HAYKIN, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey (1986).
- /2/ E. H. SATORIUS and S. T. ALEXANDER, "Channel equalization using adaptive lattice algorithms" IEEE Trans. Commun., vol. COM-27, pp. 899-905, June 1979.
- /3/ S. R. PARKER, "An autoregressive moving average (ARMA) discrete nonlinear model," in Proc. ~~IEEE~~ Int. Symp. Circuits Syst., 1980, pp. 918-920.
- /4/ C. E. DAVILA, A. J. WELCH and H. G. RYLANEER, "A second-order adaptive Volterra filter with rapid convergence," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-35, pp. 1259-1263, Sept. 1987.
- /5/ T. KOH and E. J. PCMERS, "Second-order Volterra filtering and its application to nonlinear system identification," IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Processing, vol. ASSP-33, pp. 1445-1455, Dec. 1985.

RADYO DATA StSTEH
Erkan CAN
Türkiye Radyo Televizyon Kurumu,
Teknik Planlama ve Koordinasyon Dairesi Başkanlığı, ANKARA
t.T.U. Elektronik Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İSTANBUL

ÖZET

RDS, Radyo yayını, sırasında data bilgilerinin-
de iletildiği bir yayın sistenidir. Bu data bil-
gileri dört ana başlık altında toplanmaktadır.

1. Alıcının doğrudan kullandığı bilgiler,
2. Dinleyicinin isteğine bağlı olarak kullandığı bilgiler,
3. Haberleşmeye yönelik bilgiler,
4. Diğer bilgiler.

Birinci grupta yer alan bilgiler, özellikle ka-
rayolu üzerinde seyreden araç sürücülerine büyük
rahatlık sağlamaktadır. Yol güzergahı boyunca uy-
gun yerlere yerleştirilen vericiler enterferansın
(karışmanın) önlenmesi için farklı frekans-
lardan yayın yapmaktadır. Sürücünün, sürekli ve ka-
liteli yayın izleyebilmek için sık sık alıcısını
ayarlamak zorunda kalmaması, alıcısı kapalı iken
veya kaset dinlerken radyodan yapılan trafik a-
nonlarını dinleyebilmesini sağlamaktadır.

GİRİŞ

CCIR'ın 450-1 nolu tavsiyesinde yer al-
an RDS sistemi, Almanlar tarafından ger-
çekleştirilen ARI sistemiyle de uyumlu-
dur. Bu sistem 1974 yılındaki EBU (Europe-
an Broadcasting Union) toplantısında üye-
lerce benimsenmiş ve yine aynı toplantıda
Alman ARI sistemiyle birlikte kullanıl-
abileceği konusunda görüş birliğine varıl-
mıştır.

RDS sisteminde, vericilere bazı ilave
donanımlar eklenmektedir. Data bilgileri-
nin bazıları doğrudan verici üzerindeki
ilave donanımdan, bazıları stüdyodan üre-
tilmekte ve vericide işlenmektedir. Alıcı-
larda ise, vericilerde kodlanmış bilgileri
çözümleyici birimler ve çift tüner bulun-
maktadır. Tünerlerden biri ileride açıkla-
nacak alternatif frekans bilgilerini ta-
rayarak teknik açıdan en kaliteli yayı-
nın alındığı verici frekansını seçip iki-
nci tünerin bu frekansa otomatik geçişini

sağlamakta, ikinci tüner ise seçilen fre-
kanstaki yayını kısaca vermektedir. Din-
yici bu geçişi fark etmemektedir.

RDS 8 Sisteminde iletilen bilgiler :

1- Alıcının otomatik olarak kullandığı bilgiler :

- PI: Programme Identification (Program
tanıtım bilgisi)
AF: Alternatif Frequencies (Alternatif
frekanslar)
TP: Traffic Programme identification (Tra-
fik program tanıtım bilgisi)
PTY: Programme Type (Program tipi, program
içeriğine yönelik bilgi)

2. Dinleyicinin isteğine bağlı olarak kul- landığı bilgiler :

- TA: Traffic Announcement Signal (Trafik
anons sinyali)
ON: Information On Other Networks (Diğer
yayın şebekeleri ile ilgili bilgi)
PIN: Programme Item Number (Program konu
numarası)
DI: Decoder Identification (Kod çözücü
tanımı)
MS: Music/Speech Volume Control (Müzik/Ko-
nuşma ses kontrolü)

3. Haberleşmeye yönelik bilgiler :-

- PS: Programme Service Name (Program ser-
vis adı)
RT: Radiotext Channel (Radyo-teks kanalı)
TDC: Transparent Data Channel (Açık data
kanalı)
Paging: Short Messages For Telephone Sub-
scribers (Telefon aboneleri için
kısa mesajlar)
IH: In-House Applications (Dahili uygula-
malar)

TMCiTraffic Message Channel (Trafik mesaj kanalı)

3. Diğer bilgiler :

CT:Clock-Time and Date Signal (Saat ve tarih sinyali)

Yukarıda isimleri verilen bilgilerin oluşturulması ve işlevleri :

PI :

Program tanıtım bilgisi, programın kendisinin kimliğinin belirlenmesi ve aynı programın yayınlandığı ülke ve bölgelerde alıcıların programı seçebilmeleri için bir kod içerir. Bu kod, sadece kişisel alıcı ve displye yönelik değil, bu programı diğerlerinden ayırt eden bir özelliğdir. Otomatik ayar için gerekli olan kod bilgisini de içerir.

PI, dinleyici tarafından doğrudan kullanılmayıp, alıcıya aynı program başka bir frekanstan da alınabileceğini gösterir. PI, 16 bit'lik olup, bunlardan ilk 4'ü ülke tanımı, sonraki 4 bit kapsam alanı cinsinden program tipini, geriye kalan 8 bit ise program referans numaralarını içerir.

PI'nin programlanmasına örnek;

<u>Ülke Tanımı</u>	<u>tkili Kodu</u>
Türkiye (Kod 3)	0011

<u>Kapsama alanı Cinsinden Program Tipi</u>	<u>tkili Kodu</u>
Yayın kapsamı bölgelere ayrılır ve hangi bölgeye yayın yapılıyorsa o bölgenin kodu verilir. Eğer 2. bölge ise; H-2;	0010

<u>Program Referans Numarası</u>	<u>tkili Kodu</u>
R-E5 (Radyo E-5'e verilen isim)	00000101

Buna göre PI; 0011001000000101'dir.

Af :

Otomatik ayar için, izlenen yayının alınabileceği alternatif frekans bilgisini içerir. (Yani bir bölgede, aynı PI koduna sahip programı yayınlayan vericilerin frekanslarını kapsar.) Bu frekansları değer olarak değil, önceden belirlenen frekans kanal numaraları ile tanımlar. FM yayınlarının başlangıcı olan

87.5 MHz frekans değerine 1 kanal numarası verilmek üzere bundan sonraki 100 kHz'lik aralıklarla gelen her frekansa bir kanal numarası karşılık gelir.

AF bilgisi iki farklı metodla veya iki metod bir arada kullanılarak verilebilir. A metodu ile bir vericiye ancak 25 alternatif frekans tanımlanabilirken B metodu ile bu sayı 300'e kadar çıkabilmektedir. Ancak uygulamada bir vericiye en çok birkaç alternatif frekans olabilir.

Aynı programın hem FM hemde LF/MF bandında yayınlanması durumunda (repetör istasyon) LF/MF yayın frekansı özel bilgi olarak alternatif frekans listesine konulabilir.

Metod B, daha çok bilgi iletmeye uygun olmasına karşı Metod A'ya göre bir dezavantajı, tekrarlama süresinin 8 sn ile sınırlandırılmış olmasıdır.

Metod A'da alternatif frekansların listesi verici ve çevresindeki vericilerin frekanslarının sıralanmasıyla oluşturulurken, Metod B'de yayın alınan vericinin frekansı ile çevresindeki vericilerin herbirinin frekansı ikili grup olarak ayrı ayrı verilir. Yani, bu yöntemde ilk vericinin frekansı aramada önceliğe sahiptir.

TP, TA :

Trafik programı kodu süreklidir ve programın trafik anonslarını içerdiğini gösterir. Aynı zamanda, trafik anonsu yapıldığı zaman dinleyiciyi uyarmak üzere alıcı üstünde bulunan led'in yanmasını veya özel bir uyarı sinyali verilmesini sağlayacaktır.

Trafik anons bilgisi, program- kesme özelliğine sahip olup, aşağıdaki fonksiyonları gerçekleştirir;

1. Alıcı kapalı ise, trafik anonsu süresince alıcıyı otomatik olarak açabilir.
2. Kaset çalar devrede ise, t-seti durdurup anons yayınına kenetlenir ve anons sonunda eski konumuna otomatik olarak döner.
3. Radyo alış durumunda ise, trafik anons bilgisi gelince ses seviyesi otomatik olarak yükselip anons sonunda ilk seviyeye iner.

PTY :

Yayınlanan her program türüne belirli bir kod numarası verilmiştir, örneğin; haberler 1 numara, spor 4 numara gibi. Dinleyi-

çiler isteklerine göre program türünü önceden seçip, o programın yayın saaci geldiğinde alıcının otomatik açılmasını sağlar.

PTY bilgisi 5 bitlik olup, 32 farklı program türünün kodlanmasına uygundur. Şu ana kadar 15 farklı program türü tanımlanmıştır.

Yukarıda açılan 4 özellik RDS sisteminin birincil özellikleridir. Her RDS yayınında bu özellikler kullanılmak durumundadır.

Bu özellikler dinleyici tarafından seçilebilen veya yönlendirilebilen özellikler olmayıp, alıcının kendi kendini ayarlayabilmesi içindir.

ON :

Bu fonksiyon sadece, birden fazla yayın şebekesi işleten yayıncıları ilgilendirir. En fazla 8 program şebekesi ON ile adreslenebilir.

ON fonksiyonu, dinleyici tarafından uygun bir alıcıda önceden programlanmış kriterlere göre başka bir programa geçmek için (anahtarlanma) kullanılır. Bu kriterlerde diğer fonksiyonlarca ifade edilmektedir, Bunlarda TA ve/veya PTY ve/veya PIN ve ilgili AF'lerdir.

ON fonksiyonu, alıcıların en çok 8 yayın şebekesinin herbiri ile birden 25'e kadar olan alternatif frekansların listesi arasında ilişki kurmalarında kullanılır. Uygun programlara ilgi yada baş ilgili program kimlikleri ile kurulur. Bu fonksiyonun kullanılması durumunda AF'leri göstermek için tercihen Metod B kullanılır.

PIN :

Bu fonksiyon, kaydedicilerin programlanarak önceden kayda hazır hale getirilmesinde kullanılır. Bu programlama gün ve saat bilgisi kullanılarak yapılır. Bu amaçlarda vericilerden PIN bilgisi içinde gün (1-31) ve zaman (Saat/Dak.) yer alır. Eğer PIN oluşturulmamışsa gün 0 olarak gönderilecektir.

Telif hakları problemi nedeniyle bu fonksiyonun kullanılması bazı ülkeler için mümkün değildir.

01 :

Alıcılarda FM ve AM modüleli sinyalleri almak üzere iki farklı demodülatör vardır. Ayrıca FM yayını için mono ve stereo kod çözümleri vardır. Klasik yayınında stereo kod çözümleri 19 klizlik pilot

sinyali ile devreye girer, RDS yayında ise mono-stereo bilgisi Di fonksiyonu içinde yer alan kod bilgisi haline gelir. Mono 0000, stereo 0001 şeklinde kodlanır. Di kodu sıralı (ardarda) gönderilir.

Di, 4 bitlik bir bilgi olup, alıcılarda ki kod çözümlerinin açma ve kapanma : anahtarlaması için kullanılır. 16 farklı moda çalışır ve yayın sinyali ile birlikte devreye girer.

M/S :

Bu fonksiyon iki seviyeli bir sinyaldir. Yayınlanan müzik (1) veya konuşma (0) için bilgi sağlar. Bu fonksiyon, alıcılarda biri müzik diğeri konuşma için iki ayrı ses seviye kontrolüne olanak sağlar. Ancak M/S'nin kullanılabilmesi için stüdyoda da otomatik M/S tanımlı cihazların tesisi gerekir. Bu konudaki çalışmalar halen deneme safhasındadır.

Yukarıda özetlenen bu 5 fonksiyon RDS sisteminin ikincil özellikleri olup, dinleyicinin tercihinine göre kullanılır.

PS :

Bu fonksiyon otomatik tuning amaçlı olmayıp manuel tuning için kullanılır.

PS bilgisi, alıcı üstündeki S alfanümerik karakter kapasiteli display üzerinde istenen bilginin güncellenmesini sağlar. Bu bilgiler, yayınlanan programın adı, yapımcının adı gibi bilgilerdir. Boşluklarda karakter gibi değerlendirilir, kullanılacak karakter seti, ASCII yada şu anda geliştirilmekte olan EBU karakter setidir.

RT :

Bu fonksiyon 32 veya 64 karakterli olup, ev alıcılarını yöneliktir. Şu anda deneme aşamasındadır. Geliştirilmekte olan konuşma sentezörleri veya printerlerle alıcı arasına yerleştirilecek bir arabirim kullanılarak mesaj iletiminde de kullanılması çalışmaları devam etmektedir.

TDC :

Bu fonksiyon, datanın, özel harici cihazlara dağıtımının yapılabilmesi için geliştirilmiştir. Alıcı harici cihazlara GENELEC standartlarında bir ara birimle bağlanır.

Yayıncı tarafından bu fonksiyonla alıcıya 32 farklı komut verilebilir. Hatalı blokların alınmaması için bu mesajlar birkaç kez tekrarlanır. Bu konudaki çalışmalarda deneme safhasındadır. Ancak, alı-

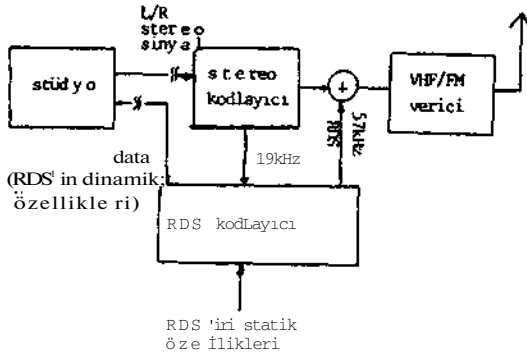
cıların bu fonksiyona uygun olacak şekilde dizayn edilmesinde fayda vardır.

Paging :

Boş data kanallarının kullanım, y.a.z telefon abonelerine kısa mesajlar vermek amacıyla kullanılan bu fonksiyon, RDS uygulamasında öncelikle kullanılabilir. 1987 yılında İsveç'te oluşturulan bu yeni Paging servisi RDS data kanalının Z16'sını işgal etmektedir.

Ses ve Data Bilgilerinin Stüdyodan Alçıya Kadar İzlediği Yol :

1. Stüdyo ve Verici :



Yukarıda bahsedilen PI,AF,TP,PS ve CT statik bilgiler olup alıcının isteği dışında, tercihe bağlı olmayan özelliklerdir. Bu bilgi donanımı vericide RDS kodlayıcıya eklenerek sürekli olarak kullanılır.

Bu özelliklerin dışındaki fonksiyonlar ise dinamik olup yayıncı ve/veya alıcı tarafından seçilebilen özelliklerdir. Bu tür fonksiyonlar stüdyoda ve vericide tanımlanırlar.

Stüdyodan çıkan ses bilgisi uygun bir ortamda vericiye iletilir ve burada kodlanıp-kuvvetlendirilerek yayına verilir. Data bilgileride stüdyo ile verici arasına kurulacak bir data kanalından iletilerek vericide kodlanır. Kodlu ses bilgisine eklenerek kuvvetlendirilir ve yayına verilir.

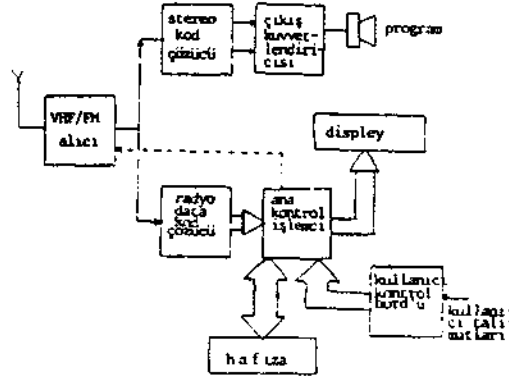
Stüdyodaki ses ile ilgili kaynak spiker, band, CD olabileceği gibi gezici ekipler tarafından sağlanacak hava-yol ve trafik, durumuyla ilgili bilgilerde olabilir. Data kaynakları ise önceden teçhiz edilecek donanımlar dışında bilgisayar destekli bilgilerde olabilir.

Data sinyali stereo çiftli veya mono sinyale eklenen bir alt taşıyıcı ile iletilir. Alt taşıyıcı frekansı 57 kHz olup, pilot-ton'un üçüncü harmoniğine aynı fazda yada doksan derece faz farkıyla eklenir.

Modülasyon, difrensiyel olarak 180 derece faz farkıyla kodlanmış sinyallerle taşıyıcısı bastırılarak yapılan AM-DSB'dir.

Bit hızı ise (57 kHz/48) 1187.5 bit/saniye'dir. Ancak bu hız çeşitli hata koruma sistemleri nedeniyle bir miktar düşmektedir.

2. Alıcı :



Yukarıda RDS alıcının blok şeması verilmiştir. Vericiden, toplanıp kodlanmış olarak gelen sinyal alıcıda stereo ve Radyo Data kod çözücülerinden geçirilir. Stereo kod çözücü çıkışı kuvvetlendirilerek yayına verilir.

Data ise alıcının önceden donatılan bilgileri ve kullanıcının isteğine bağlı olarak bellekteki bilgileri değerlendirilerek istenen tonksiyonları yerine getirir.

Referanslar:

1. ELY, S.R. "Radyo Data'nın yayın alıcılarında-ki etkisi "The Radio and Electronic Engineer. Vol. 52, No 6, PP 291.296 Chme, (W?)
2. ODMALM, C. "EBU VHF/FM Radyo Data Sistemi CRÜS'üne ilişkin çalışmaları, ERU Review (Technical) No. 200 (Ağust 1983).
3. ELY, S.R. ve KOPITZ, D., "EBU Radyo Data (RDS) Sistemini kullanarak VHF/FM radyo alıcıları için dizayn prensipleri", EISU Review (Technical) No.204, (April 1984).
4. MIELKE, J. ve SCHWAIGER, K.H., "RDS Sistem Çalışması ve deneysel sonuçları, ERU Review (Technical) No.217 (June 1986).
5. Almanya'da yayınlanan Rundfunktechnische Mitteilungen RTM, Vol 30 (1986), No.3, PP 102.108
6. KOPITZ, D., "Radyo Data sistemi, Alıcı ayarlarını ve FM yayıncıları tarafından özel sinyalin gönderilmesini sağlar. 1986-NAB Engineering Conference Proceedings - I. P. 110-113

PROGRAM ULAŞTIRMA SİSTEMİ

Ali Nihat YAZICI

Türkiye Radyo Televizyon Kurumu,
Teknik Planlama ve Koordinasyon Dairesi Başkanlığı, ANKARA
t-T.U. Elektronik-Haberleşme Mühendisliği Bölümü, İSTANBUL

ÖZET

TANIM :

PDC (Program Delivery Control) bir TV yayıncılığı hizmeti olarak tanımlanabilir. Bu hizmet önceden seçilmiş programların uygun olarak donatılmış resim kaydedici aygıtlarla aslına uygun ve Özdevimsel olarak kaydedilmesini sağlar. PDC görevleri farklı olan iki fonksiyondan oluşmuştur. (Tablo.1) Gösterilen bu fonksiyonlar Önseçim ve kayıt kontrol fonksiyonu diye adlandırılabilirler. Uygun olarak donatılmış resim kaydedici aygıtlarının kayıt kontrolü için, geroksinme duyulan bütün programlar hakkında ilgili bilgilerle, kaydedicinin kontrol belleğinin yüklenmesinisağlar. t. zleyici isrediği programı gazete , dergi veya telegün // aracılığıyla seçer ve ilgili bilgiyi kaydediciye yükler. Bu girişi bir bar-code veya klavye aracılığı ile elle veya ekrandan "İmleç" 17.1 yardımı ile yapabilir. Kayıt-kontrol fonksiyonu » kaydedilecek programın önseçimini yapmaya elverişli bir alıcı aygıtı tarafından uzaktan kontrolüne izin verir. Bu fonksiyon yayıncının programla birlikte kodlayarak yolladığı başlığın içeriğine göre değişir. Bu nedenle başlık yollanmadığı takdirde ; program kaydedici aygıtın zamanlayıcısına bağlı olarak kaydedilmelidir.

Gerekli Servis Koşulları :

- Program günlük program bültenlerine uygun olarak kaydedilebilir.
- Günlük bültenlere girmeyen programların kaydı için kolaylıklar sağlanmalıdır.
- Yayıncının isteği durumunda , herhangi bir nedenle yayınlanan programın arasına girildiğinde kayıt süresinde de bu aralığa eşit bir aralık verilmelidir.
- Kullanılmakta olan (Telegün, TV) servislerinin üzerindeki kısıtlamalar en az olmalıdır.
- Servis özdevimsel ve elle önseçmeye elverişli olmalıdır.
- Servis kolayca kullanılabilir olmalıdır.
- Servis güvenilir olmalıdır. Kayıt kontrol fonksiyonun çalışmadığı durumlarda normal zaman kontrolü çalışmalıdır.
- Kayıt için gerekli kontrollerin iletim oranı

Öyle olmalıdır ki, alıcı tarafından hata arama doğrulama ve frekans tarama mümkün olsun. (Enaz 1 Hz)

- Servis, bölgesel saat dilimleri sınırlamasına bakmaksızın ve günlük saat farklılıklarına uygun olarak çalışabilmelidir.
 - Kayıt süresinin başlaması, istenilen programın başlama zamanına yakın olmalı, fakat bununla beraber yayıncı program başladığında kayıt edici cihazın karakteristiğine göre çalışmaya girmesine izin verecek bir süre bırakmalıdır.
 - Servis koşullu ve koşulsuz erişimli programlar için çalışmalıdır.
- Dthtiyaç duyulan veri kapasitesi gerek (kayıt-kontrol) fonksiyonu, gerekse geri plandaki fonksiyonlar için en aza indirgenmelidir.
- Yayıncı tarafından duyurulan tarih ve saat ile ilgili değişiklikler servis üzerinde etki yapmaksızın onaylanabilir.

	Program Önseçim	Program Kayıt-kontrol
Gerekli	CNI AD AT-2 MCP	CNI Pil.
İstenen	PTL LTO AT-1 PD	PCS
Seçime Bap. lı	PTY CAF	PTY UDT

Tablo.1r Program tanımlama parametrelerinin program önseçme ve kayıt-kontrol fonksiyonunda kullanılması

Program Tanımlayıcı Parametreler:

Aşağıda listelenmekte olan her parametre program tanımlama fonksiyonu için bir bilgi içermekte olup, Tablo 1'de gösterildiği gibi kayıt-kontrol ve önseçme fonksiyonlarında takip eden sıra ile kullanılmaktadır.

- a) CNI : Ülke ve devre tanımı (Country and Network Identification)
- b) AD : Duyurulan tarih (Announced Date)
- c) AT-2: Özgün duyuru saati (Original Announced Time)
- d) MCP : İmlecin seceneklerdeki konumu (Menu cursor position)
- e) PİL : Program Tanımlama Başlığı (Program Identification label)
- f) PT : Program Başlığı (Program Title)
- g) LTO : Yerel saat karşılığı (Local Time Offset)
- h) AT-1: Duyurulan saat (Announced Time)
- i) PD : Program süresi (Program Duration)
- j) PCS : Program kontrol durumu (Program Control Status)
- k) PTY : Program türü (Program Type)
- l) CAF : Kontrollü erişim flag'ı (Controlled Access Flag)
- m) UDT : Bileşik tarih ve saat (Unified Date and Time)

Kaydedici Cihazlar için Önseçim Fonksiyonu

Seçilen programın dağıtımını kontrol etmek için alıcı cihaza yüklenmesine gereksinme duyulan bilgi farklı kaynaklardan alınabilmektedir. (Yazıcı çıktılarını, bar-code, görüntüsel veya sözlü duyurular.)

Önseçim fonksiyonları birkaç farklı şekilde yapılabilir.

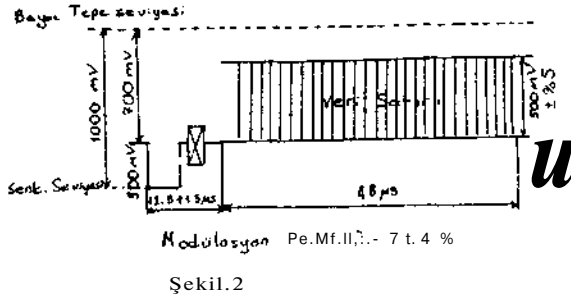
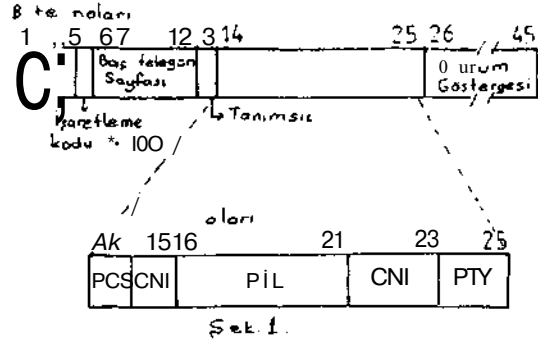
1. Klavye aracılığı ile önseçim.
2. Teletext (Telegün) aracılığı ile önseçim.

Kayıt-Kontrol Fonksiyonu:

Program dağıtım servis elemanının, uygun olarak aygıtlandırılmış bir kaydedici tarafından yapılan bir kaydın iletim kaynağından uzaktan kontrolüne olanak tanınmasına kayıt kontrol fonksiyonu ismi verilir.

Programa eşlik edecek şekilde kodlanmış program başlığı kayıt-kontrol komutu olarak tanımlanır. Bu bilgi programla beraber yollar ve yukarıda sözü edilen parametreleri içerir, tki türlü yollanması sözkonusudur.

- a) Sistem B /3/ teletext verisinde araya girer.
- b) Elde edilmiş bir TV satırında araya girer. (Şekil 1) Kayıt-Kontrol fonksiyonunun tekrar oranı 1-25 Hz arasında öğütlenmektedir. TV satırı durumunda bu oran 25 Uz'dir. (Şekil 2)



Sonuç:

PDC ,dünyada ve Avrupa'da henüz bütün standartları belirlenmemiş olan ve üzerinde çalışmalar devam eden bir yeniliktir. TRT Kurumu bu konudaki çalışmalarını sürdürmekte olup yakın bir gelecekte bu hizmete başlayacaktır.

AÇIKLAMALAR:

İM TELEGUN: TRT'nin hizmete sunmuş olduğu Teletext servsidir.

/2/ İMLEÇ : Ekranda bilgi girişi sırasında hangi satır ve hangi sütun üzerinde giriş yapıldığını gösteren im'ler. ()

/3/ Sistem B Teletext CCIR Recommendation 653. Veri paketi 8/30 yazılım 1.

KAYNAKÇA

- 1) Specification of the domestic video programme
Delivery Control System (PDC)
EBU.Doc.Tech.3262-E, August 1990, GENEVA
- 2) Specification of the systems of the MAC/packet
family .EBU.Doc Tech.3258, October 1986, GENEVA
- 3) CCIR Recommendation 633
Teletext system C layer 1-4 (General description)
- 4) CCIR Recommendation 633
Teletext system 6S3.

ASENKRON TRANSFER MODU (ATM) SEÇİCİLERİNDE
BAŞARIM ANALİZİ

k. Soğukpınar, G.Durusoy

İ.T.U. Elektrik-Elektronik Fak., EHB,
Haberleşme Anabilimdağı, İstanbul

ÖZET

ATM seçirilerinin başarılı basarımlarının modellenmesinde göz önünde bulundurulması gereken iki nokta, kullanılan kuyruklama mimarisi ve seçiciye gelen trafiğin yapısıdır. Geçmiş yıllarda bu alanda yapılan çalışmalarda, gelen trafiğin, basitlik açısından N giriş için N 3det bağımsız özdeş Hersonullu «sureciyle modellenen» görülmektedir. ATM gibi, birbirinden son derece farklı kapasite gereksinimlerine ve yapılaraya sahip birçok hizmet isteğinin aynı çoğullamanın içinde aynı seçici girişine ulaşabildiği bir sistemde, trafik hesapları için bu derece homojen bir model kullanılmayacağı gösterilebilir. Bu bilirdi, bu amaçla yapılan bir benzetim çalışmasından alınan sonuçlara dayanmaktadır. Seçici girişine gelen paketlerin çıkış adresi dağılımları ve dolayısıyla gelen trafik yapay olarak dengesizleştirilmiştir. Bu trafik çıkışta kuyruklamalı bir ATM seçicisine uygulanmış, seçicinin gecikme ve kayıp basarımı gözlenmiştir.

1. GİRİŞ

Özellikle 80'lerde veri haberleşmesine olan eğilimin olağanüstü bir büyüme göstermesi, sınırlı olanakları olan özel şebekelerle karşılanan bir çok farklı hizmetin bir genişbandlı tümleşik şebeke üzerinden verilmesini gündeme getirmiştir. Tümleşik Hizmetler Sayısal Şebekesi'nin (ISDN) evrimi de, doğal olarak, araştırmacıların üzerinde çok durduğu bir konudur.

1983'te Amerike ve Fransa'da önerilen iki farklı tekniğin (sırasıyla Hızlı Paket Bağlaşma /I/ ve Asenkron Zamanda Çoğullama /./) i.ileyon araştırma sürecindeki bir sentezi olarak nitelenebilecek olan ATM, iste bu koşullarda ciddi ilgi görmüş ve CCITT tarafından genişbandlı-ISDN için sonuç çözüm olarak önerilmiştir /3/. Kısa ca özetlenirse, bu teknikte, çok çeşitli tuzlardaki hikmetlerin dinamik kaynak tahsis algoritmaları ve optik iletim olanaklarından yararlanılarak, kısa ve sabit uzunluklu paketler biçiminde iletilmesi: hata sezme ve düzeltme işlemlerinin olabildiğince şebeke uçlarına taşınması ve bu volla. esnek ve yüksek hızlı bir şebeke

yapısının oluşturulması planlanmaktadır.

ATM şebeke ve seçici yapısına yönelik bir çok ciddi öneri yapılmış olmasına karşın, trafik modellenmesi ve kontrolü alanında incelenmesi gereken bir çok önemli imkte olduğu görülmektedir. Planlanan yapının büyüklüğü ve esnekliği gr,-;minealınarak. bunun doğal olduğu söylenebilir.

2. ATM SEÇİCİLERİNDE BASARIM ANALİZİ

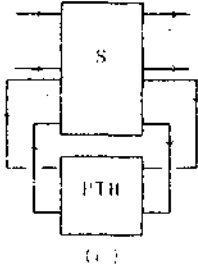
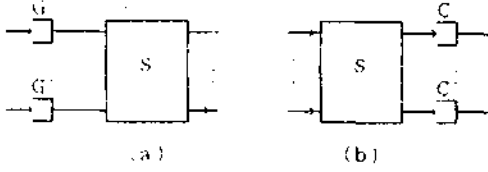
2.1. Kuyruklama ve Kuyruklama Mimarileri Üzerine kısa Bilgi

Bir ATM seçicisinin bağlaşma donanımı tıkanmasız bile olsa, seçicide yuulma meydana gelecektir. Çünkü seçicinin (j.rislerine, aynı zaman diliminde, aynı çıkışa adresli birden fazla paket ulayabilir. Bunlardan birisine anında geçiş olanağı sağlanırken diğerleri, donanımın bir yerlerinde kuyruklanacak ya da kaybolacaktır.

Başarım analizinin, sorunun bu şunu v> trafik modeli üzerinde yoğunlaştırılabilir; U-meşine olanak vermek için seçici \.ipısı. tıkanmasız seçici ve kuyruklama mimarisi biçiminde düşünülebilir. Bu y;ikl-ısı», yapısı henüz kesinleşmemiş olan bağlaşma donanımından bağımsız çalışma nlaağı da sağlar.

Birçok temel teorik çalışmada, kuyruklama mimarileri, girişte, çıkışta v> pa \ i, ş ilmiş tamponla kuyruklama başlıkları allımla toplanmıştır /4//5/<Şekil 1-1>. Girişte kuyruklamanın basarımını. \.u\iMkhı.;ı tıkanması olarak adlandırılan /;••/ > > ; i ik nedeniylediğerlerin••)ort:r, !ciuy-.1 *', i;dlı r. liua karşın, seçici başlıştırma tu •, 1, 1 n istenen duzeşde nlm.imasi iurumrın; i kullanılması gerekebilir.

Paylaşılmış tamponla ku>rukl-ımaia. >.t>1-1 hemen ulaşamayan paketler ortak t;ir t.ÖN>••• hafızaya alınıp girişte dondurul Jn> :;. için, hafıza gereksinimi ve paket la.ıp olasılığını açısından iyi bir basarım y^ln rır. Ancak donanım karmaşıklığı vuks.>>' ır ve paket yaşlandırma çlibi fa.dladai. (•.kel. işleme işlevleri gerektirir.



S: Tihııınasız seçici
G: Giriş kuyruğu
C: OksıS kuyruğu
PTM: İstodığı çıkışa hemen ulaşamayan tüm paketler için ortak kuyruk

Sekı I-1. (a) Girişte kuyruklamalı,
(b) Çıkışta kuyruklamalı,
(c) PaylaşımıM Tampon Hafızalı ATM Seçirisi

Bıldırıde sunulan modelde basitliğı ve başarım ve maliyet kıiterleri açısından iyi bir uzlaşma sağlaması dolayısıyla çıkışta kuyruk tamalı mimari kullanılmıştır.

2.2. Seçiciye Gelen Trafığın Modellenmesi

Referans olarak rastlanan ve yukarıda sözü geçen çalışmalarda, seçiciye gelen trafik řu varsayımlarla modellenmektedir.

-Herhangi bir zaman diliminde, seçicinin bir girişine geliş olması olasılığı p'dir.

-Gelen paketin, N çıkıştan herhangi birine adresli olması olasılığı eşit ve 1/N'dir.

Bu tür bir modelleme, farklı kuyruklama tekniklerinin birbirine göre iyiliğini saptamak üzere kullanılabilir. Ancak çok çeşitli hizmetlerin bir arada verildiğı ve bunların bandgenişliğı gereksinimlerinin son derece farklı olduğı bir şebekede, bu derece duzgün bir trafik yükü modelinin sağlıklı sonuç vermeyeceğı gösterilebilir.

Yine de karşılaştırma olanağı sağlamak için, karol ve Hluchyj'in çıkışta kuyruk lamalı ATM seçicisinin başarımını, yukarıdaki iki varsayıma dayanarak nasıl modellediklerini /4/ vermek yerinde olacaktır. Buna göre:

Trim sistemin başarımı tek bir çıkış kuyruğuna ait değerlerle belirlenebilir. Belirli bir zaman diliminde bu çıkışa adresli olarak gelen paket sayısını A_k ile gösterirsek,

$$A_k = P [A-k] \cdot \frac{N}{k} \left(\frac{p}{N} \right)^k \left((1-p) \frac{N}{N} \right)^{N-k} \quad (1)$$

$k = 0, 1, \dots, N$

bağıntısı elde edilir. A'nı tutun: $N \cdot A$ it'in.

$$A_k = P \cdot \frac{e^{-p/N} \cdot (p/N)^k}{k!}$$

$$k = 0, 1, \dots, N$$

seklindedir, m. zaman dilimi sonunda kuş ruıkta bulunan paket, sayısını Q_m ve bu dilimde girişlere yelen paket sayısını A_m gösterirsek (b: tampon hafızası),

$$Q_m = \min(\max(0, Q_{m-1}, A_m), b) \quad (2)$$

bağıntısı verilebilir. Ve buradan, çıkış kuyruğı,

$$H_{ij} = \begin{cases} a_0 + a_1 & i=0, j=0 \\ a_0 & i=1, j=0 \\ a_{j-i+1} & 1 \leq i \leq j \\ 0 & j=0, 0 \leq i < j \\ 0 & \text{buuuuu dışıında} \end{cases} \quad (4)$$

biçiminde geçiş olasılıklarına $KMHP$ bir sonlu durumlu, ayrık j-amaıılı Markov zinciriyle modellenebilir ($P_{ij} = P(U_{ij} | Q_{m-1})$); kalıcı durum kuyruk uzunluğı, doğrudan Markov zinciri denge denklemlerinden aşağıdaki biçimde elde edilir:

$q_k = P(Q=k)$ olmak üzere,

$$q_0 = \frac{1-p}{a_0}$$

$$q_1 = \frac{1-a_0-a_1}{a_0} q_0$$

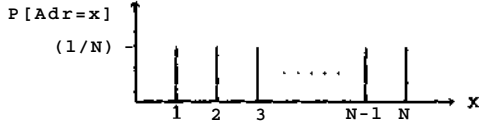
$$q_n = \frac{1-a_1}{a_0} q_{n-1} - \sum_{k=2}^n \frac{a_k}{a_0} q_{n-k} \quad (5)$$

(b) bağıntısı takımında, q_k değerleri N ve sonsuz N için sırasıyla $(1-p)$ ve X ile belirlidir. Paketi boyu sahil, olduğundan, $N \rightarrow \infty$ için, $M/D/1$ kuyruğu durumuna ulaşıl maktadır. İlgili sonuçlar, Hluchyj'in sunulan modelden alınan sonuçlarla birli te verifmiştir.

2.3. Bölüm 2.2.'deki Geİis Memelinin Tiritti ve Yeni Bir Model

Yukarıdaki modelleme tür ATM şebekesi için aşağıdaki somut duruma ilaıt il:

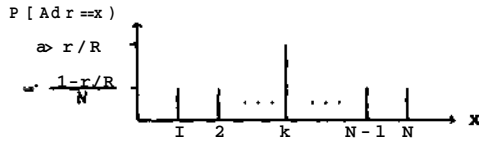
NxN'lik SIM; ICinin girişlerinden birine n adet çağırma gelmektedir ve n>>N'dir. Kını, girişteki çoğullamanın hızı, çağırma- maların ortalama hızlarından çok büyüktür. Çağırma- ların istatistiksel çoğullama ilke- siyle çoğullandığı da düşünülürse, paket- lerin adreslenmiş olduğu çıkış, düzgün dağılımlı bir ayrık rastgele değişken (Adr) olarak modellenebilir (Şekil-2).



Şekil-2. Çıkış Adresi Olasılık Dağılım F. (Düşük hızlı bir çok çağırma durumu)

Ancak ATM şebekesi trafiği üzerine yapılan çalışmalar /6//7/, bu yaklaşımın geçerli olmayabileceğini göstermektedir. Aşağıdaki durumu ele alalım:

k. giriş hattındaki çoğullamanın hızı 150 Mbps ve yük (p) 0.8'dir. Trafiğin bileşimi içerisinde 35 Mbps'lik bir video yayınının bulunduğu düşünülürse, gelen paketlerin dörtte birine yakınının bu hizmet isteğinin yöneldiği çıkışa adresli olacağı görülebilir (Şekil 3).



r: Ağırlıklı çağırmanın hızı
R: Çoğullamanın hızı

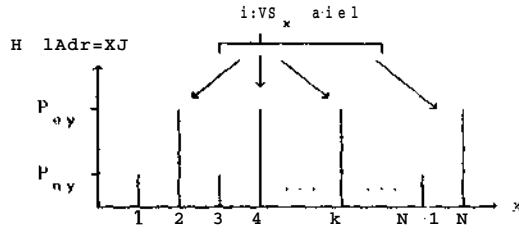
Şekil-3. Çıkış Adresi Olasılık Dağılım F. (Ağırlıklı bir çağırma olması durumu)

Bu durum genelleştirilirken, analitik modelleme de olanaksızlaşır. Çünkü biraz daha gerçekçi bir model, Tarklı girişler için ozdes olmayan geliş süreçleri ve düzgün olmayan çıkış adresi dağılımları önerecektir.

2.4. Sunulan Model ve Sonuçlar

- Modelde, gözlem aralığında çağırma başlamadığı VP sonuçlanmadığı varsayılmıştır.
- Seçici mimarisi olarak, çıkışta kuyruk- lamalı mimari seçilmiştir. (Şekil-1(b)1.
- Seçici boyutu N=256 seçilmiştir.
- GirişPre gelen paketlerin çıkış adresi dağılımları iki genel parametre yoluyla biçimlendirilmektedir. Bu parametrelerin ilki, Etkin Yön Sayısı'dır (EYS) ve bir girişe yelpili çağırma- ların bandgenişliği af. ısındın ağırlıklı olanlarının sayısını sınırlar.

ikinci parametre Etkinleştirme <•Iı'^.ıVıM' dir (EK). bir parametre varrımıya. ICM.ım giriş yiki, (Ek! vı- (1 IK',. \ıı-d" I<•rı., ,• sırasıyla ağırlıklı çağırma- lar vı- -ıı.,••.]> rıı't' asındap:ı\la'ıtıtı makı;ı; r. ^' l. \',



$$P_{ey} = p \{ (EK/EYS_x) + (1-EK)/N \}$$

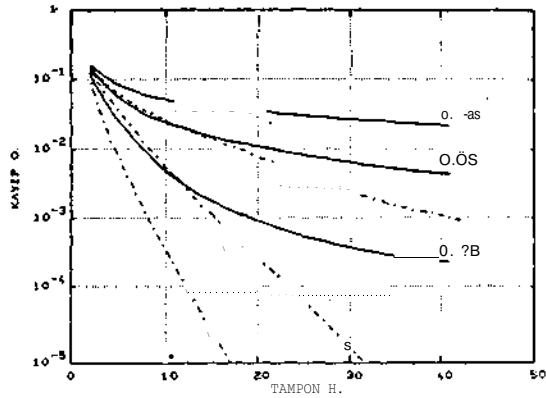
$$P_{ny} = p(1-EK)/N$$

$$EYS_x \cdot P_{ey} + (N-EYS_x) \cdot P_{ny} = p$$

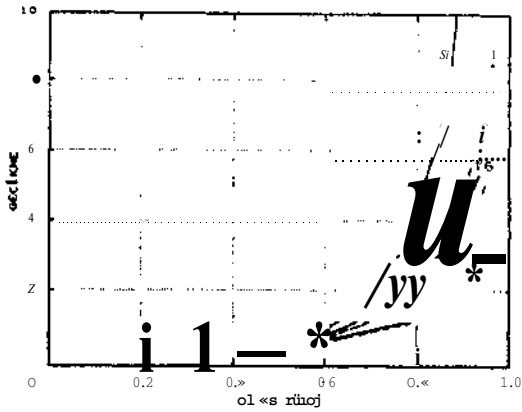
p: Yük (Bertioilli eşiği)
EYS_x: x. girişe gelen etkin çağırma sa\ ırı

Şekil-4. EK ve EYS ile şekillendirilmiş Çıkış Adresi Olasılık Dağılım F. (KYS'ın rastgele seçilmesiyle girişler arasında farklılaşır; EYS SEYS).

Benzetim programının sonuçları (sürekli çizgi), analitik modelin sonuçlarıyla (kesikli çizgi) karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil-5 seçicinin paket kayıp başarımını, Şekil-6 ise paket. gecikme başarımını yansıtmaktadır.



Şekil-5. Seçici Kayıp Başarımı (FK. O.:... EYS=10, Parametre: Giriş Yüğü)



Şekil-6. Seçici Gecikme Başarımı (EK=0.2, EYS=10, Parametre: Tampon Hafıza Boyu)

(*) Bildiri boyunca tampon hafıza boyu, alabildiği paket sayısı olarak verilmiştir.

3. SONUÇ

ATM'ye yönelik başarım analizi çalışmalarında belki de en önemli adım, şebeke ve bağlaşma yapısı nedeniyle çok karmaşık olan trafiğin gerçekçi bir yaklaşımla modellenmesidir. Pratikte, bu bildiride tanımlanan modele eklenmesi gereken bir çok önemli parametre rol oynayacaktır. Bunlardan en önemlileri, şebeke ve seçici trafik kontrol algoritmaları, ATM için öngörülen bir girişten birden fazla çıkışa yayın özelliği ve genel bir ATM kullanıcı modeli. Ayrıca, gerçekleştirilecek seçici hıza göre, hem girişte hem çıkışta kuyrukla malı melez bir yapı kullanmak kaçınılmaz olabilir /8/.

Bu çerçevede, sunulan çalışma bir karşı örnek ve daha gelişmiş modeller için bir ön çalışma olarak düşünülmelidir.

KAYNAKLAR

- /1/ Turner, J.S., New Directions in Communications (or Which Way to the Information Age?), IKKK Comm. Mag., pp 8-15, Oct.'86.
- /2/ Gonet, P., Coudreuse, J.P., ATD SvfitrhiiMj; The Way I.o Klexible Broadband Communication Networks, Proc. Int. Zürich Sem. on Dig. Comn., pp 141-145, Mar.'86.
- /3/ Krantzen, V., Handel, R., A Solid Foundation for Broadband ISDN, Telcom Report Int., pp 24-27, May'91.
- /4/ Hllıchyj, M.G., Karol, M.J., Queueing in High Performance Packet Switching, IEEE J. on Sel. Areas in Comm., JSAC-6, No. 9, Dec.'88.
- /5/ Hu i, J.Y., Arthurs, E., A Broadband Packet Switch for Integrated Transport, IEEE J. on Sel. Areas in Comm., JSAC-5, No. 8, Oct.'87.

/11/ Spears, Ü.V., Ijrojdbıaml ISDN swıttıng Capabilities From a Services Perspective, IEEE J. on Sel. Areas in Comm., JSAC-6, pp 1222-1229, Oct.'87.

// Söğükpınar, K., Duru:DX G... Gönlü bandtı ISDN-de ATM Tomıııı Mıııııııı... yutlandırma. Yüksek Lisans Tezı, ITİ, '90.
/B/ Oıye, Y., Murat. a. M., Kıtırtı... Non-bJorkıng IMcket Swıttıng... CH2655-9/89/0000-04H), pp 410-411... (FUde makalenın yalnızca E... bu bulunduğundan, koduyla verılmıstır !.

VLSI DEVRELERİ İÇİN ARİTMETİK ALTDİRİMLERİN TASARIMI

Y. Müh. Meltem Karaarslan¹, Doç. Dr. Murat Aşkar²

¹TÜBİTAK Ankara Elektronik Araştırma ve Geliştirme Enstitüsü, ODTÜ OÖMİ, ANKARA
²Elektrik - Elektronik Mühendisliği Bölümü, ODTÜ OG.Ş.İ., ANKARA

ÖZET

11/1 işaret ikicim¹ sistemlerinde g^*n^2 Hİkde yüksek performanslı toplama ve çarpımı işlemleri yapan altbirimler bulunmaktadır. Bu tür g^*n^2 VLSI tasarımında, silikon üzerimi² az alan kaplayan ve yüksek hızda çalışan toplama ve çarpma makro hücrelerine gerek vardır. Bu çalışmada, bir süzgeç ya da bir mikrodenetleyin³ yongasında kullanılmak üzere S-bit toplama ve Hs.8 çarpma işlemini yapan aritmetik altbirimler tasarlanmış ve performansları incelenmiştir.

Sekiz bit toplama biriminin tasarımıyla *iki-bit-gmplama* yöntemi ile *Manchester Elit Zinciri*⁴ devreleri kullanılarak, düzgün ve tekrar eden bir yapı elde edilmiştir.

Çarpma biriminin tasarımıyla *Değiştirilmiş Booth Algoritması* kullanılarak ara çarpımların sayısı yarıya indirilmiştir. Ara çarpımların toplanmasında, daha önce tasarlanan 8-bit toplama birimleri kullanılmıştır. Ayrıca, ara çarpımların üretilmesinde kullanılmak üzere, bir *iki-bit* devresi de tasarlanarak işlemin süresi kısaltılmıştır.

Toplama ve çarpma birimlerinin tasarımında bir kapı dizisi olan *Kapı Ornitutu*⁵ ve *Domino-Mantık* yapısı kullanılmıştır.

1. Giriş

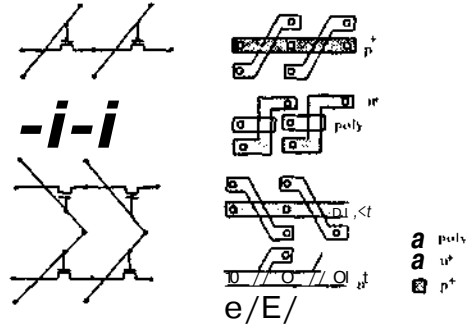
CJ ünümüzde tümdevre teknolojisi yaşamımızın her alanına girmektedir. TümüHil⁶ve tasarımcıları, yüksek hızda çalışan, az güç harcayan ve az yer kaplayan devreleri bize sunmaktadırlar. 1977 yılında yaklaşık 1000 transistör için kullanılan VLSI terimi (Very Large Scale Integration - *Çok büyük Çapta Tımlştırme*) günümüzde 10,000-30,000 transistör için kullanılmaktadır. 1980 yılında, bir milyon transistörle yongaların üretilmesi ile ULSI (Ultra Large Scale Integration) (erimi de kullanılmaya başlanmıştır).

Sayısal sinyal işleme sistemlerinin çoğunda toplama ve çarpma işlemleri int'inli bir yer tular. Bu tür sistemlerin VLSI düzeyindeki uygulamalarında silikon üzerinde az yer tutan, hızlı toplama ve çarpma makro hücrelerine ihtiyaç vardır. Bu hücreler çeşitli lilt-relerde, sayısal problemlerin çözümünde bilgisayarların hızlarını arttırmakta \ll inikrodeteyicilerde⁷ kutlanılıktkladır.

2. TümüUivri⁸ Tasarımı

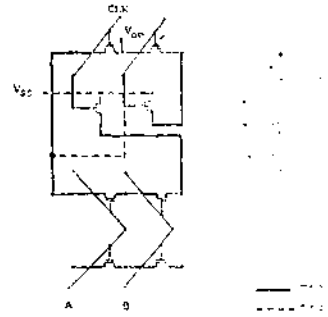
Tümdevre tasarımında başlıca iki yöntem kullanılmaktadır: (i) Tam-Özel, (ii) N²m-özel tasarım yöntemleri. Tam-Özel tasarım yönteminde, tümdevrenin katmanlarının tümü tasarımcı tarafından hazırlanır. Özel tasarım yönteminin çeşitli türleri vardır; standart hücrelerle, kapı dizileriyle, makro-üretici yazılımlarla ve silikon di-rl⁹ irih-rl¹⁰ tasarım gibi. Standart hücrelerle tasarımında, içinde ürti.M linna tırafulan ilaha önce La.sarlaumış ve üretilmiş

hücrelerin bulunduğu bir kütüphane kullanılır Kapı dizilerinde ise, topolojisi önceden üretici firma tarafından belirlenmiş iraiMstür dizilerinin bağlanması ile devreler tasarlanır. Kapı dizisi yonitnu, yonganın üretiminde kullanılan katman sayısını a/ i>Muğu için, m mu/ ve en çabuk tasarım yöntemidir. Bu çalışmada toplama ve çarpma biriminin tasarımında Kapı Dizilerinin bir liri ulan S² kil 1 d> v.-rdı n kapı-ormanın (Ciate Forest ya da Sea-of-gaics) kullanılmıştır / 1/.



Şekil 1. Kapı Ornitutu Kim İKlen-M

VLSI ttevreteriiKk¹¹ çeşitli mantık yapıları vardır: (i) (MOS tümleyici), (ii) Yarı-ıMOS, (iii) Dinamik CMOS (iv) Saatli-(MOS, (v) Arttırılı Voltaj Analılarınına. (vi) I)üç-irilmiş Domino. ivii) (ieçiş Domino Mantığı v.h. /2/. Ltuulnlnü Ş'kil 2. Av v. nı-u ilçgi'itirilmi.T domino mantığı, pMOS vr n, MOS u.usi.slor ^ayıltırınm Kapı Ormanı lıicrsin' uysun olması iril. niyl- i + > kılıly r r'ar'ına devrllprinin tasarımıyla kutlanılıktklır



Şekil 2. VK Kapısının Umul, Mantık Yapısı ile Kapı Otmam.ı.la T. ^ctırır

Hız CMOS mantık devresinden geçen, farklı transistör boyutlarıyla değerlendirilmiştir. İlk akımlar da hızını artırır. Ancak büyük transistörlerin parazitik sigaları büyüktür. Ayrıca büyük transistörler silikon üzerine çok alan kaplarlar. O-şüh büyüklükteki transistörler için simülasyonlar, sonunda bir evirgeç devresinin hız gecikmesi için pMOS transistör genişliğinin nMOS'ünkinden iki ya da üç kat fazla olması gerektiği bulunmuştur. Bu nedenle Şekil 2 deki gibi Domino Mantık yapısı ile tasarlanan kapılarda, transistör uzunlukları 3 /m, genişlikleri ise saat sinyalinin bağlı olduğu pMOS için 10 /m, giriş sinyallerinin bağlı olduğu nMOS için 20 /m ve saat sinyalinin girdiği nMOS için de 10 /m olarak seçilmiştir [2].

3. Toplama Akımımı

Bir CMOS VLSI yongası için toplama birimi (elitti yöntemlerle tasarlanabilir kombinasyonel mantık kapıları ile toplama, dinamik kombinasyonel kapılarla toplama, Manchester elde toplama birimi ile toplama, ileri aktarılmış elde ile toplama (binary lookahead carry adiler), elde seçerek toplama (carry select adder), ileri aktarılmış, elde ile toplama (carry lookahead) gibi.

Toplama birimlerinin süresi elde süresinin hesaplanmasına bağlıdır. A ve f toplanarak bitleri ve C_n ise bir önceki toplama gelen elde bitini gösterirse, bir toplama birimi en basit şekilde şu eşitlikler ile tasarlanabilir :

$$S = A * U + H C_{in} \quad (1)$$

$$C_{i+1} = A * [1 + C_{i+1} * (A * D)] \quad (2)$$

Burada C_{i+1}, bir sonraki toplama işlemine aktarılan elde bitidir. Bu yolla tasarlanan 1-bit toplama birimleri yan yana bağlanarak N-bit toplama birimleri yapılır. (1) ve (2) deki eşitlikler, G ve P terimlerinin tanımlanmasıyla şu biçimde basitleştirilebilir:

$$G = A * H \quad (3)$$

$$P = A * U + H \quad (4)$$

$$S = P * C_{in} \quad (5)$$

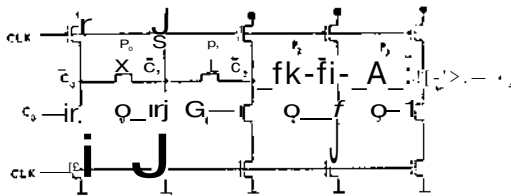
$$C_{out} = G + C_{in} * P \quad (6)$$

(5) ve (6) genelleştirilir ve eldeler paralel olarak üretilirse aşağıdaki eşitlikler elde edilir:

$$C_i = C_{in} + P_{i-1} * C_{i-1} \quad i = 1, 2, \dots \quad (7)$$

$$S_{i+1} = A_{i+1} + B_{i+1} * C_{i+1} \quad (8)$$

Yukarıdaki eşitlikler kullanılarak eldelerin üretildiği bloğa Manchester Elde Zinciri- MEZ (Manchester Carry Chain) Bloğu denir. Şekil 1'te dördüncü eldeyi üreten bir MEZ bloğu örnek olarak verilmiştir.



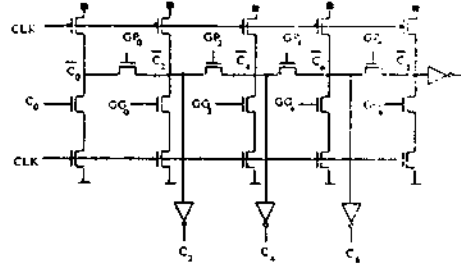
Şekil 1: (4) Eldesini Üreten MEZ Bloğu

Elde üretilmesi için gerekli alan kısmı oldukça küçük MKZ bloğunun alan hesaplaması, diğerleri ile karşılaştırıldığında kazandıracaktır. MTZ de (Jrip terimleri kullanılarak MKZ bloğunun benzer yapıdaki blokla iklenilir (7) ve (8) ile tanımlanabilir. Yağıdaki gibi (9) ve (10) ile tanımlanarak, daha basit ifadeler elde edilir.

$$C_{i+1} = C_{in} + P_i * C_i \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (9)$$

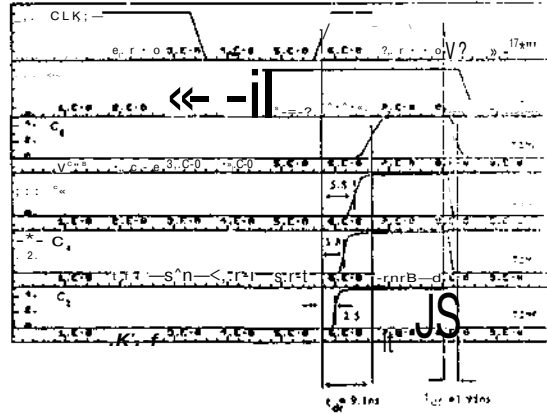
$$S_{i+1} = A_{i+1} + B_{i+1} * C_{i+1} \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (10)$$

Mu eşitliklerin kullanılmasıyla oluşan S-bit toplama biriminde (11) elde üreten WZ deresi f-j-k-t de gösterilmiştir.



Şekil 4: İkili C'riplama ile Cn Eldesini Üreten MEZ Bloğu

Bu devrenin 0.5 pF sığa yüküyle yapılan SPICE simülasyonları sonucunda en fazla gecikme 9.1 ns olarak bulunmuştur (Şekil 5).



Şekil 5: MEZ Devresinin Simülasyon Sonuçları

(7) ve (8) terimleri kullanılarak ve (9) ile elde üretilen MEZ benzeri devreleri tanımlanabilir (11) tanımlanabilir (11)

$$C_{i+1} = C_{in} + P_i * C_i \quad (11)$$

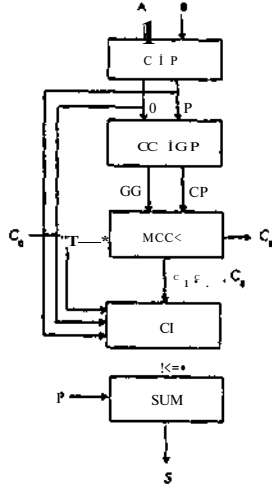
$$S_{i+1} = A_{i+1} + B_{i+1} * C_{i+1} \quad (12)$$

$$C_{i+2} = C_{in} + P_i * C_i \quad (13)$$

$$S_{i+2} = A_{i+2} + B_{i+2} * C_{i+2} \quad (14)$$

Yukarıdaki eşitliklerden de görüldüğü gibi bitler arasında ikili gruplama söz konusudur. Her bir biçimde dörtlü gruplamalar da yapılabilir.

İkili gruplama yöntemiyle tasarlanan 8-bit toplama biriminin blok şeması Şekil 6 da verilmiştir.

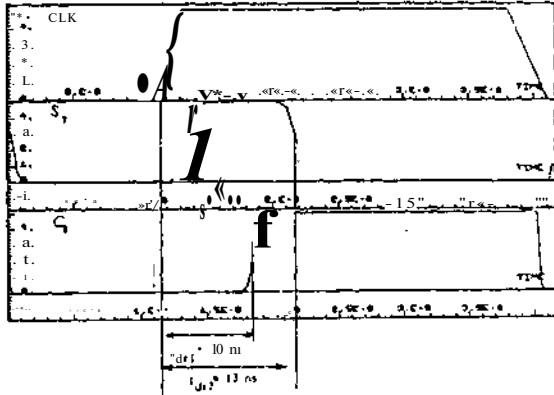


Şekil 6. 8-bit Toplama Birimi Blok Şeması

8-bit toplama devresinde karşılaşılabilecek en kötü durum, devredeki en uzun yolu oluşturan girişlerdir ve bu durum şu girişlere karşılık gelir:

A : 01010101
 B : 10101010
 On : 1
 C_{in} : 10000000

Bu toplama işlemi ÜS pF siğa yük ile SPICE kullanılarak simüle edilmiş ve beklenen sonuçlar elde edilmiştir. Devrenin gecikmesi 11 ns olarak bulunmuştur (Şekil 7).



Şekil 7. 8-bit Toplama Biriminin Simülasyon Sonuçları

İkili gruplama yönteminin ne kadar zaman kazandırdığını bulmak amacıyla yapılan simülasyonlar Tablo 1 ile karşılaştırılabilir olarak sunulmuştur.

Birinci devrede 3 /im standart hücre kütüphanesindeki kapılardan yapılmış, birer bitlik toplama birimleri arka arkaya bağlanmış ve sayısal bir simülatör olan 1111,0 ile deneyerek iki K-bitlik sayının toplama süresi 1M ns olarak bulunmuştur. İkinci devrede ise yine aynı tür kapılar ile ancak ikili gruplama yöntemi kullanılarak 1111,0 ile simülasyonu yapılmış ve iki S-bitlik sayının toplama süresi 44 ns olarak bulunmuştur. Transistör düzeyinde ikili gruplama yöntemi kullanılarak yapılan 8-bit toplama biriminin MIT, ise SPICE kullanılarak 13 ns bulunmuştur.

Tablo 1. Toplama Birimi Gecikmesi

Devre	Tasarım Elemanları	En kötü gecikme	Simülatör
8-bit toplama birimi	Kapılar	94 ns	İlli, O
8-bit toplama birimi (ikili gruplama ile)	Kapılar	44 ns	İIU)
8-bit toplama birimi (ikili gruplama ile)	Transistörler	13 ns	SIMCK

2-bit ve 8-bit toplama biriminin bazı hücrelerinin kapı oranında serimi yapılarak yaklaşık olarak ne kadar alan kaplayacağı hesaplanmıştır. 90 transistörden olunan 2-bit toplama birimi 0,07 mm² ve 8-bit toplama biriminin ise 1,50 transistör ile 0,25 mm² olarak bulunmuştur. Domino mantık yapısı Kapı Ormanına uygun bir yapı olduğu için transistör kullanımı % 90 dir.

4. Çarpma Akimimi

Booth Algoritması çarpandaki 0'ları kaydırmaya, 2" ağırlığından 2" ağırlığına kadar olan 1'U-rin ise 2" + ' - 2' olarak değerlendirilmesinden oluşur /2/. Booth Algoritmasında parçanın arka arkaya gelen bitlerine bakılır ve karara göre çarpılan toplanır ya da çıkartılır ve ara çarpım kaydırılır. Değiştirilmiş, Booth Algoritmasında (DBA) ise çarpandaki 1 dizisi bir çarpım ve 1m çıkarıma işlemine eşittir /3/. Çarpılan A ve çarpan da B ile gösterilerek aşağıda Örnek 1'de 1'U ile bir sayının DBA yöntemi ile çarpılması gösterilmiştir.

Örnek 1.

$$\begin{aligned}
 B &= 1111_2 \\
 &= 15_{10} \\
 15 * A &= 2^3 * 1 + 2^2 * 1 + 2^1 * 1 + 2^0 * 1 \\
 &= 2^3 * 1 + 2^2 * 1 + 2^1 * 1 + 2^0 * 1 \\
 &= 16_{10} * A - A
 \end{aligned}$$

Çarpanda arka arkaya gelen R_{n-1}, R_{n-2}, R_{n-3}, R_{n-4} İmleri Tablo 2'de ki gibi incelenir ve kodlanırsa bir çarpma işleminde M çarpan sayısı yarıya iner.

Tablo 2. Değiştirilmiş Booth Algoritması Kodlama Tablosu

B _{n-1} B _{n-2} B _{n-3}	İşlem	Karar
0 0 0	+0	hepsi sıfır
0 0 1	+A	İMerii solu sıfır
0 1 0	+A	OMann içimle 1
0 1 1	+2A	1 Merii solu sıfır
1 0 0	-2A	1'lerin sağı sıfır
1 0 1	-A	İMerii içimle 0
1 1 0	-A	İMerii sağı -sıfır
1 1 1	-0	hepsi sıfır

SPICE BJT MODELİ DİNAMİK MODEL PARAMETRELERİNİN STATİK MODEL
PARAMETRELERİ YARDIMIYLA BELİRLENMESİ

Hakan KUNIMAN

İ.T.U. Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik Ana Bilim Dalı
80626, Maslak, İstanbul

ÖZET

Bu çalışmada, SPICE dinamik model parametrelerinin statik model parametreleri ölçümleri yardımıyla belirlenmesi için bir dizi yöntem önerilmiş, elde edilen sonuçlar klasik ölçü yöntemleriyle bulunan sonuçlarla karşılaştırılmış ve bunların birbiriyle uyumlu oldukları gösterilmiştir. Gerekli olan ölçümler statik parametre ölçümleri için geliştirilmiş olan HP 4145A parametre analizörü yardımıyla yapılabilmektedir.

1. GİRİŞ

Bilgisayarla devre simülasyonu devre tasarımının en önemli adımlarından biridir ve tasarıma devreyi kumadan tasarladığı devrenin özelliklerini inceleme olanağını sağlar. Bir simülasyonun doğruluğu ise kullanılan modelin doğruluğu ile sınırlıdır. Model denklemlerinin yanısıra, model parametrelerinin belirlenmesi de önemli faktörlerden birini oluşturmaktadır. Model parametreleri statik davranış (de) parametreleri ve dinamik davranış (ac) parametreleri başlıkları altında iki grupta toplanabilir. Bu gruplardaki parametrelerin belirlenmesi için geliştirilmiş olan çeşitli yöntemler literatürde verilmiştir /1/-/2/. Dinamik davranış parametreleri değişken işaret ölçümlerinden hareketle belirlenirler.

Öte yandan, bipolar tranzistorun statik ve dinamik davranışları birbirleriyle ilişkilidirler. Örneğin, Early olayı ile jonksiyon kapasitesinin gerilime bağımlılığı, difüzyon kapasitesi ile akım kazancının büyük akımlarda azalması aynı fiziksel etkenlere dayanmaktadır.

Statik ve dinamik davranışların aynı fiziksel olaylardan kaynaklanması, dinamik davranış parametrelerinin tümünün yahut büyük bir çoğunluğunun statik ölçümler yardımıyla ve fiziksel model denklemlerinden hareketle belirlenebileceğini göstermektedir. Bu fikre dayanan ölçme yöntemlerinin geliştirilmesinin yararlı olacağı, dinamik parametrelerin ölçülmesinde karşılaşılan sorunların da elimine edilebileceği açıktır.

Günümüzde kullanılan modellerde, örneğin SPICE BJT modelinde, statik ve dinamik olaylar ayrı ayrı ve birbirinden bağımsız parametre gruplarıyla temsil edilmektedir /3/. Bununla beraber,

dinamik ve statik davranış parametreleri arasındaki ilişki dikkate alınarak kurulmuş BJT üdülleri de bulunmaktadır ve bunlara ilişkin bağıntılardan yararlanarak dinamik parametreleri belirlenmesi mümkündür /U/-/7/.

Bu çalışmada, İJT dinamik model parametrelerini statik davranış parametreleri yardımıyla belirlemek üzere yöntemler önerilmiş, dinamik model parametrelerinin de ölçümler yardımıyla ne şekilde ve hangi doğrulukta ölçülebilecekleri araştırılmıştır.

2. ÖLÇME YÖNTEMLERİ

Statik ve dinamik davranışlar arasındaki ilişkiden hareketle çıkarılmış Gummel-Poon modeli bağıntıları uyarınca, normalize edilmiş h_{av} yükü

$$q_B = 1 + q_C + q_E + q_F + q_R \quad (1)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu bağıntıdaki il* bileşen sıfır kutuplanmadaki baz yüküne, ikinci ve üçüncü terimler BC ve BE jonksiyonları fakirleşmiş bölge yüklerine karşı düşmektedir. BC ve BE fonksiyonları difüzyon kapasiteleri ile ilişkili q_E ve q_R terimle r_i ise yüksek enjeksiyon seviyesinde $I_{0.5}$ I' o l ay-larını temsil etmektedir.

Statik ve dinamik davranışlar arasındaki ilişkilerden hareketle çıkartılmış olan ve yüksek doğruluk sağlamayı amaçlayan Geliştirilmiş Ebutv. - Moll modeli, ileri yönde aktif çalışma hõlgesi için Early olayını

$$q_C = - \frac{M_F}{2} (\phi_C - V_{BE})^{N_F} \quad (2)$$

$$M_F = 2 \frac{m_C}{Q_{B0} \cdot \bar{u} - m_C} \quad (3)$$

$$N_F = 1 - m_s \quad (4)$$

olmak üzere

$$I_C = \frac{I_{SO} \cdot [\exp(V_{BE}/V_T) - 1]}{1 + q_C} \quad (5)$$

bağantıları nodolu emektir. Bağantılarda q_e CB jonksiyonu; V_{BE} fakirleşmiş bölge yükü, y_{oe} çıkışı TL gradyan faktörü, Q_{e0} CB jonksiyonu potansiyeli, L Sviia. $\frac{1}{3}$ bje-u'k;er gerilimi, U_0 külektör •ıkımı, C_{JCO} CB jonksiyonu sıfır kutuplama kapasitesi, Q_{e0} sıfır kutuplama baz yüküdür. Öte yandan, jonksiyon kapasitesini modelleyen Shockley bağıntısı uyarınca, CB jonksiyonu jonksiyon kapasitesi V_{BE} geriliminin fonksiyonu olarak

$$SC^A BE^5 = \frac{C_{JCO}}{(1 - V_{BC}/V_C)^A} \quad (6)$$

bağıntısıyla tanımlanır. (1)-(6) bağıntılarından fark edilebileceği gibi CB jonksiyonu jonksiyon kapasitesi ile ileri yöndeki Early olayı aynı parametrelerle temsil edilmektedirler ki, bu, kurulan fiziksel modelin getirdiği doğal bir sonuçtur. (1) bağıntısıyla verilen q_e normalize yükünün V_{BE} ye göre türevi alınırsa

$$\frac{\partial q_e}{\partial V_{BC}} = \frac{C_{JCO} V_{BC}}{3V_{BC} C_{e0}} \quad (7)$$

bulunur. Öte yandan, yine ileri yönde aktif çalışma bölgesi için, alçak frekans y_{oe} çıkış iletkenliği hesaplanırsa

$$y_{oe} = \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} U_0 I_C \frac{\partial q_e}{\partial V_{BE}} \quad (8)$$

elde edilir ki, bunun y_{oe} ile V_{BC} gerilimi arasında C_{e0} ile V arasımlakiyle aynı değişimi vereceği açıktır. Dolayısıyla, y_{oe} V_{BC} değişimi yardımıyla jonksiyon kapasitesini modelleyen parametrelerden ikisi, m_e kapasite gradyan faktörü ve Q_{e0} potansiyel şeddi, $C_{TR}(V_{BE})$ eğrisinden parametreleri bulmaya yarayan yöntemden yararlanılarak kolayca bulunabilir. Bunun için $\log(y_{oe} / V_{BE}^{1+m_e})$ değişiminin çizilmesi gerekir. Q_{e0} büyüklüğünün doğru saptaması halinde, değişim bir doğru biçimini alır. Buradan hareketle Q_{e0} kapasite gradyan faktörü doğrunun eğiminden yararlanılarak belirlenebilir.

Klasik ölçü yönteminde, Q_{e0} nin yanısıra ölçü düzeninde varolan C_K parazitik kapasitesinin de belirlenmesi gerekmekte, bu iki büyüklüğün saptanmasından sonra doğru elde edilip Q_{e0} bulunmak t adı r. Önerilen yöntemle C_{JCO} nm e dek isi elimine edilmiş, bilinmeyen sayısı bir azaltılmış olmaktadır adı r.

C_{JCO} sıfır kutuplama kapasitesi ise Q_{e0} sıfır kutuplama baz yüküne bağlı olarak (6) bağıntısından hareketle bulunabilir.

ileri yönde ukrin pıtlıssı b;U> -ı l;ı;ı; leii il LŞkinin benzerinin, u-ıs Early olayı ve ha2.-metör j'ak; iy.nm kap.lı lı İrasiUUL da kor.dini i-österocer,l n;ı;kt l; b-, i;im l>l;ı;tirilmiş, EV l>y.lı v-s' l;

$$I_E = I_{s0} \frac{I_{s0} [exp(V_{BE}/V_T) - 1]}{1 + q_e} \quad (12)$$

$$I_{KE} = \frac{I_{s0} [exp(V_{BE}/V_T) - 1]}{1 + q_e} \quad (13)$$

$$I_{KR} = 1 - m_E \quad (14)$$

$$I_E = \frac{I_{s0} [exp(V_{BE}/V_T) - 1]}{1 + q_e} \quad (12)$$

şeklindedir. Bağıntılarda q_e BE jonksiyonu normalize edilmiş fakirleşmiş bölge yükünü, m_e kapasite gradyan faktörünü, Q_{e0} BE jonksiyonu potansiyel şeddi, C_{JCO} BE jonksiyonu sıfır kutuplama kapasitesini göstermektedir. Önceki benzer yöntemle bu parametrelerin de statik parametre ölçümleri yardımıyla belirlenebileceği açıktır.

Jonksiyon kapasitesi ile Early olayı arasındakine benzer bir ilişki de difüzyon kapasitesi ile yüksek enjeksiyon seviyesi olayları arasında yer alır.

$$C_{CC} = \frac{I_{SS}}{q_B} [exp(V_{BE}/V_T) - 1] \quad (13)$$

$$I_{EE} = \frac{I_{SS}}{V_B} [exp(V_{BC}/V_T) - 1] \quad (14)$$

$$Q_{BE} = I_{F-1} C_C \quad (5)$$

$$BC \text{ jonksiyonu difüzyon kapasitesi de } Q_{BC} = I_{FC} \cdot I_{EC} \quad (16)$$

bağıntılarıyla verilirler. Öte yandan, (1) eşitliğindeki q_e^+ ve q_e^- büyüklükleri, Gummel-Poon nodeli statik davranış denklemleri uyarınca

$$q_e^+ = \frac{I_{CC}}{K_F} \quad (17)$$

$$q_e^- = \frac{I_{KR}}{I_{KR}} \quad (13)$$

şeklindedir. Bu bağıntılardaki I_{KF} ve I_{KR} büyüklükleri

$$I_{KF} = \frac{Q_{e0}}{\tau_F} \quad (19)$$

$$I_{KR} = \frac{Q_{BO}}{\tau_R} \quad (20)$$

eşitlikleri ile tanımlanır, I^{\wedge} ileri yönde çalışma için dirsek akımı T_i ileri yönde geçiş süresine KR ters yönde çalışma için dirsek akımı da T_R ters yönde geçiş süresine bağlıdır. Bu iki bağıntıdan da fark edilebileceği gibi, I_{-} ve I_{+} nin bilinmesi halinde, T_i ve T_R geçiş süreleri Q_{BO} cinsinden ifade edilebilecektir.

(3), (10), (19) ve (20) bağıntıları, Q_{BO} sıfır kutuplama baz yükünün önemli bir ara çözüm büyüklüğü olduğunu, Q_{BO} nun bilinmesi halinde C_{JCO} , τ_{JEO} , τ_{F} ve τ_R parametreleri i^{-k} davranış eğrilerinden hesaplanabileceğini göstermektedir.

Q_{BO} büyüklüğünün tanımı ve belirlenmesi için yöntemler

Q_{BO} büyüklüğü, jonksiyon gerilimleri sıfır iken elde edilen bas çoğunluk taşıyıcıları yüküdüren npn tranzistor için

$$Q_{BO} = \int_{*EO}^X q.A.N_A(x).dx \quad (19)$$

bağıntısıyla tanımlanır. Bağıntıda A_j jonksiyon kesiti, $N_A(x)$ baz bölgesi katkı yoğunluğu, q elektron yükü, X_{CO} ve X_{EO} de transistora uygulanan gerilimler sıfır iken nötr baz bölgesi sınırlarıdır.

(23) bağıntısındaki integral $Gummel$ sayısı olarak isinlendirilir. Bu integralin belirlenmesi halinde Q_{BO} in bulunabileceği açıktır.

Q_{BO} m belirlenmesi için çeşitli yöntemlerden yararlanılabilir. Bunlardan biri, jonksiyon kesitinin bilinmesine dayalı bir yöntemdir /8/. Bu yöntem integralin adım adım çıkartılması ilkesine dayanmaktadır. Tranzistorun ters çalışması halinde, BE jonksiyonu fakirleşmiş bölgesi geniş ölçüde az katkılı baz bölgesi içinde oluşur ve bu bölge artan V_{EB} gerilimi ile genişler (Ters Early Olayı), bununla da I - eratör akımı değişir. Elde edilen I - V çifti verileri ve tranzistorun fiziksel bağıntıları yardımıyla bir bilgisayar programına veriler işlenerek aktif baz profili çıkartılıp Q_{BO} bulunur.

İkinci bir yol, dinamik parametrelerden birinin konvansiyonel yoldan belirlenmesi ve buradan Q_{BO} in bulunmasına dayanır /9/. Bunun için C_{JCE} değişiminin çıkartılması gerekir. Yapılan çalışmalarda, C_{JCE} ilişkisinin

$$C_{JCE}^{(V_{CE})} = \frac{M_F N_F}{2} Q_{BO} V_{CE}^{-1} \quad (20)$$

olduğu gösterilmiştir. Bu bağıntı yardımıyla Q_{BO} belirlenebilir. Q_{BO} nun belirlenmesinden sonra, daha önce önerilmiş olan yöntemler yardımıyla diğer dinamik parametreler statik parametre ölçümleri yardımıyla belirlenebilir.

Bu iki yöntemden ilki, jonksiyon kesitinin bilinmesine dayanmakta ve tümdevre tasarımına yönelik bir yöntem olmaktadır. Buna karşılık, tüm ölçümler HP 4145 parametre analizörü ile yapılabilmektedir.

İkinci yöntem ise, tranzistorun geometrisini bilmeyen devre tasarımına yöneliktir; jonksiyon kapasitesi ölçümleri ile Q_{BO} bulunmakta, geri kalan diğer dinamik parametreler ise yine statik parametre ölçümlerinden saptanmaktadır.

3. DENEYSEL SONUÇLAR

XR B101 npn dizi tranzistoru için dinamik model parametreleri hem konvansiyonel hem de önerilen yöntemle ölçülmüştür, önerilen yöntem için yararlanılan statik model parametreleri Tablo-1 de görülmektedir. İki yöntemle elde edilen sonuçlar ise Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo-1. ölçülen statik model parametreleri

M_F	N_F	M_R	N_R	I_{KF}	I_{KR}
0.076 V	0.575	0.13V	0.59	38mA	8mA

Tablo-2. ölçülen dinamik model parametreleri

C_{JCO}	ϕ_C	m_C	τ_F
pF	V	-	nsn
yeni	0.56	0.85	0.475
klasik	0.6	0.8	0.42

C_{JEO}	ϕ_E	"E	τ_R
pF	V	-	nsn
yeni	0.94	0.80	0.315
klasik	0.9	0.75	0.34

Tablo-2'den fark edilebileceği gibi, yeni yöntemle elde edilen sonuçlarla klasik yöntemle elde edilen sonuçlar birbiriyle uyumludur.

4. SONUÇLAR

SPICE BJT modeli dinamik model parametrelerinin sadece statik model parametreleri için yapılan ölçümler yardımıyla belirlenmesi için bir dizi yöntem önerilmiş, elde edilen sonuçlar klasik ölçü yöntemleri ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmış ve birbiriyle uyumlu oldukları görülmüşür. Jonksiyon kapasitelerini modelleyen parametrelerin belirlenmesi için ileri ve ters yönde çalışma bölgeleri için çıkış iletkenliğinin gerileme değişiminden ve Early olayını fiziksel olarak modelleyen Çeşitlendirilmiş Ebers-Moll modeli bağıntılarından yararlanılmaktadır. Yüksek enjeksiyon seviyesi olaylarını modelleyen L_{KF} ve L_{KR} dirsek akımları $\ln(I_{c} > V_{BE})$ ve $\ln(I_{c}) - V_{BC}$ değişimlerinden saptanmakta fiziksel bağıntılar yardımıyla T_F ve T_R büyüklüklerine geçilmektedir. Jonksiyon ve difüzyon kapasitelerine ilişkin parametrelerin belirlenmesinde bir ara büyüklük olarak kullanılan Q_{BQ} sıfır kutuplama baz yükü, bu amaçla geliştirilmiş olan yöntemler yardımıyla belirlenebilir.

Önerilen yöntemlerde gerekli olan ölçümler, statik parametre ölçümleri yapabilmek üzere geliştirilmiş olan HP 4145A parametre analizörü yardımıyla gerçekleştirilebilmektedir.

KAYNAKLAR

- 1/ Getreu, I.E., Modeling The Bipolar Transistor, Tektronix, Inc. Beaverton, Oregon, 1976.
- 2/ Antognetti, P., Massobrio, C., Semiconductor Device Modeling with SPICE, Mc Gray-Hill, 1988.
- 3/ Nagel, L.W., SPICE 2.: Program to Simulate Semiconductor Circuits, Rep. No. ERL-M520, University of California, Berkeley, 1975.
- 4/ Leblebici, D., Geliştirilmiş Bir Ebers-Moll Modeli, Rapor 80-14, I.T.O. Elektrik Fak. Elektronik ve Yüksek Frekans Tek. Kür. 1980.
- 5/ Kuntman, H., Modified Ebers-Moll Model, Electron. Lett., 18, 293-294, 1982.
- 6/ Kuntman, H., Lineer Tümdevre Tasarımına Yönelik Bir Bipolar Tranzistor Modeli, Elk. Müh. 3. Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı Cilt 2, 413-416, İstanbul, 1989.
- 7/ Kuntman, H., Novel Modification on SPICE BJT Model to Obtain Extended Accuracy, accepted by IEE Proc. Part-G, 1991.
- 8/ Akçasu, O., E., De Long, B. and Steve, O., Non-Destructive and Fast-Electrical Profiling Method for the Active Base Regions of Vertical BJT Structures, Brooktree Cor., San Diego, 1989.
- 9/ Kuntman, H., Bipolar Tranzistorlarda kolektör-baz Kapasitesinin Modellenmesi, Elek. Müh. 2. Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı, 163-166, Ankara, 1987.

AKTİF YUKLU FARK KUUVETLENDİRİCİLERİNDE DISTORSİYON

Sadri Özcan Hsian Kuntun

JTU Elektrik-Elektronik Fakültesi

80623, Maslak .I-it..mbul

ÖZLİ

Bu çalışmada, aktif yükli EUT fark kuvvetlendiricilerinde oluşan harmonik distorsiyonun Katsayıların doğrudan ilişkisi ve bu ilişkiyi kullanarak, elde edilen teorik sonuçları doğrulamak için ölçümler yapılmıştır.

1. GİRİŞ

Aktif yükli fark kuvvetlendirici, analog devrelerin temel yapı taşlarıdır. Günümüzde birçok uygulamada aktif yükli fark kuvvetlendiriciler kullanılmaktadır. Bu yapılar, basit yapılarında bile, bu katmanlı yapıların getirdiği harmonik distorsiyonun önemli bir kısmını oluşturur. Bu distorsiyonun kaynağı, aktif yüklerin doğrudan etkisindedir. Bu çalışmada, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerde oluşan harmonik distorsiyonun kaynağını belirlemek için, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin basit bir modeli kullanılarak analiz yapılmıştır. Modelin doğruluğunu doğrulamak için, ölçümler yapılmıştır.

Kuvvetlendirici analizinde, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin harmonik distorsiyonunu belirlemek için, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin basit bir modeli kullanılmaktadır. Modelin doğruluğunu doğrulamak için, ölçümler yapılmıştır. Bu çalışmada, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerde oluşan harmonik distorsiyonun kaynağını belirlemek için, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin basit bir modeli kullanılarak analiz yapılmıştır. Modelin doğruluğunu doğrulamak için, ölçümler yapılmıştır.

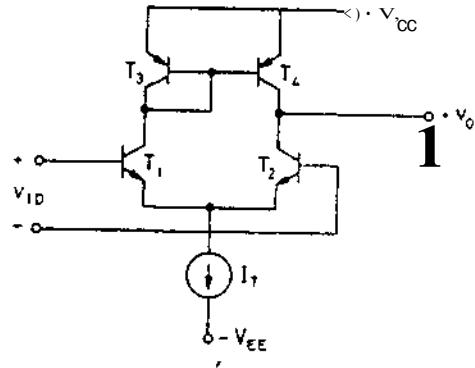
Yine, daha önce yapılan çalışmalarda, yüksek doğruluklu BJT modelinin hareketle tek surucu aktif yükli fark kuvvetlendiricilerde kullanılması önerilmiştir.

kuvvetlendiriciler için harmonik distorsiyon katsayıları verilen sonuçlar, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerde kullanılan aktif yüklerin harmonik distorsiyon katsayıları ile doğrudan ilişkili olduğunu göstermektedir.

Bu bildiri sunulacak olan aktif yükli fark kuvvetlendiricilerde, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin basit bir modeli kullanılarak, elde edilen teorik sonuçları doğrulamak için ölçümler yapılmıştır.

2. ANALİTİK BAĞINTILAR

Aktif yük olarak kullanılan aktif yükli fark kuvvetlendiricilerde, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin basit bir modeli kullanılarak, elde edilen teorik sonuçları doğrulamak için ölçümler yapılmıştır.



Şekil 1-1. Aktif yükli fark kuvvetlendiricinin basit bir modeli.

Geliştirilmiş El-er-3-Mol1 modelinde, harmonik distorsiyonun kaynağını belirlemek için, aktif yükli fark kuvvetlendiricilerin basit bir modeli kullanılmaktadır.

$$v_{ID} = v_r \ln \left[K_1 \frac{1 + \frac{M_1}{2} \left(\frac{v_{ID}}{V_{CC}} + V_{BE} \right) + \frac{N_1}{2}}{1 + \frac{M_2}{2} \left(\frac{v_{ID}}{V_{CC}} + V_{BE} \right) + \frac{N_2}{2}} \right]$$

$$d_2 = - \frac{c_2}{c_1^3} \quad (13)$$

$$\dots \left[r^c 3 + 2 \cdot \left(\frac{c_2}{c_1} \right)^2 \right] \quad (14)$$

$$d_4 = \frac{1}{c_1^4} \cdot r^c 4 + \frac{c_2^2}{c_1^2} \cdot \frac{2}{c_1^3} \quad (15)$$

bağıntılarıyla tanımlanmaktadır.

3. DENEYSEL DOĞRULAMA VE TARTIŞMA

Aktif yuklu fark kuvvetlendiricisinde çıkış işaretinde oluşan harmonik distorsiyonunun çalışma noktasına bağımlılığı, hem çıkartılan bağıntılar yardımıyla hem de deneysel olarak incelenmiştir. Deneyler XR B101 npn ve XR B102 pnp dizi tranzistörlerle yapılmıştır. Model parametreleri :

$$M_1 \approx 0.070 \text{ V}^{-1}, N_1 = 0.575$$

$$M_2 = 0.13 \text{ V}^{-2}, N_2 = 0.529$$

olarak saptanmıştır. SPICE simülasyonu için Early gerilimleri $V_{AN} = 79.5 \text{ V}$ ve $V_{AP} = 50 \text{ V}$

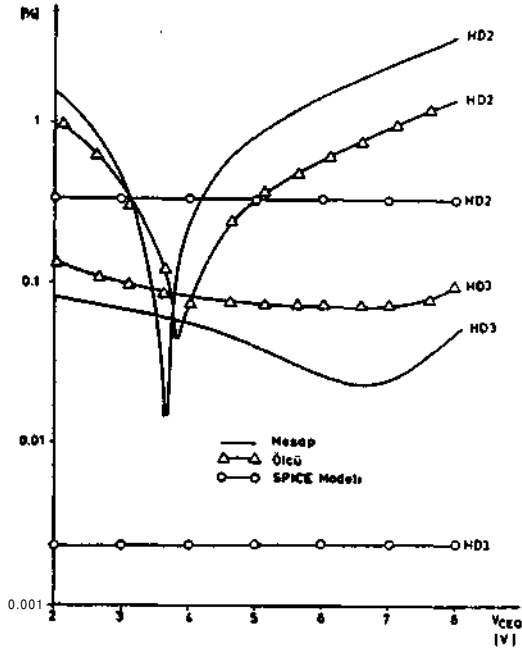
dur., besleme gerilimi 10 V alınmıştır. Analitik bağıntılardan yararlanılarak elde edilen HD_2-V_{CEQ} ve HD_3-V_{CEQ} değişimleri.

olcu sonuçları ve SPICE simülasyonu sonuçları ile birlikte Seki 1-2 de verilmiştir. Yine hesap ve olcu sonucu elde edilen $THD-V_{CEQ}$ değişimleri için SPICE

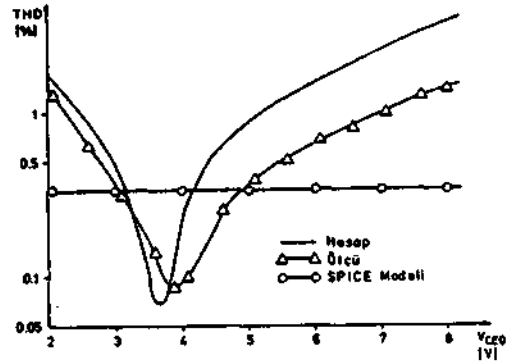
simülasyonu sonuçları Seki 1-3 de görülmektedir. Şekillerden, baskın bileşen

olan ikinci harmonik distorsiyonunun belirli bir V_{CEopt} değerinde

sıfırdan, bunun sonucunda toplam harmonik distorsiyonu THD nin de bir minimumdan geçtiği ve bu noktada HD3 3. harmonik distorsiyonu tarafından belirlendiği gözlenmektedir. Çıkartılan bağıntıların olcu sonuçlarıyla uyumlu sonuç vermelerine karşılık, SPICE simülasyonunun minimum noktasını verememesi, bu programda kullanılan BJT modelinin yetersiz kalmasından kaynaklanmaktadır.



Seki-2. HD_2-V_{CEQ} ve HD_3-V_{CEQ} değişimleri



Seki-3. $THD-V_{CEQ}$ değişimleri.

4. SONUÇ

Bu çalışmada, aktif yuklu BJT fark kuvvetlendiricilerinde HDi ve THD harmonik distorsiyonu katsayılarını veren analitik bağıntılar çıkartılmıştır. Elde edilen sonuçlar baskın bileşen olan ikinci harmonik distorsiyonunun sıfırdan geçmesi nedeniyle toplam harmonik distorsiyonunun da minimumdan geçtiği bir optimum çalışma noktası bulunduğunu göstermektedir. Bu minimum noktası SPICE simülasyonu ile belirlenememektedir. Bu acıdır.

bakıldığında, önerilen bağıntıların düşük distorsiyonlu devre tasarlamayı amaçlayan devre tasarımcısına büyük kolaylık sağlayacağı açıktır. Önerilen bağıntıların özellikle tek kazanç katlı işlemsel kuvvetlendirici yapısındaki ses frekansı kuvvetlendiricilerinin tasarımı açısından önem taşıyacağı, yapının bu çalışma noktasında kutuplanması halinde, çıkış işaretindeki toplam harmonik distorsiyonunun minimum düzeyde kalacağı» çalışmanın ortaya koyduğu temel sonuç olmaktadır.

KAYNAKLAR

- 1/ Leblebici, D. .Geliştirilmiş Bir Ebers-Moll Modeli.Rapor-80. 14. ITU Elektrik Fakültesi.Elektronik ve Yuk. Frek.Tek. Kursusu.1980.
- 2/ Kuntman.H..Ebers-Moll Modeli Üzerinde Yeni Bir Modifikasyon.Doktora Tezi.ITU Elektrik Fak.198a.
- 3/ Kuntman.H..Modified Ebers-Moll Model. Electron. Lett.18,293-294.1988.
- 4/ Kuntman. H..Application of Modified Ebers-Moll Model to Nonlinear Distortion Analysis of Transistor Amplifiers. Electron. Lett.. 19. 126-127.1983.
- 5/ Ozcan.S. ,Tranzistorlu Gerilim Kuvvetlendiricilerinde Geliştirilmiş Ebers-Moll Modelinin Minimum Distorsiyon Şartına Uygulanması.Doktora Tezi.ITU Fen Bilimleri Enstitüsü,1989.
- 6/ Ozcan.S. ,Tranzistorlu Gerilim Kuvvetlendiricilerinde Geliştirilmiş Ebers-Moll Modelinin Minimum Distorsiyon Şartına Uygulanması.ODTU Elk.ve Elektr. Müh. Bol. 30. Yıl Semp. Bildiri Kitabı, 91-94,Ankara,1989.
- 7/ Ozcan.S. .Geliştirilmiş EM Modeli Yardımıyla BJT Kuvvetlendiricilerde Küçük ve Orta Akım Bölgeleri için Minimum Distorsiyon Şartının İncelenmesi,Elk. Müh.3.Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı. 453-436.istanbul.1989.
- 8/ Kuntman.H..Aktif Yuklu Bipolar Tranzistorlu Kuvvetlendiricilerde Harmonik Distorsiyonu Hakkında.ODTÜ Elk. ve Elektr. Müh. Bol. 30. Yıl Semp. Bildiri Kitabı.75-78,Ankara.1989.
- 9/ Kuntman.H..Aktif Yuklu Bipolar Tranzistorlu Kuvvetlendiricilerde Toplam Harmonik Distorsiyonunu Minimum Yapan Optimum Çalışma Noktasının Belirlenmesi. Elk. Müh.3. Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı.409-412,istanbul,1989.

<KDTV>

Hakan Fehmi KİP

(Elektronik Mühendisi)
AFKOM Muh. Mira. san. ve tic.
LU. Sti.

Gökhan UNAL

(Elektronik Mühendisi)
TELSİZ GEKEL MUDURLAĞI
Ankara

ÖZET

Yakın geleceğin TV sistemi olarak üzerinde çalışılan Yüksek Tanımlamalı Televizyon (HDTV : High Definition Television), bilinen televizyon sistemlerinde görülen kalite eksikliklerinin tümüyle giderilmesi hedeflenmiştir. Bu sistemle ekran boyutunun ortalama üç katı uzaklıktan (Halen iyi bir TV izlemesi yaklaşık 7 kat uzaklıktan yapılabilmektedir.) ve büyük bir ekran üzerinde tarama çizgileri titreme, kırpışma, renk karışması gibi kaliteyi düşürücü etkiler belli olmadan 35 mm sabit film projeksiyonu niteliğinde bir izleme mümkün olabilecektir. Bu kaliteyi sağlamak için tarama çizgisi sayısının en az 1100'e RF band genişliğinin 60 KHz'e, ekran boyutları oranının ise 16:9'a çıkarılması gereklidir. HDTV işaretleri mevcut kanal ve band genişliklerinde yayınlanamadığından, uydu TV kanallarındaki 27 MHz'lik banda özel tekniklerle sığdırılabilmektedir. Bunun için Japonya'da geliştirilen ve DBS uydularından faydalanılan MUSE (Kuple Sub-Nyquist Parapling Encoding) adlı sisteme karşılık Avrupa'nın önerisi MAC (Multiplexed Analog Components) sistemleri ve özellikle bu standartlar ailesinin geliştirilmiş aşaması HD-KAC ile rekabet söz konusudur. Konvansiyonel TV sistemlerinde olduğu gibi HDTV için de uluslararası standartlarda birlik sağlanabilmesi bir karmaşaya sebep olabilir.

1-İHRİS

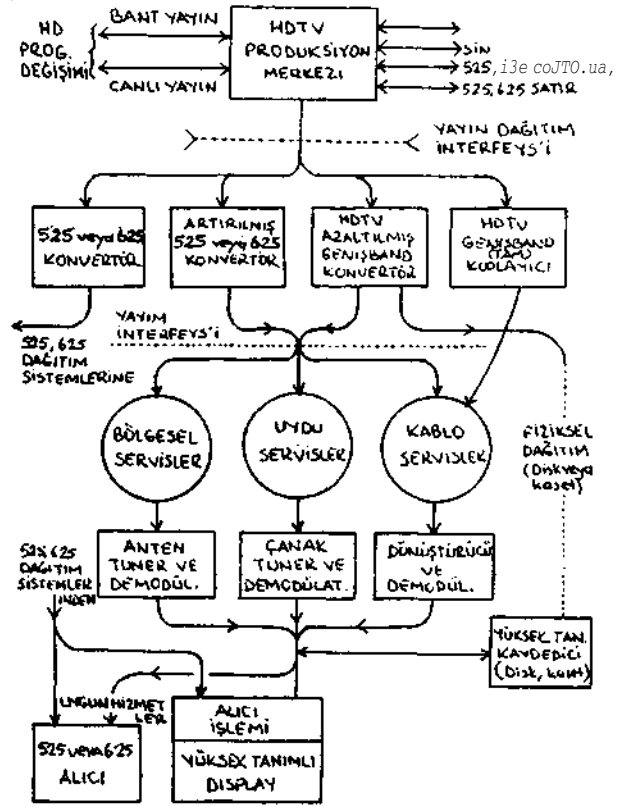
Dünya idari Radyo Konferansı (VARC: World Administrative Radio Conference', Ku-band frekanslarını 17.3-18.1 GHz ve uydudan-yere 11.7-15.5 GHz'de direkt yerleşim bölgelerine yayın yapılabilmesi için tahsis etmiştir. Evlerdeki alıcı antenlerin boyutlarını küçültmek amacıyla, uydudan-yere E.I.R.P.(Effective Isotropic Radiated Power) değerleri de 58-64 dBw mertebesine yükseltilmiştir. Yine aynı doğrultuda yörünge ark aralığını 2 elan F.S uygulamalarına karşılık, ülkelere göre yörünge yükseklerini ve kanal frekanslarının belirlenmesiyle hız kakanan Doğrudan Yayın Uydularının <Q arak aralıklı' yani diğer tanımlamasıyla DBS (Direct Broadcast Satellites)'in gerçekleştirilmesindeki çalışmalar uygulama safhasına gelmiştir. PBS uyduları ile adından da anlaşılacağı üzere doğrudan, kişilerin 40-80 cm çapındaki yer antenleriyle kaliteli yayın almak mümkün olacaktır. Bu boyutlardaki antenlerin, estetik ve ekonomik açıdan halihazırdakilere göre tercih edileceği muhakkaktır.

DES uygulamasında geliştirilmiş; olan t=krain; den hangisinin seçileceği hususunda karar verilmiş olunması yanında bazı ekonomik faktörler de böyle cazip bir uygulamanın Dur.yada iaaliv^rin geciktirmektedir. Doğrudan ıydu yjynlrrırdöki diğer belirsizlik de kullanılacak o'jn y.y;i ?an-dardına karar verilmemi; olmasıdır. Pu aradj L^s sistemleri için çeşitli video foru.l". ları goli; rilroektedir. Su anda Avrupa'da kul.-sm lar. FAİ ve SECAM yayın tekniklerinin dışında aigital teknolojinin yeni olanaklarıyla ortak bir yayın tokniği oluşturulması uzun süre tartışılmış ve "VW Sistemleri" ile yapılacak olan DBS yayınlarının tükü alıcılarla (üzerlerine bir decoder devresi ilavesiyle) daha kaliteli ve ekonomik olarak alınması çalışmalarına hız verilmiştir. Geliştirilen A, B, C, D, S-MAC tekniklerinden D2-MAC Almanya ve Fransa tarafından DBS uyduları için seçilmiştir. Fakat bu sistemde de kodlanmış yayınları alıcılarda çözülebilecek entegre devrelerinin seri üretilememesi gecikmelere sebep olmak t-id ; r . MAC-Paket video sistemlerine raono-krom ve renk bileşenler birbirinden ayrı (zaman paylaşmalı olarak) alınması sebebiyle bu bileşenler arasındaki crosstalk; (crosstalk) ortadan kalkmakta ve resim kalitesi de artmış olmaktadır. Böylece renk ve görüntü sağlamaya çalışırken eski sistemlerin getirdiği kısıtlamalar (625 çizgi, bnd genişliği gibi) gözardı edilmemektedir. Ayrıca, HE/ il kısıtlamalar ön planda olmayıp (H.TD çizgi) uygulayıcılar için ağır ve belkide joreksir bir ekonomik yükür. Bant genişliğinde tasarrut amacıyla Japonların geliştirdiği bir tür HDIV tekniği "MUSE" sistemi eski alıcıların iptal edilmesiyle, alıcılara gerek duyduğundan "MAC" sisteminde de pek şans yoktur. HDTV, uygulamasında küçülmesi düşünülen geniş-band sayısal iletilere, ekran ve HAC-Paket DBS'deki gibi doğrudan uyduları ile televizyonu rakibe rakibi seklini Mm^el . tedir. Fakat, Dünyada halen tok bir V^V . tjr . di oluşturma ve kabul yönünde tart; iE II : ivv emektedir. HDIV televizyonu XAC > İ-t^m video Eatiarıyla ba- edemiyec^i k^ni;ıdr. yjy^rd.

2-HDIV TEKNİĞİ

Görüntü kalitesi artırılarak; televizyon, İLTVA'da görüntüdeki satır sayısı ve yanyana jor: anlı el-... sayı yaklaşık iki kat artırılmıştır. L^mar . yjy^rd . lan ise genişletilmiştir. Bugünkü te...*vi-yer.İ... gibi, 33*ır atlarını tarama vno ? I Ü: İM...

yapılmaktadır. Bu değişikliklerden sonra hand jensliji de yakla-ık dđrt kat artmaktadır. HDTV'sis-teminin amacı, bugünkü televizyonlara göre teknik bakımdan bir üstünlük sağlamak değil, bugünkü televizyonlarla elde e.iilirasi mümkün olmayın bir yayın ksl;"e-wi ül'ie era-kredir. ir.ran iö;jr.i,r. firm.-.Sfn3 f'.ayal; M: tjiis pficikolejic testler sonucunda ekran J-T.I;lişir.in İS:9 olması kırarla;tın İmıstır. HDTV f'orutitisi insana, sinema görüntüsünde olduğu gibi buy^k ekranlarla elde edilen gerçekçi bir etki verir Ayrıca sinemadan daha fazla olarak televizyonun doğayla simültane çalışabilmesinin avantajlarını kul-lanır, ileri teknolojileri kullanarak, bu televizyon sistemiyle 35 mm sinema kalitesine ulaşılabilmekten Amerika. Avrupa ve Japonya'da HDTV konusunda birbi-rinden bağımsız gelişen çalışmalar nedeniyle farklı standartlar ileriye sürülmüştür. Bu farklılıklar genellikle satır sayısı ve görüntü frekansı ve ekran boyutlarının seçiminde ortaya çıkmıştır. Bu arada bütün ..'üyada kullanılabilecek tek bir standart için de çalışmalar yapılmıştır. Avrupa'da HDTV ile ilgili çalışmalar yapan bir çok ulusal ve uluslararası ku-ruluş ve organizasyon bulunraaktadır. Bugün EBU (European Broadcasting Union) bu konu ile ilgili çalışmalar yapmaktadır. Avrupa'da çokuluslu bir araştırına ve geliştirme projesi "Eureka" adı altın-da yürütölmektedir. 32 Avrupa'lı üretici, üniversi-te ve yayıncı bugün Eureka 95 adlı bir proje üzerin-de çalışmalarını sürdürmektedir. Bu grup, çalışma-larının bir sonucu olarak Eureka EU 95 projesi adı al-tında bazı standartlar geliştirmişlerdir. Buna göre bir görüntüdeki satır sayısı 1250, her görüntüdeki aktif satır sayısı 1152 (görüntü geri dönme bosluk-larında 98 satır harcanmaktadır.), normal tarana yapılmakta <satır atlamalı tarama kullanılmamaktadır ekran boyutları 16:9, görüntü frekansı 25 Hz, satır frekansı 62.5 kHz ve aktif satır uzunluğundaki res-im elemanı sayısı 1920 olarak belirlenmiştir. Eureka 95 projesine uygun olarak band genişliği azaltmaya yönelik çalışmalar sonucunda yukarıdaki parametreleri içeren bölüm "HDP" (High Definition Progressive) adı altında, analog satır atlamalı ta-rama kullanılan bölüm ise "HDI" (High Deflnetion Interlace) ve sayısal "quincunx" örnekleme tekniği kullanılan ise "HDQ" adı altında anılmaktadır. CÇIE tarafından 1985 yılında HDTV standardı ortaya çıka-rılmış ve bu standardın dünya standardı olmas-ı istenmiştir. Satır sayısı 1125, görüntü frekansı 30 H2 2:1 oranında satır atlamalı tarama ve ekran boyutlar 16:9 oranında seçilmiştir. Bir görüntüdeki aktif sa-tır sayısı 1035 ve satır frekansı 33.75 kHz olarak alınmıştır. Sayısal HDTV için bir satırda 1920 lumi-nans ve 960 krominans örneği yeterli görölmüştür. HDTV'de lüminans için 20 MHz, iki krominans bileşe-ni için de 7 KHz (Cw) ve 5.5 KHz (Cn) band genişli-đi ayrılmıştır. Sayısal HDTV elde etmek için analog HDTV işareti lüminans bileşeni 64.8 MHz, krominans bileşenlerinden Cw 16.2 MHz, Cn 16.2 KHz ile örne-kenir. H=r örnek 256 düzeyde kuantlanır. Ortaya çıkan bit akısı ise 4 Mbit/sn'ler mertebesindedir. Geliştirilen bazı tekniklerle bit akısı azaltılabil-mektedir. HDTV band genişliğini azaltmak görüntü kalitesini de azalttığı için bu konudaki çalışmalar devam etmekte ve daha uygun yöntemler aranmaktadır. Japonya'ğa NHK (Hlppon Hoso Kyokai-Japon Yayın Ku-rumu tarafından sürdürölen çalışmalarda da 1125/60/ 2:1 standardı baz alınmıştır. (Yarım görüntü frekan-sı 60 He> HDTV'nin bugünkü sistemlerle uyum sorunu özellikle band genişliği açısından önemlidir.



Şekil 1. HDTV Dağıtım Sistemi Blok İererası

Yukarıda HDTV için örnek olarak verilen basitleştirilmiş blok sema görölmektedir. Herke: element HDTV üretim merkezidir. Aktiviteleri program üretimi ve değisilebilirliğiyle günümüzdeki üretim merkezine benzemektedir. Bu aktivitelerin çoğu yüksek tanımlamalıdır ve diğer katılım formatları (525 yada 625 satır TV analog yada digital) İle yapılmaktadır. HDTV sinyalleri dağıtım şebekelerine "interface" İle geçer. Dağıtım, uygun metodlardan; bölgesel, uydular (UHF veya VHF), kablolar (koaksiyel veya fiber optik) yada kaset veya disk ile seyirciye ulaşır. HDTV sinyalleri her dağıtım metodu için uygun şekilde çevrilmelidir. Evlerdeki HDTV alıcıları aynı zamanda 525 veya 625 satır TV yayınlarını da gösterilme yeteneğine sahip* olmalıdır.

3-SİSTEKLER

A. KUŞE Sistemi:

Bilinen TV sistemlerini geliştirmek için yapılan çalışmalardan baslıcası NHK tarafından gerçekleştirilen yüksek tanımlı yeni bir sistem olan HDTV veya "Hi-Vision" sistemidir. Televizyonun görsel İmajını geliştirmeye yönelik bu yeni sistem için bazı parametreler tespit edildi. Taranan satır sayısı 1125, alan frekansı 60 Hz, yatay/dikey forraat 16/9 ve interlace 2/1'dir. NHK tarafından sinyal transmisyonu için frekans band genişliği kompresyo nu geliştirerek kodlanası direkt uydu yayınlarına göre tasarlanmıştır

Tablot KUŞE Sisteminin Temel Video Karakteristikleri

Etiketlerin tanımı	Hareket dengelemeli çoklu alt örneklen sistemi (TCI formatında) Y ve C sinyallerinin multiplex
Tarafa hızı	1125 satır/60 Hz/2"H
Gönderme baseband band genişliği	8.1 KHz
Örneklenme clock hızı	16.2 KHz
Y sinyalin	Y sinyali 22 KHz (sabit kısım) 14 KHz (har.kısım)
C sinyalin	C sinyali 7.0 KHz (sab.kısım) 3.5 KHz (har.kısım)
Video sinyallerinin polaritesinin pozitif rolartı	Video sinyallerinin polaritesinin pozitif rolartı
Dijital iki boyutlu filtre kullanımı	Dijital iki boyutlu filtre kullanımı
Y için 16 KHz, C için de 1 KHz olmalıdır.	Y için 16 KHz, C için de 1 KHz olmalıdır.

Resim düzenli bir hareketlilik elde edebilmek için alt örnekleme etkinliğini kontrol eden hareket konjnzasyon dengeleme tekniği uygulanmıştır. Baseband (baseband) sinyal band genişliği 31 Yür'dir. Bir kodör ve alıcıda otomatik dalga formu dengeleme özelliğini içeren analog örnekleme transmisyonu teknolojisi kullanılmıştır. Kodlayıcıda parlaklık ve renk farkı sinyalleri TCI sinyali içerisinde birleştirilir ve eşzamanlı olarak işlenirler. Sabit ve hareketli kısımlar için parlaklık sinyalleri ayrıca bu işlem içerisinde tek bir sinyale bindirilirler. (karıştırılırlar) Bu çıkış sinyali bir KUŞE sinyalidir. Orjinal örnekleme frekansı 48.6 KHz'dir. Bununla birlikte asıl kodlayıcıda 44.55 KHz'den 48.6 KHz'e frekans çevirimi orjinal örneklemeden önce meydana gelir.

Hareket vektörü ve digital ses/data sinyallerini içeren kontrol sinyalleri field-blanking periyodu boyunca temelband video sinyaline multiplex edilir. Ses/data sinyalleri field-blanking periyoduna dahil edilerek gönderilir. Temelbandı multiplex etme işlemi kablo dağıtım sistemlerine olan uyumu sayesinde kolayca adapte edilir. Bit hızı 1.35 Mbit/sn'dir. Ve dört kanal 32 kHz örnekleme ses sinyali yada 48 kHz örnekleme ses sinyali bu tekniği kullanarak gönderilebilir. Bu sistemde diferansiyel PCM sinyali uygulanır. Sonuçta elde edilen 32 kHz örnekleme ve 15-8 bit kodlamalı sinyaldeki ses kalitesi çok azda olsa 32 kHz örnekleme 14 bitlik uniform PCM'den daha iyidir. Bu metodla (20 kHz band genişlikli iki kanal), aynı kanal kapasitesi içerisinde 16 bit PCM kaliteli ses sinyali, 43 kHz örnekleme 16-11 bit arası kodlamaya alternatif olarak gönderilebilir. Fazı doğru bir şekilde yeniden örnekleme bir senkronizasyon sistemi kullanılır. Pozitif senkronizasyon sistemi 3'dB lik pals kaybını yok eder. Emphasis (kuvvet) kazancını 9.5 dB'e kadar düzenleyebilmek için lineer olmayan emphasis tekniği uygulanmıştır. Ayrıca Quasi-sabit parlaklık işleme tekniği uygulanmıştır. Bu tekniği kullanmakla croninans ve luminans sinyalleri arasındaki girişini önemli derecede azaltılabilir ve asin renk doyuşu sinyallerin S/N oranı düzenlenebilir. Tek kanalda HDTV transmisyonu demeleri (27 KHz band genişlikle KUŞE sistemi ile Japonya'da halen sürdürülmemektedir. Band genişliği sıkıştırmaya yönelik bu teknik, ayrıca diğer HDTV

cihazlarına da uygulanabilir. KUŞE'i kullanmakla tüketime sunulan VTR ve disk player gibi cihazlar geliştirilmiştir. KUŞE sinyalinin resim kalitesi ve dalga formu distorsiyonu arasındaki ilişki lojistik fonksiyonun bir uygulaması ile formüle edilebilir. C/N oranını kontrol edebilmek için yeni bir cihaz geliştirilmiştir ki bununla kanalın bandı dışındaki en küçük gürültü gücü ölçülebilir. Bu cihaz HDTV özelliğindeki bir TV sistemiyle de kullanılabilir. Ayrıca KUŞE sinyalinin digital transmisyonu da mümkündür.

B. KAC Sistemi:

Bugüne kadar PAL/SECAM olarak iki farklı standardı uygulayarak, bir yayın karmaşası içinde olan Avrupa, uydu yayınlarının gelişmesiyle bu bölümenin yanlışlığını anlayarak bu yayınlar için gelecekte mevcut sistemlerle en iyi uyumu verecek ortak bir standard için çalışarak, oldukça gelişmeler kaydetmiştir. Geliştirmekte oldukları KAC sistemiyle de birçok değişik tekniklere ulaşmışlardır. KAC-Paket video sisteminde, resim işaretlerinin monokrom ve renk bileşenleri ayrı olarak birbiri ardına yayınan k-tadır (Time multiplex). Ayrıca, band genişliğine gerek kalmadan yüksek seviyede bir resim çözümü (Resolution) elde edilebilmektedir. Bu sistem: sayısal ses ve veri iletimi de sağlama açısından önemlidir. Sayısal ses modülasyon teknikleri kullanılarak ayrı bir ses taşıyıcısına ihtiyaç olmaksızın birçok ses yayını ve veri işareti multiplex tekniği ile yapılabilir. Bu sistemle DBS tipi TV yayınlarının halen kullanmakta olan 625/50 Hz Renkli alıcıların ilave kodçözücülerle kullanılması bu alıcıların ekonomik ömrünü doldurmasına kadar mümkün görülmektedir. KAC Sisteminin temelinde, bir hat içinde zaman bölümlü çoğullamanın sonucu elde edilen renk farkı sinyaliyle analog ışık sinyali kombinasyonu bulunmaktadır. Bu nedenle sinyalin zamana sıkıştırılması gerekmektedir. Bu işlem, 1.5:1 a sinyali için 1.5:1 faktörülle 34.5 ys-52 JJS arasındaki aktif kısmı ve renk fark sinyali ise 3:1 faktörü ile 17.2 ys'den yine hattın 52 ps'lik kısmın; kapsamaktadır, örnekleme sisteminin saat frekansından önzamanlama elde edilir ki bu da digital stüdyo standartlarına dayanmaktadır. Ayrıca KAC sinyal hattı zaman sıkıştırmalı digital ses sinyali ve senkronizasyon sinyali içerir.

KAC aslında çeşitli varyasyonları ile bir standartlar ailesidir. İsviçre C-MAC Paket sistemini, İngiltere D-KAC Paket (kablo transmisyonu) sistemini, Fransa ve Almanya da D2-MAC Paketini seçmişlerdir. C-KAC ve D2-KAC sistemleri uydu yayınlarına uygundur. C, D ve D2 farklı ses iletişim metodlarını içermekte olup video formatı tüm ailede aynıdır. HD-KAC ise KAC sisteminin bir uzantısıdır ve HDTV nin çok özel nitelikteki gereksinimleri yönünde geliştirilen Pan-Avrupa uydu yayın sistemidir. Bu sistem Avrupa'nın ekonomik açıdan birliği için önemli bir unsur olarak değerlendirilmektedir. - HD-MAC Paket Sistemi: Bu sistem, mevcut KAC-Paket veya doğrudan yeni servislere HDTV servislerinin dahil edilmesinde gereken en yüksek kalite kriterini karşılamak için dizayn edilmiştir. HDTV resim kalitesine göre yüksek performansı, yürürlükteki teknolojik kapasitelerin tam kullanımı, teknolojik ilerlemelerle, gelişimi ve adaptasyonuna kıyasla ekonomik uyumluluğuyla uzun süreli kullanımı gibi özellikleri içerir. MAC Paket sistemi olan uyumluluğu

korumak suretiyle VARC BC-77 yayın kanalındaki HDIV servislerine olanak tanımak için optimiz edilmiştir. Alıcıların karmaşıklığı ve (high defination) resin kalitesi (1250/50 alan taraması) gibi güçlükleri giderilmesi için "EUREKA 95" projesi çerçevesinde ve EU95-HPTV adıyla çalışarak H4C uyumlu HDIV transmisyon sistemi geliştirilmektedir. HD-KAC transmisyon sisteminde de HD sinyalleri konvansiyonel MAC 625/50 parametrelerinde gönderilip, bu alıcılarda tatmin edici nitelikte görüntü verecek şekilde kompres edilmektedir. HD-KAC aynı zamanda transmisyon sistemi değiştirilmeden stüdyo ve alıcı standartlarında geliştirilmektedir. Bu sistem, spektrum katlama, alt örneklere ve yüksek tanımlı alışı için statik ve tek yönlü hareketlerin her ikisinin resolasyonunu korumak için hareket adaptasyonu özelliklerini içerebilmektedir. D HD-MAC ve D2 HD-KAC Paket sistemlerinden oluşan KAC Paket ailesini içeren HD-KAC transmisyonlarında ses/data/resim çoğullama amacıyla zaman bölme çoğullama tekniği kullanılmıştır. Bu iki sistem yaklaşık 11 MHz'lik temel bantı bozmayan herhangi bir transmisyon şekli ve uydular yayıncılığı için uygundur. Bugün ülkemizde kullanılan PAL sistemi ile KAC sistemini kısaca karşılaştırsak;

Sistem	PAL	D2-KAC	HD-KAC
Görüş açısı	15*	32*	32*
Satır sayısı	625	625	1250
Görünür satır	575	574	1148
Alan frekansı	50	50	50
Interlace	2:1	2:1	2:1
Görüş oranı	4:3	4:3/16:9	16:9

seviyesindedir. Ayrıca, luminans ve krominans bilgileri PAL sisteminde frekans bölünmeli iletilirken, D2-KAC ve HD-KAC sistemlerinde ise zaman bölünmeli multiplex işlemi ile gönderilmektedir. Digital senkronizasyonlu ses ve data sinyalleriyle 35 mm'lik film tekniğine çok yakın görüntü kalitesi HD-KAC için önemli üstünlüklerindedir.

4-SOKUÇ

Mevcut sistemle... Varış... Mifli... yatay ve... iki katına eslt olan HDTV'de görülen en belirgin değişim ve ona üstünlük sağlayan teknolojik avantaj "satır sayısı" veya başka bir ifade ile lnaşı tanımlayan ekranın taraması özelliğidir. Bu konuda ilk adımı atan Japonya ile Avrupa'nın geliştirdiği sistemler birbirlerine sağlamış oldukları birçok üstünlükle bir rekabet ortamına girmişlerdir. Japonlar için HDTV'deki amaç, bugünkü TV sistemlerinin teknik olarak geliştirilmesini önermek değil, bu sistemlerin kapasitesi dışında devrim niteliğinde dünyadayeni bir yayın servisi oluşturmaktır. Avrupa ise mevcut sistemlerle uyumlu veya bunlardan geleceğin televizyon daha kolay bir geçişin sağlanacağı geliştirici özellikte bir sistem sunmaktadır. 1125 satır/60 Hz özelliğinde HDTV sinyal transmisyonu için frekans band genişliği kompresyon sistemi gelişimi olan ve uydular yayıncılığı için tasarlanan Japonya'nın MUSE sistemi halen kullanılmaktadır. H1-Vision alıcılar için bir LSI (Large Scale Integration) geliştirilerek, KJSE devresi ana komponent haline getirilecektir. Bu da alıcıların seri olarak ve daha ucuza üretilmeleri ve yaygınlaşmasına sebep olacaktır. Avrupa'nın önerdiği ve gelişimi süren KAC sistemlerinde mevcut sistemlere (PAL/SECAK) kodçözücü ilavesi gerekmektedir. 1250 satır, 50 Hz parametrelerinde EU95 HD-KAC sisteminin üretim için seçilen

35 mm'lik filme çevrimi kolaylıkla sağlanabilir. KU3E sistemine göre tüketiciye dalış ekonomik geleceği kanısında olunan Avrupa sistemi için istenilen hedeflere ulaşmak için; avantaj sağlayan özellikler kuvvetlendirilirken, "i-tem *n-a-l-timinin da daha iyi yapılması gerekmektedir. Yayıncılar ve izleyiciler açısından global olarak HDTV standartlarının belirlenmesi, teçhizat ve maliyetlerinde azalma, program değ i iiminde ve teknik bilgilerde kolaylık sağlayarak, ortak problemler uluslararası düzeyde çözüm olanağı verecektir. Gerek global birliğin sağlanması, gerekse konvansiyonel sistemlerle uyumlu olacak yeni bir <-içten n kurulması ideal almasına rağmen, birbirinden larılı uç televizyon sisten standardının bulunduğu (NT3C-FAL-SECAK) bir ortamda her iki gereksinimin kar=ılanması zordur. Farklı standartlarla televizyon programlarının uygulanması komple bir prosesil standart çevrimini gerektirir. Standart farklılıkları ayrıca uluslararası programların çoğalmasında da sorun olmaktadır. Dolayısıyla, belli bir HDTV sistemin etkin bir e-kiide hizmete konulması için global nitelikte stadart lann en kısa sürede belirlenmesi gerekmektedir.

Referanslar.-

- 1/ CCIR contribution H/236 <Canada, Japan, USA> Study Period 1986-1990
- 2/ Editorial on High Definition Television, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.35-3 Sept.,1989
- 3/ CCIR, draft Report XI/H, Hihj Defination Television, Geneva, 1990
- 4/ "An overview from Japan", HPTV Ne*?letter, July, 1988
- 5/ CCIR Report 801-3, Study İl, HPTV, Geneva l'U3 itı Commissions of the European Communit :?e R-p-rt's, (COK 88/650 Final), 1998, Bru3-;ls

SORUNLAR VE BUNLARIN ÇÖZÜMLERİ

Meslek: BİPOL. Halan KUNIMAN

I.T.U Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik Anabilim Dalı
806,16, Mallak, İstanbul

*CET

Bu çalışmada EXAR E3101 - NPN ve EXAR B10a PNP tranzistörlerinin, TPICK, TIME-1 ve TPIC[>"C = simülasyon programlarında kullanılan Model parametreleri belirlenmiş ve bu parametrelerin "duşuk gerilimle beslenen devrelerde baskın olanlar alınarak düşük gerilim devresi analiz edilmiştir. Analiz sonuçlarıyla karşılaştırılmak ve maliklerde kullanılan simülasyon programlarının doğruluğunu görmek açısından devrelerin laboratuvar ölçümleri yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, doğruluk derecesi farklı modellerin düşük gerilim bölgesi için birbirine yakın sonuçlar verdiğini, ancak yüksek doğruluk elde edebilmek için model parametrelerinin bu bölgede ayrı olarak belirlenmesi gerektiğini ortaya koymaktadır.

1. GİRİŞ

Düşük gerilimle beslenen yapıları için kullanılan alanları bulmaktadır. Puntların arasında beden özürle kısımler; in kullanımı ymelik düzenler sayılabileceği gibi çeşitli uygulamalar açısında bir zorunluluk olan, az yer kaplayarak iranyatur düzenlerde yer almaktadır. 1.3V gibi düşük gerilimli bir güç kaynağının beslenmek üzere öngörülen bu düzenler için özel bir devre tekniği ve özel devre topolojileri geliştirilmiştir. 1.3V/3, PNP gerilimli devre d'ct'iUri kapsamında çeşitli ilivvelen:hrini yapılan, r'fer.ms üreticileri, osilatorler vb. düzenler; bulmaktadır, çeşitli tıjri.levt, Üreticileri tarafından LU tur devre düzenleri yapılarak ve özel tundeve tekniqi ile tasarlanıp üretilmektedir.

Düşük gerilimli devrelerin tasarımında SPICK programı gibi simülasyon programlarının kullanılması tasarımcıya büyük kolaylık sağlar. Acıdır. Devre simülasyon programları ile analizlerinin VApıması mümkün olmayan devre ya-

pılarının analizlerini yapmayı mümkün kılabilmiş bilgisayar programları ile yapılan analizlerin yapılabilmesi için devre yapısında lineer olmayan elemanların bulunmaması için iyi yapılması gerekir. Bu da kullanılan modelin yeterli doğrulukta cimi ü ve parametrelerinin iyi belirlenmesi ile mümkün olabilir.

Bipolar tekniği ile gerçekleştirilen devrelerin SPICE simülasyonunda kullanılan değiştirilmiş modelin Early olayını grupları bir yaklaşımla temsil etmesinin ve Early ziksel olayları içermemesinin bir sonucu olarak, doğruluk açısından bazı parametrelerle karşılaşılmaktadır. O*o r'ndar' elemanın fizikinden hareketle yapılan ölçümler sonucunda yüksek doğruluklu bir model geliştirilmiş ve (GEM). Oe11:17:11 iniş El'ers-Moll modeli olarak değerlendirilen bu model için de bir simülasyon programı yazılmıştır.

Daha sonraki yıllarda yapılan çalışmalarda, SPICE BJT modelinin nwt'ir' biçimi ile GEM modelinin doğruluk bir araya getirilerek SPICE BJT modeli yeniden JM-TI taya çıkan yeni model KICF. ** programına yerleştirilerek bu modelle devre simülasyonu olanağı sağlanmıştır.

Bu bildiride sunulan çalışmada EXAR E3101 npn ve EXAR B10a pnp transistörleri standart SPICE modeli ve GEM model parametreleri düşük gerilimle beslenen devreler için belirlenmiş, düşük gerilimli devrelerin temel devre yapıları her iki modelin yardımı ile analiz edilmiştir. Bu çalışmada kullanılan modellerin doğruluk derecesini saptamak amacıyla da gerekli ölçümleri yapılarak sorunlu parametrelerin simülasyon ve ölçü sonuçları karşılaştırılarak simülasyon için gerekli parametrelerin bir modelin gerekli olup olmadığını belirlemek için 501- /11/.

2. Düşük Gerilimli ve Yüksek Gerilimli KABİLEN DEVRE
YAHU.AK! VI: E11-11)1.ASYONU

Çüşük gerilimle çalışan dört temel devre ele alınarak standart SPICE simülasyonu ve J-EM modeline simülasyonu yapılmış. elde edilen sonuçlar ölçü sonuçları ile karşılaştırılarak verilmiştir. Standart SPICE simülasyonu PSPICE programı yardımı ile yapılmış. GEM modeli ile simülasyon için ise TIME-1 ve SPICE-3C (BSPICE) programları kullanılmıştır.

Simülasyonlarda kullanılan model parametreleri Tablo-3.1 de verilmiştir.

TABLO 3.1 Düşük gerilimle çalışabilen devrelerin simülasyonlarında kullanılan model parametreleri,

- (a) - TIME-1 Simülasyon Programı için,
(b) - PSPICE Simülasyon Programı için,
(c) - BSPICE Simülasyon Programı için.

	B101-HPU	B102-PNP	BİRİM
I_{s0}	$4.45 \cdot 10^{-15}$	$6 \cdot 10^{-15}$	A
β_{FO}	160,6	37,1	-
M	0,025	0,025	-
N	0,69	0,72	-
C_2	777	7	-
β_{EL}	1,9	1,43	-
R_{CB}	23	9,7	MO

(a)

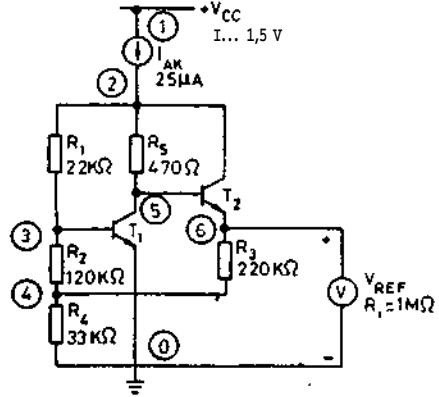
	B101-NPN	B102-PNP	BİRİM
I_{s0}	$4.4 \cdot 10^{-15}$	$4.825 \cdot 10^{-15}$	A
β_{F}	207	61	-
β_{AF}	85	20	V
I_{SE}	$202 \cdot 10^{-15}$	$4.5 \cdot 10^{-15}$	A
N	1.86	1.426	-
β_{KF}	$26.08 \cdot 10^{-3}$	$0.1 \cdot 10^{-3}$	A
R_B	75	50	Ω
R_C	30	225	Ω
R_E	3	16,4	Ω

(b)

	B101-NPN	B102-PNP	BİRİM
I_{s0}	$4.355 \cdot 10^{-15}$	$4.755 \cdot 10^{-15}$	A
β_{F}	202,5	59,2	-
N	1	1	-
M	0,028	0,039	-
M	0,433	0,46	-
C_2	464,2	9,46	-
N	1,86	1,426	-
β_{KF}	$26,88 \cdot 10^{-3}$	$0,1 \cdot 10^{-3}$	A
R_B	75	50	Ω
R_C	30	225	Ω
R_E	3	16,4	Ω
R_{CB}	29,41	50	MO

(c)

Ele alınan referans gerilimi üretici, darlington, on kuvvetlendirici ve hatta hatta çıkış dalgalanmalı düşük gerilim devrelerinin devre şemaları ile analiz ve ölçüm sonuçlarını içeren tablolar sırasıyla verilmiştir.

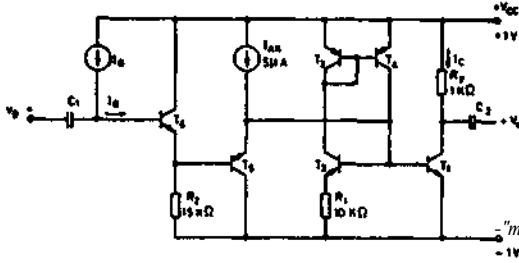


Şekil-2.1 Düşük Gerilimle Beslenen EOCV'luk Referans Gerilimi Üretici.

TABLO-2.2 Düşük Gerilimle Beslenen Referans Gerilimi Üreticisi Devresinin Toplu Sonuçları.

	DUGUM GEM Lİ MLRİ CmV3				
	C23	C35	C43	C5	C6
TIME-1	734. a	637. 8	143. 1	724. 7	190. 0
PSPICE	730. 1	634. 8	142. 4	720. 5	188. e
SPICE3C	729. 96	633. 12	142. 37	720. 41	188. 2
OLCUM	727	630	137	717	190

$V_{CC} = 1V$ ya da $V_{CC} = 1.5V$. $R_E = 1M\Omega$ kullanılmıştır.

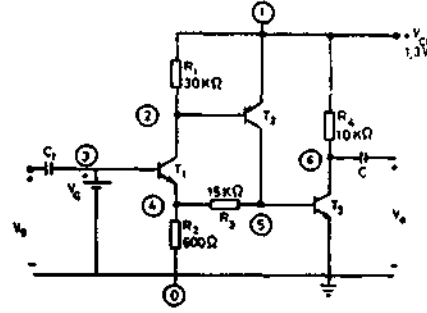


Şekil-2.2 2 Pusuk Gerilimle Beslenen Darlington Devresi.

TABLO-2.3 Düşük Gerilimle Beslenen Darlington Devresinin Toplu Sonuçları.

	V_{CC} mV	V_{out} mV	THD %	HARMONİK DEĞERLERİ			
				II mV	III mV	IV mV	
PSPICE	495	10.2	13.95	5.044	6.043	0.125	13.22
TIME-1	493	10.0	13.4	5.295	7.531	0.0314	17.70
SPICE-3C	498	10.8	12.94	5.148	7.093	0.4767	451.44
PSPICE	8.6	6.25	22.5	2.073	2.915	0.0477	4.171
TIME-1	15.2	6.9	20.58	1.357	1.922	0.1417	4.243
SPICE-3C	4.5	6.93	20.20	1.357	1.683	0.4771	465.28
$R_E > 100\Omega$ dır.							
OLCUM-1	494	12.2	11.59	3.752	5.308	0.0794	-----
OLCUM-2	503	10.35	13.66	5.010	7.953	0.1120	-----
OLCUM-1	8	8.47	10.70	1.004	1.412	0.1490	7.5
OLCUM-2	17	0.08	21.19	2.170	3.105	0.1498	-----

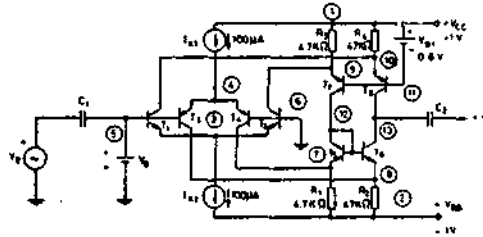
OLÇUM-1 : E4-EXAR B101-NPN dizileri ile yapılan ölçüm,
OLÇUM-2 : Y3-EXAR B101-NPN dizileri ile yapılan ölçümdür. Bu iki ölçümde PNP dizisi de dikkate alınmıştır. E4 ve Y3 ele alınan birkaç BJT dizisine, ayırt etmek için verilmiş kodlardır.



Şekil-2.3 Düşük Gerilimle Beslenen On Kuvvetlendirici Devresi.

TABLO-2.4 On Kuvvetlendirici Devresinin Analiz Ve Ölçüm Sonuçları.

-1-	PSPICE						HARMONİKLERİ			
	V_{CC} mV	V_{out} mV	V_{in} mV	V_{out} mV	THD %	II mV	III mV	IV mV	-----	
071.27	865.3	345	143.e	410.8	7.6	11.23	0.542	15.5	-----	
en. BS	094.3	24B	141.1	SES	5.5	7.73	0.253	3.45	-----	
071.ee	540.0	200	140.6	703	4.3	6.06	0.152	1.47	-----	
-2-	SPICE-3C						HARMONİKLER:			
	V_{CC} mV	V_{out} mV	V_{in} mV	V_{out} mV	THD %	II mV	III mV	IV mV	-----	
071.21	867.2	355	143. B5	405.5	7.8	11.16	0.766	491	-----	
671.58	694.71	280	140.77	563.1	5.3	7.32	0.544	470	-----	
671.83	539.65	201	140.66	COE.e	4.1	5.61	0.501	468	-----	
-3-	OLCUM						HARMONİKLERİ			
	V_{CC} mV	V_{out} mV	V_{in} mV	V_{out} mV	THD %	II mV	III mV	IV mV	-----	
072	SES	382	141.4	370. a	8.9	12.00	0.707	-----	-----	
073	OS4	254.50	141.4	555.5	5.6	7.95	0.224	-----	-----	
073	540	200	141.4	667	4.7	6.69	0.126	-----	-----	



Şekil-2.4 Düşük Gerilimle Beslenen Hattan Hatta Çıkış Dalgasının Kuvvetlendirici Devresi.

TABLO-2.3 H₀U'n H₀t, Çift Dalganın Kuvvetlendiricinin Analiz ve Ölçüm Sonuçları.

PSPICE							HARMONİKLERİ		
V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	THD (%)	II (mV)	III (mV)	IV (mV)	
435	105.4	460	140.3	305	1.87	2.618	46.84	30.37	
300	105.4	800	140.5	270.2	2.09	2.036	66.02	31.03	

SPICE-3C							HARMONİKLERİ		
V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	THD (%)	II (mV)	III (mV)	IV (mV)	
415	103.4	480	141.35	204.5	1.75	2.166	47.7	480.5	
305	103.4	536	141.14	263.3	1.02	2.430	47.7	468.5	

P₁ = 300KΩ Alınmıştır.

PSPICE							HARMONİKLERİ		
V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	THD (%)	II (mV)	III (mV)	IV (mV)	
150.7	1015	141.7	139.6	3.87	5.47	243	13.27		
70.5	800	141.2	176.5	3.24	4.58	90.42	13.03		
170.5	735	141.6	192.0	2.00	4.13	55.75	15.04		

SPICE-3C							HARMONİKLERİ		
V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	THD (%)	II (mV)	III (mV)	IV (mV)	
151	1033	140.62	130.1	3.54	4.82	539.8	464		
78.6	800	140.40	171.6	3.02	4.07	485	403.7		
170.5	734	141.48	187.6	2.73	3.67	482.6	468.7		

OLCUM							HARMONİKLERİ		
V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	V _c (mV)	THD (%)	II (mV)	III (mV)	IV (mV)	
ISO	827.3	141.4	170.6	2.11	2.09				
80	806	141.4	175.4	2.00	2.82				
ISO	702	141.4	176.5	1.78	2.52				

P₂ = 200KΩ Alınmıştır.

8. SONUÇ

Bu bildiride, düşük gerilimli bir transistörün çalıştırılmasında, SPICE ve SPICE-3C modellerinin kullanılması ve sonuçlarının karşılaştırılması amaçlanmıştır. İlk olarak, düşük gerilimli bir transistörün çalıştırılması için SPICE modeli kullanılmıştır. Daha sonra, SPICE-3C modeli kullanılarak aynı devrenin çalıştırılması ve sonuçlarının karşılaştırılması amaçlanmıştır. Çalışmaların sonucunda, SPICE ve SPICE-3C modellerinin düşük gerilimli bir transistörün çalıştırılması için kullanılması mümkün olduğu görülmüştür. Ayrıca, SPICE-3C modelinin SPICE modeline göre daha doğru sonuçlar verdiğini de gözlemlenmiştir. Sonuç olarak, düşük gerilimli bir transistörün çalıştırılması için SPICE ve SPICE-3C modellerinin kullanılması uygun olacaktır.

Model parametrelerinin, düşük gerilimli bir transistörün çalıştırılması için uygun bir şekilde belirlenmesi, SPICE ve SPICE-3C modellerinin kullanılmasıyla mümkündür. Aynı modelde aynı sonuçları elde etmek için SPICE ve SPICE-3C modellerinin kullanılması gerekmektedir.

Yapılan simülasyonlar ve ölçümler, düşük gerilim tekniği devrelerinin çalıştırılması için yüksek doğruluklu bir model kullanılması gerektiğini göstermektedir.

Varılan en önemli sonuç ise, devre tasarımının düşük gerilim bölgesinde; normal çalışma bölgesinden farklı olan parametreleri belirlemesi ve bunları kullanması zorunluluğudur. Bu açıdan bakıldığında, elde edilen sonuçların düşük gerilimli devre tekniği ile uyumlu olması ve yararlı olacağı açıktır.

KAYNAKLAR

- 1/ WIDLAR R. J. . Low Voltage Techniques. IEEE Journal of Solid State Circuit, Vol. SC-13, No. 6. December, 1978.
- 2/ HUIJISING J.H. . LINEARIZER - D. . Low Voltage Operational Amplifier with Rail to Rail Input and Output Ranges. IEEE Journal of Solid State Circuit, Vol. SC-30, No. 6, December, 1965.
- 3/ FONDERIE J, MARIS M. M. . SCHNITGEF, F. J. and HUIJISING J. H. . 1-V Operational Amplifier with Rail to Rail Input and Output Ranges. IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. S-1, No. 18, December, 1989.
- 4/ NAGEL L. W. , SPICE-a Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits. Electronic of Berkeley, California, Berkeley, 1975.
- 5/ LEBLEBİCİ D. . Geliştirilmiş Ebers-Moll Modeli. Rapor CBO-143. T. U. I. Elektrik Fak. Yuk. F. k. T. U. I. OHC
- 6/ KUNIMAN H. . Ebers-Moll Modeli Üzerine Yeni Bir Modifikasyon. Doktora Tezi. I. T. U Elektrik Fak. . 1982
- 7/ KUNIMAN H. . Modified Ebers-Moll Model. Elect. Lett. . 18. pp 193-194, 1981.
- 8/ KUNIMAN H. . ÇELİK M. . A Non-linear Analysis and Simulation Program for BJT Circuits, Bulletin of The Technical University of Istanbul. Vol. 3S. No. 1, pp 89-107, 1986.
- 9/ KUNIMAN H. . Lineer Devre Tasarımına Yönelik Bir BJT Modeli. Elektrik Muh. 3. Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı, Cilt-a, ss 413-416. Eylül 1989.
- 10/ TEKDEMİR E. I. , KUNIMAN H. . Yüksek Doğruluklu Bir BJT Modelinin SPICE Programına Katılması. Elektrik Muh. 4. Ulusal Kongresine sunulmuş ve kabul edilmiştir. Eylül 1991.
- 11/ BİROL M. Düşük Gerilim Devreleri Üzerine Simülasyon programları ile Analizi. Yüksek Lisans Tezi. Haziran, 1991.

**YÜKSEK TANIMLAMALI TELEVİZYON (HIGH DEFINITION
TELEVISION) SİSTEMİNİN DENEME YAYINLARI VE STANDART
BELİRLENMESİNDE ORTAYA ÇIKAN SORUNLAR**

Mehmet Kesim

Anadolu Üniversitesi, İletişim Bilimleri Yüksek Okulu, Eskişehir

ÖZET

Renkli televizyon tekniğinde amaç, görüntüdeki en ince ayrıntının rengi ve parlaklığı ile birlikte elektriksel işarete çevrilmesi ve bu işaretin niteliğinden bir şey kaybetmeden alıcıya kadar ulaştırılmasıdır. Ondokuzuncu yüzyılın sonlarında 25-30 satırlık görüntüler, yirminci yüzyılın sonlarında artarak ortaya üç sistem çıkmıştır. Bu sistemler NTSC (525 satır, 60Hz), SECAM (819 satır, 50Hz) ve PAL (625 satır 50Hz) olup tümünde görüntü çerçeve oranı 4:3 dür. 1970 yılının başlarında HDTV (High Definition Television) fikri ile satır sayılarının yaklaşık olarak iki katına çıkarılması ve görüntü çerçeve oranının da 16:9 olarak değiştirilmesi çalışmaları önem kazanmıştır. Bunun sonucu olarak daha parlak ve berrak bir görüntü izlenmesi gündeme gelmiştir. Bu çalışmada ACTV, MUSE ve MAC sistemleri incelenmiştir. Şu anda tüm dünyada kullanılan üç ayrı televizyon sisteminden yeni sistemlere geçişin nasıl olduğuna değinilmiştir.

1.Giriş

Yarı iletken tekniğinin hızlı gelişimi, gerek renkli televizyon stüdyolarında ve yayınlarında kullanılan sistemlerin, gerekse bu yayınları alan televizyon alıcılarının daha nitelikli olmasını zorlamaktadır. Bir başka deyişle elektronik görüntü ile 35mm'lik film kalitesine ulaşmaya çalışılmaktadır. Zorlayıcı bir başka neden ise, bu yayınların daha geniş ekranlı alıcılarda izlenmesi isteğidir. Görüntüdeki ayrıntının fazla olması, sesin daha temiz ve stereo olarak dinlenmesinde beraberinde getirmektedir. Mevcut NTSC, SECAM ve PAL sistemleri ile sözü edilen nitelikte görüntü izlemek mümkün değildir. Bu nedenle satır sayılarının ve görüntü bant genişliğinin artırılması gerekmektedir.

İdeal olarak kabul edilen HDTV sisteminde, satır sayısı yaklaşık olarak 2000 dir. Saniyedeki çerçeve sayısı 80 dir ve **interlaced scanning** yerine **progressive scanning** kullanılmaktadır. Her aktif satır örnekleme sayısı 3960 olup, görüntü çerçeve oranı 16:9 dur. Renk parlaklığı (luminance) ve renk bilgisi (chrominance), bir başka deyişle **Y+U+V** için toplam bant genişliği 60MHz dir. PAL sisteminde bant genişliğinin 6MHz olduğu göz önüne alındığında, ideal bant genişliğinin bunun on katı olması, klasik TV yayın sistemleri ile bu tür bir yayının yapılmasını imkansız kılmaktadır. Bu tür

bir yayın ancak Doğrudan Yayın Uyduları (Direct Broadcast Satellites) ile yapılabilir.

Günümüzde HDTV çalışmaları A.B.D. ve Japonya'da genellikle 1125 satır, 60Hz ve 16:9 görüntü çerçeve oranlı olarak devam etmektedir. Avrupa'da ise EU 95 projesi çerçevesinde 1250 satır, 50Hz ve 16:9 görüntü çerçeve oranlıdır. Teknolojik gelişmenin HDTV çalışmalarını zorlaması, sözü edilen ülkeleri oldukça karmaşık bir duruma sokmuştur. Bu ülkeler iki ana problem ile karşı karşıya kalmıştır.

1- HDTV yayınlarının yapılabilmesi için, HDTV tekniğine göre üretilmiş cihazlarla donatılmış yeni televizyon stüdyolarının kurulması.

2- HDTV yayınlarının alınabilmesi için HDTV alıcılarının üretilmesi.

Sözü edilen bu iki ana problemin çözümü oldukça zaman alacaktır. Mevcut üretim hatlarından yeni üretim hatlarına geçilmesi ve yeni alıcıların yaygın hale getirilmesi kolay olmayacaktır. 1989 yılı verilerine göre tüm dünyadaki siyah beyaz ve renkli televizyon alıcısı sayısı yaklaşık olarak 600 milyondur.

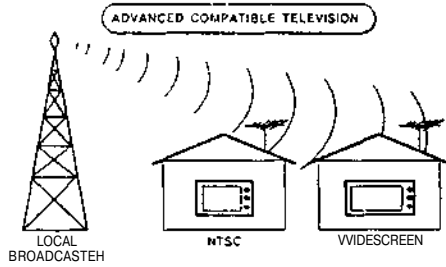
Bu nedenle, HDTV yayınlarına deneme amacı ile başlanarak, bu yayınların hem HDTV alıcıları ile hem de mevcut alıcılarla alınmasının geçici bir çözüm olacağı düşüncesi ortaya çıkmıştır. Kısaca, geçici bir süre, HDTV yayınlarının mevcut alıcılarla uyumlu olması prensibi getirilmiştir.

Kısa bir dönemde HDTV yayınlarına geçmeden, halen yapılan yayınların daha nitelikli olması için bir geçiş dönemi içinde uygulamalara başlanmıştır. Uygulaması yapılan sistemler ACTV (Advanced Compatible Television), MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding) ve MAC (Multiplexed Analogue Component) dir.

2.ACTV Sistemi

ACTV sistemi A.B.D. de Sarnoff Research Center tarafından geliştirilmiş ve Aralık 1989 da NAB Convention'da tanıtılmıştır. ACTV yayınları hem NTSC alıcıları ile hem de geniş ekranlı alıcılar ile alınabilmektedir. Seki 1-1. ACTV sistemi ACTV-I ve **ACTV-II** olarak ayrılmaktadır. Seki 1-2'de NTSC sistemi ile her iki ACTV sisteminin de karşılaştırılması yapılmıştır. Genel olarak ACTV sisteminde

satır sayısı 1050 (2X525) satırdır ve frekans 60Hz dir. Görüntü çerçeve oranı 16:9 dur. Ayrıca ACTV-II'ye kompakt disk kalitesinde ses verebilen bir kanal eklenmiştir.



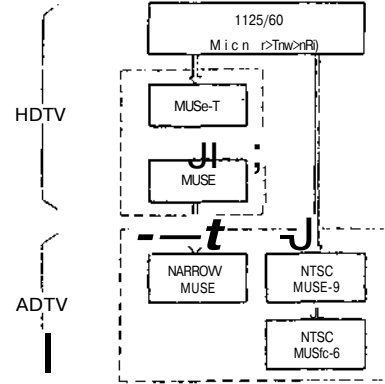
Şeki 1-1

	NTSC	ACTV-I	ACTV-II
Aspect Ratio	4:3	16:9	16:9
Scan LineS'Per-Pnme	525	1050	1050
Horizontal Resolution (per Picture Height)	330	410	650
Vertical Resolution	375	450	750
Artifacts		Greatly Reduced	Minimal
Audio	Analog Stereo	Dijital Stereo	Dijital Stereo

Şeki 1-2

3. MUSE Sistemi

NHK (Japan Broadcasting Company) uydu tabanlı MUSE sistemi yayını, Ocak 1987 de iki UHF kanalı kullanılarak Washington D.C. de denenmiştir. Sistem 1125 satır, 60Hz'dir. Görüntü çerçeve oranı 16:9 dur. Sistem içerisindeki MUSE-T ve MUSE, HDTV yayınları içindir ve NTSC alıcıları ile bu tür yayınlar alınamamaktadır. MUSE-9'un bant genişliği 9MHz ve MUSE-6'nın bant genişliği ise 6MHz'dir. MUSE-9 ve MUSE-6 yayınları NTSC alıcıları ile alınabilmektedir. Bir başka deyişle NTSC alıcıları ile uyumludur. Narrow MUSE yayınları ise ancak bir dönüştürücü ile (down converter) NTSC alıcıları tarafından alınabilmektedir. Şekil-3'de MUSE sisteminin genel akışı verilmiştir. Narrow MUSE, MUSE-9 ve MUSE-6, ADTV (Advanced Television) olarak tanımlanmaktadır. Bu üç sistemle yapılan yayınlar mevcut NTSC alıcıları ile uyumlu çalıştırılabilmesi için yapılmakla birlikte, geniş ekranlı alıcılar tarafından da alınabilmektedir.



Şeki 1-3

4. MAC Sistemi

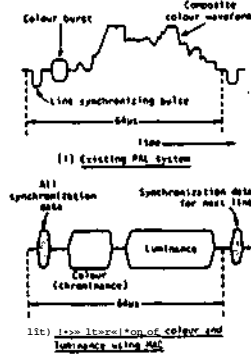
A.B.D. ve Japonya'da HDTV yayın çalışmaları devam ederken, Avrupa Ülkeleri'de 1250 satır, 50Hz ve 16:9 görüntü çerçeve oranlı bir HDTV sistemi geliştirdiler. Bu standardın tüm Avrupa ülkelerine yayılabilmesi için, Avrupa Birliği'ne bağlı 17 ülke, 17 Temmuz 1985'de Paris'de yaptıkları bir toplantıda EUREKA HDTV PROJECT çalışmasına karar verdiler. EU 95 adı ile de anılan bu projeye Avrupalı 27 endüstri, araştırma ve yayın kurumu katkıda bulunmaktadır. Amaç HDTV yayınlarına geçiş aşamasında, daha nitelikli ve geniş ekranda izlenebilen yayın yapabilmektir. Yapılan MAC yayınlarının aynı zamanda PAL ve SECAM alıcıları tarafından da alınabilmesini sağlamaktır.

PAL ve SECAM yayın sistemlerinde FDM (Frequency Division Multiplexing) kullanılmaktadır. Bu yolla renk, parlaklık ve ses bileşenleri aynı anda gönderilmektedir. Ses analogdur. Renk ve parlaklık arasında **cross effect** olduğu için çözümüme (resolution) 120000 resim elemanı (pixel) ile sınırlıdır.

MAC sisteminde ise TDM (Time Division Multiplexing) kullanılmakta; renk, parlaklık ve ses ayrı ayrı gönderilmektedir. Bu yolla renk ve parlaklık arasındaki **cross effect** önlenmektedir. Sonuçta ise çözümüme %50 artarak 180000 resim elemanına ulaşılmaktadır. MAC sisteminde ses dijitaldir. Şekil-4'de PAL ve MAC sinyallerinin bir satırlık dalga şekilleri verilmiştir.

REFERANSLAR

- 1- Benson, K. Blair., Fink, Donald G., HDTV Advanced Television for the 1990s, McGraw-Hill Publishing Company Inc., 1991.
- 2- Carnes, James. E. , Advanced Compatible Television, CATV Sessions 16th International TV Symposium Montreux Switzerland, 17-22 June 1989.
- 3- Elliot, Scott.D., High Definition TV-The Television Standards of the Future, SMPTE, 1990.
- 4- HDIV Proceedings for 1991, HDIV World'91 Conference and Exhibition, Las Vegas, Nevada.
- 5- HDIV World Review, The Journal of High Definition and Advanced Television Technology, V.1, No.1, Kinter 1990
- 6- Kesim, Mehmet., Yüksek Nitelikli Televizyon (HDIV)- A.B.D. ve Japonya'da Yayın Çalışmaları, Kungu İletişim Bilimleri Dergisi, Anadolu üniversitesi Yayınları No:386, Açıköğretim Fakültesi Yayınları No:149, Ocak 1990, Sayı 7.
- 7- Messerschmid, U., Sabatier, J., HDIV- Overview of Performance and Capacity, Broadcast Session 15th International TV Symposium Montreux Switzerland, 11-17 June 1987.
- 8- Reimers, Ulrich., From 4:3 to 16:9 Aspect Ratio a Big Change in TV Production and Broadcasting, 17th International TV Symposium and Technical Exhibition Montreux Switzerland, 13-18 June 1991.
- 9- Tomorrow's TVs. A Review of New TV Set Technology, Related Video Equipment and Potential Market Impact 1987-1995, Com/Tech. Report Series, NAB Research and Planning Department, January 1987.
- 10- Uilson, F.A., An Introduction to Satellite Television, Bernard Babani Ltd, 1989.



Şekil 1-4

EU 95 çalışmaları üç aşamada ele alınmıştır.

- 1- MAC 4:3 görüntü çerçeve oranlı yayının 1989'a kadar devam etmesi.
- 2- MAC 16:9 görüntü çerçeve oranlı yayının 1991'e kadar devam etmesi.
- 3- HD-MAC 16:9 görüntü çerçeve oranlı yayının 1995 yılında gerçekleştirilmesi.

SONUÇ

Gerek A.B.D. ve gerekse Japonya özellikle NTSC uyumlu ve daha nitelikli görüntü izleme yollarını araştırarak, uyumlu çalışabilen ve belli bir zaman dilimi içinde HDTV yayınlarına geçebilecek sistemler üzerindeki çalışmalarını sürdürmektedirler. Avrupa Ülkeleri ise Avrupa Birliği şemsiyesi altında PAL ve SECAM uyumlu MAC sistemini kullanarak 1995 yılında HD-MAC yayınlarının yapılmasını planlamaktadırlar. Bu geçiş aşamasında standart belirlemesi çalışmaları oturmamakla birlikte, Avrupa'da MAC yayın sisteminin kullanılacağı görülmektedir. 1995 yılına kadar yayınların mevcut sistemle uyumlu olarak çalışmasında çıkacak problemler adım adım çözülecektir. Gerek televizyon stüdyo cihazları üreten ülkeler, gerekse televizyon alıcısı üreten ülkeler yavaş yavaş HDTV sistemine uygun üretime geçmektedirler.

ülkemizdeki üniversitelerin ilgili bölümlerinin bu alandaki gelişmeleri hem TRT'ye hemde alıcı üreten kuruluşlara duyurması ve onlarla birlikte ve belli bir plan çerçevesinde çalışması gerekmektedir. Bu alandaki gelişmelerin bilimsel çalışmalar yapan üniversiteler tarafından ele alınmaması, ileride daha ciddi problemlerin doğmasına yol açacaktır.