

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ, ULUSAL KONGRESİ

16 - 22 EVLÜL 1981 • DEÜ •

2

EMO • TÜBİTAK • DEÜ

Ö N S Ö Z

Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, TMKOB 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.

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

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

ilk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri özeti gönderilmiş, Bilim Kurulu bunlardan 277'sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özetini i 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 yanısıra kamu ve özel sektör temsilcileri de yer almıştır.

Güperiletkenlerin 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, çöşüm 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 diliyor, hazırlık çalışmalarınaııcs özeni... katkı koyar, değerli Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal Kurul üyeleri ile emeği seçen tüm arkadaşlarıma destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET
Yürütme Kurulu Başkanı

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

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

- . TİİKOB ELEKTRİK Mühendisleri Odası
- . DOKUZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİK BÖLÜMÜ
- . TÜBİTAK

YÜRÜTME KURULU

Kemal ÖZMEFİMET (Prof. Dr. - Başkan)
Nihat ÖZGÜL (EMO - Koordinatör)
Teoman ALPTÜRK (TMMOB - EMO Başkanı)
Canan TOKER (Prof. Dr. - ODTÜ - TÜBİTAK)
Züha BAYINDIR (Doç. Dr. - DEÜ)
Mehmet MUTAF (EMO İzmir Şubesi)
Cevat GÜLÇEN (EMO İzmir Şubesi)
Mehmet CUNTALP (Araş. Gör. - DEÜ)

DANIŞMA KURULU

Uğur ADAÇ (EMO)	Atilla OKYAR (EMO-ADANA)	Ömer ÇETEL (EMO-ADANA)
İbrahim ATILMAZ (EMO-BURSA)	Vu. İlhan ÇZTOPÇU (EMO-BURSA)	Ferhat ÇIZYAR (EMO-ANKARA)
Fahri DİTİL (EMO-İSTANBUL)	Mehmet Cem SAYIN (EMO-İSTANBUL)	M. S. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Yurdakul CEYHAN (EMO-İSTANBUL)	İbrahim S. ŞTOIKCAI (EMO-İSTANBUL)	İ. T. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Şakir ÇİCDEM (EMO-İSTANBUL)	Necmi UYAR (EMO-İSTANBUL)	Ö. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Orhan ERYOL (EMO-İSTANBUL)	Cevat ZÜNDEYİCİ (EMO-İSTANBUL)	Ö. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Ayhan GÜÇLÜ (EMO-İSTANBUL)	Turhan TUNALI (EMO-İSTANBUL)	Ö. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Cihangir İLKER (EMO-İSTANBUL)		
Aydın KAYACIK (EMO-İSTANBUL)		

BİLİM KURULU

Abdullah AYALAN (Prof. Dr. - BM, KENT)	Prof. Dr. KOCAGÜL (EMO-İSTANBUL)	Prof. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Şahin İYİNER (Doç. Dr. - DEÜ)	Tarık ÇANÇ (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Ahmet İTİL (Prof. Dr. - İTÜ)	Faruk ÇELİK (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Yurdakul CEYHAN (TELETA5)	Kadir ÇETEL (EMO-İSTANBUL)	Prof. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
İbrahim ÇETİN (Doç. Dr. - İTÜ)	Kemal ÇİZMECİ (EMO-İSTANBUL)	Prof. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Mehmet ERMİŞ (Döv. Dr. - ODTÜ)	Osman EVAT (EMO-İSTANBUL)	Prof. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Erol ERGİN (Prof. Dr. - GDTİ)	Mete BEYERLİK (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Mehmet ERGİN (Y. Doç. Di. - DEÜ)	Ömer GOYCAU (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Avram GÜNEŞ (EMO)	Mehmet İTİL (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
İbrahim GÜKAN (Prof. Dr. - CDTÜ)	Tarhan TUNA (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Gökhan ÖZKUL (EMO)	Ergin UNGAR (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Kemal İLAL (Prof. Dr. - YÜ)	Yıldırım UÇMAK (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Eser KARKAÇI (Prof. Dr. - İTÜ)	Zafer ÜNVER (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Alper K. M. ÜZÜM (Prof. Dr. - ODTÜ)	Birgül YAZGAN (EMO-İSTANBUL)	Prof. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Mithat KİSİ (Prof. Dr. - TÜBİTAK)	Erdem YAZGAN (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Ü. Ç. KALIN (Y. Doç. Dr. - İTÜ)	Mehmet YÜCEL (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)
Hüseyin KABACA (Y. Doç. Dr. - DEÜ)	Rusret YÜKCEL (EMO-İSTANBUL)	Doç. Dr. ÇETEL (EMO-ANKARA)

SOSYAL KURUL

Mehmet MUTAF (EMO)	Birsen MALKOÇ (EMO-İSTANBUL)
Rıza KOLAY (DEÜ)	Güderer YARIM (EMO-İSTANBUL)

Not: Danışma Kurulu ve Bilim Kurulu alfabetik olarak düzenlenmiştir.

STEREO SOUND TRANSMISSION IN TV CHANNEL BY PULSE AMPLITUDE
MODULATING HSYNC PULSES.

Saai Arica and K. Balasubraanian

Departaent of Electrical and Electronics Engg., Çukurova University, Adana.

ABSTRACT

A conventional video signal carries one sound information only. By modulating horizontal synchronizing (Hsync) pulses of the video signal, additional sound informations could be inserted without affecting the channel bandwidth. With the insertion of an additional sound channel through the Hsync pulses, a stereo sound could be transmitted and reproduced.

INTRODUCTION

Conventional video channels carry one picture information and one sound information in the channel bandwidth of 7 MHz with the sound and the carrier frequencies separated by 5.5 MHz. For stereo sound reproduction in the receiver, we need to transmit two sound informations over the same channel. This paper describes a method of transmitting an additional sound information by pulse amplitude modulating the Hsync pulses of the composite video signal. As this technique does not demand the use of channel bandwidth for the transmission of the additional information, the performance of the channel is unaffected.

PRINCIPLES OF STEREO SOUND TRANSMISSION

In TV receivers Hsync pulses are used to synchronize line scanning of video frames in picture tubes with respect to that of the video carrier. In transmitter side we can modulate these pulses (PAH) to transmit a sound information without affecting their function. This process is shown as block diagram in Fig. 1.

The conventional video channel contains both the picture information and the audio information in the same channel. While the picture signal is amplitude modulated, the sound signal is in frequency modulated form. Here Hsync pulses are modulated by second sound information and inserted in the video signal. Two sound informations are therefore included in the composite video signal and transmitted without affecting the standard bandwidth of the video signal.

We know that the carrier sampling frequency should be twice that of the modulated signal. As the frequency of Hsync pulses is 15.625 Hz (PAL system), more than one sound information can be transmitted via Hsync pulses without affecting the bandwidth of the video signal.

Fig. 2 shows the video signal waveform carrying stereo sound information by this method. In Fig. 3 reconstruction of stereo sound and picture information in the receiver are shown. A comparator is used to derive Hsync pulses for their main operation, and it also controls the analog switch to extract the intelligence from the amplitude modulated pulses.

CIRCUIT DIAGRAM

The technique to transmit stereo sound information described above has been implemented in the laboratory with the circuit diagrams shown in Fig. 4 and Fig. 5.

A 555 timer generates square waves of frequency 15.625 Hz. This waveform is inverted by the chip 7404 and blanking pulses are generated. The pulse width of a blanking pulse is 10.24 µsec. Two monostable multivibrators (MSV's) are used to get Hsync pulses. KSMV1 is to obtain time shift (1.28 µsec) between Hsync and blanking pulses. The output pulse of the MSV2 has a width of 5.12 µsec. The frequency of both the MSV's are same. A function generator is used as a sound information source, and another function generator is used as a picture information source.

Sound information modulates Hsync pulses by analog switch SW1. SW2 is used to let the picture information to exist at the output when there are no Hsync and blanking pulses. Modulated Hsync, picture signal and blanking pulses are added by J. A summing amplifier opamp1. Opamp2 is used as an inverter to obtain positive output. The gain level of the sound information is taken as 0.2 Volt in order to enable extracting the Hsync pulses at the receiver.

As shown in Fig. 5, comparator 311 separates Hsync pulses. The Hsync pulses are used to control switch SW to extract PAH signal. The chip 318 serves as a hold circuit and a low pass filter is used to obtain the sound information.

CONCLUSION

In this paper, the insertion of the additional sound information in the video signal to generate a video signal containing stereo information, is described. The stereo transmission does not demand the increase in bandwidth for the video signal.

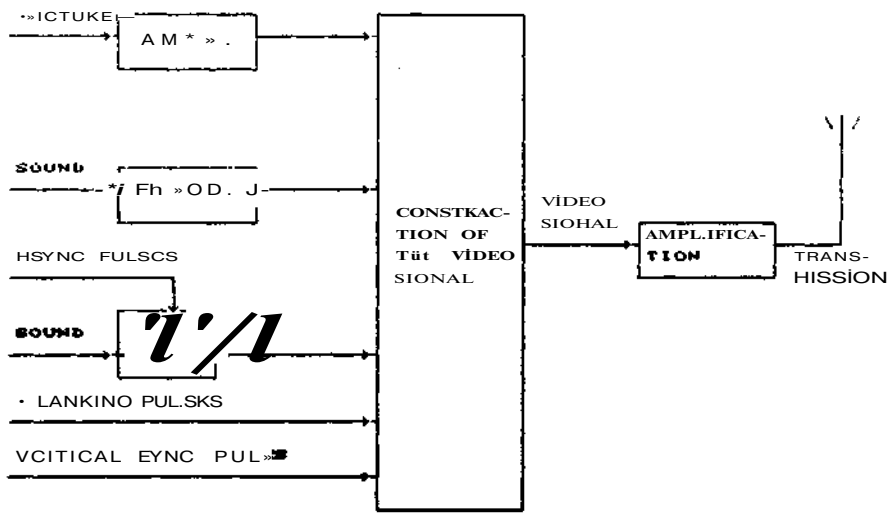


Fig.1 Transaittar

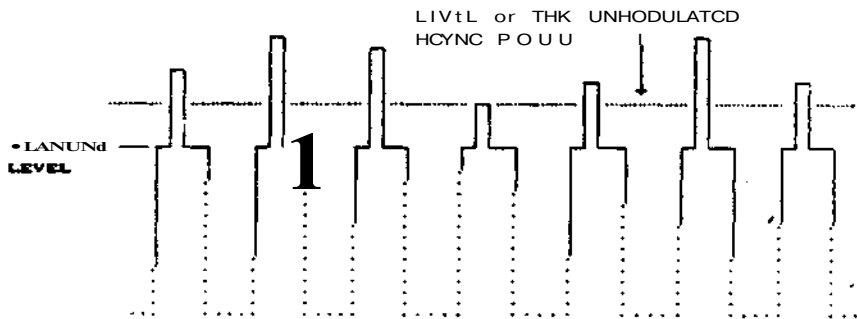


Fig.2 Video Sigr.il Wave-for«

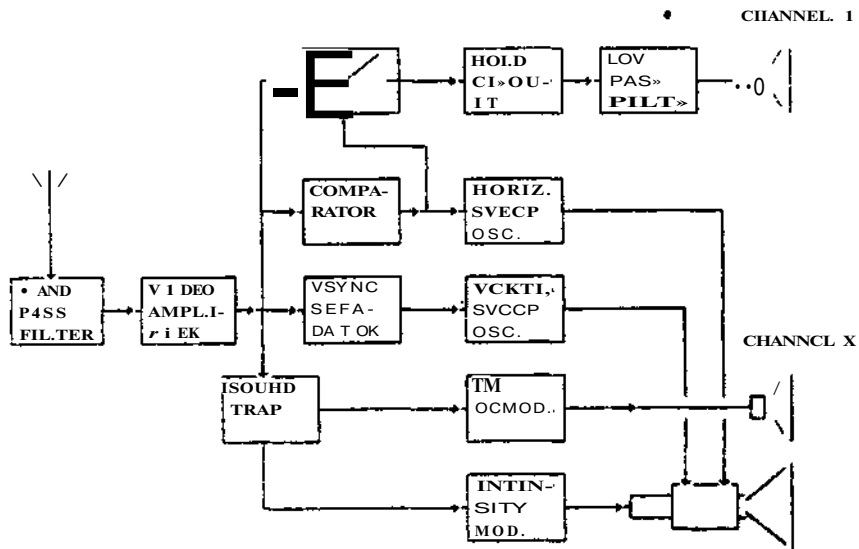


Fig.6 Receiver

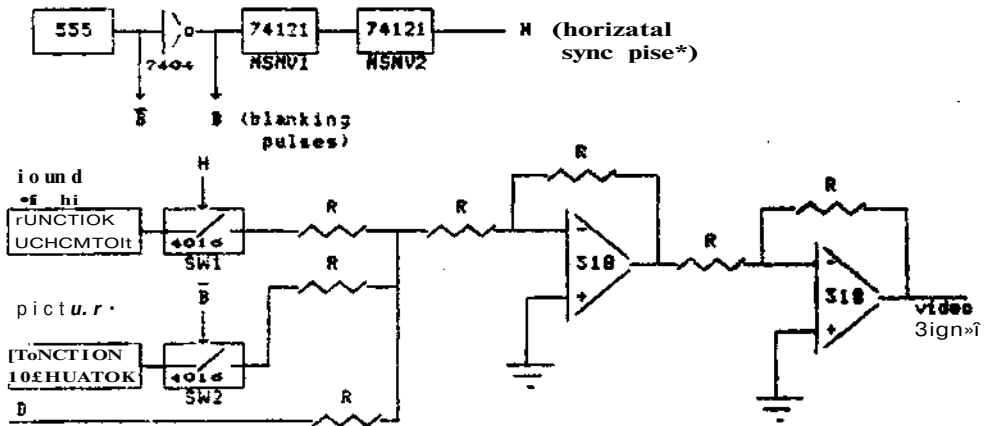


Fig.3.4 Restoration of video signal in 1*Dratory

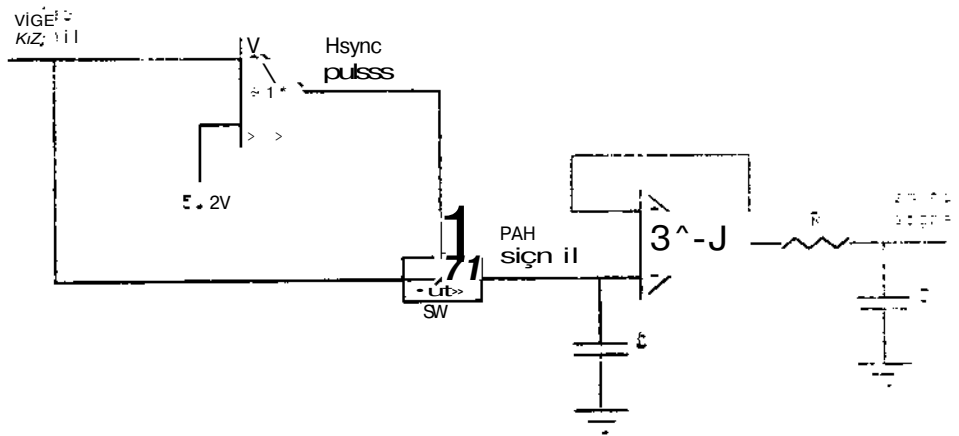


Fig.S R»construction of sound from PAM »odulated Hsync pulses

YÜKSEK DOĞRULUKLU BİR BJT MODELİNİN SPICE PROGRAMINA KATILMASI

Enis İlker TEKDEMİR Hakan KUNTMAN

I.T.U. Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik Anabilim Dalı
80686.Maslak.İstanbul

ÖZET

Tümdevre tasarımı, bilgisayarla simülasyon, tasarımın önemli bir adımıdır. Simülasyon adımı sağlıklıdır. O iki etkene bağlıdır: Simülasyon programının yeterliliği ve simüle edilen elemanları temsilen kullanılan matematiksel modelin doğruluğu. Bu çalışmada yüksek doğruluklu bir BJT modelinin SPICE programına katılması »e karşılaşılan sayısal sorunlara önerilen çözümler ele alınmıştır.

1. SİRİŞ

Bilindiği OM re gelişmiş ve yaygın bir devre simülasyonu programı olan SPICE da BJT'ler değiştirilmiş Ebers-Moll modeli ile temsil edilmektedir. Fiziksel bir temele dayanan bu modelin BJT'lerin bazı özelliklerini yeterince temsil edemediği pek çok çalışmanın konusu olmuştur. Bu modelin aksaklıklarından hareketle, fiziksel temele daha fazla dayalı ve bu modelde gözönüne alınmayan etkileri de içeren ve "Geliştirilmiş Ebers-Moll Modeli" olarak anılan model geliştirilmiştir. Early olayının fiziksel temele dayalı biçimde modellenmesinin ardından Kuntman, belverme olayı ve CB Jonksyonu kaçak direncini de model kapsamına almış böylece yüksek enjeksiyonda çalışma için de doğruluğu yüksek bir model elde edilmiştir. Bu model daha sonra, özel olarak SPICE programına katılması amacıyla, değiştirilmiş Gummel-Poon modeliyle benzer bir forma getirilmiştir.

Geliştirilmiş Ebers-Moll (GEM) modelinde yer alan bazı bağıntılar sayısal çözümde güçlükler neden olmaktadır. SPICE programında çözüme ulaşmada Newton-Kaphson yöntemi kullanıldığından, model eşitliklerinin türevlerinin de incelenmesini zorunlu kılmaktadır.

2. GELİŞTİRİLMİŞ EBERS-MOLL MODELİ

GEM modelin* ilişkin uç akımlarına ait model eşitlikleri (bir npn BJT için) aşağıda verilmiştir.*

$$I_c = I_{CT} - I_c^* + I_{BOS} \quad (1)$$

$$I_e = I_{CT} + I_c^* + I_{BOS} + I_{c-} - I_{c-} \quad (2)$$

q_b normalize baz yükü bileşenleri ise

$$q_1 = 1 + q_c + q_e \quad (3)$$

$$q_c = \frac{M_F}{2} (\phi_c - V_{BC})^{M_F} \quad (4a)$$

$$q_e = \frac{M_B}{2} (\phi_e - V_{BE})^{M_B} \quad (4b)$$

$$I_{xc} = I_{sc} \left(e^{\frac{V_{bc}}{V_T}} - 1 \right) \quad (5a)$$

$$I_{xc} = I^* \left(e^{\frac{V_{bc}}{V_T}} - 1 \right) \quad (5b)$$

$$q_1 = \frac{I_{in}}{I_{nr}} + \frac{I_{xc}}{I_{x>}} \quad (6)$$

olmak üzere, normalize baz yükü.

$$q_b = \frac{q_1}{2} \left[1 + \left(1 + \frac{4q_2}{q_1^2} \right)^{1/2} \right] \quad (7)$$

şeklinde tanımlanır. Uç akımlarına ait akım bileşenleri ise.

$$I_{CT} = I_{CC} - I_{sc} \quad (8)$$

$$I_{cc} = \frac{I_{xc}}{q_b} \quad (9a)$$

$$I_{sc} = \frac{I_{xc}}{q_b} \quad (9b)$$

$$I_{or'k} = \frac{x_F^{n_F}}{1 - x_F^{n_F}} I_{cc} \quad (10a)$$

$$x^* = \frac{-V_{bc}}{V_{TBO}} \quad (10b)$$

$$I_{CB} = \frac{-V_{BC}}{R_{CB}} \quad (11)$$

$$I_{BE} = I_{sc} \left(e^{\frac{V_{BE}}{n V_{T}}} - 1 \right) \quad (13a)$$

$$I_{BC} = I_{sc} \left(e^{\frac{V_{BC}}{n V_{T}}} - 1 \right) \quad (12b)$$

$$\beta_F = \beta_{FO} (1 - 2q_c) \quad (13a)$$

$$f_{Tc} = f_{Tc0} (1 - 2q_c) \quad (13b)$$

$$I_1 = \frac{I_{XF}}{\ll A} \quad (14a)$$

$$I_2 = \frac{I_{XC}}{q_1 \beta_2} \quad (14b)$$

şeklinde tanımlanmışlardır. Model eşitliklerinin bu şekli SPICE değiştirilmiş GP modeline özdeştir.

3. KARŞILAŞILAN SORUNLAR VE ÇÖZÜMLERİ

GEM modelinde toplam baz yükü (değiştirilmiş GP modelinde olduğu gibi) Jonksiyon ve difüzyon bileşenlerinden oluşmaktadır. Modelin herhangi bir Jonksiyona ilişkin fakirleşmiş bölge yükü ifadesi U>dekine benzer biçimde ve genel olarak.

$$q = \frac{M}{2} (\phi - V)^N \quad (15)$$

biçimindedir, ifadede görülen q. ilgili jonksiyona iletim yönünde uygulanan V gerilimine karşılık. Jonksiyonda depolanan yükü. 4> jonksiyona ait potansiyel şeddini göstermektedir. M ve N ise değerleri sırasıyla 0.02-0.2 Vⁿ ve 0.5-0.67 arasında değişen model parametreleridir. (15) bağıntısının türevi alınırsa

$$\frac{dq}{dV} = \frac{M N}{2} (\phi - V)^{N-1} \quad (16)$$

elde edilir. (16) incelenecek olursa N=1 olduğundan N-1=0 olacak ve V>f olduğunda 0q/0V->∞ sonucu ortaya çıkacaktır. Bu durum Jonksiyon kapasitelerinin modellenmesinde karşılaşılan sorunun kendisidir. Çözüm olarak SPICE da yeralan iki parçalı jonksiyon kapasitesi ifadesi kullanılmış ve bu ifadenin integralinin alınmasıyla jonksiyon yükü için de iki parçalı bir bağıntı elde edilmiştir/9/. Sonuç olarak kullanılan

ifade aşağıdaki gibidir.

$$q = \begin{cases} -\frac{M}{2} (\phi - V)^N & V < 0 \\ \frac{M}{2} (\phi - V)^{N-1} \cdot \frac{1-N}{\phi} (NV(1+V)) & V \geq 0 \end{cases}$$

Böylece V>0 için *q/<V ifadesinin sonuza gitmesi önlenmiş ve bu bölgede bağıntının aslı yerine ikinci dereceden bir eğri ilişki kullanılmıştır. Ayrıca q ifadesinin süreksizlik noktasında fonksiyonun sürekliliği de sağlanmıştır.

Model eşitliklerinde soruna neden olan ikinci bir bağıntı da kollektör çoğaltmasını modelleyen belverme akımıdır. Bu akıma ilişkin ifade (10) daki gibidir. Bağıntı incelenecek olursa X>1 olduğunda lor->> olacağı görülür. Oysa pratikte böyle bir durumla karşılaşılmaz ve eleman tahrip olur. Dolayısıyla belverme geriliminden büyük gerilimlerin fiziksel olarak da anlamı yoktur. Bu nedenle sorunun çözümünde X=1 durumunda, akımın çok büyük bir değerde sabit kalacağı biçimde bağıntı iki parçalı hale getirilerek aşağıdaki gibi düzenlenmiştir.

$$I_{OF} = \begin{cases} k_F \frac{x^N}{1-x^N} I_{CC} & x < 1 \\ 100I_{CC} & x \geq 1 \end{cases} \quad (18)$$

Buraya dek, karşılaşılan sorunlara yönelik önerilen çözümler, SPICE programına uyarlanmış, gerekli program parçaları yazılarak programın çalışması incelenmiştir. Bu konuda bir örnek 3. bölümde verilmiştir.

öte yandan yukarıda verilen çözüm önerilerini bazı uygulama alanlarını da içine alacak ve yakınsama sorunlarını azaltacak biçimde geliştirmek olasıdır, örnek olarak düşük gerilim tekniğinde bir tümdevrenin besleme gerilimi 1-1.5V-mertebesinde. ileri yönde kutuplanmış bir BJT için |V>E|=550-700mV civarında olduğu düşünülürse, tıkama yönünde kutuplanması gereken CB jonksiyonunun V<0 civarı bir gerilimde çalışacağı, hatta kimi durumlarda V<0 olacağı görülür. Verilen (17) bağıntısı incelenirse, programın bu durumda orijinal bağıntıyı kullanmayacağı görülür. (17) bağıntısında V>0 için verilen bağıntı ele-

ma n i n g e r ç e k d a v r a n ı ŝ ı n ı m o d e l l e m e k t e n u z a k t ı r . D o l a y ı s ı y l a d u ŝ u k g e r i l i m l i d e v r e l e r i n s i m u l a s y o n u n u n d a y a p ı l a b i l m e s i i ç i n (1 7) b a ğ ı n t ı e n d a k i a n a h t a r l a m a $V \wedge / 2$ v e $V > \psi 2$ b i ç i m i n d e y a p ı l m a l ı d ı r .

C B j o n k s i y o n u b e l v e r m e a k ı m ı i f a d e s i d e s a y ı ŝ a l ç ö z ü m d e s o r u n y a r a t a c a k n i t e l i k t e d i r . G e r ç e k b i r t , r a n s i s t e r d a h o e - V c E d e 9 i s i m i i n c e l e n d i ğ i n d e , y ü k s e k e n j e k s i y o n b ö l g e s i n d e e ğ r i n i n b e l v e r m e g e r i l i m i n i n ç o k a z m ı r d a b ü k ü l m e y e b a ŝ l a d ı ğ ı v e (1 0) b a ğ ı n t ı s ı m n x = 1 e d e k g e ç e r l i o l m a s ı n ı n ç o k a n l a m l ı o l m a y a c a ğ ı s o n u c u n a u l a ŝ ı l ı r . B u n e d e n l e g e n i ŝ b i r b ö l g e i ç i n ,

$$1 - x^n F \ll 1 \quad (19)$$

yaklaşıklığının sağlanacağı düşünülürse (10) ifadesinin

$$I_{or} = k_f x^n F (1 + x^n r) I_{cc} \quad (20)$$

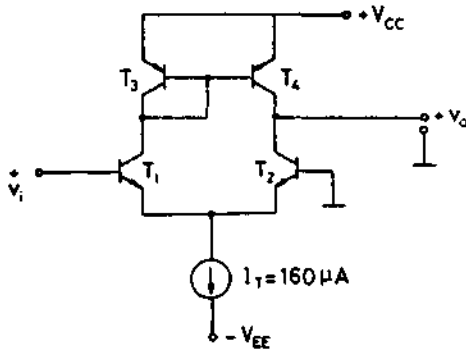
b i ç i m i n d e y a z ı l a b i l e c e ğ i g ö r ü l ü r . B u i f a d e n i n k u l l a n ı l m a s ı s o n s u z a g i t m e y i ö n l e d i ğ i g i b i h e m b a ğ ı n t ı n ı n h e m d e t ü r e v i f a d e s i n i n b a s i t l e ŝ m e s i n i s a ğ l a r . B u n a e k o l a r a k d a b e l i r l i b i r g e r i l i m s e v i y e s i n i n a l t ı n d a b e l v e r m e a k ı m ı n ı n i h m a l e d i l e b i l e c e ğ i d e a ç ı k t ı r . B ö y l e b i r y a k l a ŝ ı k l ı k s ü r e k l i l i k s o r u n u y a r a t a c a ğ ı n d a n , a y r ı c a d i k k a t g e r e k t i r i r .

3. BİR UYGULAMA

GEM modelinin SPICE programına katılması sonucu, kullanıcıya iki farklı düzeyde BJT modeli kullanma olanağı sağlanmıştır, örnek olarak Şekil-1 de görülen devrenin distorsiyon analizi her iki modelle simüle edilmiş ve ölçme sonuçlarıyla birlikte verilmiştir. Kullanılan transistörler EXAR B101/B102 serisi transistörler olup model parametreleri aşağıdaki gibidir:

B101 (npn): IS=1.3SE-15. BF>240. NE=1.9*
ISE=2.46E-12. IKF=27E-3, MF=0.076. NF=0.57S
VAF>79. S.

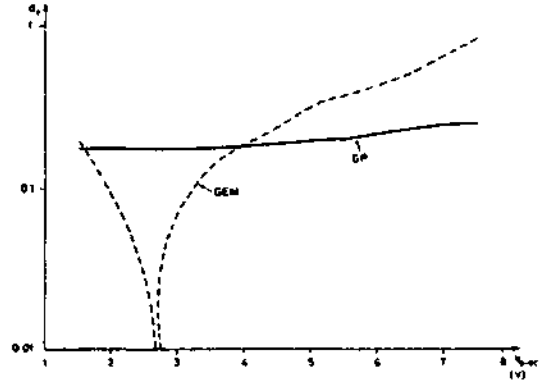
B102 (pnp): IS=4.92E-16. BF=47. NE=1.46
ISE=5.92E-1S, IKF=375E-6, MF=0.13, NF=0.529
VAF=50.3.



Şekil-1

Şekil-1 de görülen devre bilindiği gibi lineer tümdevrelerde sıkça kullanılan bir temel kattır. Bu tür aktif yüklü devrelerde, bilindiği gibi, toplam harmonik distorsiyonu 2. ve 3. harmonikler belirler.

Şekil-2 de bu devreye ilişkin her iki modelle yapılan simülasyonların sonucunda, çıkış geriliminin doğru gerilim seviyesiyle 2. harmonik bileşeninin değişimi görülmektedir. Şekilden de görüleceği üzere, VO-DC geriliminin belli bir değerinde, devre harmonik distorsiyonu açısından optimum bir çalışma noktasına ulaşmaktadır. Oysa, SPICE GP modelinin verdiği sonuç bu bağımlılığı temsil edememektedir. Dolayısıyla lineer tümdevre tasarlayan bir kullanıcının BJT nin non-lineerliğini doğru temsil eden bir modelden yararlanması olanağı sağlanmıştır.



Şekil-2

4. SONUÇ

Bu çalışmada Geliştirilmiş Ebers-Moll Modelinin SPICE3C1 programına katılması, karşılaşılan sorunlar ve bu sorunların çözümü verilmiş ve bir örnek üzerinde simülasyon sonuçları gösterilmiştir. Modelin programa katılmasının gerekliliğini göstermek üzere, simülasyonlar her iki modelle de yapılmış ve sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Programa yüksek doğruluklu yeni bir model katılması, kullanıcıya MOS modellerindeki farklı düzeylere benzer bir olanak sağlamaktadır. Non-lineerliğin öneminin yüksek olduğu harmonik distorsiyonu analizi düşük gerilim tekniği v.b. uygulamalarda yüksek doğruluklu model, diğer uygulamalarda ise doğruluğu düşük, ancak sayısal sorunları daha az olan klasik SPICE BJT modelini seçerek simülasyon yapmak olası olmaktadır.

KAYNAKLAR

- /1/ Nagel, L. W. ,SPICE2, A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits. Electr. Research Laboratory, Rep. NO. ERL-M520, University of California, Berkeley. 1975.
- ^ Leblebici . D. .Geliştirilmiş Bir Ebers-Modeli. Rapor-80.14, İTÜ Elektrik Fakültesi. Elektronik ve Yük. Fre. Tek. kürsüsü 1980.
- /3/ Kuntman, H. ,Ebers-Moll Modeli üzerinde Yeni Bir Modifikasyon, Doktora Tezi. İTÜ Elektrik Fak. ,198a.
- /4/ Kuntman, H. .Modified Ebers-Moll Model, Electron. Lett. 18. 293-294. 1982.
- /S/ Kuntman, H. .Application of Modified Ebers Moll Model to Nonlinear Distortion Analysis of Transistor Amplifiers, Electron. Lett. 19. 126-187. 1983.
- /6/ Kuntman, H. .Novel Modification on SPICE BJT Model to Obtain Extended Accuracy, accepted by IEE Proc. Part-6, 1991.
- ^7/ Kuntman, H. .Lineer Tümdevre Tasarımın» Yönelik Bir Bipolar Transistor Modeli. Elk. Müh. 3. Ulusal Kongresi Bildiri Kitabı. Cilt 2. 413-416. İstanbul. 1989.
- /8/ Özcan, S. .Transistorlu Gerilim Kuvvetlendiricilerinde Geliştirilmiş Ebers-Moll Modelinin Minimum Distorsiyon Şartına Uygulanması. Doktora Tezi. İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1989.
- /9/ Antognetti .P. and Massobrio. G. , Semiconductor Device Modeling with SPICE Mc Graw Hill Book Company. 1988.
- /-10/ rekdemir. E. I. . Aktif Yüklü Kuvvetlendiricilerde Harmonik Distorsiyonu Analizi (Bitirir) T<3İ> .İTÜ Elektrik-Elektronik Fak. .1989.

UYDU GEZGİN HABERLEŞME SİSTEMİ

Hasan Dinçer

t.Hakkı Çavdar

K.T.U. Elektrik-Elektronik Mühendisliği DöLümU. Trabzon

ÖZET

Uydu gezgin haberleşme sistemi (UGHS). haberleşmenin ulaştığı alanın daha geniş olması ve çok sayıda abonenin kullanımına olanak sağlamasından dolayı yer gezgin haberleşme sistemlerine göre daha üstündür. UGHS için L bandının kullanılması öngörülmektedir. UGHS de gezgin birim tarafından alınan işaret, birimin şehirde. kırdı veya ağaçlık bir arazide olmasına göre değişmektedir. Gezgin birim antenine işaret direkt, yerden yansımış ve arazinin yapısına göre yayılmış bileşen olaak üzere uç yoldan ulaşmaktadır. Dolayısıyla alıcı anteni güçlü bir fading ortamına maruz kalmaktadır. Bu nedenle gezgin birim anteni tasarımı ve seçimi ayrı bir öne kazanmaktadır. Sistem maliyetini azaltmak için sayısal haberleşme sistemlerinin performansını belirleyen bit hata hızı (bhh) nın azaltılması için modülasyon seçimi önemli bir faktör olmaktadır.

1.Giriş

Yersel kara gezgin haberleşme sistemlerinin yeteneğini ve kapasitesini artırmak için uydu gezgin haberleşme sisteminin gerekliliği artık kabul edilmektedir. Yersel kara gezgin sistemler (hllcresel radyo gibi) çok sayıda kullanıcı yoğunluğuna sahip alanlarda uydu sistemlerinden daha pahalı çözümler sağlarlar. Diğer taraftan, uydu gezgin haberleşme sistemi (UGHS) kullanıcı sayısı fazla olan bölgeler ve yersel sistem tesislerinin kurulma maliyetinin çok yüksek olduğu geniş coğrafi bölgelerde tercih edilir. Ayrıca, uydu hariç başka herhangi bir haberleşme linki olmayan okyanus ve denizlerdeki gemiler için UGHS tartışmasız bir çözümdür. Uçaklar içinde UGHS nın baskın bir rol alacağı açıktır.

UGHS için L bandının kullanılması öngörülmektedir. 1987 yılında Dünya Radyo İdaresi Konferansında (HARC-MOB-87) kara UGHG için, sırasıyla gezgin birim-uydu bağlantısı (upllnk) ve uydu-gezgin birim bağlantısı (dowllnk) için I) 1631,5 -

1634,5 MHz ve 1530-1533 MHz. 2) 1656,5-1660,5 MHz ve 1555-1559 MHz fiekan:; bandlarının kullanılması uygun görülmüştür /I/.

UGHS tasarımı çok yönlü fading, ağaç gölgelemesi, dar bantlı kanallarda iletim için komşu kanalların korunma ve intermodülasyon düzeyi gibi faktörler iyi belirlenmelidir.

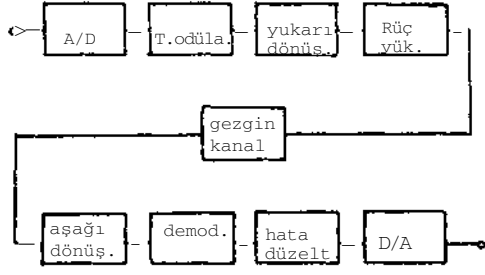
2.Uydu Gezgın Haberleşme Sistemi (UGHS)

UGHS, uydu linkini kullanarak çok geniş bir alanda gezgin birim kullanıcılarına ses (konuşma) ve data haberleşmesi olanağı sağlayan bir sistemdir. Sistem uydu ve gezgin birimlerden oluşur. Gezgin birimler kara taşıtları, gemiler ve uçaklardır. Gezgin birimlerde alıcı, verici ile uydu ile alma ve verme işlevini yerine getirecek antenden oluşan terminaller bulunur.

UGHS için önerilen uygulama alanları şöyle sıralanabilir /2/.

- Tek yönlü (gezgin birimde sadece alıcı) ve çift yönlü paglng
- Ses, data ve text haberleşmesi
- Elektronik bilgi toplama
- Emniyet ve güvenlik haberleşmesi
- Ticari amaçlı haberleşme
- Uzun mesafe demiryolu yolcu ve nakliye taşımacılığı için haberleşme
- Telemetry ve telekontrol

Şekil-1' de UGHS modeli verilmektedir. Sistemde iletilecek bilgi sayısal biçime dönüştürülür. Sayısal bildiri işareti modüle edilerek yukarı dönüştürücü katına uygulanır. Yukarı dönüştürücü de L bandına getirilen işaret güç ytkselteç ile yükseltilerek anten vasıtasıyla uyduya gönderilir. Uyduda alınıp içlenen işaret tekrar yeryüzüne gezgin terminal antenine gönderilir. Alınan diştik dtizoyli işaret dUşUk gUrUtlUlu yllkselteç ile yükseltilerek aşağı dönüştürücüye verilir. Frekansı daha alı. frekanslara dönüştürülen işaret demodt.ile edilerek sayısal biçimli bildiri işareti eldi»



Şekil-1.UGHS modelinin blok diyagramı

edilir. D/A dan sonra analog bildiri işareti sisten çıkışında elde edilir.

UGHS de gezgin terminal antenine ulaşan işaret, gezgin birimin şehirde, kırdı veya ağaçlık arazide bulunmasına göre değişmekte ve alınan işaret ortan tarafından belirlenmektedir. Ağaç gölgelemesinde alınan işaret için çok etkili olmakta ve alınan işareti çok yollu propagasyondan daha çok zayıflatmaktadır /3/.

Terminalde ekonomiklik ve kullanılabilirlik yönünden tek bir anten ve yerel osilatör kullanılmalıdır. Aynı anten kullanıldığında alıcı girişi yüksek güçlü verici çıkışından dplexerle korunmalıdır /3/.

Gezgin uydu kanalında, çok yollu propagasyon, ağaç gölgelemesi doppler etkisi, girişim, band sınırlama, uydu eğriliği ve ısıl gürültü etkili olmaktadır. Gezgin terminal tasarımında bu faktörler dikkate alınmalıdır.

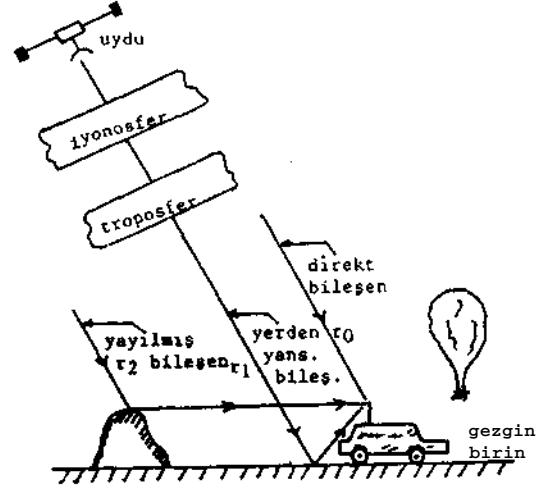
3. Uydu Gezgin Propagasyon Modeli

Uydu gezgin haberleşme kanalı bir uydu ve gezgin birim arasındaki kanaldır. Şekil-2 de uydu gezgin haberleşme propagasyon modeli görülmektedir. Uydudan gönderilen işaret terminal alıcı antenine çeşitli yollardan gelebilmektedir. Bu yolları direkt yol (r0), yerden yansımış yol (r1) ve yüksek bir araziden (dağ, tepe) yayılmış yoldan (r2) olmak üzere üç ana bileşene ayırabiliriz. Bu çok yollu propagasyon UGHS ni olumsuz etkiler. Gezgin olmayan uydu haberleşme yer istasyonlarında son iki bileşeni (r1 ve r2) yansıtan ve sadece direkt yol (r0) işaretini alan yüksek kazançlı antenler kullanılır.

Antende oluşan işaret bu uç işaretin vektörel toplamı olarak verilebilir.

$$R = R_0 + R_1 + R_2 \quad (1)$$

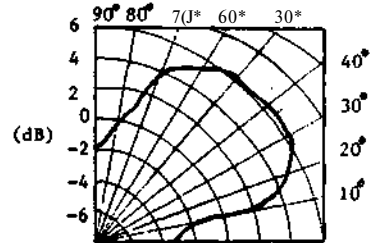
Yerden yansımış bileşen (il) rv.j.itir yükselme- açısında yayılır; bili",;<n (:2) ise yaklaşık 0° lik yitkisi-^.. M; I •; ındı antene ulaşmaktadır /7/.



Seki 1-2. UGHS propagasyon modeli

Uygun taşıt anteni kullanılarak yerden yansımış bileşenin etkisi tamamen, yayılmış bileşenin etkisi ise kısmen azaltılabilir. Bu durumda alınan işaret yalnızca iki vektörün (R0 ve R2) toplamı olarak modelenebilir.

yapılan çalışmalar UGHS de, arazinin yapısına göre taşıtın uyduya göre konumu değişmekte ve bu durumda yükselme açısının değişmesine sebep olmaktadır. Araştırmalar sonucunda gezgin birim yükselme açısının 20°-70° arasında olduğunu göstermiştir /7/. Bu açılar arasında dUzgin bir kazanç, bu açılar d;ımla kazancı hızla düşen karakteristiğe sahip bir anten UGHS için uygun olmaktadır. Bu çalışmada sarkıtılmış dlpol (drooping-dipole) gerçekleştirilmiş ve Seki 1-3' de test sonucu verilmiştir.



Seki-3. Sarkıtılmış dlpolUn yükselme açısına göre kazanç dıfjılımi.

5. Sonuç

Versel kara gezgin haberleşme sistemlerinin kurulma maliyetinin fazla olduğu ve büyük kullanıcı yoğunluğuna sahip bölgelerde L bandında yoğunlaşan UGHS tercih edilmektedir. UGHS uydu ve gezgin birimlerden oluşur. Gezgin birimlerde bulunan terminaller de alıcı/verici ve taşıt antenleri bulunur. UGHS de propagasyon ortamı gereği maliyeti düşük sarkıtılmış dipol anteni kullanılabilir. Gerçekleştirilen sarkıtılmış dipol antende 20* - 70" yükselme açısında yaklaşık 6 dB kazanç sağlanmıştır.

UGHS de haberleşme sisteminin kalitesi için bhh düşük olmalıdır. Haberleşme sistemlerinde bhh değeri sistem S/N değerine bağlıdır. Yüksek S/N lerde bhh küçülmektedir. Fakat S/N nin yüksek olması sisten maliyetini artırmakta ve ekonomikliği azaltmaktadır. PSK sayısal modllasyonu eşdeğer modülasyon türlerine göre belirli bir bhh için daha düşük S/N e gereksinim olmaktadır. Bu nedenle PSK modülasyon türü UGHS için uygun çözümlenmektedir.

REFERANSLAR

- /1/ Vogel. H.J.. Goldhirsh, J., Fade Measureaents at L-Band and UHF In Mountalnous Terrain for Land Moblle Satelllte Systems. IEEE Trans. Antennas and Propagatlion. vol.36. No. 1, pp.104 - 113. 1988.
- /2/ Naile. G.. Mobile Satcoms, Communlcation International. pp.47-52. March 1991.
- /3/ Dinçer, H., Uydu Gezgin Radyo Terminali, III. Bursa Haberleşme ve Bilgisayar Sempozy.. s.138-142, 1991.
- /4/ Davarian, F., Channel Smlulation to Facillte Mobile - Satelllte Communications Reserarch. IEEE Trans. Commun.vol.COM-35, No.1 pp.47-55 1987.
- /5/ Loo, C., Digital Transmission Through a [and Mobile Satelllte Channel. IEEE Trans. Commun., vol.38. No.5 pp. 693-697, 1990.

KBNDB ÜÜİNDDBN OLUŞAN FAZ MODOLASYONUNUN OPTİK DARBELERB ETKİSİ

M. S. Özyazıcı

Gaziantep Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Gaziantep

ÖZET

Bu çalışmada optik kaybı da gözönüne alan bant bir matematiksel model kullanılarak optik fiberlerdeki birkaç doğrusal olmayan etkilerden biri olan kendiliğinden oluşan faz modülasyonunun optik darbelerle etkisi incelenmiştir. Kendiliğinden oluşan faz modülasyonunun optik darbelerin şeklini etkilemeyeceği ve sadece darbelerin spektrumunu değiştireceği sonucu bulunmuştur. Darbelerin spektrumundaki genişlemenin ve bu spekt ramdaki birden çok salınımtın optik fibere tatbik edilen guaele ve optik fiberin boyuyla arttığı gösterilmiştir.

GİRİŞ

Optik fiberler, tam olarak çıkış optik gücündeki artışın giriş optik gücündeki artışla doğru orantılı olan doğrusal kanallar gibi davranmazlar. Yüksek optik güç seviyelerinde optik fiberlerde birkaç doğrusal olmayan etkiler ortaya çıkar Bu etkilerden en önemlisi optik darbelerdeki kendiliğinden oluşan faz modülasyonudur (KFM). KFM optik fiber içinden giden darbelerin spektrumunu genişletir. KFM'nin etkisi optik fiberin grup dispe»iyonunun darbelerle etkisi ile birleşerek gönderilen darbelerin genişlemesine ve bundan dolayı optik fiberlerin kapasitesinin azalmasına neden olduğu bilinmektedir İM. KFM ilk defa Shimizu tarafından CSj' doldurulmuş odacıkta gözlenmiştir 12/. KFM kırılma indisinin ışık şiddetiyle doğrusal olmayan değişimi ile izah edilmiştir. Optik fiberlerde etkileşim uzunluğunun uzun olması, optik fiberin küçük göbek çapının düşük güçleri (watt) yüksek ışık şiddetine (MVV/cm²) dönüştürmesi ve KFM'nin tek mod fiberlerde gözlenmesi İM, KFM'yi özellikle optik fiberlerde önemli kılmaktadır. Silis camının doğrusal olmayan kırılma indisinin gevşeme zamanının 10⁻¹⁴ saniye olması /3/, optik fiberin ışığa tepkesinin ani kabul edilmesini mümkün kılmaktadır. Bu optik fiberlerden çok kısa süreli darbeler (birkaç pikosaniye) gönrderril-medikçe KFM analizini basitleştirmektedir.

Bu makalede sadece optik fiberlerdeki KFM üzerinde durulmuş ve KFM'nin optik darbelerle etkisi incelenmiştir. Grup dispersiyonunun optik darbelerle etkisi ihmal edilmiştir.

MATEMATİKSEL MODEL

Tek mod optik fiberde sadece KFM'nin etkisi dikkate alındığında pikosaniye süreli darbelerin propagasyonunu gösteren denklem

$$j \left(\frac{\partial \phi}{\partial z} + \gamma \phi + \beta_1 \frac{\partial \phi}{\partial t} \right) + \frac{n_2 \omega_0}{4c} |\phi|^2 \phi = 0 \quad (1)$$

şeklinde bulunmuştur /4/. Bu denklemde w , radyan taşıyıcı frekansı, 0 propagasyon yapan darbenin zarfını, γ optik fiberin kaybını, c ışık hızını, n_1 , doğrusal olmayan kırılma indisinin ışık şiddetiyle değişen kısmının katsayısını ve s_0 ' « dg/dui grup hızının tersinin u_0 daki değerini göstermektedir. Grup hızıyla hareket eden bir koordinat tariflersek, Denklem (1) şu şekilde yazılabilir.

$$j \left(\frac{\partial \phi}{\partial z} + \gamma \phi \right) + \frac{n_2 \omega_0}{4c} |\phi|^2 \phi = 0 \quad (2)$$

Burada s-t-z Bo' grup hızıyla hareket eden koordinattır. $t > 0$ ve $z > 0$ olarak ve Denklem (2) nin gerçek ve sanal kısımlarını eşitleyerek darbe zarfının mutlak değerinin $\psi(z,s)$ ve fazının $\theta(z,s)$ çözümleri

$$\psi(z,s) = \psi_0(s) e^{-\gamma z} \quad (3)$$

ve

$$\theta(z,s) = \theta_0(s) + \left[\frac{n_2 \omega_0 \psi_0(s)^2}{4c} \right] \left(\frac{1 - e^{-2\gamma z}}{2\gamma} \right) \quad (4)$$

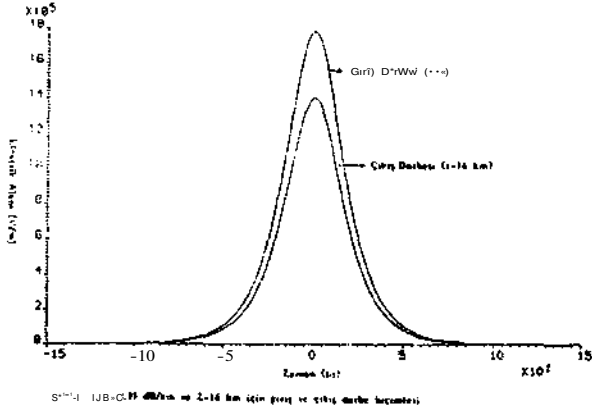
şeklinde bulunurlar. $\psi_0(s)$ darbe zarfının $z=0$ daki ilk değerini ve $\theta_0(s)$ darbedeki ilk faz kaymasını göstermektedir. Denklem (2)nin çözümü

$$\phi(z,s) = \phi(0,s) e^{-\gamma z} \exp j \left[\left(\frac{n_2 \omega_0 |\phi(0,s)|^2}{4c} \right) \left(\frac{1 - e^{-2\gamma z}}{2\gamma} \right) \right] W$$

ile verilir. Burada $t(0,s)$ $z=0$ daki kompleks darbe zarfıdır. KFM'nin etkisi altında optik fiberden giden darbelerin spektrumunun genişleme oranı Denklem (5) kullanılarak hesaplanılır.

SONUÇ

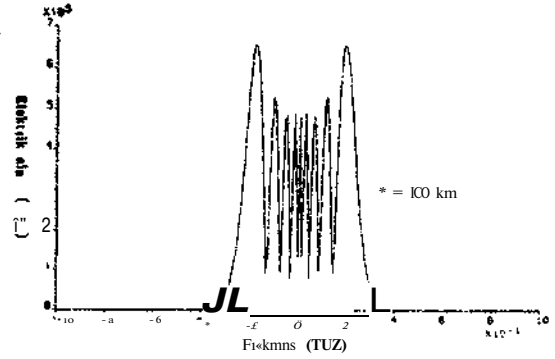
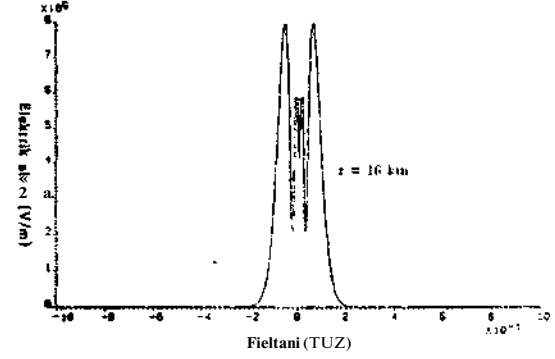
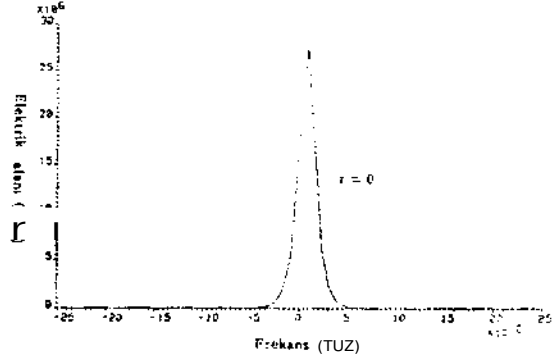
Denklem (5) den görülebileceği gibi KFM propagasyon yapan darbeye faz kayması endüklenmesine veya faz modülasyonuna neden olur. Faz modülasyonu doğrusal olmayan bir işlem olduğundan ilave frekanslar yaratılır ve darbenin spektrumu genişler. Bu genişleme katedilen mesafe ve darbenin ilk genliği ile orantılıdır. Denklem (5) ayrıca darbenin zarfının şeklinin değişmeyeceğini ve sadece kayıptan dolayı genliğinin azalacağını göstermektedir. Darbe genişliği 25 ps olan sech biçimindeki giriş darbesinin Denklem (5) kullanılarak hesaplanan çıkış darbe biçimi Şekil (1) de gösterilmiştir. Çıkış darbesinde genlik azalması olup biçimi tamamıyla giriş darbesinin biçiminin



aynıdır. Darbenin spektrumu Denklem (5) in Fourier dönüşümü ile hesaplanabilir.

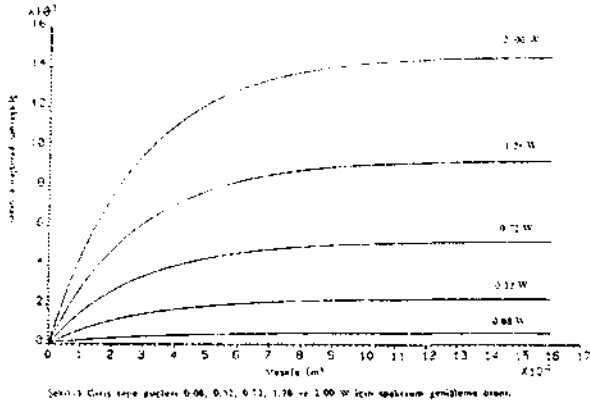
$$\phi(x, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x, s) e^{-j\omega s} ds \quad (6)$$

Gaussian biçimli darbelerin Fourier dönüşümü seri çözüm şeklinde kolayca hesaplanabilir [5]. Bu araştırmada kullanılan hyperbolic secant darbeler için integral analitik olarak çözülemez. Bu nedenle darbelerin spektrumunun hesaplamada nümerik bir yöntem olan hızlı Fourier dönüşümü (FFT) kullanılmıştır. Şekil (2) sech darbenin $z=0, 16$ ve 160 km deki FFT ile hesaplanmış spektrumlarını göstermektedir. Darbenin ilk genişliği 25 ps ve tepe gücü 320 m W alınmıştır. Optik fiberin kaybı 0.35 dB/km dir. Şekil (2) darbe tarafından katedilen mesafe arttıkça darbenin spektrumunun KFM nin etkisi ile genişleyeceğini ve spektrumdaki salınımların artacağını ortaya koymaktadır. Shimizu [2] darbenin iki ayrı zamanda aynı ani frekansa sahip olmasının interference etkisi yaratacağını ve bu etkinin spektrumda salınımlar meydana getireceğini göstermektedir, önemli bir parametre spektrum genişleme parametresidir. Bu parametre giriş ve çıkış spektrumlarının RMS genişliklerinin oranı alınarak hesaplanmıştır. Bu parametre beş farklı tepe gücü ve 160 km mesafe için hesaplanarak Şekil (3) de verilmiştir. Şekil (3) spektrumun giriş



Şekil-2 7.0. Üm 160 km lorde XFM nin sech darbelerinin spektrumuna etkisi. ($p=320$ mW ve $f_n=0.5$ dn/km).

gücü veya optik fiberin uzunluğuyla arttığını göstermektedir. Ancak optik kayıp belli bir mesafeden sonra spektrumdaki genişlemeyi saturasyona uğratacaktır. Bu mesafe optik kayıp ile ilgili olup $Z_s=1/Y$ olarak hesaplanmıştır. 0.35 dB/km kayıp için spektrumdaki saturasyon $z > 25$ km den sonra meydana gelecektir. Bu sonuç KFM den kaynaklanan spektrumdaki genişlemenin ana kısmının darbelerin ışık şiddetinin çok yüksek olduğu optik fiberin başlangıcında ortaya çıkacağını göstermektedir. Optik fiberin kaybı darbelerin şiddetini azaltmaya başladığında genişleme saturasyona uğramaya başlayacaktır. Ancak belli bir mesafeden sonra spektrumdaki genişleme saturasyona



uğramasına rağmen darbeler yinede geniş bir spektruma sahip olacaklardır.

Sodnuç olarak, KFM optik fiberlerde propagasyon yapan darbelerin spektrumunu genişletmektedir. Çok kısa optik fiber ve düşük güç seviyeleri kullanılmadıkça KFM nin optik darbelere etkisi ihmal edilemez. Yüksek güç seviyeleri ve uzun fiber kullanan optik kominikasyon sistemleri KFM nin etkisi dikkate alınarak modellenmelidir.

REFERANSLAR

- 1/ Stolen, R.H., Lin, C, Self-phase modulation in silica optical fibers, Phys. Rev. A, Vol.17, 1448, 1978.
- 2/ Shimuzu, F., Frequency broadening in liquids by a short light pulse, Phys. Rev. Lett-, Vol. 19, 1097, 1967.
- 3/ Hellvarth, R., Cherlow, J., Yang, T.T., Origin and frequency dependence of nonlinear optical susceptibilities of glasses, Phys. Rev. B, Vol.11, 964, 1975.
- 4/ özyazıcı, M.S., Ultrafast semiconductor lasers and solution pulse propagation, Ph.D Thesis, University of London, 1988.
- 5/ Agrawal, G.P., Potasek, M. S., Nonlinear pulse distortion in single mode optical fibers at the zero dispersion wavelength, Phys. Rev. A, Vol. 33, 1765, 1986.

BLOK KODLAMALI MODÜLASYON

Ali IŞIKLI, Melek D. YÜCEL

Orta Doğu Teknik Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara

ÖZET

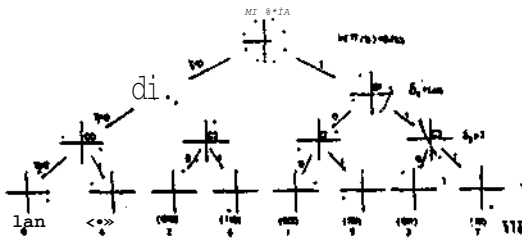
Bant genişliğini arttırmadan yapılan kodlamalı modülasyon fikri günümüzde çok güncellik kazanmıştır. Kodlamalı modülasyonda evrişimsel (convolutional) kodlar kullanılmakla birlikte, blok kodlar da kullanılabilmektedir.

Bu çalışmada 0-P9K sembol uzayı kullanılarak boyu 7 olan bir kod üretilmiş ve beyaz Gauss dağılımlı gürültü eklenen bir kanaldaki başarımlı incelenmiştir. Bu blok kodun içindeki ikili kodların özelliklerinden yararlanılarak alternatif bir kod çözücü algoritması geliştirilmiştir.

Ot* yandan blok kodlamalı modülasyonda temel alınan Ungerboeck* in kümelerle ayrılarak eşleme yönteminin ikili hata olasılığını düşürmede bir dezavantaj yarattığı gözlemlenmiş ve bu dezavantajı ortadan kaldıracak bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntemin ikili hata olasılığını ne kadar düşürdüğü, yapılan benzetimlerle ölçülmüştür.

1. Blok Kodlamalı Modülasyon

8-PSK sembolleri kullanılarak oluşturulmuş boyu n olan bir blok kodun her kod kelimesi, n kolon ve 3 satırdan oluşan, elemanları 1 veya 0 olan bir matris ile bire bir olarak eşlenebilir. Bu matrisin kolonları 8-PSK sembollerinin 1 veya 0 la gösteriminden oluşan üç elemanlı dizilerdir. Bu diziler, diğer bir deyişle ikili komutadlar, şekil 1 de gösterildiği gibi



Şekil 1- Kümelere Ayırarak Eşleme

olacaktır. Bu şekildeki eşlemenin nedeni bir sonraki paragrafta açıklanacaktır. Ayrıca -şekil 1'deki gösterim referans alınırsa, komutadın en sağındaki ikil, matrisin ilk sırasına gelecek şekilde yerleştirilecektir.

Kod kelimelerini ikili matrisler ile göstermek, kod kelimeleri arasındaki minimum öklit uzaklığının bulunmasında kolaylık sağlamaktadır. Şekil 1 de görülen kümelerin öklit uzaklıklarına d_1 , d_2 ve d_3

denirse, yukarıda sözü edilen matrislerin eğer ilk sırasındaki ikiller en az d_1 yerde, ikinci sırasındaki ikiller en az d_2

yerde ve üçüncü sırasındaki ikiller en az d_3 yerde farklılık gösteriyorlar ise, bu

kodun miti i öklit uzaklığının karesi,

$D^2 = d_1^2 + d_2^2 + d_3^2$ defterlerinden en küçük

olanına eşittir. (Bkz. [1], [2]).

$D^2 = \min (d_1^2, d_2^2, d_3^2)$

Bu ifade şöyle açıklanabilir: Birbirine en yakın iki kod kelimesinin matrisleri, su üç durumdan birinde olmak zorundadır;

- ilk sıraları farklı,
- ilk sıraları aynı fakat ikinci sıraları farklı,
- ilk iki sıraları aynı fakat üçüncü sıraları farklı.

Eğer a) durumu geçerli ise bu iki kod kelimesi arasındaki öklit uzaklığın karesi

$D^2 = d_1^2$ değerinden büyük veya eşittir.

Kod kelimeleri $r = (r_1, r_2, r_3)$, $v = (v_1, v_2, v_3)$,

(r_i, v_i 8-PSK sembollerini göstermektedir)

şeklinde ifade edilirse, her (r_i, v_i)

çiftinin şekil 1 deki hiç ayrışma yapılmamış yani 8-PSK sembollerinin

hepsinin yer aldığı kümeye ait olduğu görülür. Bu kümedeki elemanlar arasındaki en küçük öklit uzaklık d_1 ve en azından d_1 (r.. v.j) çifti farklı olduğu için iki kod kelimesi arasındaki uzaklığın karesinin en azından d_1^2 olduğu söylenebilir.

Eğer b) durumu geçerli ise bu sefer her $(r^v.j)$ çifti şekil 1'deki 1. ayrışma

işlemlerden sonra ortaya çıkan iki kümeden birine ait olmak zorundadır. Bu kümelerin elemanları arasındaki en küçük öklit uzaklık d_2 olduğu ve en azından d_2 (r.v^)

çifti birbirinden farklı olduğu için, iki kod kelimesi arasındaki uzaklığın karesinin en azından d_2^2 olduğu söylenebilir.

Aynı mantıkla c) durumunun geçerli olduğu durumlarda iki kod kelimesi arasındaki

uzaklığın karesinin en azından d_3^2 olduğu gösterilebilir.

Sonuç olarak görülmektedir ki iki kod kelimesi arasındaki en küçük öklit uzaklığın karesi d_1^2 , d_2^2 , d_3^2 değerlerinin en küçüğüne eşittir.

Kod kelimesi matrislerinin her satırı bir (n,k,j,d,j) $i=1,2,3$, ikili kodu olarak seçilirse otomatik olarak kod kelimesi sayısı 2^k , ($k = k_1+k_2+k_3$) ve en küçük öklit uzaklığının karesi $\min C d_i^2$ (dgög - d_3^2) olan

bir blok kod elde edilir. Burada d_1 , d_2 ve d_3 sözü edilen kodların minimum Hamming uzaklığıdır.

Bu şekilde üretilmiş bir kodun kodlama işlemi şöyle yapılabilir. Vericiye gelen k bilgi ikilinin ilk k_1 tanesi (n,k_1,d_1) ikili kodun kodlayıcısına, k_2 tanesi (n,k_2,d_2) ikili kodun kodlayıcısına, k_3 tanesi de (n,k_3,d_3) ikili kodun kodlayıcısına girer; bu kodlayıcılardan çıkan ikili kod kelimeleri kod matrisinin sırayla birinci, ikinci ve üçüncü satırlarını oluşturur.

Bu çalışmada başarıyı incelenen kodun boyu 7 dir. Kod matrisinin ilk satırı (7, 1,7) basit yineleme kodudur. Eğer giriş ikili 1

ise ikili kodlayıcının çıkışı 7 tane 1 dir, eğer giriş ikili 0 ise ikili kodlayıcının çıkışı 7 tane 0 dir. İkinci sıra (7,6,2) ikili kodudur. üçüncü sıra ise kodlanmamıştır. 7 bilgi ikili olduğu g' b' 3. sırayı oluşturur. Dolayısıyla d..1 d'...

Bir kod kelimesi toplam olarak 7-6*'-1-1 bilgi ikili içermektedir. Sembol sasına 14/7=2 bilgi ikili düşmektedir. Dolayısıyla, kodlama yapılmadan aynı bilgi 4 adet 4-PSK sembolü kullanılarak iletilebilir. Bu durumda en küçük öklit uzaklığın karesi

5^2 ye eşit olur. Bu çalışmada kullanılan kodun en küçük öklit uzaklığının karesi ise 25^0 dir. Böylece kodlama yapılarak, D" iki katına çıkarılmıştır. Aynı zamanda, kullanılan bant genişliği de aynı kalmıştır.

2. 8-PSK Sembol Teriminin İkili Sayı Tarla Eslenmesi

KümeTere ayırarak eşTeme yöntemi ile her 8-PSK sembolünü 3 ikil ile eşleyince, birbirlerine oTan uzaklıklarının karesi 6^2 veya 5^2 olan sembollerin komutadları mın

arasındaki Hamming uzaklığının olabileceği minimum değerde olmadığı gözlenmiştir. Bu komutadlar arasındaki Hamming uzaklıklar, ikili hata olasılığını küçültmek açısından önemlidir, çünkü birbirlerine yakın olan sembollerin gürültülü ortamlarda birbirleriyle karıştırılması daha olasıdır. Eğer komutadları 111, 101, 100 ve 110 olan sembollerin komutadlarını sırayla 101, 111, 110 ve 100 olarak değiştirirsek birbirlerine olan uzaklıklarının

karesi 6^2 veya 5^2 olan sembollerin komutadları arasındaki Hamming uzaklığı minimize etmiş oluruz.

Ancak bu şekilde yapılmış bir eşleme bu kodda doğrudan kullanılamaz. Eşlemeyi doğrudan yaparak hazırlanan aşağıdaki iki kod matrisi A ve B,

$$A = \begin{pmatrix} /000000N \\ /0000000 \\ \backslash1111111/ \end{pmatrix} \quad B = \begin{pmatrix} /0000000 \\ /0000000 \\ \backslash1111110/ \end{pmatrix}$$

üretim kurallarına uyduğu halde aralarındaki mesafelerin karesi 57^0 dir: yar- öngörülen 26^2 lik en küçük uzaklık ölçütünü sağlamamaktadır.

Bu sorunu çözmek için şu yöntem kullanılmıştır. Kod matrisi oluşturulduktan sonra kolonlara diiri imiş olan komutadlar aşağıda gösterilen şekilde değiştirilmiştir.

```

1 1 1 1 1 1 0
1 1 1 1 1 1 0
1 1 1 1 1 1 0
1 0 1 1 1 1 1

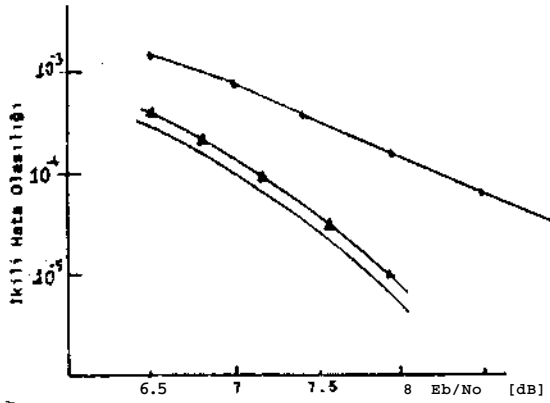
```

Şekil 2- Dönüşüm Tablosu

Bu dönüşüm, matrisin ilk ve son satırlarını etkilemeyecek şekilde ikinci satırı değiştirdiği için ikinci satırın paritite ikili, ikinci satırı (7,6,2) kodunun bir elemanı yapacak şekilde yeniden ayarlanmıştır. Ortaya çıkan matrisin kolonlarının şekil 1 deki eşlemeye göre eşlendiği S-PSK sembolleri kanala gönderilmiştir. Alıcı kısmında, semboller kod çözücünden geçtikten sonra elde edilen kod matrisinin kolonları yine şekil 2 deki dönüşüme tabi tutulmuştur.

Bu sayede hem kanala gönderilen kod kelimeleri arasındaki uzaklığın karesinin

» i olması sağlanmış hem de birbirlerine yakın olan sembollerin komutadları arasındaki Hamming uzaklık en aza indirilmiştir. Şekil 2 deki dönüşüm yapılmadan kanala gönderilmiş kodu, kod 1, Şekil 2 deki dönüşüm yapılarak kanala gönderilmiş kodu, kod 2, diye adlandırsak bu iki kodun başarımları şekil 3 te incelenmiştir. Kod 2 mi Kod 1 den daha başarılı olduğu gözlenmiştir.



Şekil 3- Blok Kodların Batarımı
 $\frac{1 1 1 1 1 1 0}{1 1 1 1 1 1 0}$ Kodlanmamış; 4-PSK
 $\frac{1 1 1 1 1 1 0}{1 0 1 1 1 1 1}$ Kod 1
 $\frac{1 1 1 1 1 1 0}{1 0 1 1 1 1 1}$ Kod 2

3. Yumuşak Kararlı Kod Çözücü

Yumuşak kararlı kod çözücülerin arnac, kanal çıkışında elde edilmiş sözcüğün hangi kod sözcüğüne d?ha v?k --- olrfu?j*1: bulmaktadır.

Eğer kanal çıkışında örnek alınan SÖZCÜK (r_1, \dots, r_n) olarak ifade edilirse yumuşak

kararlı kod çözücü her, kod kelimesi $a=(a_1, \dots, a_n)$ için

$$d(r_1, \dots, r_n, a_1, \dots, a_n) = \sum_{i=1}^n d(r_i, a_i)^2$$

sındaki öklit uzaklığın karesi

değerini hesaplar ve bu toplamı en küçük yapan kod kelimesi lehine karar verir. Bu yöntem çok zaman alan bir yöntemdir. Örneğin bu çalışmada kullanılan kod içm

çözücünün $4^7=16384$ tane kod kelimesi için yukarıda belirtilen toplamı hesaplaması gerekmektedir.

Bu çalışmada kullanılan kod için kullanılacak en basit yumuşak kararlı çözücü [3] numaralı kaynakta açıklanmıştır. Burada blok kod, 4 durumlu ve boyu kodun boyu kadar olan bir çit (Trellis! diagram şeklinde gösterilmiştir. Yumuşak kararlı Viterbi çözücü algoritması ile çözülmesi önerilmiştir. Bu çalışmada önerilen yöntem ise daha basittir.

Bu yöntem şöyle açıklanabilir. 1'den 7'ye kadar her n değeri için kod çözücü

$$d_p(ijk) = d^2(r_n, a_{ijk})$$

ifadesini yani ijk

komutadı ile eşlenen 8-PSK sembollerinin örneklenen r değeri olan öklit

uzaklığının karesini hesaplar (burada i, j ve k 0 ya da 1 e eşittir). Kod çözücünün amacı daha sonra

$d_n(ijk)$ toplamını en aza indirecek $n=1$

$$i=(i_1, \dots, i_n), j=(j_1, \dots, j_n), k=(k_1, \dots, k_n)$$

alt simgelerini bulmaktır, i ve j altsimgelerinin (7,1,7) ve (7,6,7) ikili kodlarının birer elemanı olması gerekmektedir. Ancak k vektörü içm böyle bir sınırlama yoktur, k vektörü 7 ikilden oluşan herhangi bir vektör olabilir. Bu yüzden kod çözücü bu aşamada $d_n(ij0)$ ile

$d_n(ij1)$ değerlerinden hangisi daha küçük ise onun lehine karar verir. Artık $d_n(ijk)$

değeri $d_n(i,j)$ ile gösterilebilir, ve her $n=1, \dots, 7$, için bulunan k altsimgeleri hafızada saklanır.

Kod çözücü bundan sonraki işlemleri hem $i=0$ hem $i=1$ için ayrı ayrı iki kere yapar, önce her n için $d_n(i,j)$ değerini minimize

edecek j altsimgelerini bulur. Bu altsimgelerin hepsini j vektörü olarak isimlendirilir.

Bu sırada $d_n(i,0) - d_n(i,1)$

değerini de hesaplayıp hafızada saklar. Kod çözücü bulduğu j altsimgelerinin (7,6,2) ikili kodunun bir elemanı olup olmadığını inceler, eğer öyleyse bulduğu $d_n(i,j)$ toplamını D_n olarak hafızada saklar.

Eğer altsimgeler bir kod elemanı değilse, en küçük $d_n(i,j)$ değerini 0 değerine ekler. Daha önce bulunduğu j vektörünün

n 'inci elemanını 1 ise 0, 0 ise 1 yapar. Burada yapılanlar şöyle açıklanabilir. (7,6,2) ikili kodunun bütün kod kelimelerinin içindeki 1'lerin sayısı çift ve bu kodun dışında kalan bütün kelimelerin içindeki 1'lerin sayısı tek olduğu için herhangi bir kelime eğer kodun elemanı değilse kelimenin içindeki bir ikil değiştirilerek bu kelime bir kod kelimesi haline getirilebilir. Böylece kod matrisinin ilk satırı hep 1 olan kod kelimeleri içinden alıcıya gelen sözcüğe en yakın kelime bulunmuş olur.

Bu işlemler $i=0$ ve $i=1$ için yapıldıktan sonra D_n^0 ve D_n^1 karşılaştırılır ve küçük olan lehine karar verilir. Örneğin D_n^0 , D_n^1

den büyükse çözücünün karar verdiği kod kelimesi matrisinin ilk satırı hep 1'lerden oluşmaktadır. İkinci satırı j vektöründen oluşmakta ve üçüncü satır i ve j altsimgelerine bağlı olarak hafızadan belirlenmektedir.

4. SONUÇ

Evrişimsel kodlarla yapılan kodlamalı modülasyon yöntemine alternatif oluşturabilecek olan blok kodlamalı modülasyon yöntemi bu çalışmada incelenmiştir. Yapılan benzetimler sonucunda görülmüştür ki kodlama kazancı 3dB olan bir 8-PSK sembol

uzayım kullanan blok kod 10^{-5} ikili hata olasılığı seviyesinde 1.75 dB kazanç sağlamaktadır. Bu kazancın sağlanabilmesi için. Şekil 2 de gösterilen dönüşüm

tablosunun dikkate alınması gereklidir. Elde edilen kazanç kodlama kazancı yine 3 dB olan ve 8-PSK sembol uzayın: kuşanan

evrişimsel, kodun 10^{-5} ikili hata olasılığı seviyesinde sağladığı Kazançtan 1 dB azdır. [-1] Bu iki kodun kod çözücü karmaşıklığının ise eşit olduğu söylenebilir.

Dolayısıyla seri bir şekilde bilgi aktarımı amaçlandığında evrişimsel kodlar kullanmak, ancak bilgi küçük bloklar halinde gönderilmek isteniyorsa blok kodlar kullanmak daha mantıklı gözükmektedir. Örneğin ikili bir kanalda iletişim yapılırken RS kodlama yöntemi kullanılıyorsa, her kod kelimesi blok kodlamalı modülasyon yöntemi ile yollanabilir. Bu sayede hiçbir bant genişliği arttırımı yapılmadan ve küçük bir çözücü karmaşıklığı pahasına ekstra kodlama kazançları elde edilir.

Kaynaklar

- 1/ M. S. I. Sayegh, A Class of Optimum Block Codes in Signal Space IEEE Trans. Commun., Vol. Com-34, pp. 1093-'095, Ekim 1986.
- 2/ Frank R. Kschischang, Peter G. De Buda ve Subbarayan Pasupathy, Block Codes for M-ary Phase Shift Keying IEEE Journal on Selected Areas in Comm. Vol. 7, pp. 900-913, Ağustos 1989.
- 3/ Tadao Kasami, et. al., A Concatenated Coded Modulation Scheme for Error Control IEEE Trans. Commun., Vol. 33 pp. 752-764, Haziran 1990.
- 4/ G. Underboeck, Channel Coding with Multilevel/Phase Signals, IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-28, pp. 55-67, Ocak 1982.

STANDART OLMAYAN BİR SERİ
İLETİŞİM HATTININ TV TELETERST BİLGİSİNİN
BİLGİSAYARA İLETİMİ İÇİN KULLANILMASI

Mustafa GUNDUZALP

Dokuz Eylül Üniversitesi, Mühendislik-Minarlık Fakültesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölünü, iznir

ÖZET

Teletekst kod çözücüsü olan bir TV alıcısının ekranında gösterilen teletekst bilgilerinin bir yazıcıdan basılmış kopyasının alınması ve bu işlemin en az donanı ile gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Esas amaç bu olmakla birlikte daftal olarak bilgisayara iletilen bu teletekst bilgilerinin bilgisayarda saklanması »e bilgisayarın monitöründe gösterilmesi de gerçekleştirilmiştir.

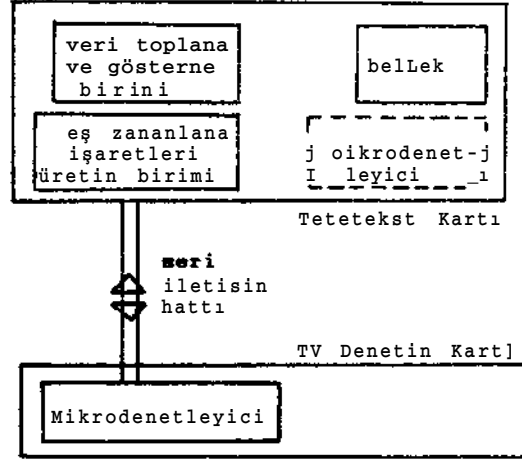
1.GİRİŞ

Teletekst yayını, TV yayınında, resim bilgisinin gönderilmediği boşluklardan yararlanarak bu saman süresinde sayısal tekst bilgisinin gönderilmesinden oluşur /1/.2/. Bu bilgiler ancak bunları alabilecek şekilde tasarlanmış kod çözücüye sahip olan TV alıcılarında görülebilmektedir. Kod çözücüler üretici şirketlere göre değişiklikler gösterebilmektedir /3/,/4/.

Teletekst kod çözücüsüne sahip bir TV alıcısının denetim dizgesinin genel yapısı Sekil 1.'deki gibi gösterilebilir. Bu teael yapı küçük ayrıntılar dışında bütün üretici şirketler için benzerdir. TV denetim kartı üzerindeki mikrodenetleyici TV ve teletekste ilişkin, kullanıcı tarafından uzaktan komuta birimi ile gönderilen reya TV üzerindeki tuş takımı kullanılarak verilen komutları değerlendirir. Teletekste ilişkin komutlar seri iletişim hattı üzerinden teletekst kartı üzerindeki birimlere aktarılır. Teletekst dizgesi karmaşıklıklaştıkça TV denetim kartı üzerindeki mikrodenetleyici nin yaptığı işlemlerin bir kısmı teletekst kartı üzerine yerleştirilen ikinci bir mikrodenetleyiciye bırakılır.

2.SERİ İLETİSİN

Gününüzün modern TV alıcılarında, TV işlevlerini denetleyen mikrodenetleyici birçok çevre birimiyle iletişim kurmak durumundadır (örneğin : program bilgisinin saklandığı bellek birimi, teletekst kartı üzerindeki birimler, ses işlevlerini denetleyen birimler gibi). TV alıcıları



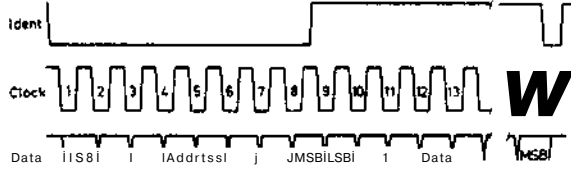
Sekil 1: TV-teletekst denetim dip.p.esi

büyük sayılarda üretildikleri için, donanım yapısının olabildiğince basitleştirilmesi üretim açısından büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Bu nedenle mikrodenetleyici iletişim için bir seri hattı kullanılır. Böylece mikrodenetleyicinin uc sayısı da azaltılır. Yaygın olarak kullanılan seri iletişim hatları olarak İM (Intermetall) hattı ve IIC (Philips, Siemens) hattı sayılabilir /5/. İM seri iletişim hattı üç yoldan oluşmaktadır. IIC hattı ise iki yoldan oluşur. Bu iki seri iletişim hattı da kendilerine özgü bir standarda sahiptirler. RS232C seri iletişim standardında değildirler. Burada yapılan çalışmanın ilginç yanı İH hattının uygun bir şekilde kullanılması ve bilgilerin bilgisayara anlaşılır bir şekilde iletilmesi olmuştur. Çalışkanın diğer bir özelliği de biljii iletin işleminin mikrodenetleyicinin ayrı bir ucunu (örneğin; giriş/çıkış uçlarından birisi) bu iş için ayırmaya gerek bırakmamasıdır /6/. Ayrıca İM hattının KSZ32C ye bağlantısı çok az sayıda ayrıık elemanla gerçekleştirilmiştir.

3.İM SERİ İLETİŞİM HATTI

İM seri iletişim hattı üç adet ism;t.t.en oluşur /7/. Bunlar Tanı (ldenL), Saat. < Clock) ve Veri (Data) işaretleridir.

Saat işaretinin sıklığı 50 Hz ile 170 kHz arasında olabilir. Tanı ve Saat işaretleri tek yönlü işaretlerdir. Bu işaretler TV denetim kartı üzerindeki mikrodenetleyici tarafından üretilirler. Veri ise iki yönlüdür. İM hattına ilişkin dalga şekilleri Şekil 2.'de verilmiştir.

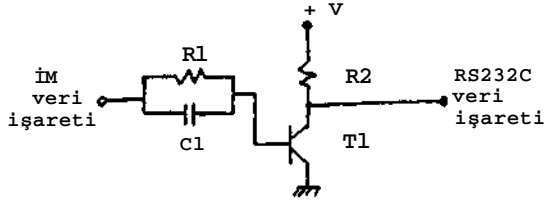


Şekil 2: İM hattı dalga şekilleri.

Veri iletişimi Tanı işaretinin mantık sıfır seviyesine indirilmesiyle başlar. Aynı zamanda Saat işareti de üretilmeye başlanmıştır. İlk saat darbesiyle birlikte veriler iletişime başlanır. Veri hattından gönderilen ilk bilgi adres bilgidir. Daha sonra gönderilen ise verinin kendisidir, ilk önce en az anlamlı bitler gönderilmektedir. Gönderilecek bilginin adresine bağlı olarak 16 veya 24 adet saat darbesi üretilir. Saat işaretinin sıklığı mikrodenetleyicinin üretimi sırasında donanımsal olarak belirlenmekte ve daha sonra yazılım ile değiştirilebilmektedir.

4.RS232C-1M HATTI UYUŞUMU

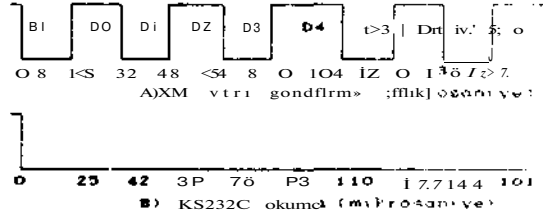
İM hattının Veri işaretinin, RS232C'nin Veri işaret girişine elektriksel olarak oyunlu bir duruma getirilmesi Şekil 3.'teki devre ile gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3: KS232C-İM hattı uyum devresi

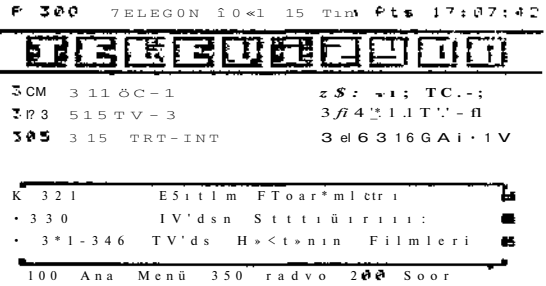
Bu çalışmada, İM Saat işaretinin sıklığının donanımsal olarak 125 kHz seçilmesi gerekmiştir. Bu durumda en fazla 8 mikrosaniyede bir bit gönderilmesi mümkündür. Ancak yüksek hızlarda oluşacak hataları önlemek için iletişim hızı yarıya düşürülmüş; ve 16 mikrosaniyede bir bit yollanmıştır. Bu işlen mikrodenetleyicinin yazılımı yardımıyla İM hattındaki her iki saat darbesi süresinde Veri işaretinden aynı bilgiyi göndermekle gerçekleştirilmiştir. Dolayısıyla en fazla bilgi gönderme hızınız 62500 bit/saniyedir.

Sindi bilgisayar tarafını düşünelim. Veri iletişim kartı üzerinde 1.44;1X M1. bir kristal bulunmakta ve zaman üretilen işaretleri bu sıklığın bazı tam sayılarla bölünmesiyle üretilmektedir. Ayrıca mikrodenetleyicinin veri gönderme hızı en yakın olarak 57600 Hz'lik bir sıklık elde edilebilmektedir. Görülüyor ki gönderme ve okuma hızları arasında bir fark oluşmaktadır. Diğer bir deyişle, gönderme ve okuma eş zamanlı değildir. Şekil 4.'te gösterildiği gibi her bir bit için $(1/57600 - 1/62500) = 1.3$ mikrosaniye'lik bir kayma oluşmaktadır. Bu nüde oluşabilecek okuma hataları veri bayı D4 nolu bitinin 8 mikrosaniye kadar bir süre daha fazla gönderilmesiyle önlenmiştir.



Şekil 4: İM-RS232C üzerindeki zamanlama

Mikrodenetleyici önce teletext kartı üzerindeki bellekten, bilgileri kendi geçici belleğine yazmakta; daha sonra bunları bilgisayara göndermektedir. Bu işlen bir seferde 40 bayt'lık paketler halinde gerçekleştirilmektedir. Her bir paket bilgisayara gönderilirken önüne ne bayt'lık bir kod yerleştirilmiştir. Bu kodun değerlendirilmesiyle, bilgisayar kodun ardından gelen 40 bayt'lık verinin kendisine gönderildiğini arılamakta ve kaydetmektedir. 25 adet 40 bayt'lık paketin gönderilmesiyle bir sayfalık teletext bilgisinin iletimi tamamlanmış olmaktadır. Şekil 5.'te bir teletext sayfasının yazıcıdan basılmış şekli gösterilmiştir.



Şekil 5: Yazıcıdan alınan bir örnek sayfa

;- SUNUK;

lür TV mikrodenetleyicisinin K532C standartırdı; olmayan şort ilirli; jm birimi (IM tültü) en M: CIOFK1U» kullanılarak ve uyuşun sorunları yazılışı ile çokulu rrrk tür lili), isayarın lır>X3?C birimi ile iletisini liureckleşt. iri loi;;l.ir. **TV LciKtoksl:** t>ilni leri bilgisayarına iletilmiştir. Yöntem l'enele olup; benler seki lde difter standart. olmaya.ı hatların da (l IC j;ibi) KS232C'ye bii(!lanı«ial:ırı kolayca gerçekleştirilebilir. Mikrodı-ni'Leyleinin programları 8CMJ dilinde /O/ ve bi İRısayarın profirumları Hn8H/İİÖÜR dilinde yazılmıştır. Ancak sayfa aayısının sınırlı olması nedeniyle bu karmaşık projjramlur burada veri Inemiştir .

6.KAYNAKLAR

- /I/ World Syuten Teletext and Data Broadcasting System, Technical Specification, The Department of Trade and Industry, London, Aut,ust 1988.
- /2/ Developments in Teletext, IBA Teehni-cal Hevieu, London, May 1983.
- /3/ SLuchbury, I., K., lntegrat.ed VIP and Teletext SAA T1246 Series, Philips Con-ponenil.s Application l.uboratory, England, Jilly 1990.
- /4/ TPU 2735, Teletext. Processor, ITT Inl.emet.ıll I, Freilııurfi, (İernany, Feb.22 1S)90.
- /5/ The HC-bus Specification, Philips Components, NetherLands, January 1989.
- /B/ Gıındıızalp, H., TVPO 2U65 VES-02 Data Hanual, Vesl.el, Maniaa, January 1990.
- /7/ CCU 2.030, CCU 205U, CCU 2070 Central Control Units, ITT Internetall, KreiVıurfi, Gernany, January 1987.
- /8/ Mioroprocessors, Miorocontrollers and Peripllerals , Philips, Netherlands, 1905.

SİMGELER ARASI GİRİŞİMLİ VE ÇOKLULU ORJİTARBA KAFES
KOELAMALI DİK KİSMİ Y*«ITLİ (QPR-TCM) SİSTBKİERİr HATA AİTALİZİ

Osman. Nuri UÇAN

Tayfun. İÇBİLEN

İ-T.Ü.Elekt rik -Elektraadk Fakültesi
aQa2& Maslak, istanbul

ÖKET

Kiomi yanıtli kafes kodlamalı modulas—
yon türleri için Birleşik kafes yapıBi
önerilmistr.6Qİ R-TCM , 2QPR-TCM siste-
leri ilk defa İltaratürde tanıtılmıştır.
6QPR-TCM için hata başarıım eğriBi elde
edilmiştir.İşaretlerarası girişimli ve
gürültÜU ortamlarda simUlaeyon çalış-
ması yapılmıştır.

1.GİRİŞ:

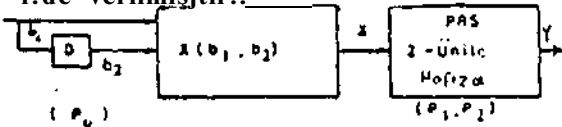
Ungerboeck bandı sınırlı kanallar i
çinkafes kodlamalı modulasyon (N) tek
niği geliştirmiş tir .Bu çalışmada hem
band verimliliği ,nemde hata toaaramı
iyileştiren kısıtli yanıtli dik kafes
kodlaolı QPR-TCM sistemler incelen-
miş tir. C/2/0 .İki durumlu kafes kodla
malı yapı ile kısmi yanıtli sistemle-
rin birlikte kullanılması ile olıgabi.
lecek İşaret kümesinin elemen sayısını
9dan-klasik QAMTCM hall-6'a ditiUgU
gösterilmiştir.Aynı zamanda bu bileşik
yapı tUm sistemin kafes yapısını 8 de*
4'e düşürmektedir.

İşaretlerarası girişim ,(ISI) hızlı
iletişim nedeni ile darbelerin sönmeme
si neticesinde oluşur Birçok uğıHlana
da ilintili kodlama veya kısmi ymitli
sistemlerde dana az seviye ile Saha
hı«lı iletişim için ISI kontrollü ola-
rak oluşturulur.

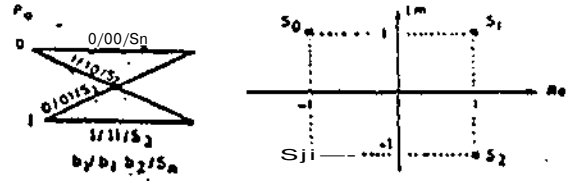
İIUQPR-TCM SİSTEMLERİNDE BİKLEŞİK KAFES

TAPILARI

Bu çalışma da 4QAMTCM ve JPS btrleş-
tilirlererek 6QHL-TCM yapı oluşturulur.Ü.
nerillen sistemin blok diyagramı şekil
1.de verilmiştir..



(a)



(b)

Şek 1. f. QİU-TOI yapısı. p0 :Kodla»a h*
fı*aaı. (p, , >, î Mcleyli. «ikiomi»
ikili kargılısını tamail «den 1*3
iki üniteli hafica
b.2.duru»lu kafaa
c Kşlaylı çıkışı ve learvt uua/a

2 durualu 4AH-TCM yıkığı Z(b1, a.)-V1b1
girişleri ainsinden şöyle ya*U.aBiiir.(73i3
x(b1, b2) = d1b1 + d2 b2 (1)

Burada d'ler X=B* donklaüi İle a*ptanacak
katsayılarıdır. B matrisi iao giriş veri
rijb'lorin çarpılaitından oluşur.
Sonuç olarak,

$$X(b_1, b_2) = -b_1 b_2 + j b_1 \quad (2)$$

şİde aallim. 6QPR-TCM'i» U %d»A»kl çıkıcı
Yⁱ(b₁ⁱ, b₂ⁱ, b₁⁽ⁱ⁻¹⁾) = xⁱ(b₁ⁱ, b₂ⁱ)

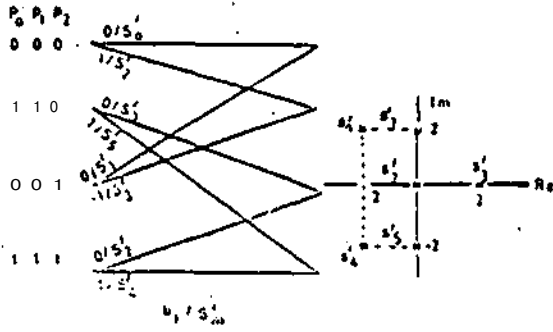
$$+ x^{(i-1)}(b_1^{(i-1)}, b_2^{(i-1)}) \quad (3)$$

Burada i kodlama adjımı , (•) , (-) , (*/V)
durualarını gösteriri. (2), (3) .&en

$$= -b_1^i (b_2^i + b_1^{(i-1)})$$

$$+ j (b_1^i + b_1^{(i-1)}) \quad (4)$$

ifadesi bulunur.(1/-D) Q&İCH yapısı çek.
2'de verilmiştir.

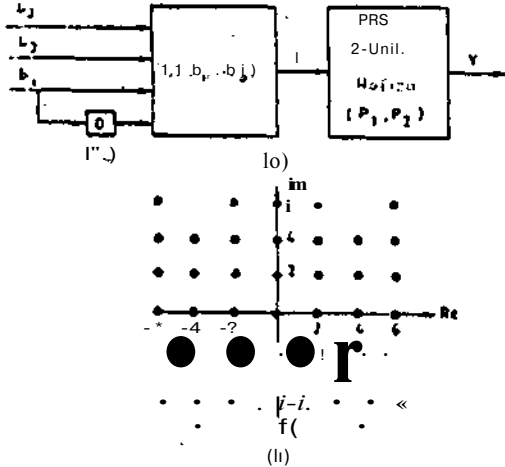


Şekil.2. 6QAM-TCM işaret uyarı

6QAM-TCM, 6QAM'a göre 3 dB.lik, $\frac{d_{min}^2}{E_s}$ oranında $\frac{1}{4}$ 'e düşürülür.

$$ACC = 10 \log \left(\frac{d_{min}^2}{E_s} \right) - 3 \text{ dB} \quad (5)$$

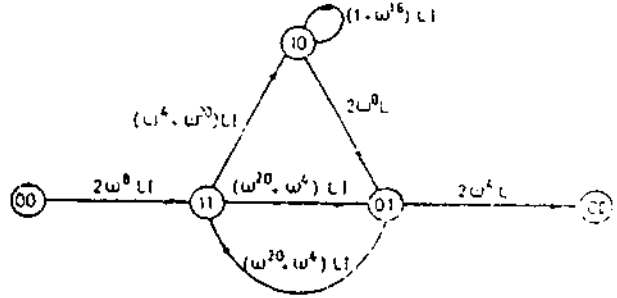
Sadık k_f'a göre uyumlu. ACO 1.76 dB. olmaktadır, iki durumlu 16 QAM haberleşme kodu için 49 durumunu 42'ye indirir. Bu yeni nodula, yan. türün 4QAM-TCM adı yerleştirilir. (Şekil 3)



Şekil.3. a. 4QAM-TCM yapıları b. işaret uyarı.

III. QAM-TCM SİSTEMİNE HATA BAŞARIM BİLGİLERİNİN ÇIKARILMASI

Zehavi-Volf (1987) tarafından önerilen yöntemle 6QAM-TCM sisteminin hata durumları şekil 4'te verilmiştir.



Şekil.4. Hata durum uyarı 4. sekliden yararlanarak aşağıdaki ifade'de

$$P_e \approx \frac{1}{2} \left(\frac{d_{min}^2}{E_s} \right)^{1/2} \exp \left\{ -\frac{d_{min}^2}{4 N_0} \right\} \quad (6)$$

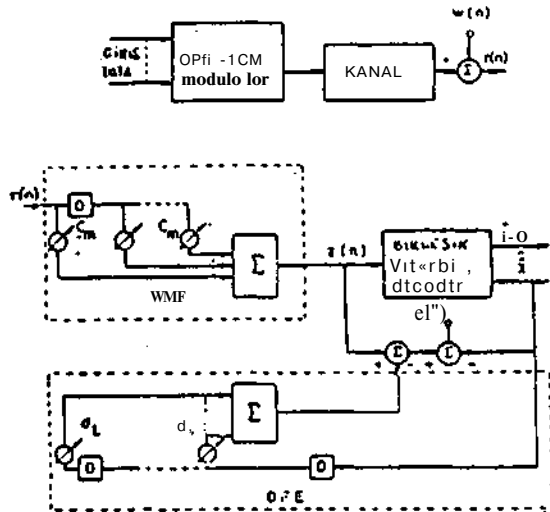
L=1/2 Te w^llı terimlerle E_s=4 göre normalize edersek,

(7) nolu hata performans ifadesi bulunabilir. Burada E_j ortalama işaret enerjisi, H₀ güç spektral yoğunluk fonksiyonudur.

$$P_e \approx \frac{1}{2} \left(\frac{d_{min}^2}{E_s} \right)^{1/2} \exp \left\{ -\frac{d_{min}^2}{4 N_0} \right\} \cdot T(\omega, L, 1) \quad (7)$$

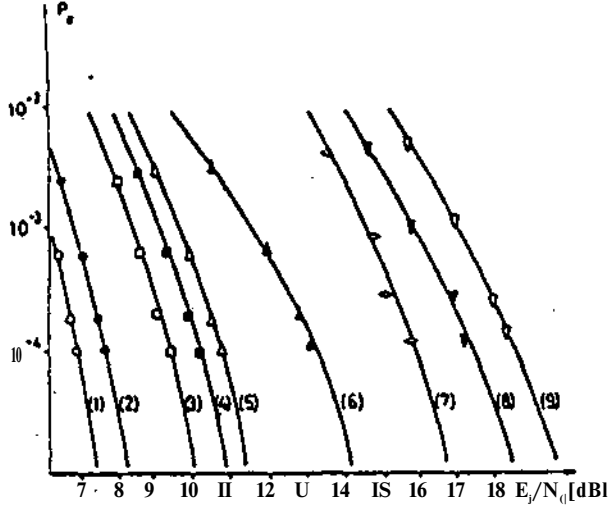
IV. SIKLAŞTIRMAYA İLİŞKİN ÇALIŞMA

Bu çalışmada ISI (T/8)'ye göre artırmada şekil 5 teki alıcı tasarımı önerilmiştir.

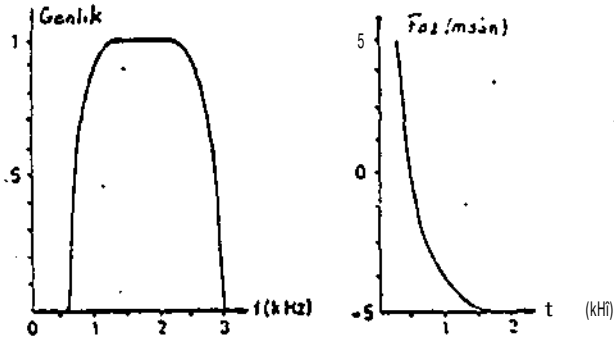


Şekil.5. QAM-TCM yapıları için önerilen haberleşme sistemi.

Burada beyazlatılmış aUeğec (WMP)UfU bi-
leşenlerini bağuaa2 kılarak işaret/gürültü
dranını artırır,karar geri besleme (DFE) dev-
reei ise ISI terialerini yok etnej* çalışır.
(/9/).Simülaeyon çalışmasında L-7,WMPde
7ileri 7 geri İşaret sonrası karar verilmiş-
tir. Viterbi an adımı seçilmiştir.
Şekil altıda AVGH ortamında farklı modulaa-
yon türleri karşılaştırılmıştır.
İrlö* için , 4AM-TCM4QAM * e göre 0.7 dB.
daha iyi. İken , 6QI-TCM'in Performana iyi-
leştirilmesi 9QH 'e göre 1.3 dB dir.



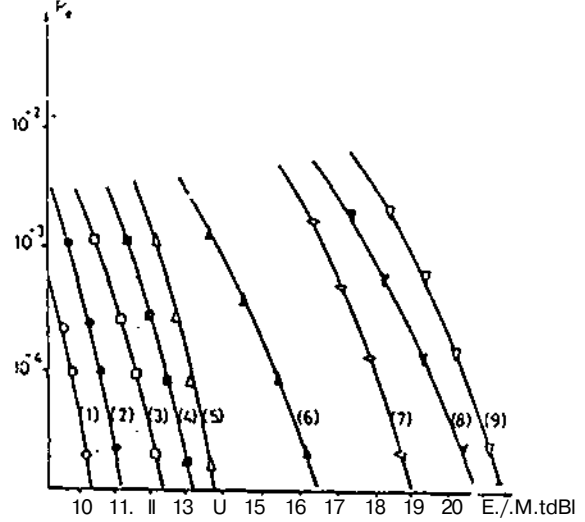
Şekil 6. AVGH-ürtaamnia farklı •odülaeyoo tür-
lerial» karşılaştırılma«q. (1) 4QAM-
CM C2) «1« (İttint-TCK 14) ayrik 9
W«ICH (5) 9QJ* (6) 1by AM-TCM (7) 16QAM
fej ayrik 4 ««-«e-S CM IV) 4QAM-TCM



Şekil 7. Boaucu kanal modeli

5«kil 7.de verilen kanal modeli için .çekil
8'de çeaİll aodülaayon türleri ISI ortamın
da k&Eâilaa.ti*ilaiBtır.

•^10 için 6QIR-TCM ISI ortamında 2.1 dB
kayıp oluştururken,4QAM-TCX de im 4080r ,
AWGN ortamına göre 2*9 dB.dir.



Şekil 8. ISI Ortamında çeşitli modülasyon
türlerinin karşılaştırılması.
(1)4QAM-TCM (2) QAM (3)6QIU-TCM
(4) Ayrik 9QBI-TO4 (5)9Q?R (6)16
QAM-TCM (7)16QAM (8) Ayrik-4QAM-
TCM (9) 4QAM-TCM

SONUÇ

Bu çalışmada 6QIR-TCM,4QAM-TCM slatamları
ilk defa literatürde tanıtılmıştır.6QPR-TCM
bata eğrileri çıkarılmış ve AWGH,ISI ortam
larında emülaayon çalışmaları yapılmıştır.

İTTİMAİLAR

- /1/G.Ungerboeck,"Channel coding with multi-
level phase algnale,"İKEK Trana.Inf.IT.28
No.1.Ocak,1982
- /2/Q.N.Uçan,U.AygtılU,E.Panayırçı,"Decoding
of partial-response trtlifts coded signula
(QIR-TCM) In the presence of Interaymbol
laterference and nolae'.IEEE ,Applied
gebra and Algebraic Coding Algorititune,
eempozumu.Ekim,1991 •
- /3/D.Dlvaalar,M.K. Simon,"Multiple trellia
coded modulation MICM',İKEE Trana .Com.Vol.
36,No.4,NiBan,1987
- /4/ Calderbank,"J.E.Mazo,"A new deacription
of trellisB codea.",IEEETTrana.Inf.Vol.IT.
30 Kasım,1984.
- /5/ D.R.Smlth,"Digital transalsaion ayatema"
Van Noratrand Reinhold Com.Nevyoric, 1985
- /6/ E.Zehavl,J.K.Volf,"On the performnace of
trellia codea",IEEE Trana .Inf.Vol .İT. 33

»o. 2. Mart, 1987-
ili *.!Ut>*.I,S.?aapathy,"Partlal-re8Poiise
sigallin * IEEE Trana.Com.23,No.9
iyi s.

bandwidth and tlaing «rror aenaltivity in
RS bysteao'.IiKi; Trane.«ol.Co«.35,Ho.4
Bisan
/9/r.HiCnovlll»jat,i; .Kloftiorlou, -JJBCOÜLJUJ OX
trtllii «ncod«d iiiüal» in tht prisaaaca
of IBteröyabol Inter/erenco and noloa",
I1& Coa.Yol.37,*o.7,temous,1989.

SİMETRİK HABERLEŞME KABLOLARINDA
EKRAN KORUMA FAKTÖRÜNÜN İNCELENMESİ

Recep Gürbüz Güneş Yılmaz

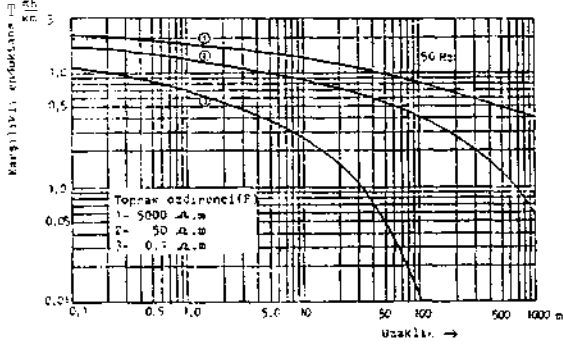
TÜRK SIEMENS Kablo ve elektrik Sanayii A.Ş.,
Test ve Geliştirme Bölümü, Mudanya

ÖZET

Bu çalışmada ekranlanmış haberleşme kablolarında ekran koruma faktörünün dış elektromanyetik alan şiddetine toprak endüktansına ve ekran direncine bağımlılığı incelenmiştir. Bu amaçla ekranlanmış sinyalizasyon ve şebeke dağıtım kablolarında zırhlı ve zırhsız damarlar için redüksiyon faktörü ölçülerek zırhın ve alüminyum ekranın ayrı ayrı ve birlikte oluşturdukları endüktif korumalar değişik toprak endüktansları için belirlenmiştir.

GİRİŞ

Enerji iletim hatlarına enerji kablolarına ve benzeri kuvvetli akım sistemlerine paralel olarak serilmiş olan haberleşme kabloları endüktif etki altında kalırlar, üç fazlı sistemlerde normal işletmede doğal olarak var olan kompanzasyon, faz toprak kısa devresi durumunda ortadan kalkar ve kısa devre akımının oluşturduğu magnetik alan, paralel olarak serilmiş haberleşme kabloaunda (toprak iletkenliği ve karşılıklı endüktansla bağıntılı olarak) bir gerilim indükler. Uzaklığın ve toprak iletkenliğinin fonksiyonu olarak karşılıklı endüktansın değişimi Şekil-1'de gösterilmiştir.



Şekil-1 Karşılıklı endüktansın fM .

Haberleşme kabloları damarlarında indüklenen bu gerilimin şiddeti:

$$E = -j\omega M I r \quad (V) \quad (D)$$

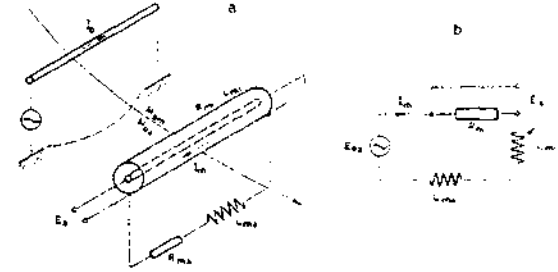
$\omega = 2\pi f$ (Rd/s)
 M = Karşılıklı endüktans (mH/Km)
 l = Paralel kablo uzunluğu (Km)
 I = Kısa devre akımı (KA)
 r = Etken redüksiyon faktörü

Burada etken redüksiyon faktörü olup değişik redüksiyon faktörlerinin (Enerji kablosunun, kompanzasyon iletkenin vbg) bir birleşimidir.

CCITT tavsiyeleri doğrultusunda indüklenen emk'nın değeri koruma donanımı olmayan sistemlerde kısa süreli etki için (10.5 S) 130 V ras değerinin altında tutulmalıdır IZI . Bu amaçla ekranlanma yöntemi kullanılır. Dış elektromagnetik alan etkisi altında kalan ekranlanmış bir kablonun damarlarında indüklenen gerilimin aynı alan şiddetinde ekranlanmamış durumda indüklenen geriline oranı **REDÜKSİYON FAKTÖRÜ** (Elektromagnetik koruma faktörü) olarak tanımlanır.

1. DIŞ ELEKTROMAGNETİK ETKİNİN EKRAKLAMA YÖNTEMİYLE İNDİRGENMESİ

Elektromagnetik etki altında kalan ekranlanmış zırhlı bir haberleşme kablosunun şematik gösterilişi ve elektriksel eşdeğer şeması Şekil-2'de gösterilmiştir.



Şekil-2 Şematik gösterilişi ve elektriksel eşdeğer şema 1'1.

Ekran Koruma Etkisi Prensibi:

Endüktif etkinin kaynağı olan kablo kısa devre durumunda toprak üzerinden kapanan bir devre oluşturur. Bu devre üzerinden geçen I akımı $H1$ magnetik alanını meydana getirir. Bu alan içerisinde kalan izole edilmiş bir diğer iletken üzerinde bir gerilim indüklenir. İletkeni çevreleyen bir metal kılıf olması durumunda bu kılıf kısa devre sarımı gibi fonksiyon görür ve metal kılıf üzerinden I akımına ters yönde ve şiddeti siperin toplam direnciyle ve zırhla toprağın endüktanslarının ac direnciyle sınırlanan im akımı geçer, im akımının oluşturduğu $H2$ magnetik alanı kablo üzerinde peri-

İlmin İndüklenmesine neden olan H1 alanına ters yöndedir. Bunun sonucu olarak H1 alanı zayıflatılmış ve İletken-toprak devresinde İndüklenen gerilim daha küçük bir değere indirgenmiş olur İM.

Şekil-2b'deki eşdeğer şemadan da görüldüğü gibi ekranlanmış zırhlı bir kabloda redüksiyon faktörü aşağıdaki eşitliklerle tanımlanır.

$$I_m = E_{oa} / (R_a + j\omega L_{al} + L_{ma}) \quad (2)$$

$$E_a = I_m \cdot R_a \quad (3)$$

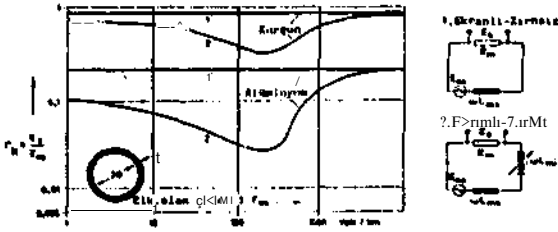
$$E_{oas} = I_m \cdot (R_m + j\omega(L_{al} + L_{ma})) \quad (4)$$

$$L = L_{ma} + L_{al} \quad (5)$$

$$s = \frac{R_m}{\sqrt{R_m^2 + \omega^2 L^2}} \quad (6)$$

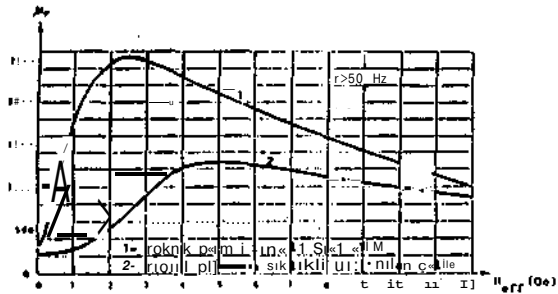
ta * Siper de direnci (Ω/km)
Lal: İç endüktans (H/km)
Lit: Dış endüktans (H/km)
Ea s Damarda İndüklenen enk (V)
Boas Siperde İndüklenen enk (V)

Yukarıdaki eşitlikler göz önüne alındığında ekranın elektromagnetik koruma etkisinin artırılması için ekranın de direncinin küçültülmesi ve/veya iç endüktansın (Lal'nin), dolayısıyla zırhın ac direncinin büyütülmesi gerekir. Şekil-3'te elektromagnetik ekranlı zırhlı ve zırhsız kablolarla eşdeğer elektriksel şemalar ve redüksiyon faktörünün değişimi verilmiştir.



Şekil-3 Elektriksel eşdeğer şemalar ve redüksiyon faktörünün değişimi

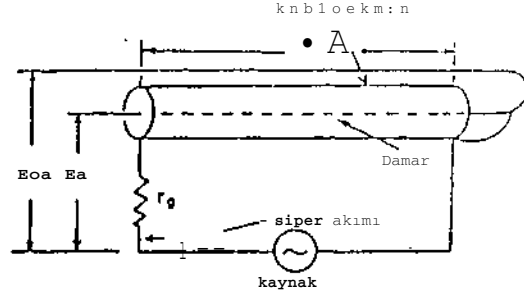
rk'nın değişimi kullanılan zırhın bağıl permeabilitesinin değişimine bağımlı olup, pr'i. maximum yapan alan şiddetinde rk minimum değere ulaşır.



Şekil-4 Çelik zırh bağıl permeabilitesinin magnetik alan şiddetine bağılı olarak değişimi/3/.

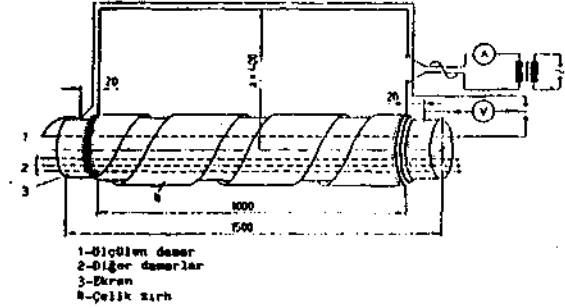
2. ÖLÇME PRENSİBİ VE TEST NUMUNELERİ

Normal işletmede kablo yakınlarındaki çok büyük alanların etkisiyle İndüklenerek olan bu enk laboratuvar koşullarında kısa bir numune üzerinde rahatlatıf küçük bir enerji ile sağlanabilir.



Şekil-5 Ölçme prensip devresi

Test edilen numuneler bu prensip devresini gerçekleyecek şekilde VDE 0172 Teli 507'ye göre hazırlanmıştır.



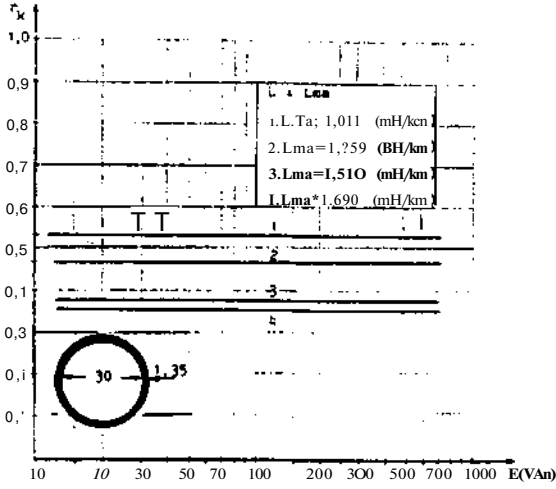
Şekil-6 Test Numunesi /T/.

3. ÖLÇMELER

Ölçmeler VDE 0172/Teil 507'ye göre 50 Hz şebeke frekansında yapılmıştır.

3.1-Alüminyum Ekranlı Zırhsız Sinyalizasyon Kablosu:

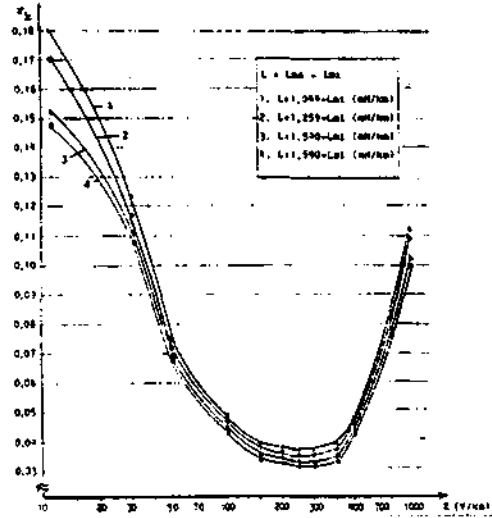
Şekil-7'de alüminyum ekranlı zırhsız bir sinyalizasyon kablosunda farklı dış endüktans değerleri için rk'nın değişiminin ölçüm sonuçları verilmiştir. Burada rk'nın dış endüktansa bağılı olarak 0.52'den 0.36 değerine düştüğü görülmektedir. Elde edilen bu sonuçlar iyi bir toprak iletkenliğinin kabloda endüktif etkiyi azalttığını göstermektedir.



Şekil-7 Alüminyum ekranlı sinyalizasyon kablosunda redüksiyon faktörü

3.2-Alüminyum ekranlı ve zırlı sinyalizasyon kablosu:

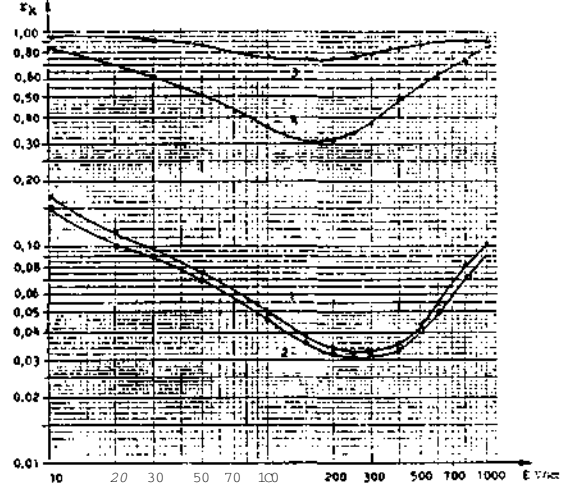
Şekil-8'de ekranlı ve zırlı kabloda dış endüktansın ve alan şiddetinin fonksiyonu olarak redüksiyon faktörünün değişimi görülmektedir. Zırhsız kabloda elde edilen sonuçlar burada da doğrulanmış ve rk dış endüktansa bağlı olarak azalmıştır. Ayrıca bu ölçme sonunda rk'nın zırhın permeabilitesine bağlı olarak artan alan şiddetleri için azaldığını, pr'in maximum olduğu noktada minimum değere düştüğü (ölçülen bu kablolarda E=275 V/km) ve jir'e bağlı olarak tekrar yükseldiği gözlemlenmiştir. Kablo iç endüktansı Lai, ftr'e lineer olarak bağlı olduğundan Lai'nin max. olduğu alan şiddetinde rk minimum değere düşmektedir.



Şekil-8 Dış endüktansın ve alan şiddetinin fonksiyonu olarak rk.

3.3-Değişik konstrüktif yapıdaki sinyalizasyon ve şebeke kabloları:

Dört değişik kabloda yapılan ölçme sonuçları Şekil-9'da verilmiştir. 1 ve 2 no.lu eğriler sinyalizasyon kablolarına 3 ve 1 no.lu eğriler şebeke kablolarına aittir. Şebeke kablolarında zırhlamada kullanılan galvanizli çelik tellerin bağıl permeabilitesine bağlı olarak minimum rk değerine E=17"Ş V/km seviyesinde ulaşılmaktadır.

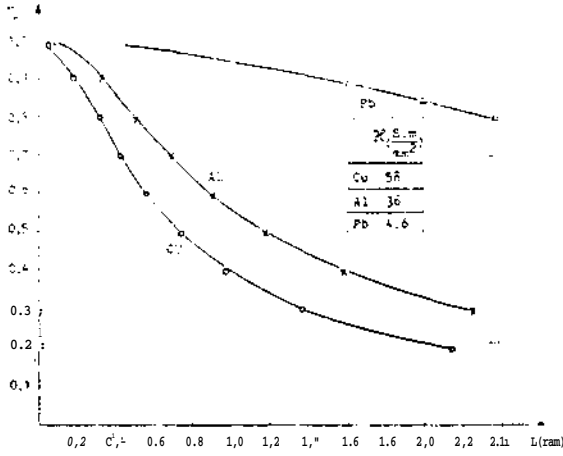


Şekil-9 Farklı konstrüktif yapıdaki sinyalizasyon ve şebeke kablolarında redüksiyon faktörünün değişimi.

- 1- Sinyalizasyon kablosu: 10x*1,2
- 2- Sinyalizasyon kablosu: 10x1x1,2
- 3- Şebeke kablosu : 10x2x0,1
- 1- Şebeke kablosu : 50x2x0,1

3.1-Ekran malzemesinin ve kalınlığının fonksiyonu olarak redaksiyon faktörü:

Ekran olarak iletkenliği alüminyumdan iyi olan bakır malzeme kullanılması durumunda aynı rk değeri daha ince malzeme ile gerçekleştirilebilmektedir. Benzer sonuçlar zırh altına konulan bakır tellerle de elde edilmektedir. İletkenliği 1.6 S-m/mm² olan kurşun kılıf ekran olarak kullanıldığında rk alüminyum ve bakıra oranla büyük değerler almaktadır.



Şekil-10 Ekran malzemesinin ve kalınlığının fonksiyonu olarak redüksiyon faktörü

t. SONUÇ:

Bu çalışmada redüksiyon faktörünün, toprağın öz direnciyle değişen dış endüktansa, ekranın de direncine ve zırhlamada kullanılan çelik bant veya telin bağıl permeabilitesine bağımlılığı 50 Hz'de 10-1000 V/km alan şiddeti aralığında incelenmiştir. Kabloda alüminyum veya bir başka nonmagnetik ekran kullanılması durumunda redüksiyon faktörünün elektrik alan şiddetine bağımlı olmadığı, ekran üzerine çelik bant veya tel ile zırhlama yapılması durumunda redüksiyon faktörünün zırhın permeabilitesine bağılı olarak E=100-300 V/km alan şiddetinde minimum değere düştüğü, artan alan şiddetleri için tekrar yükselmeye başladığı ve iyi bir toprak iletkenliğinin endüktif etkiyi azalttığı gözlemlenmiştir.

5. KAYNAKÇA:

- İM Verner Schubert, "Nachrichten-kabel und Übertragungssysteme"
Siemens-Aktiengesellschaft
Berlin u. München,
3.Auflage, 1986.
- 12/ Lothar Heinhold, "Kabel und Leitungen für Starkstrom"
Siemens-Aktiengesellschaft
Berlin u. München, t..überarb.
Auflage, 1987.
- fil H. Enke "Einführung in die Kabeltechnik. Heft 12"
ZL/Berlin, 1966.
- IHI Hans Schmid, "Theorie und Technik der Nachrichten-kabel"
Hüttig Verlag, 1976.

151 H. Yamane, H. Kanamori, T. Ideguchi, T. Motomitau, "Experimental study on shielding effect of Tor shielding cable in metallic duct." Electronics and Communications in Japan, Part 1, Vol.72, No.5, 1986.

16/ R. Gürbüz, G. Yılmaz, "Redüksiyon faktörü ölçünü" Araştırma Raporu Haziran, 1990.

III Deutsche Norm, "Prüfung an Kabeln und 130lierten Leitungen Redüksionsfaktor" DIN 57t72/Teil 507 VDE 0^72/Teil 507 April, 1983.