

**ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ, 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.

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

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

İlk duyurularını bir yıl önce yaptığımız kongremize 299 adet bildiri özeti gönderilmiş, Bilim Kurulu bunlardan 277'sini kabul etmiş, 22 adet bildiri özetini incelemeye almıştır. 64 adet bildiri basıma verildiği tarihe kadar elimize ulaşmadığı için Kongre Bildirileri kitabında yer almamıştır.

Üniversite-sanayi işbirliğinin geliştirilmesi ve Kongremize yansımalarının değerlendirilmesi amacıyla ilk kez oluşturulan Kongre Danışma Kurulunda, EMO ve üniversitelerden 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, çözüm ve önerilerin geliştirileceği, ilgili kurum ve 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 amacıyla kongrede sunulan en iyi üç bildiri sunucusunu ödüllendirmeyi kararlaştırmıştır. Leş 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 çalışmalarımıza özneni, katkı koyan değerli Bilim Kurulu, Danışma Kurulu, Yürütme Kurulu ve Sosyal Kurul üyelerini ile emeğinizi için tüm arkadaşlarıma destek ve katkıları için teşekkür ediyorum.

Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET

Yürütme Kurulu Başkanı

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

DÜZENLEYEN KURULUŞLAR

- THMOE ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI
- DOKÜZ EYLÜL ÜNİVERSİTESİ ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLERİ BÖLÜMÜ
- TÜBİTAK

YÜRÜTME KURULU

Karal OZMEHMET (Prof. Dr. - Başkan)  
Nihat ÖZGÜL (EMO - Koordinatör)  
Teoman ALPTÜRK (IMMOB - EMO Başkanı)  
Canan TOKER (Prof. Dr. - ODTÜ - TÜBİTAK)  
Süha BAYINDIR (Doç. Dr. - DEÜ)  
Hajit MUTAF (EMO İzmir Çubesi)  
Bedrettin GÖLGEN (EMO İzmir Çubesi)  
Metin KUNTALP (Araş. Gör. - DEÜ)

DANIŞMA KURULU

Belek ATAP (EMO)  
İtinim ATAM (EMO-ADANA)  
Fahir BİRİNGİL (EMO-BURSA)  
Vilâhîkül ÇFYİÜN (TELEETAS)  
Süha ÇİDEMİR (EMO İSTANBUL)  
Ör.ör. ERYÖZ (EMO)  
Ayhan ÇİÇEK (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Aydoğan KAĞITÇI (EMO)

Atilla OKVAR (EMO)  
Vilâhîkül ÇFYİÜN (EMO)  
Fahir BİRİNGİL (EMO)  
Mehmet ÇAYIR (EMO)  
Hüseyin ÇİÇEK (EMO)  
Neon İZVAR (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Yusuf TİKALP (EMO)

Yusuf TİKALP (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Fahir BİRİNGİL (EMO)  
Mehmet ÇAYIR (EMO)  
Hüseyin ÇİÇEK (EMO)  
Neon İZVAR (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Yusuf TİKALP (EMO)

BİLİM KURULU

Ayhan ÇİÇEK (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Fahir BİRİNGİL (EMO)  
Mehmet ÇAYIR (EMO)  
Hüseyin ÇİÇEK (EMO)  
Neon İZVAR (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Yusuf TİKALP (EMO)

İtinim ATAM (EMO)  
Fahir BİRİNGİL (EMO)  
Vilâhîkül ÇFYİÜN (EMO)  
Süha ÇİDEMİR (EMO)  
Ör.ör. ERYÖZ (EMO)  
Ayhan ÇİÇEK (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Aydoğan KAĞITÇI (EMO)

Belek ATAP (EMO)  
İtinim ATAM (EMO-ADANA)  
Fahir BİRİNGİL (EMO-BURSA)  
Vilâhîkül ÇFYİÜN (EMO)  
Süha ÇİDEMİR (EMO İSTANBUL)  
Ör.ör. ERYÖZ (EMO)  
Ayhan ÇİÇEK (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Aydoğan KAĞITÇI (EMO)

Atilla OKVAR (EMO)  
Vilâhîkül ÇFYİÜN (EMO)  
Fahir BİRİNGİL (EMO)  
Mehmet ÇAYIR (EMO)  
Hüseyin ÇİÇEK (EMO)  
Neon İZVAR (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Yusuf TİKALP (EMO)

Yusuf TİKALP (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Fahir BİRİNGİL (EMO)  
Mehmet ÇAYIR (EMO)  
Hüseyin ÇİÇEK (EMO)  
Neon İZVAR (EMO)  
Cahit ÇİÇEK (EMO)  
Yusuf TİKALP (EMO)

SOSYAL KURUL

Metin KUNTALP (EMO)  
Rıza AY (EMO)

Zeynep MALKOÇ (EMO)  
Güncien YARIM (EMO)

Not: Danışma Kurulu vs Bilim Kurulu alfabetik olarak düzenlenmiştir.

IMPROVED TECHNIQUE3 OF TRANSDUCER LINEARIZATION

K.Balasubramanian  
 Electrical and Electronics Engg. Dept.  
 Faculty of Engineering and Architecture  
 Cukurova University  
 01330 Adana. Turkey

Abstract

A software-based transducer linearizer suited for any type of non-linear transducer characteristics is reported. Also, a linearizer using active devices is described. Furthermore, a microprocessor based linearizer providing the linearized output for sixteen different transducers is presented.

I. Introduction

Transducers are generally non-linear in nature and many of them exhibit exponential transfer characteristics. In process control systems, the transduced signals are processed for proper monitoring and control operations or they are used for displaying purposes. Linearization of the transduced signal becomes important as to reduce the complexity of the hardware requirements for implementing these operations. Software-based transducer linearizers would be quite suited for the instrumentation systems involving microprocessors and real-time computers. As these systems already use the ADC and relevant peripheral devices, the software for the linearization process could easily be installed with the system. In the past, a software-based linearizer suited for transducers of exponential characteristics has been reported[1]. Now, a software technique suited for any type of non-linear characteristics is reported. Also, realization of a linearizer using an active circuit and another one using a microprocessor are presented.

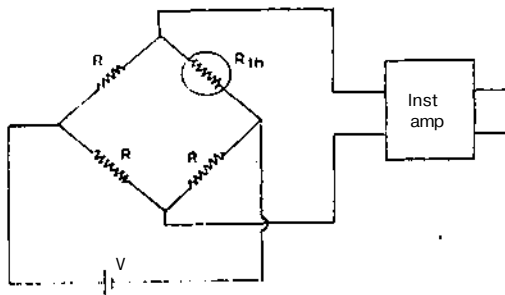


Fig 1 Temperature sensor circuit

II. A linearizer using active devices

An active circuit used for linearizing the characteristics of a thermistor is described in this section. Fig.1 illustrates the circuit diagram for the temperature pick-up and signal conditioning. As the resistance of the thermistor depends on temperature, an unbalance voltage generated in the bridge represents the temperature sensed by the thermistor. The bridge is balanced when the thermistor resistance  $R_{th}$  is equal to the resistance  $R$  used in other branches of the bridge. For the set gain of the instrumentation amplifier, the output lies in the range of  $+V_p$  to  $-V_n$  volts for the operating range of the input temperature in the range 0 to  $100^\circ\text{C}$  as shown in Fig.2. This variation in the voltage  $+V_p$  to  $-V_n$  volts is transformed graphically to a linear range of  $L_p$  to  $L_n$  volts respectively. The required transfer characteristics materializing this linearization process is shown in Fig.3. The non-linear transfer characteristics is made piecewise linear by considering several points on the curve as shown in Fig.3. The lines joining successive points in the curve follow closely the original characteristic curve. The transfer characteristics, thus linearized is realized by using operational amplifiers as shown in Fig.4. The slopes of various line segments are realized with the resistances as indicated.

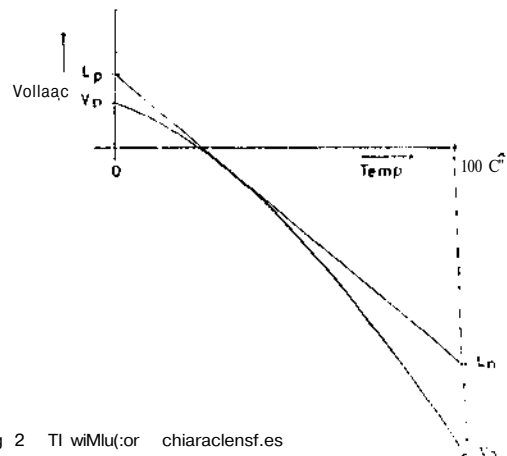


Fig 2 Transfer characteristics

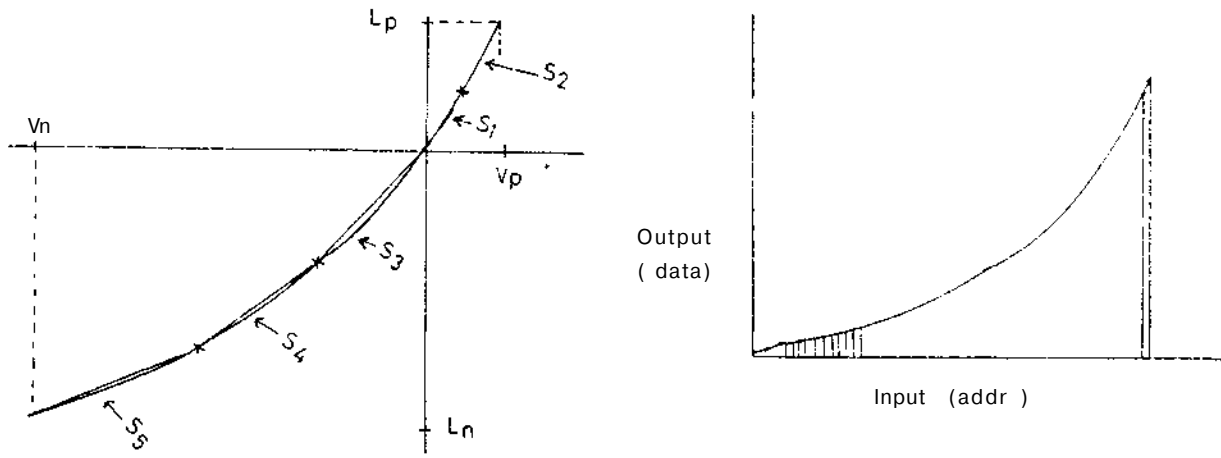


Fig.3 Transfer characteristics of linearizer

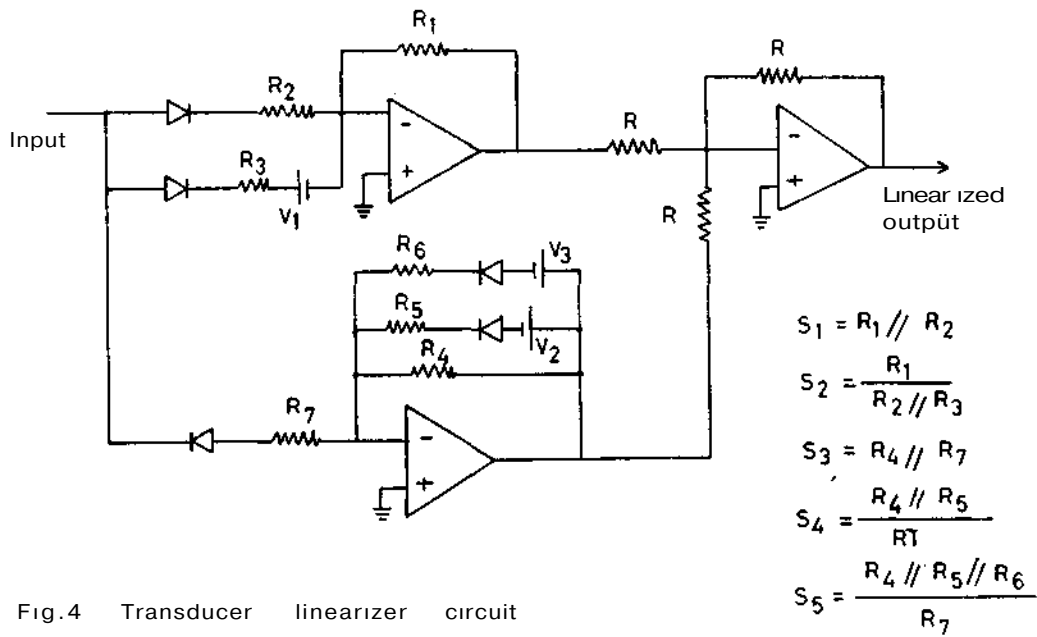


Fig.4 Transducer linearizer circuit

### III. Microprocessor-based linearizer

A cost effective microprocessor based linearizer is described in this section. The non-linear transfer characteristics shown in Fig.3 is transformed into uni-polar transfer characteristics as shown in Fig.5. This curve is sampled exactly at 256 regular intervals of input voltage and the corresponding output voltages are noted and tabulated. These sample values are stored in 256 successive locations of EPROM forming a page of memory. Thus, in a 4K memory space, lookup tables representing the transfer characteristics of the linearizers of 16 different transducers could be accommodated.

Fig.6 shows the microprocessor implementation for producing the linearized data for 16 different transducers. EPROM 2716 is organized for the lookup table and the monitor program is stored in 2717. A 16-channel multiplexer selects the analog input as commanded by the microprocessor. The microprocessor sends the selector data S3.S2.S1.S0 through the C port of 8155. The Analog to Digital Converter(ADC) in this implementation is realized using a Digital to Analog Converter and a comparator(DAC). Port A lines of 8155 feed the data to the DAC. The analog input of the selected channel is compared at the comparator Co and the output of the comparator is read to the processor through the SID line. The microprocessor performs the ADC operation by the successive approximation technique by sensing the SID line and driving the shifted successive data over the port A

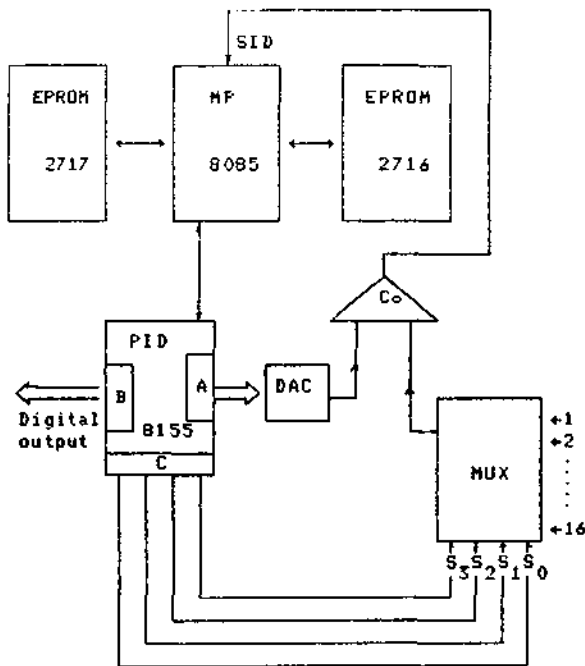


Fig.6. Microprocessor based linearizer

lines. The digital data thus generated is linearized by referring the lookup table. The address for the lookup table is generated by placing the ADC data in the L register of 8085 and loading the H register with appropriate data. The least significant nibble of the H register is obtained by placing the data sent over the C port viz S3.S2.S1.S0. The most significant nibble of the H register would contain that data needed for issuing the chip select signal to EPROM 2716. Memory mapping is done by accommodating the chips 2717, 2716 and 8155 in the spaces CH4K, 4K-8K and 8K-12K respectively. This makes the most significant nibble of the H register to be (01)H. The linearized data thus found is given as output through port B. As an alternative to issuing the selector inputs S3.S2.S1.S0 from the microprocessor, an external controller could issue this data for the selection of the appropriate analog input to the multiplexer.

### IV. Software linearizer

Most instrumentation systems involve in using computers or microcomputers for carrying out the various control operations. The peripheral devices such as ADC and DAC form the integral part of such systems. In these systems, the linearization of the transducers would be easily carried out by software techniques.

Referring to Fig.7, consider the non-linear transducer characteristics, say a thermistor, with the input range  $X_1$  to  $X_8$  producing the output range  $Y_1$  to  $Y_8$  respectively. Initially, the characteristic curve is sampled at eight equal intervals, and these sample values are read by the computer and

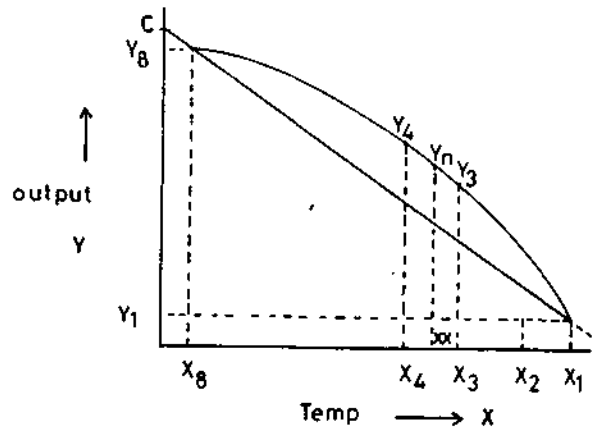


Fig.7. Linearizing curve

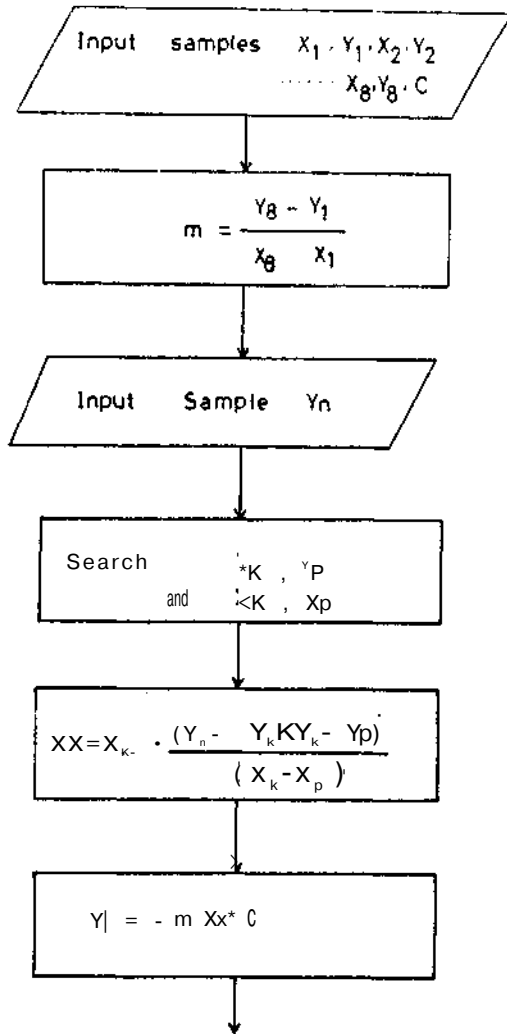


Fig.8. Linearizing algorithm.

stored in memory. The given sample value  $Y_n$ , at any instant, corresponding to a particular temperature  $x_x$  is read and the nearest linear sample points of  $Y$  on either side of  $Y_n$  are found. Then,

the slope of the linearized curve

$$m = (Y_8 - Y_1) / (X_8 - X_1) \quad \dots(1)$$

If the successive non-linear sample values corresponding to temperature inputs  $X_k$  and  $X_p$  are  $Y_k$  and  $Y_p$  respectively, then,

$$x_x = X_k + (Y_n - Y_k) * (X_p - X_k) / (Y_p - Y_k) \quad \dots(2)$$

and the linearized data for the determined  $x_x$  is given by

$$Y_l = -m * x_x + C \quad \dots(3)$$

Fig.8 shows the sequence of operations performed in computing the linearized output.

#### V. Conclusion

The active circuit linearizer reported here employs piece-wise linear approximation technique involving a small amount of error. This error could be minimized by considering more number of sample points in the characteristic curve by including more number of voltage sources and diodes in the circuit. The microprocessor implementation reported here accommodates sixteen different transducer characteristics. The capacity of the system could be expanded for more number of transducers by adding another programmed IPBDH. The software linearizer is quite suited to be accommodated in the instrumentation systems using the computers. Here, more number of sample points could be easily considered for minimizing the error.

#### Reference

/I/. D.Patranabis and D.Ghosh, "A novel software-based transducer linearizer", IEEE Trans. on Inst and Meas., Vol 38, No 6, Dec 1989, pp 1122-1126.

Osman AKIN<sup>†</sup> Rafet KOKSAL<sup>\*\*</sup>

<sup>†</sup>U.Ü. Elektronik Müh. Bölümü, BURSA

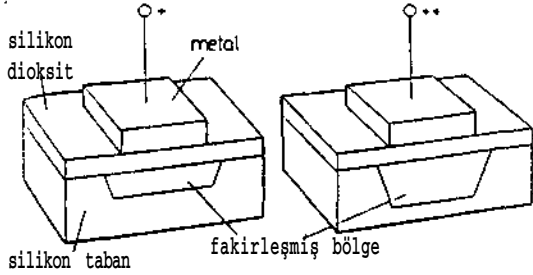
<sup>\*\*</sup>TRT Ankara Televizyonu, ANKARA

## ÖZET

Günümüzde, yarı iletken görüntüleme elemanları; kameralarda, robot teknolojisinde, şekil-karakter tanıma ve benzeri elektronik görüntüleme işlemlerinde gittikçe artan bir yoğunlukta kullanılmaya başlanmıştır. Burada; özellikle kameralarda görüntüleme elemanı olarak kullanılan vidikon, plumbicon, neyvicon...tüpler yerine yarı iletken teknolojisi ile üretilen CCD (Charge Coupled Device) görüntüleyicilerin tekniği incelenenektir. Üzerinde durulacak önemli noktalar dan biride çalışmaların yoğun bir şekilde devam ettiği CCD'deki görüntüleme hataları olacaktır.

### 1. TEMEL CCD ELEMANI

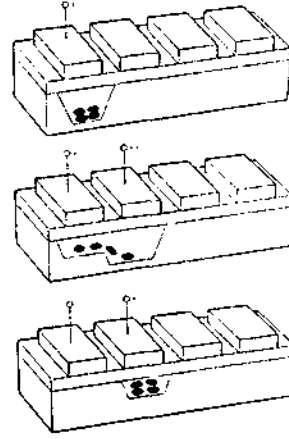
CCD elemanları basit bir yapıya sahip olup; kapı olarak adlandırılan polisilikon bir elektrod.silisyum dioksit bir yalıtkan ve P tipi silisyum tabandan meydana gelirler. CCD'nin temel prensibi, bir mercekle yoluyla yarı iletken parça üzerindeki sıralı foto duyuçular üzerine düşen ışığın optik enerjiden elektriksel yüke dönüştürülmesi esasına dayanır.



Şekil 1. Temel CCD Elemanı

Elektroda uygulanan pozitif gerilim sebebiyle artan elektrik alanı elektrot altında bir potansiyel çukuru (fakirleşmiş bölge) oluşturur. Işığa duyarlı bir malzeme olan silisyumdan geçen ışık fakirleşmiş bölgeye girdiğinde, foto bombardıman yoluyla kanal içerisinde şiddeti ile orantılı pozitif iyonlar ve negatif elektronlar oluşturur. Pozitif iyonlar P tabandaki negatif gerilim tarafından yutulurken, elektronlar elektrottaki pozitif gerilim tarafından çekilirler ve yük paketleri şekline gelirler. Fakat silisyum dioksit tabaka ile yalıtılmış kapıya ulaşamazlar.

Ardışık elektrotlar arasında bu yük paketlerini nakletmek için önce ikinci elektrot birinciden daha pozitif yapılır ve böylece birinci elektrot dan daha fazla yük çekilir. Birinci elektrot negatif veya nötr olduğunda ikinci elektrot yönünde ki tüm elektronlar çekilmiş olur. Benzer işlemler sonraki elektrotlar için tekrarlanır. Yük paketleri farklı değerler alabildiğinden CCD (yük taşıyıcı cihaz.) prensibi bir analog kayımlı yazıcı olarak göz önüne alınabilir.



Şekil 2. CCD'de Yük Transferi

### 2. CCD TİPLERİ VE YAPILARI

Fonksiyonu bir görüntüden gelen ışık bilgilerini elektriksel verilere çevirme olarak tanımlanan CCD elemanı üç değişik tipte gerçekleştirilebilmektedir. Alt bölümlerde bu üç farklı tip CCD ve yapıları incelenecektir.

#### 2.1. İT TİPİ CCD (INTERLINE TRANSFER CCD)

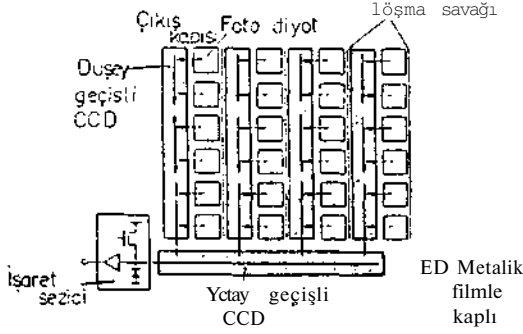
İT (Satırlararası geçişli) tip CCD; fotoelektrik dönüşüm ünitesi, düşey geçiş ünitesi ve işaret seçici ünitelerden oluşur. Foto-elektrik dönüşüm ünitesinde foto-duyuçular üzerlerine düşen ışığı elektriksel yüke çevirirler. Düşey geçiş ünitesinin fonksiyonu yükleri düşey karartma esnasında yatay geçiş ünitesine göndermektir. Yatay geçiş ünitesi ise yatay karartma esnasında tarama ünitesindeki



elektrik yüklerini işaret seziciye gönderir. İşaret sezici ünite bu elektrik yükleri bir kondansatörde depo edilir ve bir transistörün baz gerilimi olarak;

$$V_o = Q/C_{OV}$$

değerinde sezilir. Burada; "Q" işaret yükünün değeri, "C<sub>o</sub>" kondansatör kapasitesi ve "G<sub>v</sub>" FET kuvvetlendiricinin kazancıdır. /I/

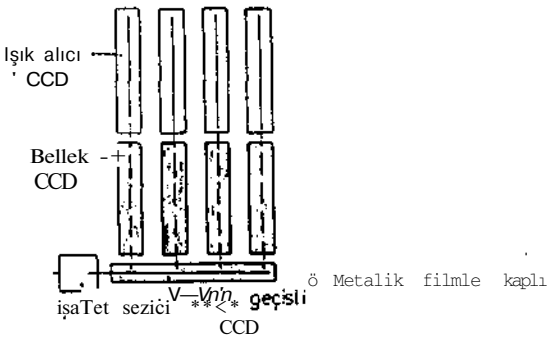


Şekil 3. İT tip CCD Yapısı

### 2.2. FT TİP CCD (FRAME TRANSFER CCD)

FT (çerçeve geçişli) tip; düşey geçişli CCD ve ışık alıcı CCD'nin birleştirilmesi sonucunda aktif görüntüleme bölgesi daha fazla sayıda eleman içerdiğinden geniş bir sayısal açıklığa sahiptir. Bu nedenle duyarlılığı daha iyi fakat üretimi zor ve maliyeti yüksektir. Örneğin FT tip CCD kullanan NXA 1011 entegresinde efektif eleman sayısı 604 (yatay) X 576 (düşey) olup her hücrenin boyutu 10µm (yatay) X 15,6 µm (düşey) dir. Toplam görüntüleme alanı ise 6,0 mm (yatay) X 4,5 mm (düşey) olmaktadır.

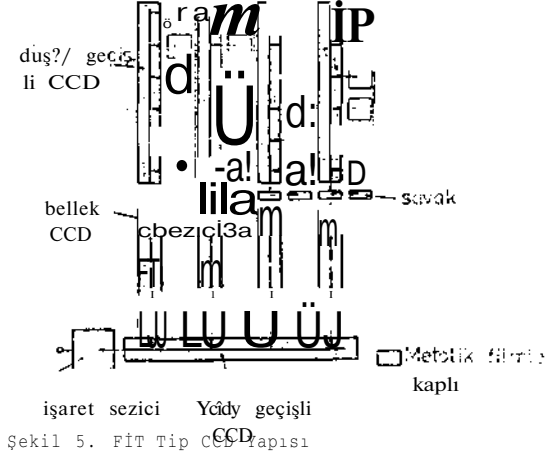
Foto-duyucu bölgede üretilen yük düşey karartma aralıklarında hızlıca ve çerçeve şeklinde bellek ünitesine transfer edilir. Bir sonraki resim için foto-duyucu bölge tamamen boşaltılır. Yatay karartma aralıklarında ise bellek ünitesindeki yükler işaret seziciye gönderilir.



Şekil 4. FT Tip CCD Yapısı

### 2.3. FIT TİP CCD (1-RAME 1-N'KRI.LİNE TRANSFER CCD)

FIT tip CCD; ışık alıcı CCD, düşey geçişli ecd, yatay geçişli CCD ve bellek CCD'den oluşur. FIT tip CCD'ye benzer olarak ışık alıcı ünite hariç diğer üniteler metalik alüminyum bir filmle kaplanmıştır. Bir alan süresince foto-duyucuların ürettiği yükler düşey karartma aralıklarında eku-nur ve derhal düşey geçişli CCD ünitesine bellek bölgesine transfer edilir.



Şekil 5. FIT Tip CCD Yapısı

### 3. CCD TEKNİĞİNDEKİ GÖRÜNTÜLEME PROBLEMLERİ

CCD Cihazları klasik tüplere göre birçok üstün özelliklere sahip olmasına rağmen tamamen kusursuzda değildir. Görüntüleme esnasında vevu CCD yapısından kaynaklanan problemler ve bunların indirgeme yöntemleri aşağıda açıklanmıştır!!!

#### 3.1. SPOT BÜYÜMESİ

Foto duyucular üzerine çok parlak bir ışık geldiğinde CCD'nin kapasitesi aşılar ve aşırı ışık kaybedilir. Bu yükler CCD'deki görüntüleme elemanları hücrelerini taşıyarak bitişik hücreye geçer. Bu yüksek parlak ışığın etrafında bir görüntü oluşur. Bu görüntüye sebep olur. Spot büyümesi parlayan ışık yükleri üzerine alan bir taşma savağı ile çözülebilir.

#### 3.2. LEKE

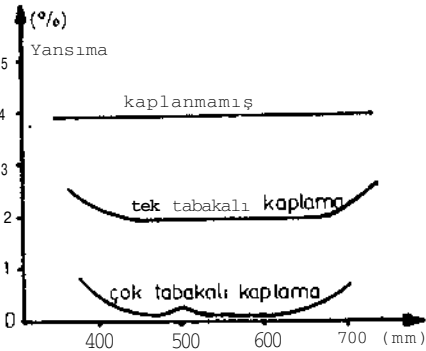
Leke satırların altında ve üstünde aşırı parlaklık sorunu olarak görülür. Spot büyümesinden farklı ışık çok güçlü olmadığıyla bile orijinal sıklığıdır. Bu hatanın oluşmasının nedenleri şunlardır :

- Yatay ve düşey pozisyondaki pikselden gelen yükler.
- Bütün yüklerin transfer edilmemiş bazı yüklerin kalması.
- Transfer sistemi.
- Bitişik hücreden yansıyan bir ışık.
- Hareketli cisimler.

yöntem kullanılmaktadır. Birinci yöntem, üretim prosesi esnasında durdurma difüzyonu olarak adlandırılan silisyum katkılı bazı dar kanafların pikseller arasında difüze edilmesidir. İkinci yöntem ise ne kadar if gerilimle beslenen ve bir pikselin kenarının üstünde yer alan elektrot bir kanal kullanılmaktadır.

#### İ.T. PARILTI

Parıltı; merceğe, prizma veya diğer optik ünitelerden yansıyan düzensiz ve istenmeyen ışıklardır. Ayrıca CCD yapısında tabakalar arasında yansıyan ışıklarda parıltı oluşturur. Yansımaları azaltmak için merceğe yüzeyi özel olarak kaplanır. Kaplama ışığın geçmesini arttıracak ve yansımaları azaltacak şekilde merceğin yüzeyinde ince bir film tabakası şeklindedir.



Şekil 6. Merceklere dalga boyuna ve kaplamaya göre yansımaların değişimi

Çok katlı kaplamalar tek katlı kaplamalara göre yansımaları önlemede daha etkilidir. Kaplama malzemesi olarak daha çok  $MgF_2$  kullanılır.

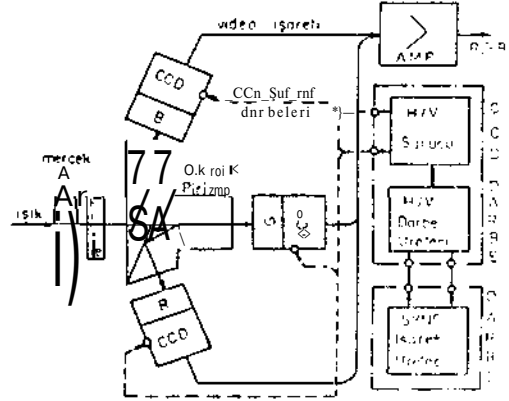
#### 3.4. MOİRE

CCD, kamera tübü gibi sürekli bir ışık alıcı tabakadan oluşmaz. Bunun yerine birbirinden ayrı foto duyuçulardan oluşur. Moire hataları sürekli olmayan fakat düzenli ve ayrı elemanlar olan CCD piksellerinin sonucudur. Bu karakteristik olay renkli çubuk bileşenler olarak ortaya çıkar. İstenmeyen işaret bileşenleri piksel sayısını artırarak indirgenebilir, tamamen yok edilemez. Bu nedenle yüksek frekanslı işaretlerin kontrol edilmesinde optik alçak geçiren filtrenin kullanılması zorunludur. Bu filtre, Nyquist frekansından daha yüksek frekanslı işaretleri bastırabilen bir çift kırılmalı kristal filtredir.

#### 4. CCD KAMERALARDA OPTİK BLOK

Optik sistem; merceğe, optik alçak geçiren filtre, dikroik prizma ve CCD modüllerinden oluşur. Kuvarzdan yapılmış optik alçak geçiren filtre merceğin arkasında yer alır ve kuvarzın çift kırılma etkisi moire olaylarını yaratan yüksek frekanslı işaretleri bastırır. Dikroik prizma, optik filtreden gelen ışığı tam

olarak RGB (kırmızı, yeşil, mavi) renkli ışıklara ayırır. RGB'den her biri için birer adet  $V_1$  piksel üzere; adet (V) nodulu JIM, "k" modülleri ışıklarına yerleştirilmiştir. CCD modülleri, DARBE ve CCD DARISI loklarındaki işaret üretkçerinde üretilen CCdH darbeler ve CCD-V darbeleri ile sürülürler. CCD modüllerinin V:deo işaretleri ise bir ön kuvvetlendiricide kuvvetlendirilir.



Şekil 7. CCD Kamerada Optik Blok

#### 5. CCD'DE DUYARLILIK

CCD'de duyarlılığın yüksek olması resim kalitesini arttıran bir etkidir. Bir CCD cihazında duyarlılık aşağıdaki faktörlere bağlıdır:

- Bir pikselin fiziksel boyutlarına: Foto-duyuru bölge büyüdükçe buraya giren ışık miktarı ve buna bağlı olarakta üretilen yük artmaktadır.
- Işığın (resmin) poz süresine
- Foto duyuçulu bölgeden yansıyan ışık miktarına
- Polisilikon ve silikondioksit tabaka tarafından yutulmuş ışık miktarına
- Geçiş esnasında kaybedilen yük miktarına
- Işığın dalga boyuna

#### 6. SONUÇLAR

##### CCD'İN ÜSTÜNLÜKLERİ :

- Hafif ve kompakt
- Sarsıntıya ve darbeye karşı dayanıklı
- Bakım kolaylığı
- Düşük güç tüketimi
- Yüksek duyarlılık ve S/N
- Geometrik Pistoriyon yok
- Hızlı çalışmaya başlama
- Düşük fiyat

##### CCD'İN KUSURLARI:

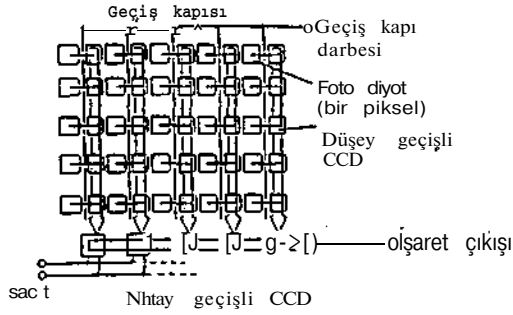
- Leke hataları
- Spot büyümesi
- Moire

##### KAMERA TÜBÜNÜN ÜSTÜNLÜKLERİ:

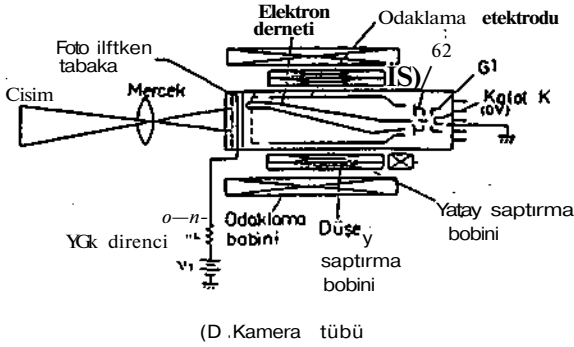
- Leke yok
- Moire yok

**KAMERA TÜBÜNÜN KUSURLARI :**

- Geometrik Distorsiyon
- Kullanım zorluğu
- Tübün periyodik olarak yenilenmesinin gerekliliği,
- Elektromagnetik alanlardaki görüntüleme hataları



(a) CCD



Şekil 8. CCD ve Kamera Tübünün Karşılaştırılması

CCD ve kamera tübü arasındaki farklar yukarıda özetlenmiştir. Görüldüğü gibi kamera tübü ile CCD arasındaki en büyük fark yapısalıdır. (Şekil 8) VLSI Teknolojisinin sağladığı üstünlükler sonucunda CCD yakın gelecekte tüm uygulamalarda kamera tübünün yerini alacaktır.

**REFERANSLAR :**

- İM Akın.O., Koksal,R., Geliştirilmiş bir görüntüleme elemanı: CCD, III Bilgisayar ve Haberleşme Sempozyumu, Bursa, 1991.
- III Levis.M.D., Kaspar.F.G., Color Imaging Using a Single CCD Area Array, IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-25, 1978, pp.102-107.
- İli Noll, A.M., Television Technology: Fundamentals and future prospects, Artech House, 1988,

pp.145-151.

İki Takakura, K., FIT Technology moves CCD cameras into the big leagues, Hitachi Denshi Ltd., NAB'90.

/5/ Sheldon, I., An Introduction to CCD technology, Sony broadcast, 1990.

/6/ Roberts, R.S., Television Engineering: A Practical Approach, part 1, 1987.

III Ukigaya.F., Yoshimura, Y., Ona.Y., Development of the last studio type CCD Camera for broadcast, Hitachi, 1990.

/8/ HL-53 Technical Information, Ikegami, 1987.

19/ Solid State image Sensors and Peripherals Integrated Circuits, Philips, Book PC 11, 1989.

H.Göymen\*, S.G.Burlan, S.Bakır\*, O.Atilla

\*Y.İ. Kocaeli Müh. Fak. Elektronik ve Haberleşme Bölümü. Kocaeli  
Vestel A.Ş. Ar-Ge Bölümü. Manisa

## ÖZET

Son zamanlarda flat panel TV diplaylerin gelişimine ilgi giderek artmaktadır. Bu tip diplayler, QU anda kullanılmakta olan CRT diplayler ile uygun bir şekilde rekabet edebilmelidir.

Bu makale de ME-PDP ve S3-PDP plaema diplay tipleri ve bunlara ilişkin problemler için bazı teknolojik çözümler tanımlanmıştır. Single-substrate AC plasma display için ince film ve kalın film teknikleri, self-ecan plasma display için meander elektrot (HE FDP), meander kanal (MC PDP) anlatılmıştır.

## BÖLÜM A. MONOCHROMS KIVIRIMLI (MKANDKR) TİP PLASMA DISPLAY PANEL

## I. Giriş

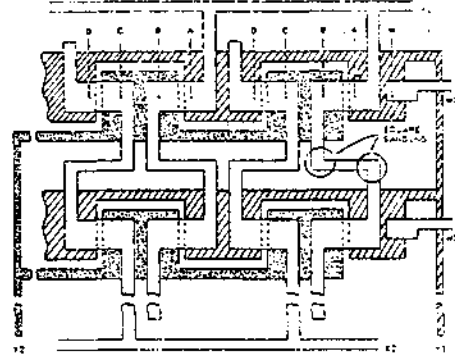
Günümüzde AC PDP'nin Cathode Ray Tube Display üzerine avantajları iyi bilinmektedir. AC PDP'nin düz yapısı ve matris adreslemesi optik bozulmayı ortadan kaldırırken, bellek özelliği, yükeek-bandgenişlikli haberleşmeyi ve hızlı buffer tazeleme gereksinimini ortadan kaldırır. Ayrıca bu teknoloji yüksek kontrastlı görüntü sağlar. Bu avantajlar distorsiyon düzeltme analog devrelerini ve pahalı belleği ortadan kaldırır ve özellikle yüksek kontrastlı display istenen yerlerde AC PDP, CRT ile fiyat, rekabeti yaratabilir.

AC FPDP'lerin sürücü devrelerinde basitlik amacı ile halihazırda kendinden ötelemeli (self-shift) teknik geliştirilmiştir. Bu FDP ailesi, panelin bir ucundan bilgi girerek ve komşu deşarj hücreleri arasında deşarj-ilişkili bağlantı kullanarak panel içerisinde seçilen display pozisyonuna bilgiyi öteleme tekniğini kullanır.

16 Pot/in den daha yüksek olmayan diğer kendinden ötelemeli PDF'ler için, display rezolusyonu ile ilgili problemleri çözmek amacı ile kendinden ötelemeli PDP'lerin kıvrımlı tip yapısı oluşturulmuştur. M PDF'ler iki grup X ve iki grup Y elektrotlarına sahiptir, bu nedenle elektrod croaoverlara gerek yoktur. Basit panel yapısı nedeni ile M-PDP'ler yüksek rezolusyonlu display için uygundur ve ayrıca düşük maliyet ile yüksek imalat potansiyeline sahiptir.

## II. PANEL YAPISI VE ELEKTROD KONFIGURASYONU

Şekil 1, kıvrımlı elektrodlu PDP için elektrod konfigurasyonunu gösterir.



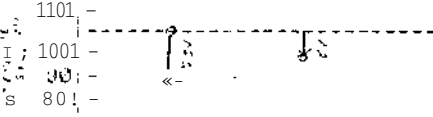
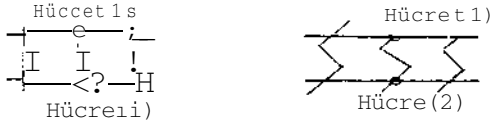
ŞEKİL 1. ME-PDP Elektrod Konfigurasyonu.

ME - PDP, "iki grup-iki grup" elektrod konfigurasyonuna sahiptir. Kıvrımlı modeide, X elektrotları simetrik iki gr,pp elektrodan ve Y elektrotları kıvrımlı yarıık ile ayrılmış iki grup el. troadan ibaret tir.

Kıvrımlı elektrod modeli uygulaması ile dört cesit hücre (iki grup X elektrodu ve iki grup Y elektrodu arasında düzenlenen A'lar, B'ler, C ler, D'ler) yatay doğru bir hat üzerinde periyodik olarak sıralanmıştır. Bu konfigurasyonda hücreler arası mesafe maksimum olduou için huere sıralamasının aynı doğrultuda olması bir ötelemeli kanalda aynı grubtaki iki komşu huere arasındaki bağlantıyı minimize eder. Bir ötelemeli kanalda hücreler arasındaki etki leşimi azaltmak için barrierlere gerek yoktur.

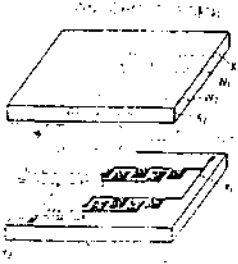
Elektrodlar boyunca deşarj spotunun yayılması deşarjlar arasında bağlantıya neden olur. Ötelemeli kanalların ortasında X elektrotlarının köseleri (square bendler) komşu ötelemeli kanaldan hücreler arasında X elektrotları bovinej mesafeyi artırmaktadır. Bu etki şekil 2 de görülebilir. Sonuç olarak, köselerin hücreler arasındaki etkileşimi azalttığı

grtürür. Bundan dolayı ötelemeli Kanallar arasındaki bariyerier ortadan r.sifiirriHhiir.



SEKİL 2. Bir komşu hücreden "hazırlama etkisi" üzerine köselerin etkisi.

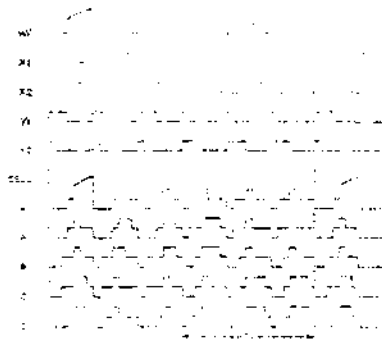
Sekil 3, basitlik için yalnızca iki display hattı ile ME-PDP'nin panel yapısını gösterir. Bu yapı elektrod modelleri dışında konvansiyoncl matris-adreslemeli AC POP niñ tamamen aynıdır.



SEKİL 3. Bariyersiz MK-PDP panel yapısı

### III. ÇALIŞMA PHENSİBT

Sekil 4, tipik dalga şeklini gösterir. fakat basitlik için darbe sayısı azaltılarak gösterilmiştir. Her hücrede gözlenen gerilim beş çeşit darbeden oluşur: Kontrol yazma, öteleme, sürdürme, silme darbeleri. Öteleme işlemi aşağıdaki şekilde yerine getirilir: Yazma elektroduna (W) uygulanan yazma darbesi (W hücrenin ateşleme geriliminden daha büyük seçilen darbe yüksekliğinden dolayı) W hücrede deşarjı başlatır. Daha sonra birkaç çevrim için deşarj sürdürülür. Sürdürme darbeleri ile aynı yüksekliğe sahip kontrol darbesi W hücrene uygulanır. Kontrol darbe genişliği hazırlama etkisini (priming effect) daha güçlü yapmak için ayarlanır. Bu etki bir ON hücrene komşu bir hücrenin ateşleme gerilimini daha düşürür. Çok dar darbe deşarjı zayıflattığından ve çok geniş darbe oar.ii tuttuğundan sonuç olarak komşu hücrelere sürüklenmeyi önlemek için kontrol darbe genişliği optimum değere ayarlanmış olmalıdır.



SEKİL 4a. Öteleme ve y.n."ma i- i "bi için sürme dalga şekilleri.



SEKİL 4b. Dioplay modu için sürme dalga şekli.

Kontrol darbesi ile bası; p.ti. hücrendeki deşarjlar, boşluk yut sayısı ile A hücrenini beelit. Amu zamanda, A hücreni bir öteleme V71-1-1 alır ve " hasırlama etkisi" yıldırdı. deşarjları başlatır. Öteleme mark-1-1 yalnızca " hazırlama etkisi" ni i- i " ve ötelemeye yardım edebilen .ü: ' > .- .- .- darbe serilerinin ilkidir.

Öteleme darbesi bütün A hücrelere uygulanmasına karşı yalnızca W hücrene rine komşu hücreleri ateşleyebilir. O; t; diğer A hücreleri öteleme gerilimini daha yüksek ateşleme gerilimine \*? \* i; olduğundan hasırılmamıştır.

Bir sonraki 'silme darbesi W hücre rini OFF durumuna döndürür ve A hücreni sürdürme darbesi ile deşarj r.ürür. A hücrendeki deşarjlar " hazırlama e' . k i; için B hücrene uygulanan ^te-1-1 darbesi ve A hücrene UVK11; U; III K-1-1 darbesinin her ikisi ile B hücre-ii: i duruma getirir. Ardışıl .j i s- n k y-1-1 silme darbesi ile A hücreni uf i- e döner. Daha sonra B hücreninin deşarjı birkaç çevrim için sürdürülür. B hücreninden B hücrene tamamlanmıştır.

Bu tarzda öteleme-ii r. y; il B hücre sağdan sola bir deşarj SP-M a-1-1 > A -> B -> U - . 1- . A - ' L - . Durağan display için. A - V -

İ. u lar^aı ov. - k r e i kânaı boyunca  
 - G l m iola bir "l- v a r j < p o t u ö t e l e n i r : W  
 - . A - ' B - . C - . D . > A - > B - ' . . .

Pur-iftarı dieplay için. A ve D  
 lücr'jleri arasındaki ileri geri deear.i  
 "pütu öteleme metoda kullanılır. Bu durum  
 Y: ye uygulanan il'; Y: e uygulanan darbe  
 katarının periyodik olarak değişimi ile  
 yerine getirilir. Bu metod ile dieplay  
 kalitesi geliştirilir çünkü ileri geri  
 ö'.elene deşarj spotu insan gözü  
 tarafından iki hücre üzerinde ışık spotu  
 olarak tanınır. Aynı zamanda dieplay  
 modu için çalışma gerilim sınırı öteleme  
 modundakine daima eşittir, çünkü bu iki  
 mod arasındaki çalışmalar öteleme yönü  
 dışında daima aynıdır.

Bir display modeli yeni bir display  
 modeli vermek amacıyla daha sonraki  
 öteleme işlemi için panelli silebilir  
 (shift off). Silme bütün display  
 bölgesine silme darbelerinin uygulanması  
 ile de yapılabilir.

Sonuç olarak, aşağıdaki şekilde  
 belirtilmiş olan beş çeşit darbe  
 gereklidir: öteleme ve sürdürme darbeleri  
 aynı yükseklik ve genişliğe sahiptir,  
 Kontrol ve silme darbeleri, sürdürme  
 darbeleri ile aynı yüksekliğe sahip fakat  
 daha dardır ve son olarak şekilde göste-  
 rildiği gibi modifiye edilmiş şekle sahip  
 olan yazma darbeci, aşırı yazmayı (half-  
 select writing gibi) ortadan kaldırır.

#### IV. SONUÇLAR

Diğer farklı AC PDP'lerin  
 parametreleri ile ME-PDP'nin dizayn  
 parametrelerini karşılaştırdık. Sonuçlar  
 bize kesin olarak gösterir ki, bu tip  
 yapı yüksek rezolusyonlu display  
 uygulamaları için uygundur.

ME-PDP. "iki gruba - iki grup"  
 elektrod konfigürasyonu ile karakterize  
 edilir ve elektrod crossoverları ve  
 bariyerleri gerektirmez.

BOLÜM B. RENKLİ TEK TABAKALI  
 SÜRDÜRMELİ PDP (SINGLE SUBSTRATE  
 SOSTAİNİNG PDP)

#### I. GİRİŞ

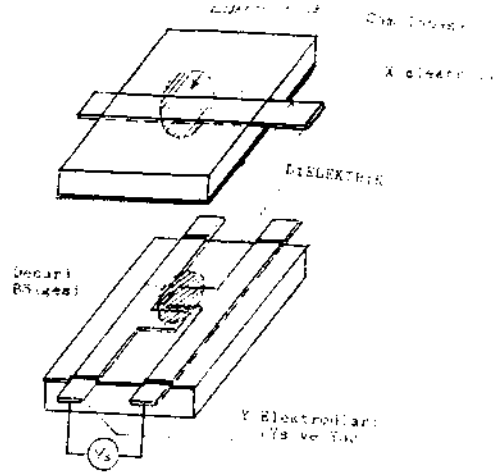
Büyük boyutla düz, renkli displayin  
 imalatı görüntü sistemlerinin gelişiminde  
 önemli bir adımdır. Bu yönden plasma  
 display paneller iyi bir çözüm olarak  
 görünmektedir. Bazı teknikler ve mevcut  
 panel yapıları, yoğunluğun ve renk  
 eaturasyonunun sınır koşullarının  
 belirlenmesi ile şimdiden geliştirilmiş  
 ve sunulmuştur. Burada renkli AC PDF  
 karakteristiklerini geliştirmek için çok  
 basit yapı çözümü verilmiştir.

Bu panellerin prensibi; luminophore  
 tozunu uyarmak için özel plasma gaz  
 deear.iinin ultra-violette yayılımını  
 kullanmaktan ibarettir. Bu tozun  
 kullanmayla bozulmasını minimize etmek ve  
 PDP'ye uzun ömür sağlamak için coplanaire  
 tekniği kullanılmıştır. Bu tip yapıda  
 deear.i ilk tabakada oluşturulmuş ve  
 luminophore tozu ikinci tabaka üzerine

y\*\*rJeşli riimisöian rü'tiu...  
 i coplanaire deşarjı mo,lu) ...  
 arasına yerleştirilmiş olan ...  
 deşarjı olarak ayrılmıştır.

#### II. PANKL, YAPICI VE KLKTKOD KONFIGURASYONU

Çok basit yapı olan birim  
 kullanacağımız S'-PDP. şekil ...  
 gösterilmiştir. Birine i tabaka üzerine Y  
 elektrodları (Ys ve Yx) bir coplanaire  
 sürdürme deşarjı oluşturmak için y...  
 tirilmiştir ve X adresleme ...  
 karşıt tabaka üzerinde dik olarak oluş-  
 turulmuştur. Bütün elektrodlar dielektrik  
 tabakalar ile kaplanmıştır. Luminophore  
 tozu renkleri oluşturmak için ikinci  
 tabakanın üst tarafında düzenlenmiştir.

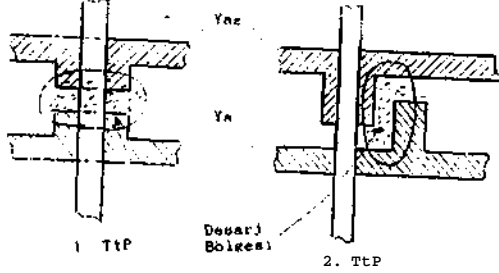


ŞEKİL 5. Coplanaire ü-> PDP yapı

Burada belirtmek isteri;; ki. moii'. or. rome  
 ve renkli PDF'nin yapısı a ras IIU'U'U' I res  
 fark, ikinci tabakanın um:T tar:-1 iivri  
 luminophore toz bir iki?, in in . m; --wi:J:r.  
 Elektrod konfigürasyonu »un.: "-hrom'i'r Fi'i'  
 konfigürasyonunu genel vlar'üü i ".ii-r. 'u  
 nedenle. HE-PDP de daha önce :11inan  
 sonuçların bazıları burada d.t  
 kullanılmıştır. Basitleştirilmiş  
 kıvrımlı elektrod yapısı coplanaire  
 tekniğe uyarlanmıştır, bundan dolayı  
 komşu satırları deşarjdan korumak için  
 bariyerler kullanmak gerekmez. Diğer  
 taraftan rezolusyon. her iki taraftaki  
 sürdürme elektrodları araşmdaki uzaklık  
 0.4 mm ye düşürülerek düeeitilir. i Bu  
 çözüm coplanaire sürdürme deşarj tekniği  
 sebebiyle mümkündür.)

Elektrodları kullanmak için. şekil  
 6.da gösterildiği eibi iki farklı  
 geometri vardır. Konvansiyonel yapıda il.  
 tip) Y elektrodlarının kıvrımları yuz  
 yüze yerleştirilmiştir. Yeni bir geometri  
 Ys elektrod kıvrımlarının Yas  
 elektrodlarından Kaydu-ilmacıyla  
 oluşturulmuştur. Bu tarzda X ve i  
 elektrodları arasındaki eiektriksel  
 bağlantı, deşarjların yerleşimi

elektrodlardan kaydırılmasıyla oluşturulmuştur. Bu tarzda X ve Y elektroduruları arasındaki elektriksel bağlantı. deşarjların yerleşimi geliştirilerek azaltılmıştır. Diğer taraftan deşarj. X elektroduruları tarafından maskelenmeyecek ve panelin luminansı daha iyi olacaktır.



SKKIL 6. SS-PDP elektrod geometrileri

Ayrıca, öteleme modunda kabara luminophore uyarılması tehlikesini ortadan kaldırmak için kendinden-öteleme tekniği yerine bireysel ortogonal adresleme tekniği seçilmiştir. Bu çözüm, adresleme arabirimini biraz güçleştirecektir fakat basit imalat teknolojisi, iyi ve uniform luminans, kontrast ve çok yüksek luminophore ömrü bunu telafi edecektir.

imalat teknolojisi ME-PDP ve S3-PDP'nin her ikisi için aynıdır ve aşağıdaki tekniğe dayanır:

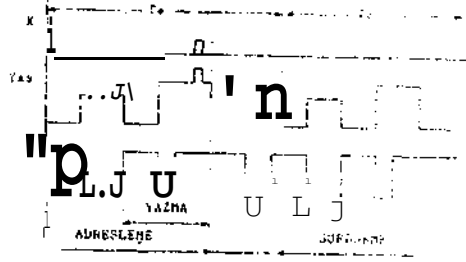
Tabaka olarak; buharlaştırma (evaporation) tekniği kullanılarak, üzerine aliminyum tozu depo edilmiş bir sodacalcique cam kullanılmıştır. Daha sonra photo-litografique tekniği kullanılarak elektroduruları onun üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Elektroduruları oluşturulduktan sonra, her iki tabaka serigraphic teknik kullanılarak dielektrik tabakayla kaplanmıştır. Bütün işlemler her iki tabaka için aynıdır, tek fark elektroduruları farklı geometrisinden ileri gelir, ön yüzeye ait X elektroduruları 60 um kalınlıklı lineer elektroduruları.Y elektroduruları kıvrımlıdır ve çift yoğunluktur. (Herbir X elektrodu için bir Ys ve Yas ). Bu nedenle Y elektrodurularının kalınlığı ek bir teknolojik zorluk yaratacağından 25 um civarındadır, fakat iyi bir rezolusyon sağlar.

ikinci tabakanın üet tarafına, özel photo-litografique tekniği kullanılarak üç luminophore (kırmızı, yeşil ve mavi) depo edilecektir.

iki tabakanın birleştirilmesi dikkatle yapılması gereken bir işlemdir. Çünkü ikinci tabaka birinci tabaka üzerine tam olarak merkezlenmelidir. İşlem, çok yaygın olan IC teknolojisinde optik düzenleme cihazları kullanarak bile kolayca yapılabilir. tki tabaka arasındaki havanın boşaltılması ve helyum karışımı ile doldurulması PDP'nin üretiminde son adımdır.

adresleme döngüsü bir kolon X -1 \*],1 r->, ve bir satır Yas elektroda " a 1 ^ 1 ^ yeralar ve iki Y elektrodu .. Vs v-; v-; ^ arasında deşarjı gerektirir \* \< , "rivü-- ^ coplanaire döngüsünün bir parçasıdır !....



SEKİL 7. S3-PDP için satır satır sürme dalga şekli

Bu sebeple adresleme elektroduruları K'yi süren özel yüksek gerilim II- sürülecektir ve bütün Ys elektroduruları birtek sürdürme yükaltıcine birlikte bağlanacaktır. Monochrome ve renkli PDP'ler için kullanılan adresleme üüri arasındaki fark sadece ikincinin daha yüksek sürme gerilimi 190 V civarında) ile beslenmesidir.

Tahminen, bu yapının kullanılmasıyla 22 us de adresleme satır döngüsü tamamlanabilir ve 60 iroage/saniye den daha yüksek bir frekans ile 768 satır adreslenebilir. Bu gerçekten iyi kalitede düs. renkli resim ..10.1 edebileceğini gösterir.

#### IV. SONUÇLAR

5u andaki renkli pr>P TV uygulamalarında kullanılmak için uygun değildir. Fakat onlar informaavonel tip uygulamalar için elverişlidir. Sonu- lar, PDP'nin yakın gelecekteki gelişmesi ile! yüksek rezolusyonlu TV yi de kapsayan çeşitli uygulamalar için onların uygun olabileceğini kesin olarak gösterir.

Renkli PDP'nin bu ceeidi monochrome PDPlerin iyi bilinen bütün avantajlarını korur: Büyük boyutlar, high defination. tam kararlı görüntü, düşük bozulma ve usun ömür. Bu yapı monochrome PDP lerdcki ile tamamen aynı teknolojinin kullanılmasına izin verir. Böyle basit yapısı sebr-bi ile S3-PDP, ME-PDP ile aynı yüksek imalat ve düşük fiyat potansiyeline sahiptir.

#### REFERANSLAR

- /1/ Shizio.A., Ken-Ichi. 0., Kazuo.Y., Self-Shift Plaema İtisplay Panele with Meander Electrodes or Meander Channels. IEEE Trans. on Electron Devıce, vol.ED.26.no.8, August 1979
- /2/ Plesko. P.. AC Plasma Display Technology Overview, Society tor Information Dieplay. Proc. SID.vol.20.1S79
- /3/ Rossnagel.S.M. .Cuon>, J.J., Westwood.W.D.. Handbook of Plasma Processing Technology, 1989
- /4/ Beidl. J.R.. Campagna.A High-Resolutuon Shift Panel. Society r'or Information Display Proc.SID.vol.20.1&79

# KESTİRME (DF) METODLARI VE BİLGİSAYAR DESTEKLİ İNTERFEROMETRY SİSTEMİ

Gökhan ÜNAL

Telsiz Genel Müdürlüğü/Ank.  
(Üzman-Elektronik Muh.)

Hakan F. KİP

AFKOM Mümessilük-Mühendislik LTD.Şti.  
(Elektronik Mühendisi)

## ÖZET

Monitoring teknikleriyle bir bütün olarak düşünülmesi gereken, DF "Direction Finder" ; Kestirme (yön bulma) sistemlerinde amaç, en doğru ve hızlı olarak ekonomik bir teknolojiyle herhangi bir elektromagnetik dalganın kaynağını tespit etmek ve konumunu izlemektir. Bunun için geliştirilen metotlar arasında doğruluk, duyarlılık ve modülasyon hassasiyeti başta olmak üzere farklılıklar bulunmaktadır. Bunlar karşılaştırıldığında, DF teknolojisinin son kuşağı olan "Correlative Interferometry" metodu birçok yönüyle günümüzde daha ideal görülmektedir. Bu metodu tamamamen bilgisayar destekli olarak geliştirilen mobil DF Kestirme sistemi, 20-1000 MHz frekans bandında yayın yapan istasyonların bulunmasında oldukça üstün sonuçlar vermektedir. Sistemin bilgisayar ve yazılıma dayalı olması yapılacak işlemlerin kapsamını daha da genişletirken, sistemde arıza nedeni olan donanım miktarını da asgariye indirmiştir.

## 1.GİRİŞ

DF Metodları, elektromagnetik alanda alınan bilgilerin özellikleri dikkate alınarak genlik veya faz duyarlı olmalarına göre sınıflandırılabilirler. Pratik operasyonlarda kullanılan DF anten sistemleri genellikle kompleks bir yapıdadır. Bu nedenle alan parametrelerinin belirlenmesinin eşzamanlı veya ardışık oluşuna göre metodlar arasında ikinci bir sınıflandırma yapılmaktadır. En çok kullanılan DF Metodlarından Vfatson Watt (Eşzamanlı operasyonda) ve Rotating (Ardışık operasyonda) genlik duyarlıdır. Interferometer (Eşzamanlı operasyonda) ve Doppler (Ardışık operasyonda) faz duyarlıdır. Buna göre en çok kullanılan sistemleri duyarlılık, doğruluk ve modülasyon parametrelerine göre inceleyerek;

### A. Duyarlılık:

"Correlative Interferometry" de "Ön alıcı sinyal işlemi" bulunmaz. Ayrıca anten sayısı, alıcı kanal sayısından büyük olduğundan "RF switching" işlemi de gereksizdir. Böylece tüm "sinyal işlemleri" sistemdeki gürültü şekli etkisiz olara yerde yapılır. Fakat; Doppler ve Watson Vfatson'da sistemin gürültü şeklini doğrudan etkileyen Doppler etkisi veya "Antenna Pattern" oluşturan sisteme gerekli bir "Ön alıcı sinyal işlemi" bulunur. "X" için "Antenna Arroy" (Anten tanzimi) esnekler. Zira, herhangi bir anten çeşidi ve "Tanzim biçimi"

kullanılabilir. Ayrıca başka bir anten modeji- ne ihtiyaç kalmaz. Hatta alçak kazançlı dipol ve monopollere gerekli yerlerde Vfatson Watt ve Doppler sistemlerine göre daha yüksek kazançlı anten kullanılabilir. Interferometry tekniğinde kullanılan Adcock dizaynı, etkin dipoller içerir. Bu dipoller Doppler ve Watson Watt sistemlerinde kullanılmaz. Neticede anten dizaynına yüksek kazanç dipolleri yerleştirildiğinde karşılıklı yüksek seviyede kuplaj üretilir ve bu yüksek seviyedeki kuplaj yüksek seviyede "Antenna Pattern" bozulmaları oluşturur. Antenna Pattern bozulmalarının geniş olması eski sistemlerde hoş görülmemektedir. Yani eski DF sistemlerinde genellikle alçak kazançlı anten tiplerine uygun duyarlılık eksikliği görülmektedir. Watson-Watt sisteminde "Antenna Arroy" sinyal çıkışları arasında sinüs ve kosünüs şekilleri oluşturmak zordur. Düşük frekanslarda elementler arasındaki elektriksel mesafe de azdır. İşte Watson-Watt DF sistem üreticilerinin herhangi bir frekans bölgesinin alçak seviyelerde daha iyi duyarlılık sağlamak için değişik "Antenna Arroy" ölçüleri önermelerinin ona nedeni de budur.

Doppler DF sisteminde yeterli doğruluğa ulaşır için "Arroy" yarıçapı artırılır. Bu durum, Doppler modülasyon band genişliğini ve sistemin doğruluğunu yükseltmektedir. Alıcı band genişliği de geniş olmalıdır. Fakat buna karşın, sistemin tümünün duyarlılığı azalmaktadır. Böylece, Doppler sisteminde doğruluk ile duyarlılık ters orantılıdır.

### B. Doğruluk:

"X - Correlative Interferometry" tekniğinde alınan bütün sinyallerin korunması hali, diğer metotlardan daha iyi bir Doğruluğun verilmesine sebep olur. Watson-Watt ve Doppler'de herhangi bir anten hatası (Antenna Error) "DF Error" c dönüştürülür ve bu hatalı bilgi tekrar faydalı hale getirilmez. Fakat, "X" tekniğinde, "Antenna Error" DF Error' o dönüştürülmemektedir. Bu nedenle ölçülen data'nın büyük bir kısmı doğrudur. "X" daha büyük "Arroy size" (Tanzim Şekilleri) larda kullanılabilir. Diğer metotlar küçük elemanlara sahip özel "circular arroy" kullanmak zorundadır.

### C. Modülasyon Hassasiyeti:

Bu hem DF Metod, hem de anlık "alma-ölçme kanalları" nın sayısı ile ilgili bir sorundur.



Temelde Correlative Interferometry ve Çift kanollu Watson-Watt modülasyon için çok iyi korunmuşlardır. Tek kanallı sistemlerde (SSB, wide-band-FM, ISB, PSK, ...vs.) herhangi bir kompleks modülasyon tipi pek iyi sonuç vermemektedir.

## 2-İTERFEROMETRY TEKNİĞİ

Correlative Interferometry tekniğinin DF sistemleri içinde yerde kullanılmaya yeni başlanmıştır. Bu yöntem önceleri, anten fonksiyon ve yapısının yer değişikliği zorunluluğu sebebiyle sadece hava sistemlerinde kullanılmıştır. Maliyeti çok yüksek olan hava sistemlerinde daha ekonomik ekonomik bir yöntem olduğundan uygulanmaya başlanmıştır. Yer DF Sistemleri bilgisayarsız tasarlandığından mümkün olduğunca, çok yüksek olan bilgi işlem masraflarından kaçınıldı. Ve böylece eski DF Sistemlerinde daha çok antene bağlı kalındı. Fakat son yıllarda bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler ve rekabet ortamının getirdiği sonuçlar içinde fiyatları anten teknolojisinin yanında oldukça düşük ve ekonomik bir seviyeye ulaştı. Bununla birlikte Correlative Interferometry metodunun yer sistemlerinde hava sistemleri kadar etkili olması için bir "nümeric processes" geliştirilmiştir.

Bu metod, aslında "DF process" üzerindeki önemli yükü antenden alıp, bilgisayarın digital kısmına vermiştir.

Bu teknikle bilgi kaybı önlenmiştir. Böylece en ideal netice alınabilmesi sağlanmıştır. Algılanan tüm sinyallerin korunması, datanın sürekli değerlendirilmede bulunmasına ve DF'in potansiyelinin daha da artmasına neden olur.

"Interferometry", A ve B gibi iki antene ulaşan sinyaller arasındaki faz farkını ölçerek çalışmaktadır.

## 3-BİLGİSAYAR KONTROLLÜ CORRELATIVE İTERFEROMETRY METODU

Bu sistemde, sinyal kestirme ve yer tespiti işlemleri aynı anda, birlikte yapılabilir. Hızlı tarama ve enerji belirleme metoduyla birlikte antende sinyal geliş yönü ölçümü yanında, seçilmiş ve sınırlandırılmış coğrafi sektörler arasında otomatik olarak sinyal belirlemesini de beraber gerçekleştirebilir.

Sistem, Kestirme DF alıcısı, tarama, anten düzeni, sinyal işlem modülü, bir IBM-PC/AT bilgisayarı, RF Front-End anahtarlamasıyla ünitelendirilmiştir. Bu DF Sisteminin en önemli özelliği, bilgisayar ve yazılımı dayalı çalışmasıyla işlem kapasitesi de genişlemiştir. Diğer sistem ve metodlara göre anten ve yeteneğiyle sınırlandırılmayarak, doğrudan anten bağımlılığı olmayan bir sistem haline getirilmiştir. Sistemin bilgisayar esaslı olmasıyla genişleyen işlem kapasitesi ile, arıza nedenlerinden olan donanım miktarı da oldukça azaltılmıştır. Donanım arızalarının, kart, modül veya bütün cihaz olarak operasyon halindeyken bile operatör tarafından giderilebilme olasılığı da artırılmıştır. Bu sistemde kullanılan düşük profilli DF anteni 20-1000 MHz'lik frekans bandında olan 11 adet monopolden ibarettir. Anten iki kısımdan oluşmuştur. Birinci bölüm olan antenin alt kısmında 5 monopolden oluşan 20-200 MHz'lik Low-bant

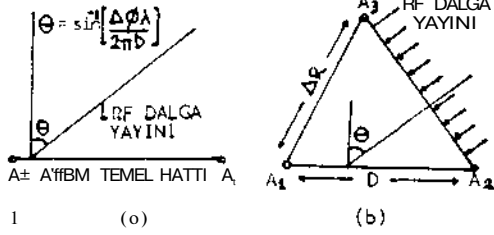
anteni, ikinci bölüm ise üst kısımda bulunan 6 monopolden oluşan 200-1000 MHz'lik High-Bant antenidir. Anten gereğinde, mobil bir istasyonunda fiber-glass radomla araç üzerine dillenebilir yapıda olabilir.

Monopol anten çiftlerinden, gelen sinyale göre DF işlemi için en uygunun belirlenmesi, RF Front End anahtarlama tekniği ile yapılmaktadır. Bu anahtarlama düzeninde gerekli geniş bir bantta, dinamik sınırlarda ve düşük güç harcayarak çalışma gerçekleştirilmektedir. Düzenlemedeki IBM-PC/AT bilgisayara bağlanabilecek printer, display, mass depolama cihazları, modem ve local area network gibi sistemi geliştirebilecek ekipmanlarla çalışma, kullanıcıya daha kapasiteli bir kullanım imkanı verirken, hafıza yeteneği ve hazırlanacak yazılımla da daha fonksiyonel çalışma olanağı sağlamaktadır. Sisteme eklenebilen tarama ve monitör görevleri, kayıt işlemleri, data link cihaz ve jamming düzenlemelerinin uygulamaları ile çok değişik amaçlı işlemlerin, merkezi bir işlemci ünitesi (CPU) ile kumanda edilmesi mümkündür. Kullanılacak Local Area Networks ile birçok operatör durumunda kestirme ve yön bulma cihazları irtibatlandırılabilir.

### A. Tekniği:

Sistemin iki önemli işlevinden biri olan tarama işleminde, DF uygulamasında da kullanılan hızlı kestirme ve DF yeteneğinde olun bir alman kullanılmaktadır. Bu alıcıyla beraber çok hızlı çift kanallı sinyal işlem modüllerinin parçası olan bir dedektör ünitesi de kullanılmıştır. Alıcı yüksek paralel bir interta-: yardımı ile kontrol edilmektedir. Düşük aralı-:1; a-arlı-: da sentesizör'ün işlem hızı 200 u\*.\*'den jzdir. Bu çalışmada sinyal kestirmesi, hem frekans hem de coğrafi sektör sınırlaması içindi; iki boyutlu olarak aynı anda yapılarak, kullanıcının ilgi duyulan bölge ve frekanslarda daha rahat çalışması sağlanıp, istenilen bilgiler daha rahat ve karıştırılmadan alınabilmektedir. Aktif sinyal belirlemesini takiben, otomatik ve hızlı DF uygulamasına geçilir. Bu işlemce frekans ve geliş yönü kestirilerek, sinyal data base'de depolanır. Bugüne kadar çok kılUsrulan Watson-Watt, Doppler ve Rotatiny metodları yanında Interferometry uygulaması daıc çok optik alanında uzun zaman ekonomik ve işlen hızı yüksek bilgisayarların teknik sınırlamaları içinde pek kullanılamamıştır. Bu teknolojiye performans düşüklüğü yapmasına rağmen daha çok Watson-Watt ve Oouplor daha yaygın kullanılmıştır. Burada kullanılan C-irrelatıve tnterteijmetry metoduyla 23-1000 MHz'lik bantta dohc iyi bir DF çalışması mümkündür.

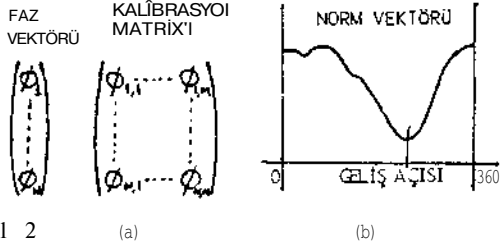
Gelen sinyal, t'Vekansmc baçii olarak belirlenen iki antenle alınıp, bu antenlere gelen aynı sinyal arasındaki faz farkı, karrelasye.n metoduna göre hafızada kalibrasyon .notri'i ilo karşılaştırılarak tespit edilebilmektejir. Belli bir faz açısı da ancak belirli bir yınd-n gelen sinyali ifade edeceğinden, ölçülen fa; n'ası sinyal geliş yönüne dönüştürülerek yayın yapor. verici istasyonun 0"J6C i ir te: v;rk; ul-: ".!..Tn hangi açısında olduğu tespit edilüiş olmal- tadır.



Şekil 1 (a)

(b)

Gelen sinyalin, her anten çifti ile oluşan faz farkları vektör değerli olarak Merkezi İşlem Ünitesi (CPU) belleğindeki kalibrasyon tabloları ile karşılaştırılır. Gerekli durun ve hesaplanalar şekil 1 (a),(b) ve 2 (a), (b)'de verilmiştir.



Şekil 2 (a)

(b)

Bu DF sisteminde kullanılmış olan Correlative İnterferometry sisteminin Watson-Watt ve Doppler metodlarına göre üstünlükleri şunlardır:

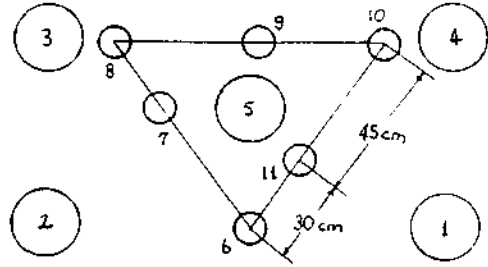
- Yüksek ölçüm hassasiyeti
- Yüksek hassasiyet ve geniş dinamik olan
- Yansımalarından çok düşük seviyede etkilenme
- Çok kısa süreli sinyallerin geliş yönünün ölçülebilmesi

#### B.Sistemin Çalışması ve Temel Unsurları:

Çalışan frekans aralıkları içinde bulunan telsiz sinyalleri DF anten elemanlarına kestirilir. DF ölçüm uygulamalarında, gelen dalga önünün faz karşılaştırması yapılması için RF Front-End anahtarlama düzeneğinden yararlanarak değişik anten çiftleri seçilir. Bu seçim işlemi sistem bilgisayarı ile kontrol edilir ve DF ölçümü için en uygun anten çifti belirlenerek çıkış Kestirme/DF alıcısının girişine uygulanır. Sayısal sentezisörlü akord düzeni ile frekans seçilir ve sinyal alıcının ilgili katına demodüle edilir.

Bu, neticede monitör edilmeye hazır durumdadır. Kestirilen dalga önüne ait faz bilgilerini kapsayan 21.4 MHz alıcı IF çıkışı sinyal işlem ünitesine uygulanır. Sistemin bilgisayarına bir kart şeklinde bağlanan sinyal işlem ünitesi SNR, bağımlı entegrasyon algoritması kullanılarak alıcının IF çıkışları arasındaki faz farkını hesaplar. Bu ölçümler çok düşük sinyal/gürültü oranı değerlerinde yapıldığından, sistemden çok iyi hassasiyetle neticeler alınır. Bulunan faz vektörleri sistemdeki bilgisayara sayısal formatta verildiğinde, Merkezi İşlem Ünitesi belleğindeki faz kalibrasyon tablosu değerleri ile karşılaştırılarak en uygun azimut değeri çok iyi bir hassasiyetle elde edilir.

#### B.1.RF Front-End Anahtarlama Düzeni:



Şekil 3 Anten düzeni üstten görünüşü.

DF ölçümü için gerekli anten elemanlarının seçimi ve devreye sokulmasını sağlar. Bu düzen tamamen solid-state bir switch matrix'ten oluşur. Tek ve çift kanallı alıcılar için çıkışlar sağlar ve kontrol amacıyla çok hızlı bir seri interface ile sistem bilgisayarına bağlanmıştır. DF Sistemlerinin konvansiyonellerinde pin-diode switch elemanları kullanılmasına rağmen burada kullanılacak bir Gallium Arsenit yapıda switch teknolojisiyle, yüksek bir dinamik alanda hızlı anahtarlama zamanıyla, oldukça geniş bir bantta az bir güç sarfiyatı özelliklerini elde etmek mümkün olacaktır. Çok az cmos seviyesinde güce gereksinim olduğundan antene monte edilenlerde güce pek gerek kalmayacak ve bu da yüksek güvenilirlik temin edecektir.

#### B.2.Kestirme/DF Alıcısı:

Tek ve çift kanallı çeşitli alıcılar kullanılabilir. Bu sistemde Sinyal İşlem Modülüyle Interface olabilmeye amacıyla seçilen alıcının do 21.4 MHz frekansında IF çıkışı üretmelidir. Daha iyi sonuç alabilmek için kullanılan çift kanallı alıcı cihazında bir adet sentezisörlü Lokal osilatörden sürülen iki tane paralel Tuner/Mixer/IF amplifikatörü de bulunmaktadır. 20-1000 MHz frekans bandındaki bu cihaz, RF sinyal ön seçim (preseleksiyon) özelliğinde ve dinamik bir alana sahiptir. İkinci seviye IP +45 dBm ve üçüncü seviye IP'de ise +5 dBm durumundadır. Akortlamayı cevaplama süresi 1 milisaniye olup GM, FM ve CW demodüle ses çıkışları vermektedir.

#### B.3.Sinyal İşlem Modülü:

IBM-PC/AT ve ona uyumlu tüm temel şasiilere uygulanabilen bir yapıya sahiptir. Gücünü bilgisayarın şasisinden almaktadır. Bu ünite bilgisayara RS-232 seri interface'si ile bağlanmıştır. Buradan tek ve çift kanallı sistemler beslenmektedir. Modül dizaynında, çalışan sistem firmvare'ini kapsayan INTEL 8096 mikroişlemci kullanılmıştır. Bu modülde SNR'yi temel alan bir algoritma kullanılmaktadır. Bu da çok düşük seviyede sinyal/gürültü (SNR) oranında faz ölçümüyle sistem hassasiyetini artırmaktadır. Burada bulunan çok hızlı paralel interface ile alıcının bilgisayar klavyesinden manuel ve otomatik kontrol imkanı vermektedir.

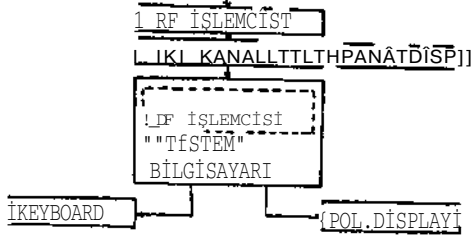
#### B.4.Merkezi İşlem Ünitesi (CPU):

Bu Kestirme ve DF sistemine IBM-PC/AT uyumlu bir bilgisayar kolaylıkla kullanılabilir. Sistemin ya-

zilimi taşınabilir. Sinyal işlem modülü de standart ana şasideki kart yerine takılmaktadır. Çok çeşitli çevresel ekipman ve yanlım programı sisteme uyumlu olarak kullanılabilir.

#### DÜŞÜK PROFİLLİ DF ANTENİ

0-1000 MHz



Şekil 4 Hareketli bir DF sistemi blok diyagramı.

#### C. İşletilmesi:

Bu sistem değişik fonksiyonları da kapsayacak şekilde iki temel çalışma şeklinde kullanılabilir. Bunlardan Kestirme (Intercept) çalışmasında çok hızlı tarama ve sinyal belirleyici işlemleriyle, bulunması ve geliş açısı (DOA) ölçümü otomatik olarak yapılmaktadır. Az hatalı ve oldukça hassas neticeler elde edilmektedir. Sinyal tespit işlemi de iki ayrı şekilde yapılmaktadır. Birincisi, belirlenen f, -f, frekans aralığında belli kademelerde sürekli taramayla, ikincisi, özel olarak belirlenen frekanslarda ayrı ayrı tarama (House-visits-ev ziyaretleri denilen frekansları inceleme) şeklinde gerçekleştirilir. Bu çalışmada operatör, görüntülenen bilgileri seçme, iptal ve yeniden başlama fonksiyonlarıyla çok rahat bir kullanım içinde araştırma yapabilmektedir. Ayrıca sinyalin en etkin şekilde yakalanması ve ekranda görüntüleme işlemi birlikte yapılmaktadır. Bu Kestirme metodu bir yönden de operatöre, yapılacak görevlerin görüntülü bir listesini "Worksheet" vermektedir.

Monitör çalışma ise ilgi duyulan sinyali çok daha detaylı inceleme imkanı verir. Bu durumda manuel alıcı kontrolü, elde edilen bilgilerin histogram görüntüsü ve grafik bilgi analiziyle sürekli bir monitoring olanağı vermektedir.

#### 4-SONUÇ

DF Metodları arasında artık ekonomik bir teknoloji ile gerçekleştirilen Correlative Interferometry Sistemi daha pratik bir uygulama durumundadır ve bu metodun kullanıldığı bir sistemle 20-1000 MHz frekans bandında çok iyi bir DF operasyonu gerçekleştirilmektedir. Gelen sinyal, frekansa bağlı olarak seçilen iki antenle alınmakta ve bunlara gelen aynı sinyal arasında meydana gelen faz farkı, vektörel değerler olarak sistemdeki bilgisayarın belleğindeki kalibrasyon matrix'i ile karşılaştırılarak tespit edilmektedir.

Belirli bir faz açısı da ancak belli yönden gelen sinyali ifade edeceğinden, ölçülen faz açısı;

bilgisayarda gerekli hesaplamalarla sinyal geliş yönüne dönüştürülerek, yayın yapan verici istasyonun 0-360 tarama alanının hangi açısında olduğunu tespit etmektedir. Bu suretle yayın yapan istasyonun yönü bir yönden derece olarak belirlenebilmektedir. Kesin netice için ise, 2-3 ayrı yerden aynı zamanda Kestirme işlemi yapmak gerekmektedir.

#### Referanslar:

- /1/ Intercept and Direction Finding System Model 1000 Zeta Laboratories Inc. Ca.USA October 88
  - 121 CCIR Handbook For Monitoring Stations Genova 1988
  - /3/ News From Rohde and Schvarz, 123-127/4, Munich 1988-90
  - /4/ TGM Haber Bültenleri,- Telsiz Genel Müdürlüğü Ank.1989-91
  - /5/ Recommendations and Reports of the CCIR Study Group 1, Spectrum Utilization and Monitoring, Genova 1986
- Ibl Direction Finding Principle, Thomson-CSF-Selection Genova January 1986

1991 G.ÜNAL - H.F.KİP

## MİKROİŞLEMCI KONTROLLÜ PROGRAMLANABİLİR ŞASE TEST SİSTEMİ

M. Fikret ERCAN, Prof. Dr. Kemal ÖZMEHMET

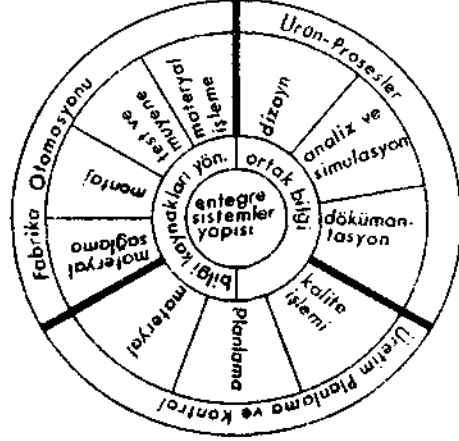
Dokuz Eylül Üniv. Elektrik ve Elektronik Müh. Böl. İZMİR

### ÖZET

Çalışma şekli kullanıcı tarafından programlanabilen bir şase test sistemi geliştirilmiştir. Elektronik endüstrinin de üretilen cihazların yine elektronik yöntemlerle test edilmesi gerekmektedir. Bu testler üretimin akışı esnasında yapıldığından hem kısa sürede, hemde hassas bir biçimde yapılması gerekmektedir. Bilinen ölçüm cihazları ve test jikleri genel testleri yapabilmekte ancak şaseye has özel testleri üretin esnasında yapabilmek için özel bir sistem gerekmektedir. Bu amaçla geliştirilen sistem mikro işlemci kontrollü olup 32 kanal analog sinyal ölçüm girişi 10 kanal frekans ölçüm girişi, 1 kanal RMS ölçüm girişi bulunmaktadır. Sistem, testi yapılacak cihazın test koşullarını otomatik olarak hazırlamakta ve test noktalarında okunması gereken değerler önceden belirlenen akış programına göre sırasıyla alınmaktadır. Ölçüm ve test sonuçlarının bilgisayara aktarılabilmesi sayesinde istatistik veriler elde edilebilmektedir.

### 1. GİRİŞ

1980'lerin başında üretimin düşüklüğü Amerikan endüstrisinin ana problemiydi. Üretimi arttırmak için, endüstri daha komputere edilmiş otomasyonu üretimde uygulamaya çalıştı / 1 /. Bu da bilgisayar kontrollü makinelerin, üretim hatlarında ki endüstriyel robotların ve yeni teknolojilerin artmasına sebep oldu. Fabrika üretim tekniklerinde ve yönetimindeki devrimsel değişiklikler, benzersiz bilgisayar kontrollü sistemlerin üretim işlemlerine konması ihtiyacını doğurdu. Gelecekte fabrikadaki ürün dizaynından, üretim, montaj ve test işlemlerine kadar her süreç bilgisayarlar robotlar ve akıllı sistemler tarafından izlenecek ve yapılacaktır. Bütün bu gelişmeler CİM (Computer Integrated Manufacturing) kavramını gündeme getirmiştir. Sekil-1 CİM halkasını oluşturan elemanları göstermektedir / 2 /. Bu çalışma bilgisayar destekli üretimde test ve ölçümün, elektronik endüstrisindeki bir uygulamasıdır.



Sekil-1-1. CİM halkasının yapısı

Artık günlük hayatın bir parçası olan bilgisayarlar test, ölçüm, kûlibrasyon ve kalite kontrol işlemlerinde rahatlıkla kullanılabilmektedir. Geliştirilen sistemin avatajlarını şöyle sıralayabiliriz.

- Düşük fiyat
- Yüksek hassasiyet
- Süratli test ve ölçüm
- Toleranslarla karşılaştırabilme
- İstatistikî bilgiler verme

Bilinen test ve ölçüm sistemleri, kısa devre açık devre testi, devre elemanlarının değerleri ve toleranslarının testi, gibi standart testleri yapabilmektedir. Ancak tasarlanan şasenin özelliklerine göre yapılması gereken testler elle yapılmakta veya her bir şase için ayrı bir test jigi dizayn edilmektedir. Testler sırasında hata yapma olasılığı çok yüksek olduğu gibi verim düşük, harcanan zaman da oldukça fazladır.

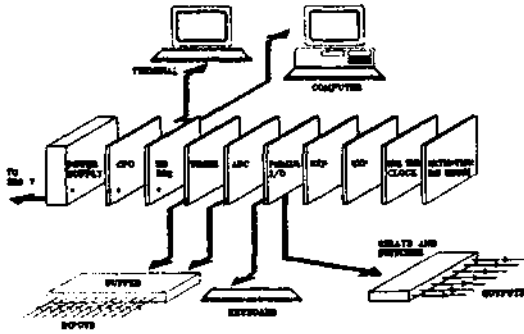
Geliştirilen sistem ölçümler sırasında şaseye uygulanması gereken sinyal, gerilim ve akım kaynaklarını istenilen sırada bağlayabilir ve her adımda yapılması gereken ölçümleri yapabilir. Bir model şasenin testleri için sistemin bir

kez programlanması yeterlidir. Böylece her değişik model şasesinin testi için ayrı bir sistem hazırlamak yerine, yalnızca sistemin programını değiştirerek ölçümleri yapmak son derece verimli olmaktadır.

Mikroişlemcili sistemlerin diğerlerine karşı en önemli üstünlüğü donanım aynı kalmak üzere, sadece yazılımı geliştirerek fonksiyonların arttırılabilmesidir. Bu da mühendislik ve fabrikasyon fiatlarını önemli ölçüde düşürür / 3 /.

## 2. SİSTEMİN ÇALIŞMASI

Şekil-2 de genel yapısı gösterilen bu sistem 32 kanal Analog sinyal girişi içermektedir. Bu girişler ölçümlerdeki hatayı azaltmak için seviye gruplarına ayrılmıştır. Çok hassas olmayan ölçümler için 24 kanal B bitlik ADC'ler, hassas ölçümler içinse 8 kanal 12 bitlik ADC'ler kullanılmıştır. Böylece toplam ölçüm aralığı 8 bit için 256, 12 bit için 4096 parçaya bölünmüş olur ki bu da hassas bir ölçüm yapabilmek için yeterlidir. Analogtan dijitale dönüştürülen giriş verileri mikroişlemciye aktarılır. Mikroişlemci her noktadan, birden fazla örnek alıp bellekte depolar, daha sonra bu değerlerin ortalamasını alarak beklenen değerlerle toleransları göz önünde bulundurarak kıyaslar. Eğer ölçüm yapılan noktalarda beklenen değerler yoksa, bu noktalardan birkez daha ölçüm yapılır ve sonuçlar bir terminal ekranında gösterilir.



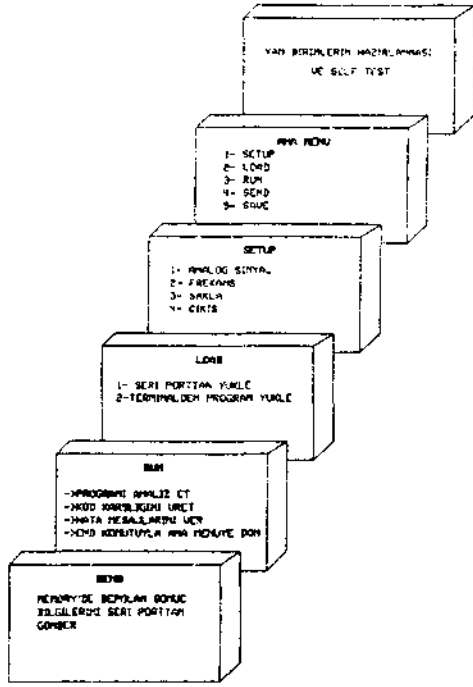
Şekil-2 Sistemin iç yapısı

Ölçümü yapılacak şasedeki her hancı bu noktanın frekansını ölçmek için 10 kanal sayıcı girişi sağlanmıştır. Sayıcılar 4 Mhz frekanslarına kadar sayılabilelerinden hata oranı çok düşüktür. O.İha yüksek frekanslardaki sinyaller için devresinde bölünür. bölmeden kaynaklanan ölçüm hataları Uz' ler mertebesinde olduğundan bu hata Mhz' lerin yanında ihmal edilir düzeydedir.

Terminal keyboard' una paralel ballanan bir bareode okuyucu vo sisteme eklenen bir gerçek zaman gösterici devre ile testlerin hangi gün ve saatte yapıldığını ve ölçümü yapılan şasesinin nuri nosutunu tesbit etmek mümkündür. Bu bilgiler test işlemleri başlamadan önce çiraiir, rior sisteme eç. bej. lç. ünitte' ai ba^larıBi:~;1 ölçüm sonuçları burada depolanır »o terminalden SEND komutu verildiğindi.; butun bilgiler ikinci bir seri port aracılığıyla, ASCII formatında bi bi'-.ayara gönderilir. Eğer ek beliook ünitesi kullanılmayacaksa sistem bilgisayarla mı 1 ine olarak çalışır. Böylece üretim sırasındaki yapılan testleri ve sonuçlarını ufaaktan izlemek ve kontrol etmek mümkündür. Böylece Üretimdeki herhangi bir aksaklığın anında görüntülemek mümkün olabileceği gibi üretimin durumu ile ilgili tur takım istatistik verileri almakta da derece kolaydır.

Şekil-3 de sistemin çalışması gösterilmiştir. Yan birimlerin hazırlanması v> 3 sistemin kendi keulünü te;t LMHC.I :.1.. başlanır. Ana menu kullamı y-ı S.L; .CC.. nek sunmaktadır. 'SET UI' ' ;i";c.1'1'1 inle ölçülecek analog sinyaller ve frekanslarla ilgili bilgiler verilir. Burada H.m;1 .sinyal hangi giriş kanalına bağlanıyoi ;i toleransları max'm'im dp.^erleri Vf: sinyal in isai verilerek tanımlanır. 'ŞAVK' komutu ile tanımlar hem bel I ok t o makl.ıııı , hem de seri haborlarjme portlarında bilgisayarla gönderiiii'. 'LOAD' seçeneği seçildiğinde seri porttan bir pro>ra:n yükleneceği veya terminal ararlll>;ıy i> bir program yazılacağı anlaşılır. 'HUN' seçeneğinde terminalden veya seri portlan yüklenen program çalıştırılır.

'SEND' komutu terminalden yakılan bir program vt;ya ek beil^V ünitesi v.iii.t burada depolanan ölçüm sonuçlarını, bilgisayara ündtiraolcte kullanılır. Aşağıda bu sistemle yapılan bir denae ölçümünün sonuçları sunulmuştur.



Sekil-3. Sistemin çalışma şekli

ölçüm:1 Analog ölçümler Sayfa:1  
Tarih: 10/6/91 Saat: 16:02  
Şase No: 346578

Port	ölçüm (volt)	Norm.	Tol.	Sonuç
Sinval0	0.000	0.000	X0.0	O.K.,
Sinyali	0.000	0.000	%0.0	0.K.
Sinya12	0.000	0.000	%0.0	0.K.
3MPS	112.500	115.0	%5.0	0.K.
TDA4601	12.000	12.0	%5.0	0.K.
S7ND BY	5.000	5.0	565.0	0.K.
3AND1	11.05	12.0	%20.0	0.K.
BAND2	10.20	12.0	%20.0	0.K.

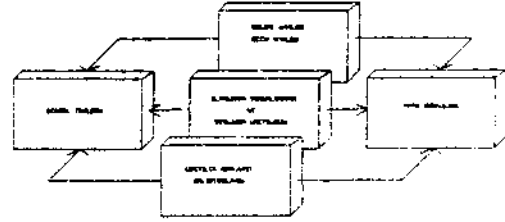
ölçüm:2 Frekans Ölçümleri Sayfa:1  
Tarih: 10/6/91 Saat: 16:15  
Şase No: 346578

Port	ölçür(KHz)	Norm.	Tol.	Sonuç
Frekans0	0.000	0.000	%0.0	O.K.
Frekans1	0.000	0.000	X0.0	O.K.
Frekans2	0.000	0.000	%0.0	O.K.
Frekans3	0.000	0.000	%0.0	O.K.
HOSC	15.650	15.650	%2.0	O.K.
DENEME1	1234.98	1500.0	%5.0	Err.
DENEME2	1500.00	1500.0	%5.0	O.K.
Frekans7	0.000	0.000	%0.0	O.K.

Sistem tanımlanan noktalardaki ölçün sonuçlarını verilen toleranslarla karşılaştırarak ölçülen sinyalin doğru veya yanlış olduğuna karar verir. 1.5 MHz lik bir deneae frekansı iki sayıcı girişi için tanımlanmış ve birinin>; 1.5 MHz değerine ise yaklaşık 1.2 MHz uygulanmıştır. Toleransların altındaki bu ölçün için hata mesajı, diğeri için ise normal mesajı alınmıştır.

### 3. SİSTEMİN YAZILIMI

Sistemin en önemli özelliği programlarla-bilir olmasıdır. Yazılan bir programın çözülmesi ve istenilen işlemlerin sisteme-yaptırılması belirli adımlarla olmaktadır. Bu genel program çözme mantığı ile ileride sisteme yeni konutlar eklemek son derece kolaydır. Sekil-4 programın analiz ve çalıştırılması aşamalarını göstermektedir.



Sekil-b. Programın analizi ve çalıştırılması

Kelime analizi ve dizin (isyMii) analizi girilen program satırlarını bloklar halinde alıp, seçici tahlosuyla karşılaştırarak, ilk aşamada komutların doğru girilip girilmediğini kontrol eder. Eğer hatalar varsa kullanıcı uyarılır. İkinci adımda bu bloklar teker teker yorumlanarak anlamları çıkarılır ve gerekli kod karşılıkları üretilir. Son aşamada da bu kodlar çalıştırılır / A /.

### 4. SONUÇLAR

Programlanabilir bir şase test sistemi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Bu sistemle yapılan bir test, şasenin yerleştirilmesi, ölçümün yapılması, sonuçların bilgisayara gönderilmesi ve şasenin çıkarılması aşamalarını içerir ve bu süre maximum 3.5 dakika sürmektedir. Elle yapılan ve mikroişlemci kontrollü olmayan sistemde ise bu ölçümler minimum 6.5 dakika sürmektedir, ölçümler tamamen dijital olarak yapıp sonuçları hafızada

saklandığından hata olasılığı oldukça düşüktür. Günlük sonuçlar değerlendirilerek, üretimin durumu hata oranı ve sebepleri kolayca belirlenebilir. Daha büyük kapasiteli bellek ünitesi, süratli çalışan bir mikroişlemci ve daha çok giriş/çıkış ünitesi konarak sistesin pek çok değişik testi aynı anda yapması sağlanabilir. Böylece herhangi bir şasenin ve ona bağlı diğer kartların testleri aynı anda yapılmış olur.

Siste» yapılacak bir takım ilaveler ve geri beslemelerle, ölçüm ve testlerle birlikte şasenin kalibrasyon ve ayarlarını da otomatik olarak yapabilir. Ayrıca yazılımı geliştirerek yeni komutlar ve fonksiyonlar eklemek mümkündür.

#### REFERANSLAR:

- /1/ Koren.Y. .Computer Control of Manufacturing Systems, Mcgraw-hill, 1986.
- /2/ Bertain, L. , Hales,L., A program guide for CIM implementation, SME, 1987.
- /3/ Heaton, James E., The Expanding Role of Personel Computers in Manufacturing, SME, 1986.
- /4/ Biggerstaff, Ted J., System Software Tools, Prentice-Hall International, 1986.

Tuncay UZUN, Herman SEDEF, Refik ALBAYRAK, Sezgin ALSAN"

Yıldız Üniversitesi, Elektronik ve Hab. Müh. Bölümü, İstanbul  
Marmara Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, İstanbul

## ÖZET

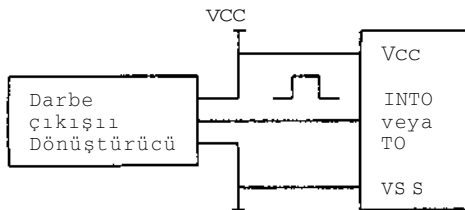
Mikrodenetleyiciler, günümüzde akıllı ölçme ve denetim birimlerinde çok yaygın olarak kullanılan özel tümleşik devrelerdir. Mikrodenetleyiciler sayısal ve örneksel işaretlerin ölçümü ve denetimi için özellikle geliştirilmiş bir donanım ve yazılıma sahiptirler.

Frekans ve periyot ölçümü, bir çok olayın ölçümü ve denetimi sırasında çoğunlukla karşılaşılan problemlerden birisidir. Bu konuda geliştirilen donanım ve yazılımların ölçülen işaretin değişimine bağlı olarak uygun bir şekilde kullanılması çok önemlidir.

Bu çalışmada 32 Bit programlanabilir giriş/çıkış üyesi, 16 Bit zamanlayıcı / sayıcı ve seri arabaglaşım birimi bulunan bir mikrodenetleyici temelli devre ile periyodu veya frekansı ölçülebilen, bağımsız veya seri arabaglaşımli olarak PC destekli çalışabilen bir yapı gerçekleştirilmiştir.

## 1. GİRİŞ

Dönüştürücülerin çoğu, analog işaretler ürettiğinden sayısal denetleyiciler ile doğrudan bağlanamaz. Ancak az sayıda dönüştürücü, sayısal sistemlerle doğrudan bağlanabilir. Bunlar ölçülen fiziksel büyüklüğe bağlı olarak, frekansı değişen darbeler üretir. Bu nedenle, mikrodenetleyici üzerindeki port ucuna şekil-1'deki gibi doğrudan bağlanabilir.



Şekil-1

Bu dönüştürücülerin çıkış işaretlerinin referans frekansı, tasarıma bağlı olarak 20Hz ile 500kHz arasında değişir /I/. ölçümde referansa göre bir değişim olması durumunda frekans, ölçülen değerdeki değişime bağlı olarak değişir. Mikrodenetleyici, frekanstaki veya periyotdaki değişimi algılar ve yazılım ile ölçülen gerçek değerine çevirir.

Makalede, bu tip ölçmelere uygun olan, Intel MCS-51 ailesinden 8032 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. /2/

## 3. ÖLÇÜLECEK İŞARETİM 8032'YE BAĞLANMASI

Ölçülecek sayısal işaret, genellikle 6032'nin port uçlarına doğrudan bağlanabilir. Ancak 8032, giriş işaretlerinin yükselme ve düşme zamanlarına duyarlı değildir. 8032, port uçlarını belirli aralıklarla örnekleyerek algılar, ölçülecek darbelerin dönüş oranı yavaş ise, darbenin üzerine binen gürültü örnek dizisinin yanlış algılanmasına neden olabilir. Böyle durumlarda ölçülecek darbeler bir Schmitt tetikleyicisinden geçirilerek düzeltilir.

## 3. 8032'DE ZAMANLAYICI/SAYICI YAPISI

8032'de üç tane 16-bit zamanlayıcı/sayıcı birimi vardır. Bunlar yazılım ile zamanlayıcı veya sayıcı olarak programlanabilir.

"Zamanlayıcı" fonksiyonunda, saklayıcı her makina çevriminde otomatik olarak bir artırılır. 8032'de bir makina çevrimi, 12 saat periyodu içerdığı için zamanlayıcı, saat frekansının 1/12'si



gibi sabit bir hızla artırılır.

"Sayıcı" fonksiyonunda ise, saklayıcı dış giriş ucundaki işaretin lojik 1'den lojik 0'a geçmesiyle bir artırılır. Bu işlem iki makina çevrimi aldığından (24 saat periyodu), sayım hızı en çok saat frekansının 1/24'ü olabilir. Saat frekansı 12MHz ise, sayım hızı en fazla 500kHz olabilir.

Üçüncü zamanlayıcı/sayıcı, otomatik yeniden yüklemeli 16-bit zamanlayıcı/sayıcı veya "yakalama" modunda 16-bit zamanlayıcı/sayıcı olarak çalışabilir. Yakalama modunda T2EX ucundaki 1'den 0'a geçiş, saklayıcıdaki değerin yakalanıp RAM'e yerleştirilmesine neden olur. Üçüncü zamanlayıcı, 8032'nin darbe çıkışlı dönüştürücülerle arabaglaşımını kolaylaştırır.

#### 1. FREKANS VE PERİYOT ÖLÇÜMÜ

Frekans ölçümü, kısaca periyodik darbelerin belirli bir örnek zamanda sayılması demektir. Periyot ölçümü ise, belirli sayıda periyodik darbenin algılandığı zamanın ölçülmesi demektir, Periyot ölçümü, ölçülen işaretin frekansına bağlı olmasına rağmen genellikle frekans ölçümünden daha hızlıdır.

Ölçümü gerçekleştirmek için, iki zamanlayıcı/sayıcı, biri ölçme zamanını belirlemek, diğeri ise ölçülecek darbeleri saymak için; kullanılır. Genellikle sayılacak darbeler 8032'nin sayıcı/zamanlayıcı girişlerinden birine doğrudan bağlanır. Eğer sayılan frekans 50kHz'i geçmiyorsa, ölçülecek işaret dış kesme ucuna bağlanabilir ve darbeler yazılım ile sayılabilir.

#### 4. 1. Frekans Ölçümü

Frekans ölçümü, belirli bir örnek zamanda darbelerin sayılması anlamına gelir. T örnek zamanı ve F frekansı olmak üzere, doğrudan elde edilen sayım  $T \times F$ 'dir. Tam skala sayım  $T \times (F_{max} - F_{min})$ 'dir. n-bit ayırıcılık için:

$$T = \frac{128ms}{2^n}$$
$$T = \frac{128ms}{F_{max} - F_{min}}$$

örneğin, 7 ile 9kHz arasında değişen frekansın ölçümünde 8-bit ayırıcılık için yukarıdaki formüle göre 128ms örnek zamanı kullanılması gerekir. Kabul edilebilir en çok frekans sayımı 128ms >: 9kHz = 1152 sayım, en az sayım ise 696 olur. Her frekans sayımından 896 çıkarmak frekansın 0 ile FF'e kadar hex basamaklı skalada gösterilmesini sağlayacaktır.

Bir makina çevrimi, saat osilatörünün 12 periyodunu içerdiğinden,  $F_{xtal}$  8032'nin saat frekansı olmak üzere, örnek zamanı makina çevrimine  $F_{xtal}/12$  ile çarpılabilir. Örnek zamanı sonunda zamanlayıcı bir kesme üretir. Kesme programı darbe sayıcısını okur ve temizler. Daha sonra zamanlayıcı örnek zamanı değeriyle yeniden yüklenir. Yeniden yükleme işlemi makina çevrimindeki örnek zamanın 2'ye tümleyen negatif değeridir. 12MHz saat frekansı ile 128ms örnek zamanı oluşturmak için gerekli olan yeniden yükleme değeri:

$$(128ms) \times (12000KHZ)$$

$$= -128000 = FE0COOH$$

12

çoğu durumda gerekli örnek zamanı 16-bit zamanlayıcının kapasitesini aşar. Yukarıdaki örnekte olduğu gibi 12MHz saat frekansı ile 128ms örnek zamanı oluşturmak için FE0COOH yeniden yüklemeli 3-byte'lık zamanlayıcı gerektirir. 8032'nin zamanlayıcıları, sadece 2-byte genişliğinde olduğundan, zamanlayıcı kesme programında yazılım ile 3-byte'a artırılması gerekir, zamanlayıcı byte'ını aşağı sayıyı kolaylaştıracak şekilde bir  $F_{xtal}/12$  sayısına sahiptir. Eğer üçüncü zamanlayıcı aşağı sayarsa, yeniden yüklemeli yukarı sayıcıda olması gerektirir. Tümleyeni olacaktır. Zamanlayıcı kesme programı aşağıdaki şekilde:

```

DJNZ TIMER_BYTE_3, OUT
HOV TL 0, #00H
HOV TH0, »0CH
HOV TIMER_FYTE_3, »02H
;darbe sayıcısını oku ve şartla.
OUT: RETI

```

#### 4. a. Feryot Ölçümü

Peryodik bir işaretin periyodunun ölçülmesi, N toplam ölçülecek darbenin aldığı süreyi ölçmek demektir. Doğrudan ölçülen nicelik, T ölçülecek işaretin maklna çevrimi olarak periyodu olmak üzere NxT'dir. T'nin makina çevrimi olarak periyodu ile ölçülecek darbelerin frekansı arasındaki bağıntı:

$$T = \frac{f_{xtal}}{F} \times (1/13)$$

n-bit ayırıcılık içm:

$$1 \text{ LSB} = \frac{N \times (T_{max} - T_{min})}{2^n}$$

Buradan, katedilen süredeki periyot sayısı elde edilir.

$$N = \frac{2^n}{T_{max} - T_{min}}$$

Ancak N tamsayı olmak zorundadır. T<sub>max</sub> ve T<sub>min</sub> makina çevriminde olmak üzere yukarıda formül hesaplandığında, N'i bir sonraki büyük tamsayı olarak seçmek mantıklıdır. Bu seçim n-bit ayırıcılıktan biraz fazla olan periyot ölçümünü verir.

Örneğin, frekansı 7.1kHz ile 9kHz arasında değişen işaretin periyodunun ölçümünde 8-bit ayırıcılık istenmiş olsun. Saat frekansı 12MHz ise

$$T_{max} = \frac{12 \text{ 000KHZ}}{7.1 \text{ kHz}} \times \frac{1}{12}$$

$$T_{min} = 141 \text{ makina çevrimi,}$$

$$T_{min} = \frac{12000KHZ}{9KHZ} \times \frac{1}{12}$$

T<sub>min</sub> = 111 makina çevrimi olur.

Zamanlayıcı, yukarıdaki formüle göre N=8.53 periyot suresince çalışacaktır. N=9 periyot değeri kullanılırsa, en çok ve en az NT değerlerini 141 x 9 = 1^6? ve il! x 9 ; 999 maklna çevrimi olarak verecektir. Bu 8-bit ayırıcılıktan biraz fazladır.

Bu ölçümü gerçeklemek için, bir zamanlayıcı NT ölçme zamanını belirlemek için kullanılır. Sonra ölçülecek işaret, dış kesme uçlarından (IHTO,INTI! birine bağlanır ve bu kesme geçiş-aktif (kc-n-ır tetikleme) modunda programlanır. Bu modda periyodik darbenin her 1'den 0'a geçişi kesme üretir. Kesme programı ölçülecek darbeleri sayar ve önceden kararlaştırılan N değerini aldığı anda zamanlayıcıyı okur ve yeniden şartlar. /I/

```

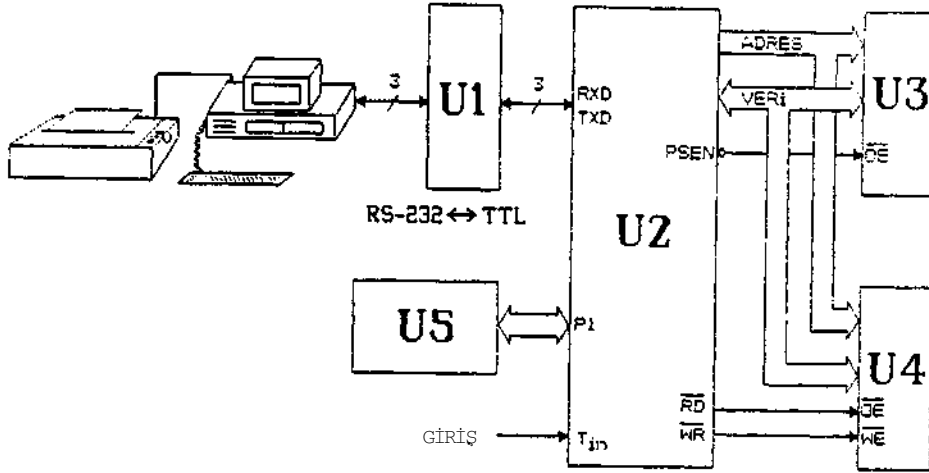
DJNZ N,OUT
MOV N,»9
;darbe sayıcısını oku ve şartla.
OUT: RETI

```

#### 5. GERÇEKLEŞTİRİLEN DEVRE

Ölçümlerde kullanılmak üzere Seki 1-2 'de blok diyagramı görülen devre gerçekleştirilmiştir. Devre beş bloktan oluşmaktadır. Bunlar: U1 bloğu, PC ile seri arabaglaşım için gerekli olan RS-232 <-> TTL seviye dönüştürme işlemi yapar. U2 bloğu, 8032 ve çoğul lanmış adres/veri yolunu ayıran 74373 tümdevresinden oluşur. U3 bloğu -8KB program belleği (2764 EPROH), U4 bloğu ise SKB veri belleği (6264 SRAM) olarak çalışır. Son olarak U5 bloğu, paralel ASCII veri ile çalışan 2-satır/16-karakterlık alfanumerik göstergedir.

Devre seri portundan herhangi bir komut. gelmemesi halinde, girişindeki işaretin frekansını ve periyodunu ölçerek kendi göstergesi üzerinde gösterir. Eğer seri portdan bir komut gelirse, gelen komuta bağlı olarak ölçülen değerleri,



Şekil-2

kendi göstergesinde göstermeden hızlı bir şekilde veri belleğinde saklar ve sonra bu verileri seri arabaglaşım biriminden PC'ye gönderir. Bu veriler PC'de yazılacak bir program ile sayısal veya grafik olarak gösterilebilir. Eğer istenirse diğer bir komut kodu ile ölçülen değerler, uzaktaki bir akılsız terminal tarafından görüntülenecek şekilde alınıp görülebilir.

#### Referanslar

- /1/ Williamson, Tom, Using the 8051 Microcontroller with Resonant Transducers, IEEE Trans. Industrial Electronics., IE-32, 4, 1935.
- /2/ INTEL Embedded Controller Handbook, Volume I e-Bit, 1968.

## GILBERT-ELLIOTT KANALI İÇİN BİR KARMA ARQ PROTOKOLÜ

A.Tuğrul Memişoğlu, Semih Bilgen

ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü. 06531. Ankara

### ÖZET

*Bu bildiriye, Gilbert-Elliott (GE) kanalı için geliştirilen bir iletim yineleme (ARQ) protokolü sunulmaktadır. GE kanalı bit hata olasılığının, iki durumlu bir Markov zincirince belirlendiği, zamanla değişen bir ikil bakışlı kanal modelidir. Protokol, kanal hangi durumda ise o durum için seçilmiş bir evrimsel kodun kullanılmasıyla iş başarıma yeteneğinin en-çoklanması temeline dayanmaktadır. Kod çözümünde Zigangirov-Jelinek (ZJ) ardışıl kod çözme algoritması kullanılmaktadır. Anılan algoritmanın kod çözmek için yaptığı işlem sayısı, hata yoğunluğuna bağlı bir rasgele değişkendir. Bu nedenle, yineleme istemi dizgenin iş başarıma yeteneğini en-çoklayacak biçimde seçilen bir T eşliğini asmısıyla üretilmektedir. Kanal durumu kesin olarak bilinemediğinden, kod çözme işlemi sırasında elde edilen kanal bit hata olasılığına ilişkin bilgilere dayanılarak kestirilmekte ve hangi kodun kullanılacağına karar verilmektedir.*

### I. GİRİŞ

#### A. Hata Denetleyen Kodlar

Veri iletişimi içindeki başlıca sorunlardan biri, bilginin kanal hatalarından arındırılarak kullanıcıya ulaştırılabilmesidir. Sorunun çözümü temelde, hata denetleyen, daha açık bir anlatımla hata sezen veya hata düzelten kodların kullanılmasında yatmaktadır. Kodlama yöntemleri, geri dönmek-sizin hata düzeltenler (FEC) ve iletimi yineleyerek hata düzeltenler (ARQ) olmak üzere iki grupta toplanmaktadır /1/.

FEC, bir bilgi öbeğinden hata düzelten bir kodla elde edilen kod sözcüğünün alıcıya iletilmesi ve kanalda oluşan hatalardan kod çözme işlemi sonucunda annülmesidir. Ne var ki, kullanılan kodun yeteneklerini aşan nicelikteki hatalar tümüyle düzeltilemediğinden kullanıcıya zaman zaman hata içeren bilgi öbekleri verilebilmektedir. Bu nedenle FEC kullanan iletişim dizgelerinin güvenilirlikleri sınırlıdır.

ARQ yönteminde ise önce, bir bilgi öbeğinden hata sezen bir kodla elde edilen kod sözcüğü ya da sözcüklerinden oluşan bir paket alıcıya iletilir. Kod çözme işlemi sonucunda hata yakalanıp yakalanmadığı vericiye, bir geri besleme kanalıyla bildirilir ve verici bir paketi, o paket alıcıya hatasız ulaşana değin tekrar tekrar gönderir.

ARQ dizgeleri kullanıcıya hatasız veri sunmak açısından ileri derecede güvenilir dizgelerdir. Buna karşılık kanal hata olasılığının çok düşük olmadığı durumlarda, tek bir paketin alıcıya hatasız olarak iletilmesi için gerekli yinele-

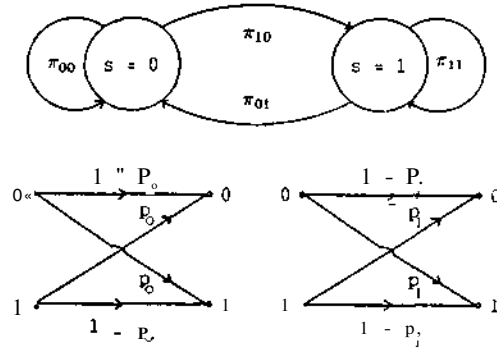
me sayısı kabul edilemez değerlere ulaştığı için ARQ yönteminin kullanım alanı gürültü düzeyi düşük kanallarla sınırlı kalmaktadır. Bu olumsuzluk, ARQ protokollerinde hata sezen kodlar yerine hata düzelten kodların kullanılmasıyla, bir başka deyişle, FEC ve ARQ yöntemlerinin kaynaştırılmasıyla aşılmaktadır. Böylelikle belli bir niceliğe kadar olan hatalar düzeltilmekte, düzeltilmeyecek ya da düzeltilmenin maliyeti çok yüksek hatalar içeren paketlerin yeniden gönderilmesi istemi alıcıya iletilmektedir. Bu yöntem Karma ARQ adıyla anılmaktadır.

#### B. Kanal Modelleri

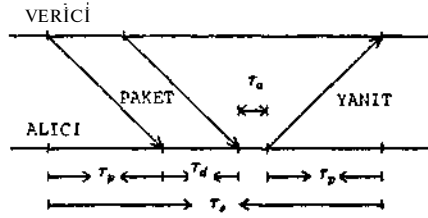
Bilgi ve kodlama kuramında çoğunlukla kullanılan kesikli belleksiz kanal modeli ya da onun özel bir biçimi olan ikil bakışlı kanal modeli durağan ve belleksiz olmaları nedeniyle fiziksel gerçekleri her zaman sağlayamamaktadırlar. Bu nedenle zamanla değişen kanal modelleri de üretilmiş ve kullanılmaktadır /2/.

Gilbert-Elliott kanalı zamanla değişen bir ikil bakışlı kanal modelidir. (Şekil 1). Kanalı bit hata olasılığı iki durumlu ve durağan bir Markov zincirinin o anki durumunu tarafından belirlenir. Durumlardan biri sessiz, diğeri ise gürültülü olarak adlandırılır. Gürültülü duruma karşılık gelen bit hata olasılığı  $p_1$ , sessiz durum bit hata olasılığı  $P_0$ 'dan belirgin biçimde büyüktür.

Şekil 2'de ayrıntıları az sonra anlatılacak ARQ protokolü için zamanlama çizimi verilmiştir. Bundan böyle kanal durumunun  $r$ , saniyelik dilimler boyunca konulduğu ve dilim sonlarında değiştiği varsayılacaktır.



Şekil 1. Gilbert-Elliott kanalı.



$T_p$  iletim süresi  $T_j$  paket süresi  
 $T_c$  kod çözme süresi  $T$  dilim süresi

Şekil 2. Protokol için zamanlama çizimi.

## II. PROTOKOL

Öncelikle, kanalın iki durumu için uygun oranlı iki evrimsel kod seçilir. Doğaldır ki, sessiz durum için seçilen kod oranı  $\beta$  görece yüksek, gürültülü durum için seçilen kod oranı  $\beta$  ise daha çok hata düzeltilebilmesi için görece düşük olacaktır. Protokolün özü kanal hangi durumda ise o durum için seçilmiş kodu kullanmaktır. Böylece, ne sessiz durumda gereğinden fazla kodlama çabası içine girilerek, ne de gürültülü durumda hata düzeltme yeteneği zayıf bir kodun neden olacağı fazla sayıda yineleme sonucu iş başarma yeteneği kısıtlanacaktır. Bunun için, kanal durumunun bilinmesi gerekmektedir. Kanal durumu kendini bit hata olasılığı ile açığa vurur. Bu nedenle kesin olarak bilinemez, fakat kestirilebilir. Kestirim için kod çözme işlemi sırasında elde edilen kimi yan bilgilere gereksinim vardır.

Kod çözümünde Zigangirov-Jelinek (ZJ) ardışıl kod çözme algoritması [1] kullanılır. Algoritma, alıcıya ulaşan pakete Fano metriği uyarınca en yakın kod sözcüğünün, ilgili evrimsel kodun ağaç gösterimi üzerinde ardışıl olarak aranması temeline dayanmaktadır. Fano metriği bit bazında, iki girdili ve  $Q$  çıktılı bir kesikli belleksiz kanal için şöyle tanımlanmaktadır:  $u$ , kanal girdisi,  $y$ , kanal çıktısı,  $P(y_j|u_i)$  kanal geçiş olasılığı ve  $R$  kod oranı ise,

$$T(y_j|u_i) = \log_2 \frac{P(y_j|u_i)}{P(y_j)} - R \quad (1)$$

ZJ algoritması şöyle özetlenebilir:

**Adım 1.** Ağacın başlangıç noktasını bir yığına (stack) yükleyiniz. Bu noktanın metriğini sıfır kabul ediniz.

**Adım 2.** Yığın en üstündeki yolu bütün girdiler için bir dal ilerletip, metriklerini hesaplayınız.

**Adım 3.** En üst yolu yığından çıkarınız.

**Adım 4-** Adım 2'de elde edilen yeni yolları yığına, metrikler yukarıdan aşağı azalacak biçimde ekleyiniz.

**Adım 5.** Yığın en üstündeki yol ağacın bir uç noktası ise durunuz. Değilse adım 2'ye gidiniz.

Ağaç üzerinde doğru yolun aranması sırasında yapılan işlem sayısı hata örüsüne bağlı bir rasgele değişkendir. Algoritmanın davranışını bilebilmemiz için, doğru yol üzerinde bir dal ilerlemek için gerekli ortalama işlem sayısının istatistiğini bilmemiz gerekmektedir. Anılan istatistik belirli bir kod için kesin olarak bilinmemektedir. Yapılmış çalışmalar çoğunlukla rasgele kodlama ilkesine dayanmaktadır. Bunlarda, evrimsel kodları içeren bir üst küme olan çit kodlar, ya da onun bir üst kümesi olan ağaç kodların tümüne yönelik kimi ortalama değerler için bazı alt

ve üst kısıtlar elde edilmiştir [3]. Bu çalışmamın en önemli sonucu, doğru iz üzerinde bir dal ilerlemek için gerekli işlem sayısının asimtotik olarak Pareto dağılımlı olduğudur.

Bu çalışmada çok daha kullanışlı olan Tordan [4] ve Shacham'ın [5] yaklaşımı izlenmiştir. Değişik kodlar için, değişik kanal işaret-gürültü oranlarında doğru yol üzerinde bir dal ilerlemek için gerekli ortalama işlem sayısının dağılımı deneysel olarak bulunmuştur. Deney sonuçlarından bir örnek Şekil 3'de verilmektedir. Daha sonra, deneysel eğriler birinci dereceden birer işlevle ifade edilmiştir. Böylece, aranan olasılık dağılımı bir Pareto dağılımı olarak ortaya çıkmaktadır.  $C$ , doğru yol üzerinde bir dal ilerlemek için yapılan ortalama işlem sayısı ise,

$$F_C(\tau) = P(\{C \leq \tau\}) = 1 - \tau^{-\beta}, \quad \tau \geq 1, \beta > 0 \quad (2)$$

$\beta$ , Pareto üssü adıyla anılan, kod oranına ve kanal bit hata olasılığına bağlı önemli bir parametredir.  $\beta$  bir artı tam sayı olmak üzere,  $\beta \leq i$  ise  $C$  rasgele değişkeninin  $i$ . ve data yüksek dereceli momentleri sonlu değildir.  $0 < 1$  ise  $C$ 'nin beklenen değeri bile sonlu değildir,  $d$  ile kod oranı  $R$  ve kanal bit hata olasılığı  $p$  arasındaki ilişki kuramsal olarak şöyledir:

$$R = \frac{E_0(\beta)}{\beta} \quad (3)$$

•  $E_0(\beta)$  Gallager işlevi olarak adlandırılır.

$$E_0(\beta) = -\log_2 [p^{1+\beta} + (1-p)^{1+\beta}]^{1/\beta} \quad (4)$$

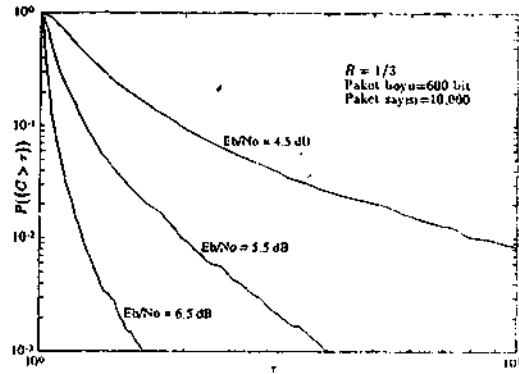
$\beta = 1$  için hesaplanan kod oranı işlemel kesme oranı  $R_{com,p}$  (computational cut-off rate) adıyla anılır.

$$R_{com,p} = \log_2(1) = 1 - \log_2 [1 + 2^{-(1-p)}] \quad (3)$$

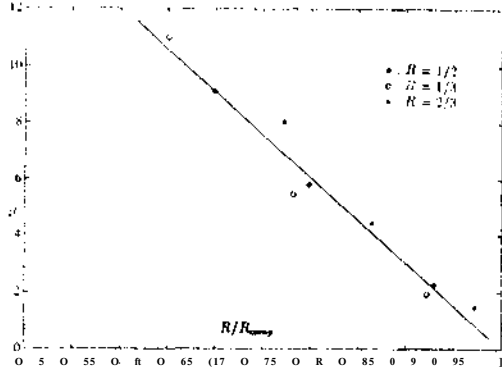
$C$ 'nin hiç olmazsa beklenen değerinin sonlu olması için  $R \leq R_{com,p}$  koşulunun sağlanması gerekmektedir.

$T$ 'nin kod oranı ve kanal bit hata olasılığı ile ilişkisi deneysel olarak ise Şekil 4 aracılığıyla belirlenmiştir:

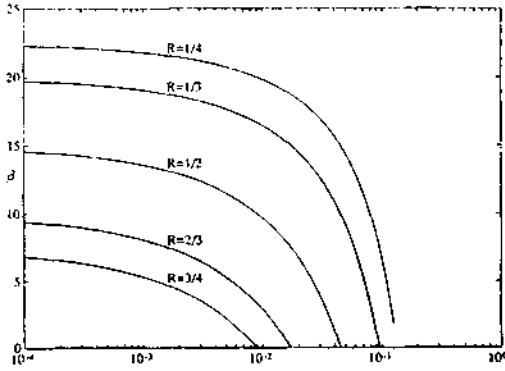
$$\beta = -30 \frac{R}{R_{com,p}} + 30 \quad (C)$$



Şekil 3.  $P(C > T)$  için elde edilen deneysel sonuçlardan bir örnek.



Şekil 4. İ.  $R/R_{comp}$  ilişkisinin deneysel olarak belirlenmesi.



Şekil 5.  $0, p$  ve  $R$  ilişkisi.

Bu durumda,  $\beta, \gamma, \delta$ 'nin bir işlevi olarak Şekil 5'deki gibi somutlaşmaktadır.

### III. KANAL DURUM KESTİRİMİ VE T EŞİĞİNİN BELİRLENMESİ

$A^*$  tamsayısı, kanal durumu için zaman değişkeni,  $s(K)$   $A^*$  dilimdeki kanal durumu,  $c(K)$  ise  $A^*$  dilimde kullanılan kodun numarası, bir başka deyişle  $A^*$  dilimdeki kanal durumunun kestirimi olsun.  $A^* + 1$  dilimdeki kanal durumu için iki hipotez öne sürülebilir:

$$H_0 : \{s(K+1) = 0\}, H_1 : \{s(K+1) = 1\} \quad (T)$$

$s(K+1)$ 'i kestirmek için kullanılacak yan bilgi  $A^*$  dilimde kodu çözülen paketdeki hata sayısını kestirimi  $r$ 'dir. Kullanılan kod oranlarının  $P_0 = k/n$  ve  $R = k_1/n$  olduğu ve paket boyunun  $M$  dal olduğu düşünülürse gözlem uzayı  $S = \{0, 1, \dots, A/n\}$  kümesidir. Kestirim işlemi, bu uzayın birazdan tanıtılacak iş başarıma yeteneği ifadesini (kestirim kuramı diliyle bedel işlevini) en çoklayarak biçimde  $S_0$  ve  $S_1$  alt-kümelrine bölüntülendirilmesidir.  $r \in S_0$  koşulu  $s(K+1) = 0$  kararı ve  $r \in S_1$  koşulu  $s(K+1) = 1$  kararı demek olacaktır.

Ardışıl kod çözümü kullanan ARQ dizgilerinin iş başarıma yeteneği (throughput), şöyle tanımlanmaktadır  $\theta$ :

$$\theta = \frac{1}{E\{C\}} \quad (S)$$

Bu tının, önerilen protokol uyarınca şu biçim<sup>1</sup> dönüv'u:

$$\begin{aligned} \theta = & ( I_0 \cdot P_{n,00} \cdot P_{00} + n \cdot P_{r,m} \cdot P_n + \\ & / \{ 1 - P_{n,u} \cdot P_n + P_1 - P_{u,u} - P_{1a} \} / \\ & ( [ (1 - PD \cdot UO) \cdot T + / \{ V_{00} \cdot E_{p,u} \} \cdot P_u + \\ & [ d - PD \cdot O \} \cdot T + P_{r,m} - Em ] - P_{01} + \\ & I(1 - PD \cdot M) - T + P_{r,p} \cdot E_{p,u} \cdot P_u + \\ & I(1 - P_{n,10}) \cdot T + P_{p,w} \cdot E_{p,w} \cdot P_w ) \quad (9) \end{aligned}$$

$P_{ij}$ , dizgenin  $(i,j)$  durumundn olması, yani kniidm  $j$  durumunda olması ve  $i$  kodun kullanılmasının birlikti<sup>1</sup> olasılığıdır.

$$P_{ij} = P\{c(K) = i, c(A) = j\}; \quad ij = 0, 1 \quad (10)$$

$P_{ij} > 0$  dizge  $(i,j)$  durumunda iken kod çözmeye işleminin doğru yol üzerindeki bir dal başına ortalama  $T$  işlemden önce bitme olasılığıdır. Dizgenin  $(i,j)$  durumuna karşılık gelen Pareto üssü  $f_{ij}^2$  olarak adlandırılırsa,

$$P_{p,ij} = 1 - T \cdot f_{ij}^2 \quad (11)$$

$E_{ij}$ , dizge  $(i,j)$  durumda iken kod çözmeye işleminin başarıldığı koşullarda işlem sayısının beklenen değeridir.  $T$  ise doğru yol üzerinde bir dalın çözümü için izin verilen en çok işlem sayısıdır.

Bu aşamada problem,  $P_{ij}$ lerin ve  $T$  eşliğinin  $0$ 'ı  $n$ -çoklayacak biçimde belirlenmesidir.  $T$ 'nin gereğinden küçük olması, yeterince beklemeden yineleme istemine neden olmakta, gereğinden büyük olması ise kod çözümü sırasında oluşan gecikmenin yineleme nedeniyle oluşacak gecikmeden büyük olmasıyla sonuçlanmaktadır. Her iki durumda da protokolün iş başarıma yeteneği zayıflayacağı için  $T$  bu yeteneği en çoklayacak biçimde seçilmelidir.

En-uygun  $P_{ij}$ lerin belirlenmesi ise gözlem uzayı  $S$ 'nin bölüntülenmesi probleminden başka bir şey değildir.  $P_{ij}$ ler bir dizi işlem sonucu bilinen nicelikler cinsinden ifade edilirler:

$$\begin{aligned} P_{ij} &= P\{c(K+1) = i, s(K+1) = j\} \\ &= P\{c(K+1) = i | s(K+1) = j\} \cdot \\ &P\{s(K+1) = j\} \quad (12) \end{aligned}$$

$$P\{c(K+1) = i | s(K+1) = j\} = \sum_{S_j} P\{r | s(K+1) = j\} \quad (13)$$

$$P\{r | s(K+1) = j\} = \frac{P\{r, s(K+1) = j\}}{P\{s(K+1) = j\}} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} &= ( P\{r, s(K) = 0, s(K+1) = j\} + \\ &P\{r, s(K) = 1, s(K+1) = j\} ) / \\ &P\{s(K+1) = j\} \\ &= ( P\{r | s(K) = 0, s(K+1) = j\} \cdot \\ &P\{s(K) = 0, s(K+1) = j\} + \\ &P\{r | s(K) = 1, s(K+1) = j\} \cdot \\ &P\{s(K) = 1, s(K+1) = j\} ) / \\ &P\{s(K+1) = j\} \quad (15) \end{aligned}$$

$P(\{r|S(K) = 0, 3(A' + 1) = j\})$  ve  $P(\{r|S(K) = 1, s(K+1) = j\})$  olasılıkları,  $A'$  dilimdeki hata sayısının  $A+1$ . dilimdeki kanal durumuna bağlı olmaması nedeniyle  $P(\{r|\hat{a}(A') = 0\})$  ve  $P(\{r|S(K) = 1\})$  biçiminde yazılabilirler.

$$\begin{aligned} P(\{r|s(K+1) = j\}) &= \\ & (P(\{r|s(K) = 0\}) \cdot \pi_{j0} \cdot P_0 + \\ & P(\{r|s(K) = 1\}) \cdot \pi_{j1} \cdot P_1) / \\ & P(\{s(A+1) = j\}) \end{aligned} \quad (16)$$

$P_0$  ve  $P_1$ , kanal durumlarının kalıcı olasılıklarıdır.

$$P_0 = P(\{J(A') = 0\}) = P(\{I(A' + 1) = 0\}) \quad (17)$$

$$\begin{aligned} P_1 &= P(\{s(K) = 1\}) = P(\{s(K+1) = 1\}) \quad (19) \\ &= \prod_{i=0}^{j-1} \prod_{k=0}^{i-1} V \end{aligned} \quad (20)$$

$P(U(K) = 0, s(K) = j)$  ve  $P(\{\hat{a}(A') = 1, s(K+1) = j\})$  ise şöyle ifade edilmiştir:

$$\begin{aligned} P(\{s(K) = 0, s(K+1) = j\}) &= \\ P(W * + 1) = \hat{I}(KA') = 0) \cdot P(M/O = 0) &= \\ T * \cdot P_0 \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} P(\{s(K) = 1, s(K+1) = j\}) &= \\ P(\{3(A+1) = \hat{I}(KA') = 1\}) \cdot P(\{S(K) = 1\}) &= \\ *j \cdot P_1 \end{aligned} \quad (22)$$

$r$  rasgele değişkeninin  $s(K) = j$  koşulu altında Binom dağılımı olduğu varsayılır ise,

$$P(\{r|KA\}) = j) = \binom{Mn}{j} p^j \cdot (1-p)^{Mn-j} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} P_{ij} &= P_j \cdot \sum_{S_i} P(\{r|s(K+1) = j\}) \\ &= \pi_{j0} \cdot P_0 \cdot \sum_{S_i} P(\{r|s(K) = 0\}) + \\ &\pi_{j1} \cdot P_1 \cdot \sum_{S_i} P(\{r|s(K) = 1\}) \end{aligned} \quad (24)$$

Gözlem uzayı  $S$ ,  $S = \{0, 1, \dots, \infty\}$  ve  $S_t = \{t+1, t+2, \dots, Mn\}$  olacak biçimde bölüntülenecektir. Bir başka deyişle problem,  $0$ 'nın  $T \geq 1$ ,  $T \leq T$  ve  $0 \leq r \leq Mn$ ,  $t \leq Z$  koşullarında en-çoklanmasi biçimine dönüşmüştür.

#### IV. SONUÇ

Yukarıda türetilen ifadelerin ayrıntılan, ortaya konan en-iyileme probleminin çözümü ve protokolün başanmına ilişkin kuramsal ve deneysel sonuçlar ayrıca yayınlanacaktır. Bu konudaki çalışmalar sürmektedir.

#### KAYNAKLAR

- /1/ S.Lin and D.J.Costello, Jr., Error Control Coding: Fundamentals and Applications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1982.
- /2/ L.N.Kanal, A.R.K.Sastry, "Models for channels with memory and their applications to error control," Proceedings of the IEEE, vol. 66, pp.724-744. Jul. 1978.
- /3/ A.J.Viterbi and J.K.Omura, Principles of Digital Communication and Coding. New-York: McGraw-Hill, 1979.
- /4/ K.L.Jordan, Jr., "The performance of sequential decoding in conjunction with efficient modulation," IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-14, PP.285-297, June 1966.
- /5/ N.Shacham, "Performance of ARQ with sequential decoding over one-hop and two-hop radio links," IEEE Trans. Commun. vol. COM-31, pp.1172-1180, October 1983.
- /6/ A.Drukarev, D.J.Costello, Jr., "Hybrid ARQ error control using sequential decoding," IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-29, pp.521-535, July 1983.