



EMO



KTÜ



TÜBİTAK

ÖNSÖZ

Giderek gelenekselleşen Elektrik Mühendisliği Ulusal Kongrelerinin beşincisinde Trabzon'da buluşuyoruz. EMO ile KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nün işbirliği ve TÜBİTAK'ın katkısıyla gerçekleşmekte olan Kongremizin başarılı ve verimli geçmesi umudundayız. Kongre sonuçlarından kıvanç duymak istiyoruz.

Kongre'de, bugüne kadar yapılmış çalışmalar ve yayınlanmış duyurulardan da anlaşılacağı gibi, bilinen yöntemlerin yanı sıra gelecek yıllara deneyim aktarabilecek yeni yaklaşımlar uygulanmaya çalışılmıştır. Bildiri özetlerinin değerlendirilmesine katılan uzman sayısının sistematik olarak artırılması, değerlendirme biçiminin daha da nesnelleştirilmesi, bildiri kitabında yeni yazım ve sunuş biçimlerinin oluşturulması gibi teknik gelişmelerin dışında ilginç olacağı sanılan panellerle güncel sorunların irdelenmesi ve yöresel öğelerle sosyal etkinliklere renk katılması amaçlanmıştır.

Kongrenin hazırlık ve düzenleme çalışmalarında bazı aksaklıklar olmuştur. Öncelikle kongre kararının olması gerekenden daha geç alınabilmiş olması, özet değerlendirme sürecinin posta trafiğinin çok yoğun olduğu bayram dönemlerine rastlaması hem Yürütme Kurulu'nu hem de Kongre'ye katılacak isteyenleri zor durumda bırakmıştır.

Kongrenin düzenlenmesi sırasında edinilen deneyimler ışığında sorunları çözücü ilkesel önerilerin ortaya konması yararlı olacaktır. Bunları kısaca sıralayabiliriz. Örneğin 6. Kongre'nin ya da kısaca EMUK'95'in nerede ve ne zaman yapılacağını şimdiden kararlaştırmak gerekmektedir. Bundan sonra Konferans olarak adlandırılması daha uygun olacak Kongre için sürekli ya da uzun süre görevli bir 'Ulusal Düzenleme Kurulu'nun oluşturulması ve bu Kurul'un temel ilkesel karar ve yöntemleri üretmesi daha elverişli olacaktır. Kongre'nin yapılacağı konumdaki işleri ise 'Yerel Düzenleme Kurulu' üstlenmelidir. 'Bilimsel Değerlendirme Kurulu'nun da ayrıntılı bir sınıflandırma ve nitelik belirlenmesi ile bir kere oluşturulması, yalnızca gelişen koşullara göre güncelleştirilmesi düşünülebilir.

EMUK, böylesi bir yapılaşma ile daha sağlıklı, zaman planlaması daha verimli bir konferansa dönüşecektir kanısındayız. Örneğin bu durumda bildiri tam metinlerinin de değerlendirme ve denetim sürecine girmeleri olanaklı kılınacak, şu ana kadar ancak Yürütme Kurulları'nın ayrıntılı olarak bilincine varabildiği teknik sorunlar ortadan kalkacaktır. Konferansda da içerik ve düzey açısından belirli bir iyileştirme sağlanabilecektir. Bunu en yakında, EMUK'95'de gerçekleşmiş olarak görmek dileğindedeyiz.

Bilindiği gibi Kongremiz Elektrik, Elektronik-Haberleşme, Kontrol ve Bilgisayar Sistemleri alanlarında bilimsel-teknolojik özgün katkıların tartışılıp değerlendirilmesi ile araştırma, geliştirme, uygulama ve eğitim süreçlerindeki kişi ve kuruluşların birbirleriyle doğrudan iletişimini sağlamayı amaçlamaktadır. Ayrıca sosyal yaklaşma ve dayanışmaya da

katkıda bulunmaktadır. Ancak Kongre ve onunla birlikte oluşturulan sergi/fuarın çok değerli bir 'Mesleki Eğitim ve Geliştirme' aracı olduğu bilincinin kişi ve kurumlarda daha çok yerleşmesi için çaba gösterme gereği de ortaya çıkmaktadır.

Kongrenin gerçekleşmesini sağlayan, hazırlık ve düzenlemeleri üstlenen KTÜ, EMO ve TÜBİTAK'a, oluşturulmuş olan kurulların üyelerine, ayrıca burada adlarını saymakla bitmeyecek kişi ve kamu - özel - akademik nitelikli kuruluşlara, yardım ve katkıları nedeniyle, Kongre'nin yararlı sonuçlarını paylaşacak olan topluluğumuz adına teşekkürlerimizi sunmak isteriz.

Kongremizin başarılı ve verimli bir biçimde gerçekleşmesi, ülkemiz için bilimsel - teknolojik kazanımlar üretmesi dileğiyle Yürütme Kurulu olarak saygılarımızı iletiriz.

Doç. Dr. Güven ÖNBİLGİN
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Yakup AYDIN (EMO) Sefa AKPINAR (KTU)
Canan TOKER (ÜDTU) Kaya BOZOKLAR (EMO)
Hasan D INCER (KTU) A.Öğuz SOYSAL (IU)
Abdullah SEZGİN (KTU) İrfan SENLİK (EMO)
Kenan SOYKAN (EMO) Y.Nuri SEVGEN (EMO)

DANIŞMA KURULU

Rasitn ALDEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdiñç ÖZKAN (PTT)
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOGUKPINAR (TETSAN)
Malik AVİRAL (ELİMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)
Emir BİRGUN (EMO) Atıf URAL (Kocaeli U.)
Sıtkı ÇİĞDEM (EMO) I. Ata YİĞİT (EMO)
R. Can ERKÖK (ABB) Fikret YÜCEL (TELETAS)
Bülent ERTAN (ODTÜ) Hamit SERBEST (ÇU)
Uğur ERTAN (BARMEK) Canan TOKER (ODTÜ)
İsa GÜNGÖR (EMO) Nusret YUKSELER (İTU)
Ersin KAYA (Kaynak) Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Okyay KAYNAK (Boğaziçi U)

SOSYAL ETKİNLİKLER KURULU

Y. Nuri SEVGEN (EMO)
Necla ÇORUH (PTT) Hatice SEZGİN (KTU)
Esen ÜNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOGAN (PTT)
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necmi İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

Cevdet ACAR (İTU) Hayrettin KÖYMEN (Bil. U)
İnci AKKAYA (İTU) Hakan KUNTMAN (İTU)
A.Sefa AKPINAR (KTU) Tamer KUTMAN (İTU)
Ayhan ALTINTAŞ (BiI.U) Duran LEBLEBİCİ (İTU)
Fuat ANDAY (İTU) Kevork MARDİKİYAN (İTU)
Fahrettin ARSLAN (IU) A.Faik MERGEN (İTU)
Murat ASKAR (ODTÜ) Avni MORGUL (Boğaziçi U)
Abdullah ATALAR (BiI.U) Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Selim AY (YTU) Bülent ÖRENCİK (İTU)
Ümit AYGÖLU (İTU) Bülent ÖZGUC (BiI.U)
Atalay BARKANA (Anadolu U) A.Bülent ÖZGÜLER (BiI.U)
Mehmet BAYRAK (Selçuk U) Yiİmaz ÖZKAN (İTU)
Atilla BİR (İTU) Muzaffer ÖZKAYA (İTU)
Galip CANSEVER (YTU) Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Kenan DANIŞMAN (Erciyes U) Osman PALAMUTCUOĞLU (İTU)
Ahmet DERVİSOĞLU (İTU) Erdal PANAYIRCI (İTU)
Hasan DINCER (KTU) Halit PASTACI (YTU)
M.Sezai DINCER (Gazi U) Ahmet RUMELİ (ODTÜ)
Günsel DURUSOY (İTU) Bülent SANKUR (Boğaziçi U)
Nadia ERDOĞAN (İTU) M.Kemal SARIOĞLU (İTU)
Aydan ERKMEN (ODTÜ) Müzeyyen SARI TAS (Gazi U)
İsmet ERKMEN (ODTÜ) A.Hamit SERBEST (CU)
H.Bülent ERTAN (ODTÜ) Osman SEVAİOĞLU (ODTÜ)
Selçuk GEÇİM (Hacettepe U) A.Oğuz SOYSAL (IU)
Cem GÖKNAR (İTU) Taner SENGÖR (YTU)
Remzi GULGÜN (YTU) Emin TACER (İTU)
Filiz GUNES (YTU) Nesrin TARKAN (İTU)
İrfan GÜNEY (Marmara U) Mehmet TOLUN (ODTÜ)
Fikret GÜRGEN (Boğaziçi U) Osman TONYALI (KTU)
Fuat GURLEYEN (İTU) Ersin TULUNAY (ODTÜ)
Cemil GURUNLU (KTU) Nejat TUNCAY (İTU)
Nurdan GUZELBEYOĞLU (İTU) Atıf URAL (Kocaeli U)
Emre HARMANCI (İTU) Alper URAZ (Hacettepe U)
Altuğ İFTAR (Anadolu U) Gökhan UZGÖREN (IU)
Kemal İNAN (ODTÜ) Yi İdirim UCTUG (ODTÜ)
Asım KASAPOĞLU (YTU) Asaf VAROL (Fırat U)
Adnan KAYPMAS (İTU) Sıddık B. YARMAN (IU)
Ahmet H. KAYRAN (İTU) Mümtaz YILMAZ (KTU)
Mehmet KESİM (Anadolu U) Melek YÜCEL (ODTÜ)
Erol KOCAOĞLAN (ODTÜ) Nusret YUKSELER (İTU)
Muhammet KOKSAL (İnönü U) Selma YUNCU (Gazi U)

ÖNDEN BESLEMELİ PARABOLİK YANSITICILI ANTENLERDE

KROS POLARİZASYON

Kemal ERDOĞDU , KTÜ Elektrik-Elektronik Bölümü TRABZON

Mehmet KAPUKAYA , PTT Bölge Vericiler Müdürlüğü TRABZON

ÖZET

Bu çalışmada Açıklık Alanı Yöntemi (AFTf) önden beslemeli parabolik yansıtıcılı mlkrodalga antenlerin doğrusal polarizasyonda besleme ve antenlerin ışırma örüntülerinin, kros polarizasyon yalıtımı (CPI) değerlerinin bulunmasında kullanıldı.

Açıklık alanı yöntemi herhangi bir besleme alanına kolaylıkla uygulanabilmekle birlikte, antenin ileri yöndeki alanı için doğruya yakın sonuçlar verirken diğer bölgelerde (yeterli bilgi içermediğinden) kullanılabilir sonuçlar vermemektedir. Işıma örüntülerinde kros polarizasyonlu gücün tepe değerleri ana kulakçık yakınlarında olduğundan AFTi 'nin burada kullanılması uygundur. Karşılansılan tümlevler, sayısal tümlev yaklaşımaları kullanılarak bilgisayarda hesaplanmıştır.

1. GİRİŞ

önden beslemeli parabolik yansıtıcılı antenlerde kros polarizasyon oluşumunun incelenmesi öncelikle antenin ışırma örüntülerinin eldesini gerektirmektedir. Bu nedenle 2. bölümde açıklık alanı yöntemi tanıtılmış ve antenin ışırma alanı bileşenleri elde edilmiştir. Ayrıca polarizasyon ve kros polarizasyon olguları üzerinde kuramsal açıklamalar yapıldıktan sonra ışırma örüntülerinde önemli bir büyüklük olan kro3 polarizasyon yalıtımı (CPI) tanımlanmıştır.

3. bölümde parabolik yansıtıcılı antenlerin besleme t 7-manı olarak çok yaygın kullanılan dairesel kesitli

dalga kılavuzu antenlerin ışırma örüntüleri elde edilmiş ve konu kros polarizasyon oluşumu açısından irdelenmiştir.

4. bölümde örnek seçilmiş anten için ko ve kros polarizasyonlu ışırma gücü örüntüleri verildikten sonra düz ve ofset parabolik antenler için CPI değerlerinin değişimi verilmektedir.

Sonuç bölümünde ise kaçınılan bir sorun olan kros polarizasyon oluşumu ve CPI'm önemi elde edilen sonuçlarla birlikte yorumlanmıştır.

2. KURAM

2.1. AÇIKLIK ALANI YÖNTEMİ

Açıklık alanı yöntemi, önden beslemeli parabolik yansıtıcılı antenin odak noktasındaki besleme elemanından gelen alanın parabolik yüzeyden yansıdıktan sonra antenin açıklık düzlemi üzerinde (Şekil-1'de So yüzeyi) oluşturduğu alan dağılımına Alan Eşitliği ilkelerini [1] uygulayarak antenin uzak-alan bölgesinde ışırma alanının elde edilmesini sağlar. Besleme elemanından ayrılan alana Geometrik Optik (GO) yansıma yasaları [2] uygulayarak parabolik yüzeyden yansıyan alan elde edilir. Antenin açıklık düzlemi üzerindeki açıklık alanı E« en genel olarak

$$E_a = \hat{a}_x E_{ax} + \hat{a}_y E_{ay} \quad (1)$$

biçiminde yazılır. EOJ* ve E«v sırası ile açıklık alanının x ve y doğrultusundaki bileşenlerine karşılık düşmektedir. Açıklık üzerindeki Es elektrik alanına Alan Eşitliği ilkeleri [1] uygulanarak antenin uzak-alan

bölgesindeki ışınma alanı bileşenleri

$$E_r = \frac{jke^{-j\beta r}}{4\pi r} (\cos\theta - 1) \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} (E_x \cos\theta + E_y \sin\theta) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2a)$$

$$E_\theta = \frac{jke^{-j\beta r}}{4\pi r} (\sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi) \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \sin\theta d\theta d\phi \quad (2b)$$

ve

$$E_r = \frac{jke^{-j\beta r}}{4\pi r} (\cos\theta - 1) \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} (E_x \cos\theta + E_y \sin\theta) \sin\theta d\theta d\phi \quad (2a)$$

$$E_\theta = \frac{jke^{-j\beta r}}{4\pi r} (\sin\theta \cos\phi + y' \sin\theta \sin\phi) \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\pi} \sin\theta d\theta d\phi \quad (2b)$$

biçiminde elde edilir. (2) eşitlikleri ile verilen elektrik alanı E_r , x ve y eksenine doğrultusundaki bileşenleri cinsinden de

$$E_{rx} = E_r \cos\theta \cos\phi \quad (3a)$$

$$E_{ry} = E_r \sin\theta \sin\phi + E_\theta \cos\theta \quad (3b)$$

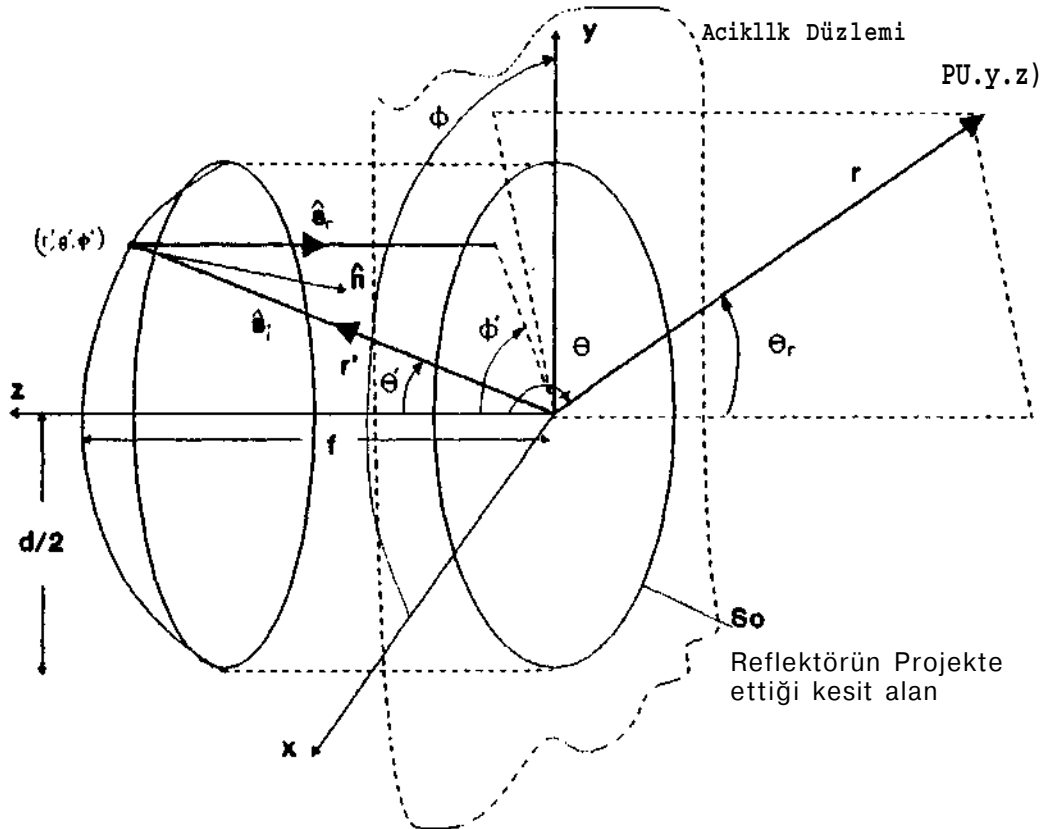
yazılır.

2.2. KROS POLARİZASYON

Şekil-1.'de parabolik yansıtıcının odak noktasına yerleştirilmiş z eksenine doğrultusunda ışın yapan, doğrusal polarizasyonlu sabit fazlı beslemenin elektrik alanı E_f , θ ve ϕ bileşenleri cinsinden

$$E_r(\theta, \phi) = E_{r\theta}(\theta, \phi) \hat{a}_\theta + E_{r\phi}(\theta, \phi) \hat{a}_\phi \quad (4)$$

en genel biçimde yazılır. Beslemenin bu alanı ile yaratılmak istenen polarizasyon yönünü, elektrik alanının y eksenine doğrultusundaki bileşeni E_{ty} (veya $E_{\theta 0}$) ile gösterelim, istenmeyen x eksenine doğrultusundaki bileşeni E_{tx} (veya $E_{\phi 0}$) ile gösterelim. Polarizasyon bileşenlerini belirlemek için [3] 'de verilen 2. Tanım kullanılacaktır. Bu tanıma göre noktasal bir kaynağın radyal doğrultusuna dik polarizasyon tanımı yapılacak, referans polarizasyon vektörü seçilerek buna dik olan vektör kros polarizasyonlu bileşen olarak kullanılacaktır. Besleme elemanının ko (eş) ve kros



Şekil-1- Parabolik yansıtıcı geometrisi.

(çapraz) polarizasyonlu bileşenleri dikkörtgen koordinatlarda yazılırsa

$$E_{ko} = E_{ry} = E_{r0} \sin \theta + E_{r0} \cos \theta \quad (5a)$$

$$E_{kro} = E_{rx} = E_{r0} \cos \theta - E_{r0} \sin \theta \quad (5b)$$

elde edilir. Beslemeden istenmeyen bileşen E_{fx} 'in gelmemesi için $E_{fx} = 0$ olmalıdır. Böylece

$$E^* \cos \theta = E_{r0} \sin \theta \quad (6)$$

olmalıdır. (6) bağıntısı beslemeden kros polarizasyonlu alan bileşeninin gelmemesi için alanın θ ve 0 bileşenleri arasında olması gereken ilişkiyi vermektedir.

Antenin uzak alan bölgesindeki ışıma örüntülerinde k_0 polarizasyonlu güç P_{k_0} ve kros polarizasyonlu güç $P_{k_{\infty}}$ olmak üzere kros polarizasyon yalıtımı (CPI) aşağıdaki gibi tanımlanır :

$$CPI = 10 \log \left[\frac{(P_{k_0})_{max}}{(P_{k_{\infty}})_{max}} \right] \text{ [dB]} \quad (7)$$

3. BKSLKMK KLKMANI

Burada parabolik yansıtıcının odak noktasına yerleştirilmiş besleme elemanı olarak dairesel kesitli dalgakılavuzu kullanılacaktır. Dalgakılavuzunun TE_{11} (baskın) modunda çalıştığı düşünülerek ışıma alanı bileşenleri için [4] 'den

$$E_r = H_r = 0 \quad (8a)$$

$$E_{\theta} = (k_0 / \beta) \frac{a}{(k_0^2 a^2 - 1)^{1/2}} - q_1(\theta) \sin \theta \quad (8b)$$

$$E_{\phi} = (k_0 / \beta) \frac{a}{(k_0^2 a^2 - 1)^{1/2}} - q_2(\theta) \cos \theta \quad (8c)$$

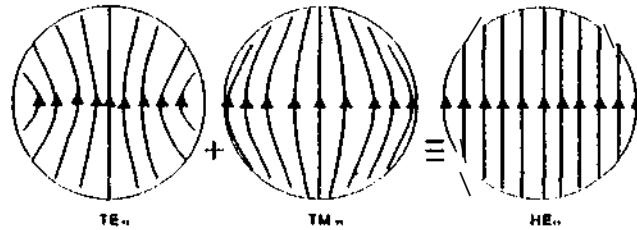
dir ve burada

$$q_1(\theta) = (1 + (3A_0 \cos \theta) \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta}) \quad (8d)$$

$$q_2(\theta) = ((f_1 / k_0) + \cos \theta) \frac{J_1(k_0 a \sin \theta)}{1 - (k_0^2 / k_c^2) \sin^2 \theta} \quad (8e)$$

dir. Ayrıca a dalgakılavuzu yarıçapını göstermekte ve $\beta = \sqrt{k_0^2 - k_c^2}$ dir (8) bağıntıları kullanılarak $a = 0.4 \lambda$ için Şekil-3 'de besleme alanlarının θ 'ye göre değişimleri verilmektedir Burada Çeki 1-1 'deki eksen takımı referans alınmıştır. P_{ix} ve P_{iy} sırası ile y (k_0) ve x (k_{ro}) polarizasyonlu güçleri göstermektedir.

TE_{11} modunda dairesel kesitli dalgakılavuzu açıklığındaki alanın kros polarizasyon bileşeni içermesi (Şekil-2 'den görülebilir) nedeni il ışına alanında da kros polarizasyon görüldü (Şekil-3). Eğer dalgakılavuz açıklığında saf bir polarizasyon bileşeni elde edilirse beslemeden kaynaklanan kros polarizasyonu azaltabiliriz. Bu ise pratikte çift modlu k_0 aksiyel dalgakılavuzu, çift modlu huni ve oluklu konik huni antenlerin besleme elemanı olarak kullanılması ile mümkün olmaktadır. Şekil-2 'de dalgakılavuzu açıklığında TE_{11} ve TM_{11} modlarının aynı anda oluşturulması ile HE_{11} olarak adlandırılan karma modunun eidesi ve sonuçta düzgün bir polarizasyonun elde edilmesi verilmektedir.



Şekil-2. Dairesel dalgakılavuzu açıklığında TE_{11} , TM_{11} modları ve toplamalarının dağılımı.

L'airesel kesitli dalgakılavuzu açıklığında y eksenini doğrultusunda düzgün bir a)nn dağılımı elde ettiğimizde oluşan ışınma alanı bileşenleri LAJ

$$E_r = H_r = 0 \quad (9a)$$

$$E_\theta = j(C_1/2) \sin\theta (1 + \cos\theta) J_1(Z) / Z \quad (9b)$$

$$E_\phi = j(C_1/2) \cos\theta (1 + \cos\theta) J_1(Z) / Z \quad (9c)$$

dir ve burada $X_{11} = 1.841$ olmak üzere

$$C_1 = jka E_0 J_1(X_{11}) e^{-jkr} / r \quad (9d)$$

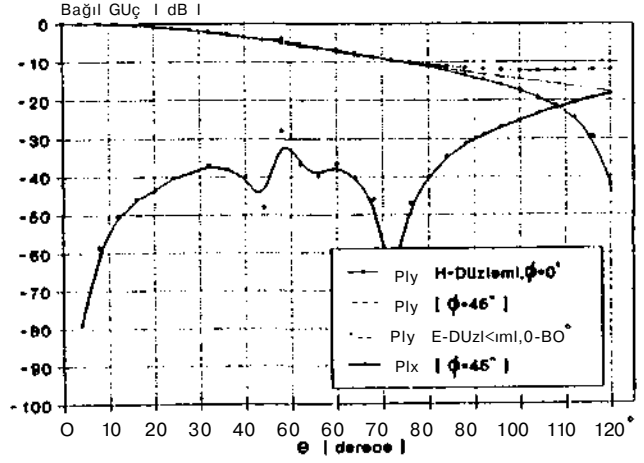
$$Z = k a \sin\theta \quad (9e)$$

eşitlikleri geçerlidir. Şekil-4 'de y polarizasyonla beslemeden gelen güç P_{iy} değişimi verilmektedir. Kros polarizasyonlu bileşen $P_{ix} = 0$ 'dir. P_{r-y} ve P_{r-x} sırası ile parabolik yüzeyden yansıyan alanın ko ve kros polarizasyonlu güçlerini göstermektedir. Beslemeden kros polarizasyon gelmemesine rağmen parabolik yüzeyin eğriliğinden dolayı P_{rx} oluşmaktadır.

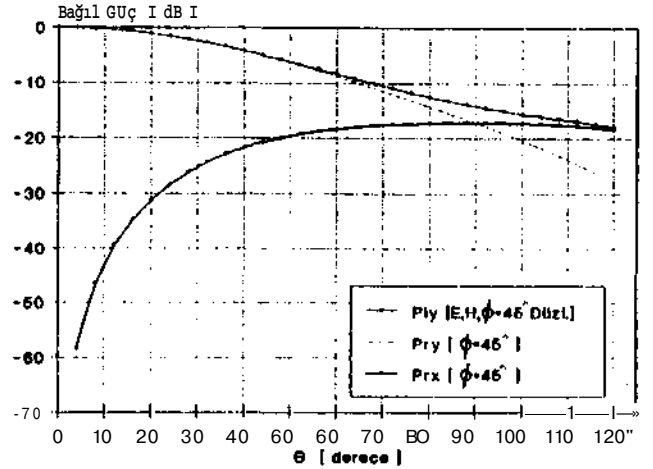
4. IŞIMA ÖRÜNTÜLERİ VE CPI

Burada AFM 'nin verdiği sonuçları görebilme açısından (2) eşitliklerini kullanarak $f_0 = 11.325$ GHz 'de (Ku band merkez frekansı) ; $a = 0.38\lambda$, $d = 25\lambda$ ve $\theta = 70^\circ$ olan örnek bir parabolik anten seçilerek hesaplanan ko (P_y) ve kros (P_x) polarizasyonlu güçlerin örüntüleri Şekil-5 ve -6 'da verilmektedir.

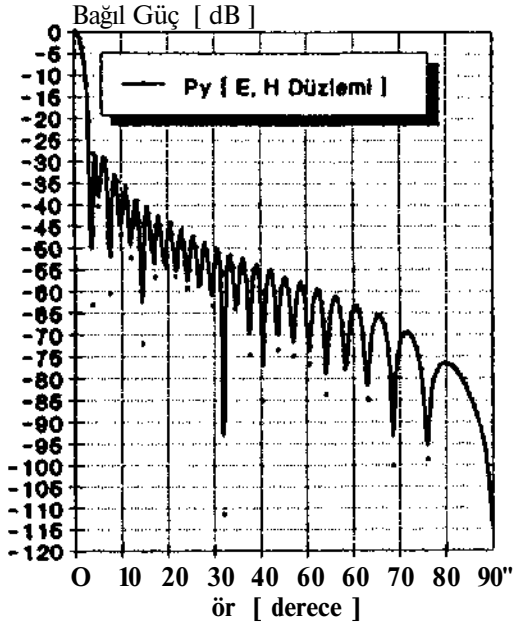
Kros polarizasyon yalıtımı (CPI) için (7) eşitliğini kullanarak HE₁₁ ve TE₁₁ modlarında dalgakılavuzu yarıçapı a değiştirilerek 90 açısına göre CPI değerleri Şekil-7 ve -8 'de çizilmiştir. [5] 'den yararlanarak aynı işlemler offset parabolik anten içinde yapılarak 9c mekanik açısı değiştirilerek CPI değerleri Şekil-9 ve -10 'da değişimleri verilmektedir.



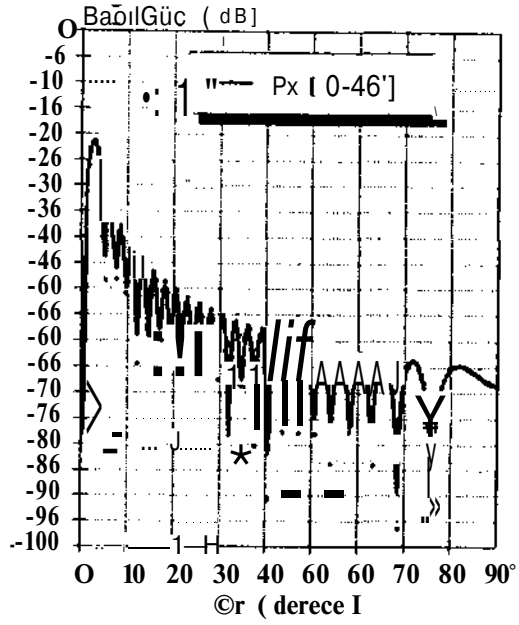
Şekil-3. TE₁₁ mod beslemede gelen bağıl güçler (a=0.4).



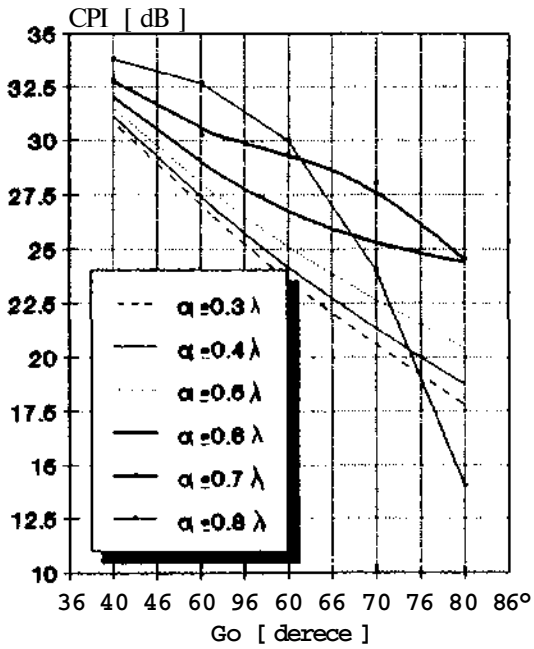
Şekil-4. HE₁₁ mod beslemede gelen ve yansıyan güçler (a=0.4).



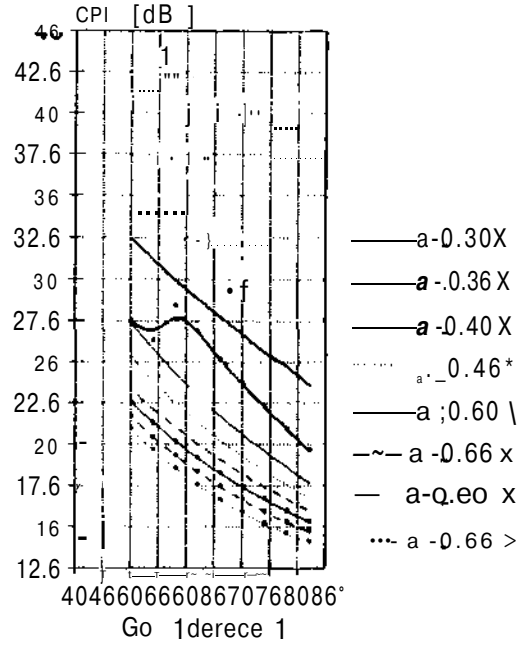
Şekil-5. P_v bağıl ışınma gücünün ($0=0$ ve 90°) örüntüflü.



Şekil-6. P_x bağıl ışınma gücünün ($0=45^\circ$) örüntüsü.



Şekil-7. HE11 mod beslemeli parabolik antenin CPI davranışı.

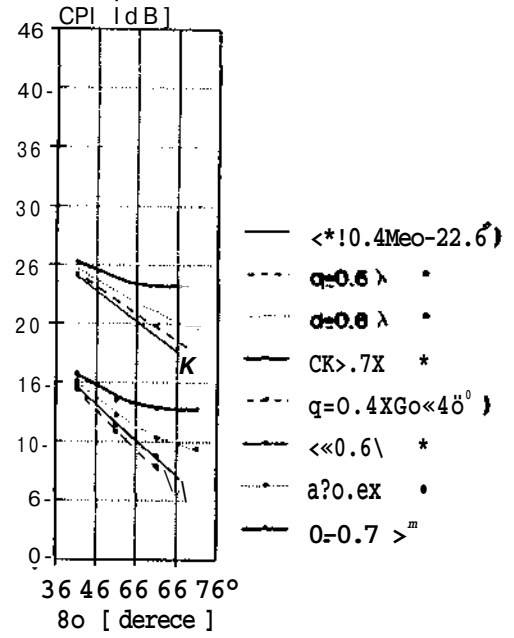


Şekil-8. TK11 mod beslemeli parabolik antenin CPI davranışı.

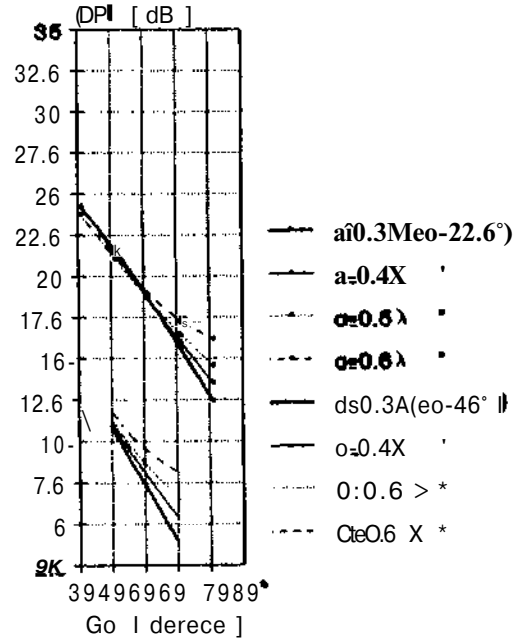
5. SONUÇ

Kros polarizasyon iki açıdan önem taşımaktadır. Bunlardan biri kros polarizasyonlu bileşenin ko polarizasyonlu -bileşenden oluşması nedeni ile azda olsa anten veriminin dolayısı ile kazancın azalmasına neden olmaktadır, ikincisi ise ışınma örüntülerinde karşılaşılan kros polarizasyonlu gücün tepe değerleri yani CPI 'dir. CPI 'in önemi özellikle son yıllarda ortaya çıkmıştır. Ekvator üzerindeki (Geostationary) yörüngeyi kullanan 12 GHz bandı TV yayın sistemleri artma eğilimi göstermektedir. Buda yörünge üzerindeki uydu konumuna olan istemin artmasına neden olmaktadır. Aynı zamanda uyduları olabildiğince yakın aralıklarla yerleştirilerek yörüngeden enbüyük yararlanımın sağlanması gerekmektedir. Bu nedenle uydu yeristasyonlarının yan kulakçık ve kros polarizasyon düzeylerinin (karışan işaretlerin istenen işaret üzerinde önemli bir girişim oluşturmayacak düzeyde) küçük tutulması gerekmektedir. Böylece yan kulakçıklar, ana kulakçıktan 35 dB [2] aşağıda tutulmalı ek olarak da kros polarizasyon bu düzeyin altında tutulabilirse işaretler önemli bir kros girişimi olmaksızın diğer polarizasyonda alınabilir.

iyi bir yalıtım için 35 dB önerilmesine rağmen enbüyük ışınma doğrultusunda, eksenler üzerinde veya arada 27 dB 'ye kadar [6] CPI kabul edilebilmektedir. Böylelikle CPI için elde edilen grafiklerde 27 dB 'nin üzerindeki değerleri veren anten özellikleri anten tasarımında kullanılabilir. Burada yapılmamasına rağmen sonuçları deneysel olarak sınamak gerekmektedir. Besleme ve destek kollarının açıklık alanını engellemesi nedeni ile oluşan kazanç kaybı ve gü-rültü sorunları nedeni ile düz parabolik yansıtıcılı antenlerin yerine ofset antenler kullanılsa da sonuçlardan görebileceği gibi CPI azalmaları ile karşılaşılacaktır.



Şekil-9. HE11 mod beslemeli ofset parabolik antenin CPI davranışı



Şekil-10. TK11 mod beslemeli ofset parabolik antenin CPI davranışı.
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

KAYNAKÇA

- [1] Balanla, C. A., **Antenna Theory: Analysis and Design**, Wiley International Edition, John Wiley & Sons Inc., New York, 1982.
- [2] Collin, R. K. and Zwickler F. J., **Antenna Theory**, Vol. II, McGraw-Hill Book Co., New York, 1969.
- [3.1] Ludwig, A. C., The «efinition of Croaa Pol arıza l.iori; **IEEE Trans. on Ant. and Propag.**, Vol. 21, 1973, 114-119.
- [4] Collin, R. E., **Antennas and Radiowave Propagation**, Third Edition, McGraw-Hill Book Co., Singapore, 1990.
- [5] Ta-Shing C. and Turrin R. II., Depolarizasyonu Properties of Offnet Reflector Antennas, **IEEE Trans. on Ant. and Propag.**, Vol. 21, 1973, 339-345.
- [6] Pratt, T. and Bostian, C. W., **Satellite Communication**, Wiley & Sons, Singapore, 1996.

Kemal KRDOĞDU



1941 'de doğdu. 1969 da İTÜ Elektrik Fakültesini bitirdi. 1970 'de KTÜ 'de asistan olarak göreve başladı. 1978 'de doktor oldu. Hal on KW Elektrik-Sloktmik Müh. Bölümünde görev yapmaktadır.

Mehmet KAPUKAYA



1966 'da Kakişehir 'de doğdu. 1988 'de KTÜ Elektrik-Elektronik Müh. bölümünü bitirdi. 1992 'de KTÜ 'de Elektronik Yükoek Mühendisi unvanı aldı. PTT Bölge Vericilerinde çalışmaktadır.

KAPASİTANS GEÇİŞ SINYALLERİNİ ÖRNEKLEMELİK İÇİN HIZLI KAPASİTANSMETRE TASARIMI VE YAPIMI

MÜzeyyen Sarıtaş ve Zeynep Onver

Gazi Üniversitesi Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi,
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü 06570 Maltepe/Ankara

ÖZET

Derin seviye geçiş spektroskopisi (DLTS) tekniği, yarı iletkenin yasak band aralığındaki derin seviyelerin doldurulup boşaltılması sırasında oluşan kapasitans geçiş sinyallerinin sıcaklığa bağlı olarak değişimini inceler. DLTS yönteminde, hisli kapasitans geçiş sinyallerini biçmek için genelde Boonton kapasitansmetre kullanılmaktadır. Bu çalışmada, Fas Kilitli Çevrim (PLL) entegrasyonu kullanılarak kısa ömürlü kapasitans geçişlerini ölçülebilen ucuz, basit bir devre yapıldı. Fas modülasyonu kullanan PLL entegrasyonunun özellikle DLTS çalışmalarına uygun olduğu gösterildi. Ayrıca, diyodun uzay yük bölgesini doldurup boşaltma sırasında oluşan hisli kapasitans geçiş sinyallerini iki ayrı noktada örnekleyen, tutan, farkını alıp yükselten bir sinyal işleme ünitesi gerçekleştirildi ve sistem çalıştırılarak sonuçlar incelendi.

1. GİRİŞ

Yarı iletkenlerin yasak band aralığındaki derin seviyeler, elektronik devre elemanlarının anahtarlama özelliklerini dolayısıyla verimlerini etkilediklerinden yarı iletken malzemeye bilinçli olarak eklenmelidir. Derin Seviye Geçiş Spektroskopisi (DLTS) tekniği, Luig/1/ tarafından geliştirilmiş olup yarı iletkenlerin bazı karakteristiklerini, örneğin enerjisi seviyelerin yerini, konsantrasyonlarını, yakalama kesit alanlarını, doğrudan ölçme imkânını vermektedir/1-8/. Bu yöntem, kısaca, yarı iletkenin bir p-n veya Schottky diyod yapısını içermekte ve uzay yük bölgesinin oluşunu için ters beslenen diyoda kısa süreli ileri besleme darbesi uygulandıktan sonra kapasitans değeri sıcaklığa karşı incelemektedir. Başlangıçtaki büyük, çok kısa süreli bir kapasitans darbesi, daha küçük nispeten uzun ömürlü, mikrosaniye veya milisaniye mertebesinde olan bir geçiş sinyali ile takip edilmektedir.

Derin seviyelerin istendiği ve istenmediği devre elemanları ve derin seviye geçiş spektroskopisi yöntemi bir önceki çalışmada detaylı olarak anlatılmıştır/5,6/. DLTS sistemi, üç ana kısımdan oluşmaktadır. Darbe üretici ve sinyal işleme

ünitesi, numune soğutucu ve ısıtıcı (cryostat) ve sıcaklık kontrol devresidir. Bunlara ilave olarak bir hızlı kapasitansmetre, bir x-y kaydedici, osiloskop, bilgisayar ve monitörü gerekmektedir.

Bu güne kadar yayınlanmış DLTS çalışmalarında Boonton kapasitansmetre kullanılmıştır. Boonton kapasitansmetre temelinde 1 MHz ösillatörlü bir köprüdür. Bu cihaz, DC kapasitansları ölçmek için yapılmış olup DLTS ölçümlerine uygun hale getirmek için bazı değişikliklerin yapılması gerekmektedir.

Bir önceki çalışmada yapılan bu değişiklikler özetle şunlardır/5,6 /:

I) Diyodun ileri beslenmesi anında, aşırı yüklemeye karşı Boonton'u korumak için bir röle sürücüsü eklenmiş ve sistemin içindeki 1MHz'lük yükselteç topraklanmıştır.

II) Çıkışın kısa sürede oluşabilmesi için aşırı yüklemeye karşı hassas olan devreler devre dışı bırakılmıştır.

iii) Kapasitansmetrenin hızını 10 kat arttırmak için içerdeki filtre devresi değiştirilmiştir, iv) Gürültüyü yok etmek için dijital gösterge devre dışı bırakılmıştır.

v) Boontonun kazancı 5 kat artırılarak çıkış okuma değeri 2 Volttan 10 Volta yükseltilmiştir,

vi) Ayrıca bir ara birim devresi yapılmış ve Boonton kapasitansmetre hem C-V modunda hem de DLTS modunda çalıştırılmıştır.

Ancak, Boonton kapasitansmetrenin flatı yüksek ve ayırma gücü düşüktür. Ayrıca, Diyodun kapasitansmetreye bir puls transformatörü ile bağlanması ve ayrı bir besleme gerilimi eklenmesi gerekmektedir. Boonton kapasitansmetrenin dezavantajları gözönüne alınarak, yeni bir kapasitansmetre yapımına gidilmiştir.

Burada kullanılan 1C PLL'ler, Sigmatic NE555, 500 KHz'e, NE564 ise 50 MHz'e kadar çalışabilmektedir/9/. Diğer PLL, NE568, 150 MHz' kadar çalışabilmekte ancak bu entegreyi bulmak ve bununla ilgili doküman elde etmek zordur.

2. FAZ KİLTLİ ÇEVİRİM (PLL) DEVRESİ

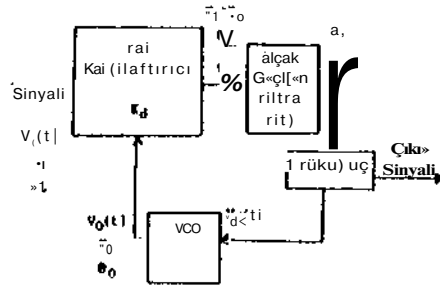
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

PLL kavramı, 1922'den beri bilirdiği gibi uzay telemetrisinde ve yüksek gürlüğe bağımsızlığı ve dar band genişliği isteyen yerlerde kullanılmaktadır. Mikrodalga uygulamalarda PLL'ler kesikli devre elemanları ile gerçekleştirilirken, 100MHz'in altındaki uygulamalarda tek çipteki PLL'ler tercih edilmektedir. 1970'lerde yapılmaya başlanan entegre devre (IC) PLL'ler düşük fiyatlarda olup endüstride, günlük hayatta ve askeri alanda değişik uygulama alanları bulmaktadır. PLL'ler, sinyal üretimi, sinyal modülasyonu, sinyal ayırma, demodülasyon, gürlüzsüz sinyal yenileme, frekans çoğaltma ve bölme gibi uygulamalarda, dokunmatik telefonlarda ve motor kontrolünde kullanılmaktadır/9/.

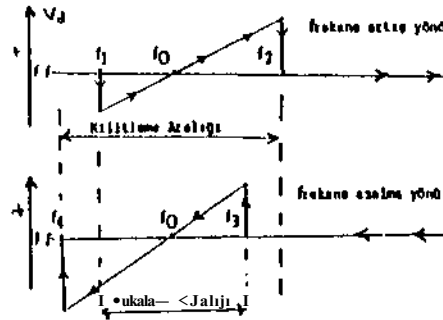
PLL'ler geri besleme sisteminde düzenlenmiş bir grup elektronik devre olup, blok diyagramı Şekil 1'de görülmektedir. PLL üç temel devreden oluşmaktadır: Faa karşılaştırıcı veya dedektör, alçak geçiren filtre ve yükBelteç, ve geri besleme yolunda bir voltaj kontrollü osilatör (VCO) içermektedir. Devrede, faa karşılaştırıcı girişine dışardan bağlanan osilatörün oluşturduğu dalga ile VCO'dan alınan çıkış karşılaştırılır. Herhangi bir faa veya frekans farkından oluşan sinyal, yükseltildikten ve alçak geçiren filtreden geçirildikten sonra bir hata sinyali verir. Bu sinyalin geri VCO'ya verilmesi, VCO'nun karakteristiğini değiştirerek dışarıdaki osilatör ile aynı faa ve frekansa geri getirir. VCO'nun ayarı dışardan bir kapasitör ile değiştirilebilir. O halde ayar elemanı olarak bir diyod kullanılırsa, diyod kapasitansındaki bir değişimin takip edilmesi, frekanstaki ve böylece hata sinyalindeki bir değişim ile sağlanır.

PLL'ler diğer geri beslemeli sistemler gibi matematiksel olarak modellenebilir. PLL'nin giriş sinyali $V_i(t) = V_m \sin(\omega t + \theta)$, VCO çıkış sinyali $V_o(t) = V_o \sin(\omega_0 t + \theta_0)$ olsun. Bu iki sinyalin faa karşılaştırıcısında çarpımı $V_c(t) = K \frac{V_o}{2} \cos(\omega_0 - \omega)t - \cos(\omega_0 + \omega)t$ şeklinde yazılabilir. Bu sinyal alçak geçiren filtreden geçirildikten ve yükseltildikten sonra VCO'ya kontrol girişi olarak geri verilir. Kontrol girişi sinyali, $V_d = AV_j V_o \cos(\omega_0 - \omega)t$ şeklindedir. Burada PLL'nin üç durumu vardır: Kararsız titreşimli durumu, yakalama durumu, ve kilitleme veya lalame durumudur. Eğer giriş sinyal frekansı VCO frekansından çok makta ise fark frekansı çok yüksektir ve yüksek frekanslar alçak geçiren filtrede düşürülür. Bu durumda giriş sinyali yakalama aralığı dışında denir ve giriş sinyalindeki değişimler VCO frekansını etkilemez. Giriş sinyal frekansı VCO frekansına yeteri kadar yakınsa, pasif geri besleme olarak VCO'yu

kilitlemeye zorlar. Yeteri kadar yakın ifadeyi 'yakalama aralığı' terimi ile ifade edilmektedir.



Şekil 1. PLL blok diyagramı.



Şekil 2. Tipik bir PLL'nin voltaj-frekans transfer karakteristiği.

Bir PLL'nin yakalama aralığı, VCO'nun kararlı titreşimli etrafında merkezlenmiş frekans aralığıdır. VCO'nun giriş sinyalini alacağı frekans aralığı limitlidir. Bu limite 'kilitleme aralığı' (Lock Range) denir. Kilitleme aralığı, PLL'nin kilitli olacağı giriş sinyal frekans aralığıdır ve her zaman yakalama aralığından (Capture Range) büyüktür. Şekil 2'deki diyagram yakalama ve kilitleme aralığı hakkında daha iyi bilgi vermektedir. Bu diyagram, VCO'nun girişindeki DC geriliminin frekansa karşı çizimidir. Giriş sinyali bir AC dalgası olarak alınmış ve frekansın çok geniş aralıkta değiştiği kabul edilmiştir. Dikkat edilirse, PLL, giriş sinyali f_j oluncaya kadar bir çıkış vermemektedir. Bu frekans, yakalama aralığının alt sınırı olup bu frekansta PLL giriş sinyaline kilitlenir ve hata voltajını negatif yöne saptırır. Bu negatif voltaj, VCO'nun kendisini giriş sinyaline kilitlemesi için gerekli olan DC voltaj değeridir. Kilitleme aralığının üst sınırına (f_2) ulaşıncaya kadar hata voltajı giriş sinyal frekansı ile doğrusal bir şekilde artar. Bu noktada PLL kilitleme başarısını kaybeder ve hata voltajı tekrar sıfıra döner. PLL

kilitleme özelliğini kaybettiğinde, VCO'nun tekrar kararsız titreşim frekansına döndüğü görülür. Giriş sinyali frekansı f_2 'nin altına indirilerek hata voltajı üzerindeki etkisi incelenebilir. Şekil 2'de görüldüğü gibi PLL, giriş sinyalini f_3 'te tekrar yakalamakta ve bu frekans yakalama aralığının (tat sınırı) olmaktadır. Frekans düşürülmeye devam edilirse hata voltajı da düşmekte, f_3 frekansına ulaşıldığında VCO, giriş sinyali derindeki kilitleme özelliğini kaybederek kendi kararsız titreşim frekansına dönmektedir. Yakalama aralığı Δ ve t_3 arasında, kilitleme aralığı f_2 ve f_4 arasındadır. Devre yakalama aralığı içine girmiş olan sinyalleri yakalamakta ve bu aralıkta VCO, doğrusal frekans/voltaj (F/V) transfer fonksiyonuna sahip olmaktadır. PLL bir kere kilitlendiğinde, 60° - 90° arasında değişirse V_0 bu değeri karşılayacak şekilde değişerek BİStemi kilitleme aralığında tutar.

PLL literatüründe karşılaşılan terimler aşağıda özetlenmiştir:

Çekil 1'deki PLL modelinde f_y ve B_0 giriş ve çıkış fazlarını göstermektedir. VCO serbest çalışma frekansı, w_0 , giriş sinyali yokken VCO'nun serbest çalışma frekansdır. Kilitleme aralığı, $2\pi/\text{Çevrimin kilitli kalmaya devam edebileceği frekans aralığıdır. Yakalama aralığı, } 2t_3$, alçak geçiren filtrenin seçiciliğinden dolayı kilitleme atalığından küçüktür. Kilitlenme süresi, t_j , VCO'nun serbest çalışma durumundan kilitlenmeye kadar geçen süredir. Kilitleme süresi alçak geçiren filtrenin band genişliği ile ters orantılıdır. Faa karşılaştırıcının kazancı, K_f , çevrim kilitlendiğinde $V_j(t)$ ile $V_0(t)$ arasındaki faa farkının, faa karşılaştırıcı gerilimine olan bağıntısını gösterir. Sinyal seviyesi düşükse K_f giriş genliğinin bir fonksiyonudur. Birimi Volt/radyandır. VCO çevrim kazancı, K_v/B , giriş kontrol voltaj değişiminin karşı VCO frekansındaki değişim olup birimi Hz/Voltur. VCO'ya ilişkin $1/s$ terimi çevrimdeki 90° faa kaymasına karşılık gelir. Çünkü VCO, gerilimi frekansa çevirir ve faa da frekansın integralidir. $F(s)$, alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu olup birimlidir. K_d ve K_0 değerleri değişik firmaların Örettikleri PLL'ler için farklı yöntemlerle bulunur. Ayrıca bazı VCO'lar akım kontrollüdür. VCO çıkışı faa karşılaştırıcıya verilmezse oluşan açık çevrim kazanç fonksiyonu, $T(s) = -K_0 F(s)/s$ 'dir ve birimi $1/s^n$ 'dir. Kapalı çevrim kazanç fonksiyonu, $H(s) = T(s)/(1+T(s))$, VCO çıkışı faa karşılaştırıcı girişine geri verildiğinde oluşacak kapalı çevrim kazancını belirler. Ayrıca, $F(s)$ 'nin değişik formları için sistem tepkisi incelenebilir.

DSıfır mertebeli filtrede. $F(s) = 1/s^n$ 'dir. Bu

durumda sistem oldukça kararlı ve frekans sapmalarını olmadığı görülür. Ancak VCO girişinde frekans toplam bileşenleri bulunacaktır, ii) Birinci mertebeli filtrede, $F(s) = 1/(sT+1)$ 'dir. Devreye birinci mertebeli filtre eklendiğinde PLL ikinci mertebeli olur ve kapalı çevrim kazancı, $H(s) = [K_v/T]/(s^2+B/T+K_v/T)$ ile ifade edilir. Böyle bir devrede K_y kazancı, $(K_y H C)^{-1}$, arttırıldığında sistemin kararsızlığa gittiği görülür. Kapalı çevrim kazancının paydası sıfıra eşitlenerek devrenin sönüm faktörü, $(C)/2K_y T$, ve kapalı çevrimin karakteristik frekansı, $w_n = (K_y/i)$, bulunabilir. Filtrenin zaman sabiti arttırıldığında BİStemin Sönüm faktörü azalır. Birinci mertebeli filtre kullanıldığında frekans sapmaları büyük olur, bu da VCO'nun dinamik aralığını aşarsa kilitleme kırılabilir.

İkinci sisteme ikinci mertebeli geri-gerilim filtre eklenerek sistemin geçici tepkisi düzeltilebilir, ve frekans sapmaları azaltılabilir. Bu istenen bir durumdur.

iv) İkinci ve yüksek dereceli filtrelerin eklenmesi PLL'nin derecesini arttıracığından PLL'nin dinamik tepkisi kararlı olur. Bu filtrelerle, birinci mertebeli filtre ile ulaşılamayan, özel tepkiler elde edilebilir ancak sistem kararsızlığına karşı dikkatli olunmalıdır.

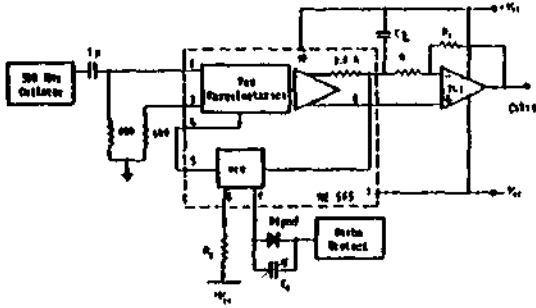
3. DEMRKLBW ÇALIŞMASI VE SONUÇLARDIR HİRLBMSİ

Bu kısımda, kısa ömürlü kapasitans geçişlerini ölçmek için gerçekleştirilen iki IC PLL kapasitans metre tanıtıldı ve bunların DLİS çalışmalarına uygun olduğu gösterildi. Ayrıca, hızlı kapasitans geçişlerini iki ayrı noktada örnekleyen çift örnekleme devresi eklendi. Sistem çalıştırılarak sonuçlar irdelendi.

3.1. IC PLL ile Yapılan Hızlı Kapasitans Metreler

Gerçekleştirilen hızlı kapasitans metrelerin devre diyagramları Şekil 3 ve Şekil 4'te görülmektedir. Çekil 3'teki, 565 IC PLL kullanarak; Şekil 4'teki ise 564 IC PLL kullanarak yapılmış hızlı kapasitans metrelerdir. Her iki devrede de örnek diyod devreye konduktan sonra diyoda ters besleme gerilimi uygulanır. Sonra, diyoda paralel bağlı olan değişken kapasitörle VCO frekansı giriş sinyali frekansına yanıştırılır ve PLL'nin yakalama aralığına girilir. Bundan sonra, ters besleme gerilimi üzerine bindirilmiş olan İleri besleme darbeleri diyoda uygulanarak diyod kapasitansındaki değişim PLL çıkışında gözlenir. Alternatif olarak, girişteki OBİlatör frekansı VCO frekansına yanıştırılarak PLL'nin yakalama aralığına girilebilmektedir.

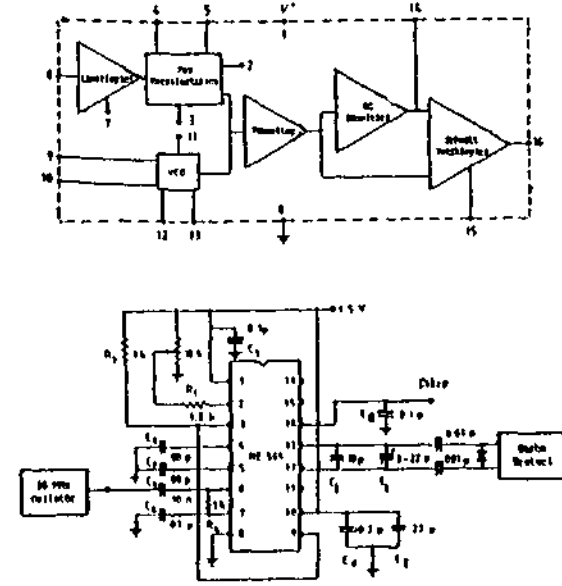
Şekil 3'teki RE 565 PLL, IC PLL'ler arasında en popüler olup 500 JOLA'e kadar çalışabilen genel amaçlı bir PLL'dir. Diğer PLL'lerle karşılaştırıldığında RE 565 PLL daha geniş kilitleme aralığına ($\approx 60 f_0$) sahip olup bu aralıkta % 0.5 doğrusallıkla kalene özelliği göstermektedir. Ancak hassasiyeti 1 mV'olup diğer 560 PLL'lerden de düşüktür. Diğer bir fark ise gOç kaynağı girişinde Zener diyod olmamasıdır. Bu nedenle, HE 565 PLL ile birlikte iyi regüle edilmiş bir gdc kaynağı kullanılmalıdır. RE 565 PLL'deki VCO'nun kararsız titreşim frekansı, $f_0 = (1.2/4R_jC_j)$ bağıntısından bulunur ve birini Ha'dir. Burada R_j VOO'ya akın Bağlayan direnç olup değeri 2-20 KΩ arasında olmalı ve en optimum değer 4 KO 'dur. RE565 PLL'tün kilitleme aralığı, $f_c = T_{St}/V^c$ bağıntısından; yakalama aralığı ise, $f_p = U_{ne} \cdot I^2 \cdot d^2$ bulunur. Burada f_{nc} birinci mertebeden filtrenin alçak kesim frekansı olup $f_c = 1/\sqrt{2K} \cdot 3600$ C_j 'den hesaplanır. Çekil 3'teki RE 565'te pln 4 ve 5 kısa devre yapılarak VCO çıkışı faa dedektör girişine bağlanmıştır. Pin 7 ve 8 arasında lnF kapasitör bağlanarak, kontrol akım kaynağındaki oallaayonlar dOşürOleblılır. Pin 6 ve 7 arasında bağlanan direnç değeri değiştirilerek PLL'nln çıkış katındaki kaaanç değiştirilebilir. Böylece kilitleme aralığı, % 60 f_0 'dan % 20 f_0 'ra İndirilebilir.



Şekil 3. HE565 IC PİL ile hıralı kapasltanstnetre.

Şekil 4'teki RE564 PLL'nln VCO titreşim frekansı, $f_0 = 1/25 R_c \cdot I^2$ bağıntısından elde edilir. Bağıntıda, $R_c = 100$ (1, C_j dışarıdan bağlanan kapasitör (Farad) ve C_g , devrenin paraalt kapasltansdır. PLL'nln çevrim kazancı, faa karşılaştırıcıya uygulanan beslene akımı ile ayarlanablmektedir/9/. Pln 4 ve 5 uçlarına $C\%$ kapasltorlerli bağlanarak birinci mertebeden bir filtre oluşturulmuştur. Giriş sinyali jenaratBrOnOn tepeden tepeye değeri 100 mV'olun altında ise kilitleme aralığı, giriş sinyali ile doğrusal bir şekilde artmakta ancak 100 mV'olu geçince kilitleme aralığı maksimum olup sabit kalmaktadır. VOO'daki kapasltör değeri 1-10 pT aramnda

değiştğinde VOO frekansı 0.1-50 mHz arasında değişmektedir. NE564'te faa karşılaştırıcı kaaancı, geniş bir frekans aralığında sabit kalmakta ancak giriş sinyalinin kOçOk değerlerinde giriş sinyali ile doğrusal olarak artmaktadır. VOO kaaancı ise giriş sinyalinden bağımsız ancak VOO'nun serbest titreşim frekansı ile doğrusal bir şekilde artmaktadır.

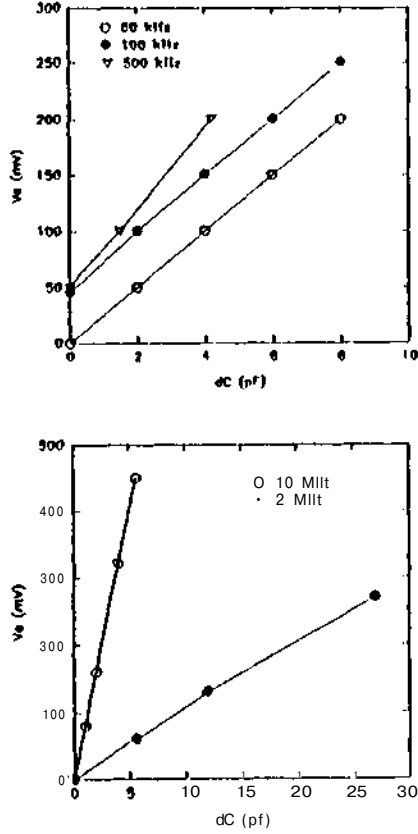


Şekil 4. (a) RE564 IC PLL'nln blok diyagramı, (b) RE564 IC PLL ile hıralı kapasltanstnetre.

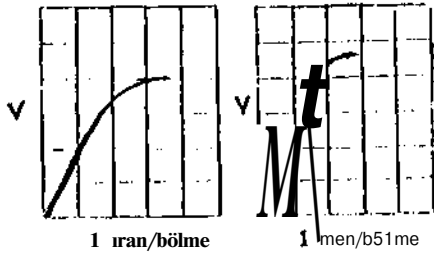
Faa modülasyonu kullanan devrelerimlade yapılan statik kapasltans ölçümleri, 6aellikle küçük kapasltene değışimleri için doğrusallık göstermektedir. Şeklk 3'teki kapasltansmetrede, DC hata sinyali- kapasltans değışim eğrileri çalışma frekansından bağımsızdır (Şekil 5-a). Şekil 4'teki kapasltanBmetrede ise çalışma frekansı arttıkça devrenin hassasiyeti artmaktadır (Şekil 5-b). RE*64 PLL ile gerçekleştirilen kapasltansroetrede; giriş sinyal frekansı, 2ma 'ten 16 MHz'e çıkarıldığında devre hassasiyetinin 10.7mV/pF 'tan 80mV/pFa çıktığı görülmektedir.

Şekil 3'tekli devre 400 KHz'e , Şekil 4'tekli devre 2 »la'te çalıştırılarak ve bir kırmızı LED kullanarak elde edilen voltaj-aaman spektrumları Şekil 6'da görülmektedir. Sonuçlar, bir önceki çalışmada, Boonton kapasltansrostre kullanarak, yapılan 61ç0mlerle/5,6/ tamamen benzerlik göstermekte ancak PLL kapasltansmetre çok daha ucu» olmaktadır. Burada, Diyodun

kapasitansmetreye bir puB transformatörü ile bağlanması ve ayrı bir besleme gerilimi eklemesi de gerekmektedir. IC PLL kullanılarak elde edilen neticeler, Sillfklın ve Ely'ın 1989'da kesikli devre elemanları ile gerçekleştirdikleri ve 16 MJZ'te çalıştırdıkları PLL sonuçları/10/ ile de uyumludur. Buradaki IC PLL kapasitansmetre, kesikli devre elemanları ile gerçekleştirilen kapasitansmetreden de ucuzdur.



Çekil 5. DC hata sinyall-statik kapasitans değişim eğrilerinin değişik frekanslarda ölçümü: (a) NE565 IC PLL/11 kapasitansmetre ile, (b) NG 564 IC PLL/11 kapasitansmetre ile.



Şekil 6. Kırmızı LED kullanarak elde edilen voltaj-aman spektrumları: (a) HE564 kullanarak, (b) NE 565 kullanarak elde edilmiştir.

Bu çalışmada gerçekleştirilen IC PLL '11 hıralı apasitansmetreler çalıştırırken aşağıdaki noktalar göa önünde tutulmalıdır:

- 1) VCO serbest çalışma frekansı, giriş sinyal frekansının 1/5-1/3 aralığına yerleştirilmelidir. İLJPLL giriş katında sınırlayıcı varsa (5S< PLL gibi) yakalama ve kilitleme aralığı giriş genliğinden bağımsız olur. Cırlş genliği eşik değerin altında ise daha iyi gOtultu ve band dışı sinyal bağımsızlığı elde edilir. Giriş genliği arttıkça faa karşılaştırıcı kaançı artacağından devre daha hıralı çalışır. Genlik yeteri kadar bÖyükse kaanç ve dolayısıyla kilitleme aralığı da sabit kalır. Yüksek genlik, doğrusal faa-frekans karakteristiği verir,
- 2) Kilitleme aralığı, giriş sinyal frekans aralığında değilse kilitleme kaybedilir. Giriş sinyalinin çok kPçök olduğu durumlarda, faa karşılaştırıcı geniş sapmaları isleyecek yeterli gerilimi Oretemediğinden, etkin kilitleme aralığı daralır. BÖyük sinyallerde ise VÜOnun tftn aralıkta kilitlemesi sağlanır. Mçak geçiren filtre, kilitleme aralığını etkilemez ancak lalene hıralı sınırlar. Yüksek lalene hm elde etmek için filtrenin band aralığı geniş tutulmalıdır. Ancak bu, toplm frekans bileşenlerini daha aa aayıflatarak çıkışta gösterir. Toplam frekans bileşenleri çıkışta uygun bir filtre ile yok edilmelidir.
- 3) Yakalama aralığı, seçilen birinci mertebeden filtrenin kesim frekansına ve PLL'nin kilitleme aralığına bağlıdır. Filtrenin zaman sabiti büyükse hafıaa etkisi daha iyi olacağından geçici sinyal değişimleri kaybedilme. Ancak fark bileşenlerin de genliğİ Hn»»»!»" "evrim daha faala sürükleneme- dflşer.

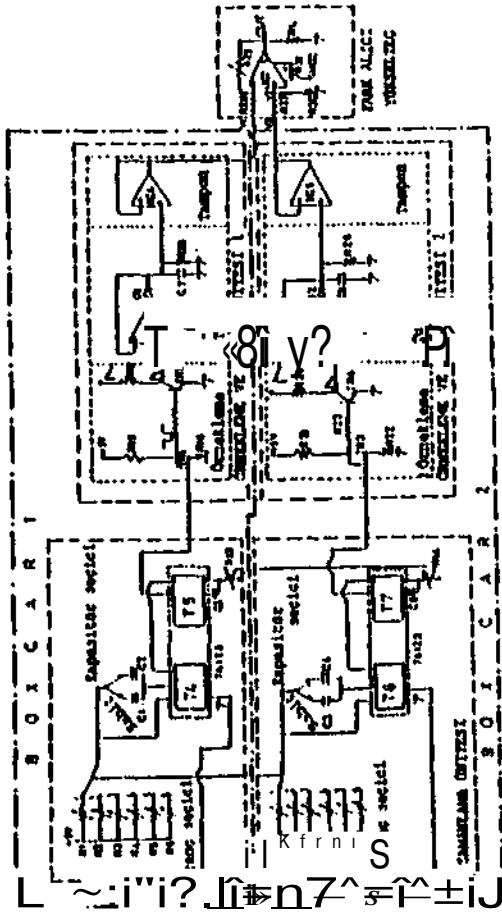
Filtrenin zaman latıu >rin yakalama süresini de artırır.

3.2. Sinyal İşleme Ünitesi

Derin seviye geçiş spektroskopisi tekniğinde, kapasitans geçiş sinyallerinden; iki ayrı örnekleme noktasında örnek alınması, tutulması ve bu İki sinyal arasındaki farkın alınarak yükseltilmesi gerekmektedir. Bu yöntemde çift örnekleme yöntemi de denir. Çift örnekleme yöntemi ile çalışan sinyal işleme ünitesi Çekil T de aamanlama diyagramları İsa Şekil 8'de görülmektedir/5,6/. Burada doldurma darbesi(a) bitiminde dlyodun kapasitans geçiş sinyali (g) üretilmektedir, örnekleme sinyalleri (c,f), t1 ve t2 sinyallerin (b,e) bitiminde oluşmakta ve buradaki dar sinyaller örnek alma süresini belirlemektedir. Kapaaltans geçiş sinyalinin iki ayrı noktasında alınan örnekler, örnek alma ve tutma devrelerin çıkışında Vj ve Vj olarak görülmektedir, örnek alma ve tutma devresi bir ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

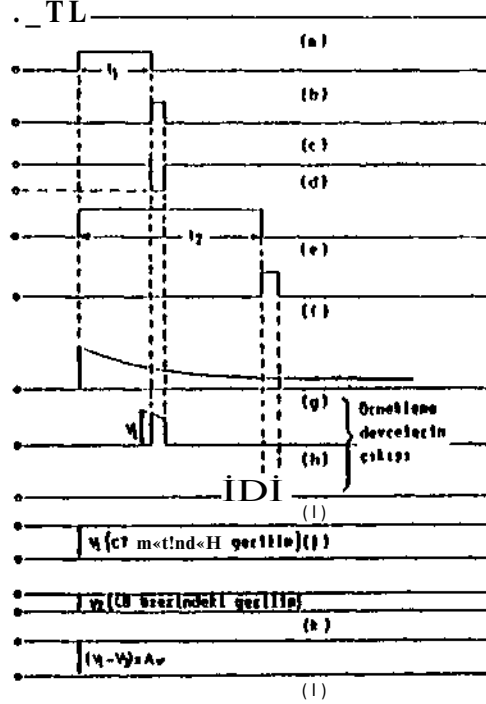
aktif pik dedektör ve bir tangon devre içermekte olup, her ne zaman giriş sinyali kapasitör üzerindeki sinyali aşarsa, kapasitör 0.5V/μs hızla dolmaktadır. Giriş sinyali kapasitör sinyalinin altına düştüğünde ise D1/D2 diyodları kesim giderek kapasitör üzerindeki gerilimi tutmaktadır.

örnek alma ve tutma devresinde, işlemsel yükselteç ve kapasitör seçimi çok önemlidir. Aktif pik dedektörün, giriş sinyalini hızla takip edebilmesi için seçilen yükseltecin çıkış yükselmesi büyük olmalıdır. Bu değer OP741 için 0.5 V/μs'dir. Burada, kapasitörün dolma hızı yükselteç hızından büyük olması gerektiğinden 0.5 μF'luk kapasitör seçilmiştir. Aktif pik dedektör kesimde olduğu zaman kapasitörün bilgini kaybolma hızı, I_o'den bulunur. OP741 için I_o (kaçak akım) değeri 80 nA olduğundan kapasitörün boşalma hızı 0.4 μV/μs'dir. Daha iyi bir örnekleme ve tutma devresi için FET girişli, çıkış akımı yüksek, kaçak akımı düşük olan işlemsel yükselteç kullanılmalıdır.

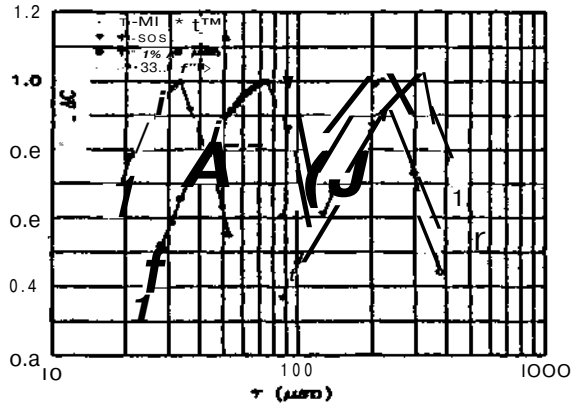


Şekil 1. DLTS için örnekleme devresi.

Yukarıdaki devre ile diyottan yeni bir sıcaklık değerinde ölçüm almadan önce örnek alma ve tutma devresindeki kapasitörün tamamen boşaltılması gerekmektedir. Bunun için en iyi yöntem, kapasitöre paralel bağlı bir BJT veya TET anahtar kullanmak ve bu anahtar iletime geçtiğinde kapasitörü kısa devre yaparak boşaltmaktır.



Şekil 8. örnekleme devresinin zamanlaması diyagramı.



Şekil 9. örnekleme devresini kullanarak kapasiteme geçiş sinyali (İşerinde değişik sistem hızlarında yapılan ölçümler).

Sinyal İçlere ünitesinde, t_1 ve t_2 BİBtem hıranı belirlemekte/6/ olup zamanlama ünitesindeki direnç ve kapasitörlerle ayarlanmaktadır. Pratikte kullanılan BİBtem hıraları 0.8/B-2500/B arasında değişmektedir/1-8/.

Kapsa İt ana geçiş Binyallerinin sinyale işleme ünitesine uygulanması halinde elde edilen çıkışlar Şekil 9'da görülmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, 1/sistem hırası, kapasitöre geçiş sinyalinin zaman sabitesine eşit olduğunda sistem bir maksimum vermektedir. Bu özellikten yararlanarak derin seviyelerin yerini ve yakalama kesit alanlarını ölçmek mümkün olmaktadır/2,3,7,8/.

4. SONUÇ VE ÖNERİLER

- i) Tek IC Pil. kullanarak hızlı kapsa İt ana geçişlerini ucua yolla ölçmek mümkün olmaktadır.
- ii) Çok kısa süreli kapasitans geçiş sinyallerinin hassasiyetle ölçümünde, HE564 IC PLL kapasitansmetre, RE 565 IC PLL kapasitansmetreye tercih edilmelidir.
- iii) Ayarlı devreye bir çift varaktör diyod eklenerek ve bu diyodlar, PLL çıkışındaki DC hata sinyalinin bir kısmı ile uygun şekilde beslenerek sistem usun moddet rezonansa tutulabilir.
- iv) Sinyal işlem ünitesinin hassasiyetini arttırmak için daha hızlı bir örnekleme ve tutma devresi yapılabilir.
- v) Örnekleme devresine üçüncü bir örnekleme noktası eklenerek, kapasitans değişimlerinin sıcaklık değişimine karşı, İki farklı örnekleme hırasında taranması sağlanabilir.
- vi) Sisteme bir Bıçaklık kontrol birimi, bir de bilgisayar eklenerek ve sistemin senkronlae bir şekilde çalıştırılarak otomatik DLTS sistemine dönüştürülebilir.

5. KAYRAKLAR

1. Lang D. V., Deep level transient spectroscopy: A new method to characterize trap levels in semiconductors, J. Appl. Phys., Vol.45, No.7, 3023(1974).
2. Sarıtaş M., Deep level transient spectroscopy measurements on heat treated silicon solar cell materials, Sunulmuş doktora sonradı çalışma raporu, TÜBİTAK, Kasım 1987.
3. Sarıtaş M., Isıl İşlem görmüş silikon tek kristallerde derin seviye spektroskopisi çalışmaları, 1. Ulusal Yoğun Madde Fizik Kongresi, Tokat Derneęi, Bodrum, 27-29 Eylül 1988.
4. Mayes I. C., Robinson M. H., An introduction to deep level transient spectroscopy, Bio-Rad

Microscience Division, Semiconductor Notes, No.401, May 1987.

5. Soydan Ü., Design and construction of pulse generation and signal processing units for DLTS studies, Haster te>1, ODTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Mart 1989.
6. Sarıtaş M., Soydan Ü., Derin enerji seviye spektroskopisi için bir devre tasarımı ve yapımı, Gaal Önlv. Müh. Mim.Fak. Der. 1993 yılı birinci sayısında çıkacak.
7. Sarıtaş M., Deep levels in RIA and copper diffused p-type Silicon, Sunulmuş rapor. Elektrik- Elektronik Müh. Böl., UMIST, Manchester M601QD, İngiltere, Nisan 1992.
8. Sarıtaş M., Deep states associated with outgrowth induced stacking faults in RIA P-type silicon before and after copper diffusion, Aynı yere sunulmuş rapor, Ekim 1992.
9. Rohlfs Data Handbook, IC11N New Series 1985.
10. Siffert M. A., Ely J., A cheap capacitance meter for the measurements and suitable for deep-level transient spectroscopy, J.Phys. E: Ser. II, 22, 664(1989).



Doç. Dr. Müzeyyen Sarıtaş, 20.2.1952 Biga/Çanakkale doğumlu. İlk, Orta ve Lise tahsilini Biga'da tamamladı. 1976 yılı Hacettepe Önlv. Fla. Yük. Müh. Bölümü neaunu. 1981 yılı UMIST Manchester/İngiltere Elektrik ve

Elektronik Müh. Bölümünden doktora dereceli. 1988 yılında Elektronik anabilim dalında doçentlik unvanı aldı. 1976-1991 yılları arasında ODTÜ-Gaaiantepe'te çalıştı. Mart 1991'den bu yana Gaal Üniv. Müh. Mim. Fak. Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümünde çalışmakta. Halk elektronik, Elektronik Devre Elemanları, Elektronik devreler, Fotovoltaik Pilleri, Mikroislemli uygulamaları konularında eserleri bulunmaktadır.



Arş. Gör. Zeynep Öner, 1965 yılı Ankara doğumlu, ilk, Orta ve Lise tahsilini Ankara'da tamamladı. 1989 yılı Gaai Üniv. Müh. Mim. Fak. Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümü neaunu. Aynı bölümde araştırma görevlisi. Master teaini tamamlamak üzere.

OPTİK TÜMLEŞİK DEVRELERDE ARABAĞLANTILARLA İLGİLİ TASARIM KURALLARININ GELİŞTİRİLMESİ

Gürkan Önal, Ayhan Altıntaş, Haldun M. Özn.kaş

Dilkc.nl Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Milli, 06533 lilkv.nt, Ankara

Özet

Bu çalışmada, herhangi bir karmaşıklıkta, tek katmanlı, dikdörtgensel, edilgen optik arabağlantı devreleri için bir analiz ve benzeşim yöntemi geliştirilmiştir. Bu çalışmada, yüksek performanslı bilgi işlem sistemlerinde baskı devre bağlayıcı kartlar veya yongalar arası bağlantıların kullanımında avantaj sağlayan yalıtkan dalga kılavuzu türünde optik arabağlantılar düşünülmüştür. Geliştirilen bu yöntemde, verilen devre, kayıp ve karışma özellikleri bilinen ana yapı taşlarına parçalanır. Böylece her bağlantı için toplam kayıp ve çapraz karışma hesabı yapılabilir. Geliştirilen bu yöntem hızlı bir algoritma ile gerçekleştirilmiştir. Analiz sisteminin yüksek hızı, dalga kılavuzları arasında kabul edilebilir çapraz karışım ve gürültü değerlerini veren en yakını uzaklığı belirlemeye yarayan bir tasarım sisteminin geliştirilmesine olanak sağlar.

1 Giriş

Optik arabağlantıların kullanımının, elektriksel arabağlantıların kullanımından pek çok durumda daha avantajlı olduğu bilinmektedir. Elektriksel devrelerde sistemin hızı, arabağlantı gecikmeleriyle sınırlanmıştır ve sistemde harcanan gücün büyük bir bölümü bu arabağlantılardan kaynaklanmaktadır. Sığal etkilerin bulunmayışı, düzlemsel zorunlulukların olmayışı, dinamik optik bir eleman yardımıyla tekrar programlanabilme optik arabağlantıların bazı avantajları olarak sıralanabilir [1].

Elektriksel tümleşik devrelerin analizi ve benzeşimi için pek çok sistem geliştirilmiştir; örneğin, VI,SI devreler için geliştirilmiş bilgisayar destekli tasarım sistemleri gibi. Bu sistemlerin kullanımında kolaylıklar sağlayacak bazı tasarım kuralları ortaya çıkartılmıştır; örneğin, bir elektrik tümleşik devrede iki metal bağlantı en az 3A uzaklıkta olmalıdır (A devredeki en küçük uzaklığı veren bir teknoloji parametresidir). Fakat, herhangi bir devre yapısına sahip olan optik tümleşik devrelerin analizi ve tasarımı için yapılan bir çalışmaya şimdiye kadar rastlanmamıştır. Du bildiride, daha çok analiz ve benzeşim ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

üzerinde durulacak ve geliştirilen analiz sisteminden tasarımın sistemine nasıl geçilebileceği anlatılacaktır. Daha ayrıntılı söylemek gerekirse, edilgen, tek kipli yalıtkan dalga kılavuzu devrelerinde kayıp ve çapraz karışım hesabı yapan bir sistem tanıtılacaktır.

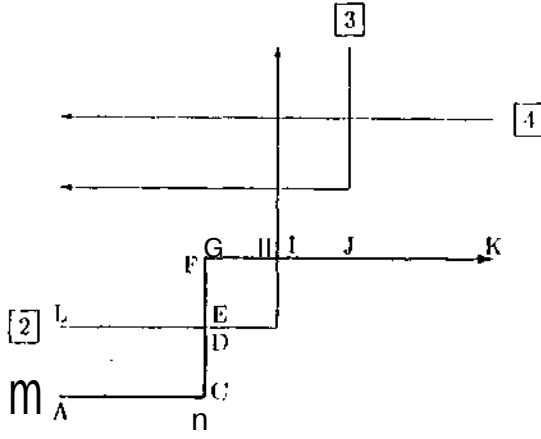
Geliştirilen sistemde, arabağlantı olarak tek kipli, dikdörtgensel dalga kılavuzları düşünülmüştür. Devrenin şekli, girişteki sinyal değerleri ve dalga kılavuzlarının karakteristik parametreleri (karışma, yayılma, yayılma katsayıları gibi) verilerek devrenin herhangi bir noktasındaki sinyal ve çapraz karışım değerleri hesaplanabilir. Analiz sisteminin yüksek hızı sayesinde, çıkışta istenilen sinyal ve çapraz karışım değerleri ehle edilinceye kadar hesaplamalar kolayca tekrarlanabilir.

2 Problemin tanımlanması

Tek kipli dalga kılavuzlarından oluşan, herhangi bir şekilde veya karmaşıklıkta (bazı sınırlamalarla), tek katmanlı, dikdörtgensel optik tümleşik devreler incelenmektedir. Girişteki sinyal değerleri verilerek, devrenin herhangi bir noktasındaki sinyal ve çapraz karışım değerleri hesaplanabilir.

Bütün dalga kılavuzlarının aynı genişliğe, aynı kesit geometriye ve aynı kırılma indisi dağılımına sahip olduğu kabul edilmiştir. Devredeki her arabağlantı için bir giriş ve bir de çıkış vardır. Giriş genellikle bir ışık kaynağı, çıkış ise genellikle ışık alıcısıdır.

Arabağlantılar sadece, yatay veya dikey olarak yerleştirilebilirler. Bir dalga kılavuzu içinde ilerleyen ışık, karışma yoluyla komşu dalga kılavuzlarından etkilenir. Bir arabağlantı boyunca bu etkiyi hesap edebilmek için, analiz edilen arabağlantı *segman* adını verdiğimiz parçalara ayrılır. Segmanların etrafındaki komşularının şekli, segman boyunca değişmektedir. Segmanlama yaparken sadece en yakın komşular göz önüne alınır. Bunun nedeni, iki dalga kılavuzu arasındaki karışımın uzaklıkla üstel olarak azalmasıdır. Ayrıca, uzak komşulardan gelen karışımı hesap etmek istediğimizde problem hem analitik hem de hesaplama yönünden çok büyüyecektir.



Şokil 1: Segmanlamayı gösteren örnek devre. (Arabağlantı numaraları girişte gösterilmiştir. Oklar çıkışları göstermektedir.)

Segmanlamayı daha iyi anlayabilmek için, şokil 1'de görülen basit devre incelenebilir. Şekildeki hor harf, segmanlama sırasında arabağlantıyı böldüğümüz bir noktayı belirtir. Soğutanlar, harf çiftleriyle gösterilirler; örneğin CD. Bazılarının belli bir uzunluğu olmasına rağmen (CD, JK gibi), bazıları noktasaldır (BC, DE gibi). Her segmanın sonunda bir sinyal ve bir çapraz karışma değeri tanımlanmıştır. Bu değerler, güç yoğunluğu yerine alan şiddeti cinsinden verilmektedir, çünkü alan şiddeti üstdüşümün kullanılabilmesine olanak sağlar ve güç yoğunluğuyla orantılıdır.

Segmanlar, kolayca analiz edilebilen temel arabağlantı parçalarıdır. Örnekte de görülebileceği gibi, 5 temel devre elemanı vardır. Bunlar;

1. Tek dalga kılavuzu,
2. İki paralel dalga kılavuzu,
3. Üç paralel dalga kılavuzu,
4. Bir dalga kılavuzunun dik kıvrımı,
5. İki dalga kılavuzunun dik kesişimi.

Analize, her arabağlantı için giriş sinyal ve çapraz karışma değerleri verilerek başlanır. Yukarıdaki 5 ana devre elemanı için sinyal ve çapraz karışım hesaplamaları bilindiğinden (iki paralel dalga kılavuzu [2, sayfa G2(5)], üç paralel dalga kılavuzu [3, sayfalar 136-137], [4]), çıkışa kadar sinyal ve çapraz karışım değerleri hesaplanabilmektedir. Eğer çıkıştaki ışık alıcısı rastgele gürültüye sahipse, bu değer çıkıştaki çapraz karışımına değerine eklenebilir. Aynı şekilde, eğer girişteki ışık kaynağı rastgele gürültüye sahipse, uygun bir şekilde bu değer giriş çapraz karışım ifadesine eklenmelidir.

514

Işık kaynaklarının fazı zamanla kayabileceği için, çeşitli ışık kaynaklarına önceden belirlenmiş bir faz bilgisi vererek analiz yapmak yanlış olacaktır. Bu nedenle, birbiriyle etkileşen iki sinyalin fazı öyle kabul edilmiştir ki bu etkileşim, sinyal değerlerinde on fazla düşüşe ve çapraz karışım değerlerinde ise en fazla artışa neden olacaktır. Devrenin herhangi bir noktasındaki gerçek sinyal değeri, o noktadaki sinyal değerinden çapraz karışım değerinin farkı olarak verilecektir. Bu şekilde, sinyal-çapraz karışım ilişkisi açısından "en kötü" sonucu veren bir analiz yapılmıştır. Böyle bir analizde, çapraz karışım ifadesi içinde, biri sinyalle ilintili (aynı şekle ve faz bilgisine sahip) ve diğeri de sinyalle ilintili olmayan iki eleman olacaktır. Uç olasılıkları düşündüğümüzde, çapraz karışım tamamen ilintili elemandan oluşuyorsa, gerçek sinyal değeri hesaplamasında yapmış olduğumuz hata en fazla; tamamen ilintisiz elemandan oluşuyorsa, bu hata sıfır olacaktır. Faz bilgisini hesaplamamızın daha iyi bir yolu olmadığından, "en kötü" sonucu veren (en fazla hataya neden olan) analiz yöntemini seçtik. Bu analiz sonucunda, devrenin herhangi bir yerinde istediği gerçek sinyal değerini elde eden bir kişi, uygulamada en az bu sinyal değerini elde edecek demektir.

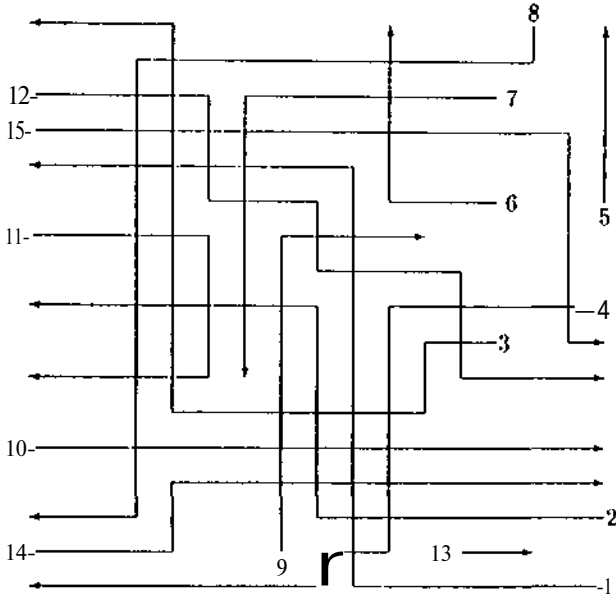
Bir segmana ait olan sinyal ve çapraz karışım değerleri, aynı arabağlantıdaki bir önceki segman ile en yakın paralel komşulardaki sinyal ve çapraz karışım değerlerine bağlıdır. Örneğin, şekil 1'deki B noktasına ait sinyal ve çapraz karışım değerleri, A ve L noktalarındaki sinyal ve çapraz karışım değerlerine bağlıdır, çünkü ikinci arabağlantıdan birinci arabağlantıya istenmeyen bir karışma söz konusudur.

Eğer, bir arabağlantının en yakın komşularına ait bütün segmanlardaki sinyal ve çapraz karışım değerleri başlangıçta biliniyor olsaydı, bu arabağlantıdaki girişten çıkışa kadar yer alan bütün segmanlara (örneğin, şekildeki birinci arabağlantıya ait olan AA, AB, BC, CD, DE, EF, FC, GH, IH, II ve JK segmanları) ait sinyal ve çapraz karışım değerleri bulunabilirdi. Fakat, başlangıçta bu değerler elimizde bulunmamaktadır. Öyleyse, bütün sinyal ve çapraz karışım değerlerini bulmak için, bu değerleri birbirine bağlayan aşağıdaki denklem sistemi çözülmelidir:

$$x = T x - f \quad (1)$$

Bu denklemde, x bütün segmanlardaki sinyal ve çapraz karışım değerlerini içeren vektör, T bir segmandaki sinyal veya çapraz karışım değerini, bir önceki segmandaki ve en yakın komşulardaki değerlere bağlayan matris, ve f girişteki ışık kaynaklarına ait değerleri içeren vektördür.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



Şekil 2: 15 arabağlantı ve 320 segmandan oluşan örnek devre.

Çıkış	Sinyal	dB	Çap. kar.	dB
1	0.050833	-25.88	2.9713×10^{-5}	-90.54
2	0.063999	-23.88	8.9653×10^{-5}	-80.95
3	0.025625	-31.83	3.3838×10^{-5}	-89.41
4	0.080382	-21.90	7.6518×10^{-5}	-82.32
5	0.998501	-0.01	0.0	-∞
6	0.399918	-7.96	1.4797×10^{-5}	-96.60
7	0.252677	-11.95	1.5525×10^{-4}	-76.18
8	0.063884	-23.89	4.3419×10^{-5}	-87.25
9	0.201178	-13.93	1.6357×10^{-4}	-75.73
10	0.317455	-9.97	3.3764×10^{-4}	-69.43
11	0.201118	-13.93	6.5739×10^{-5}	-83.64
12	0.032224	-29.84	8.3475×10^{-5}	-81.57
13	0.9994	-0.01	0.0	-∞
14	0.25245	-11.96	3.3747×10^{-4}	-69.47
15	0.159647	-15.94	7.1521×10^{-5}	-82.91

Tablo 1: 15 arabağlantı yolundan oluşan devre için çıkış sinyal düzeyi, bunun giriş sinyaline göre değeri, çıkış çapraz karışımı düzeyi ve bunun giriş sinyaline göre değeri.

3 Örnekler ve sonuçları

Yukarıda anlatılan analizi gerçekleştirmek amacıyla, şekil 2'de görülen devre incelenmiştir. Devrede 15 arabağlantı yolu bulunmaktadır ve 96/im x 96/im boyutlarında bir yüzeye oturmaktadır. Segmanlama sonucu 320 segman ortaya çıkmıştır.

Devrede arabağlantı amacıyla kullanılan dalga kılavuzlarının genişliği 3 /m, kalınlığı 1 /m, kırılma indisi çekirdekte 3.5, kabukta 3.4 ve yatay yönde 3.45'dir. Dalga kılavuzu boyunca zayıflama katsayısı 100 m^{-1} olarak verilmiştir. Girişteki ışık kaynaklarından gelen ışığın dalga boyu 1 /m'dir.

Hu noktada, bir konunun aydınlatılmasında yarar görüyoruz. Devrenin 5 ana elemanına ait hesaplama parametrelerinin nasıl bulunduğu, analiz sistemi için önemli değildir. Sistemin içinde, basamak indisi i elikelörtgensel dalga kılavuzlarıyla ilgili hesaplama yapan bir bölüm bulunmaktadır. İğzer dalga kılavuzları gelişi güzel bir kesit geometriye ve kırılma indisi dağılımına sahipse, "eşdeğer basamak indisi dalga kılavuzu" yöntemi kullanılabilir. (Ayrıntılar için bakınız [5,6].)

Bütün arabağlantılarını giriş sinyal düzeyi 1 ve giriş çapraz karışma düzeyi 0 kabul edilmiştir. Çıkıştaki sinyal düzeyi, bunun girişteki sinyale göre değeri, çıkıştaki çapraz karışma ve bunun giriş sinyaline göre değeri tablo 1'de verilmiştir.

Bu örnekte, çıkış sinyali ve çapraz karışımı arasındaki en fazla fark, onikinci arabağlantı yolunda görülmüştür. Bu arabağlantı yolu, en uzun ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

bağlantılardan birisidir ve en çok dik kıvrıma sahip olanıdır. Bazı koşullarda, sinyal ile çapraz karışım arasındaki bu farklar yeterli olmayabilir. Bu nedenle, devredeki bütün arabağlantılar arası uzaklıklar % 50 artırılarak analiz tekrarlanmıştır. Şimdiki örnek için sonuçlar tablo 2'de verilmiştir. Çıkış sinyal ve çapraz karışım arasındaki en büyük fark yine aynı arabağlantıda görülmüştür. Fakat bu son örnekte sözü edilen farklar, ilk örnekle karşılaştırıldığında çok fazla artmıştır.

Üçüncü örnek olarak, ilk örnekteki devre ilk onüç arabağlantı yolu için incelenmiştir. Hu devre 259 segmandan oluşmaktadır. Sonuçlar tablo 3'de verilmiştir. Hu örnekte en az fark ikinci arabağlantıda gerçekleşmiştir. Bu değişimin başlıca nedeni, son örnekte yer almayan 14 ve 15 numaralı arabağlantılardır. Arabağlantı 15, arabağlantı 12 ile; 14, 2 ile uzun birer ikili paralel dalga kılavuzu oluşturmaktadırlar. Paralel dalga kılavuzları arası uzaklık her iki yapıda da aynıdır. 15 ile 12'nin oluşturduğu yapı daha kısa olmasına rağmen, sinyal-çapraz karışım farkındaki artış daha fazladır. Bunun nedeni, 15 ile 12'nin aynı yönde, 14 ile 2'nin farklı yönde olmasıdır. Sinyal-çapraz karışım farkındaki en büyük artış, 10 numaralı arabağlantıda görülmüştür. Bu artışın nedeni ise, 10 ile 14 arasında aynı yönlü çok uzun bir paralel uzantının oluşudur.

4 Sonuçlar

Herhangi bir yapıya sahip çiftik tümleşik arabağlantı «İrvinli ri için yeni bir analiz yöntemi geliştirilmiştir. Ayrıca, bu yöntemeye dayanan bir sistem de gerçekleştirilmiştir. Sistem, girişteki sinyal ve çapraz karışım değerlerinin verilmesi sonucu, devrenin herhangi bir yerindeki bu değerleri vermektedir.

Analiz sisteminin yüksek hızı, sistemin bir tasarım sistemi gibi kullanılabilmesine olanak verir. Örneğin, tasarlanacak devre, mümkün olduğunca sıkıştırılarak sisteme girilir. Analiz sonuçlarına bakılarak, çıkışla istenilen performansı vermeyen arabağlantıların en yakın komşularıyla arasındaki uzaklık artırılarak analiz tekrarlanır. Bu işleme, bütün çıkışlarda istenilen performans elde edilinceye kadar devam edilir. Benzer bir yaklaşım ise, yeterince geniş aralıklarla tasarlanmış bir yapı ile başlayıp, sonuçlara bakarak devreyi küçültmeye çalışmaktır.

Ancak çok çeşitli ve çok sayıda devrenin analizi sonucu, tasarım kurallarına öncülük edecek deneyime ve bilgiye sahip olunabilecektir. Bu da, geleceğin karmaşık ve büyük optik devrelerinin tasarımında önemli bir rol oynayacaktır.

Buraya kadar anlatılan gelişmeleri daha da iletirmek için, tümleşik optikte çok önemli olan X- ve Y-ayrılılıları, giriş yelpazesi ve çıkış yelpazesi gibi elemanların analizi de eklenebilir. Örnek devrelerden birinin gerçekleştirilmesi ve yapılan "en kötü" analizin gerçekte ne kadar hatalı olduğunun karşılaştırılması da ilgi çekici olacaktır. Ayrıca, dalga kılavuzu parametrelerinin hesaplanmasında daha hassas sonuçlar veren demet yayılımı yöntemi (BPM) kullanılabilir.

Programın yazılımında katkıları olan Bilkent Üniversitesi'nden Oğau Ocalı, Tülay Çora, Tuncer Demirel ve Baki Şahin'e teşekkür ederiz. Bu çalışma, NATO SFS TU-MIMIC projesi ile desteklenmektedir.

Kaynaklar

[1] J. W. Goodman, F. J. Leonberger, S. Y. Kung, ve H. A. Athale. Optical interconnections for VLSI systems. *Fructuings of the IEEE*, 72:850-860, 1984.

[2] A. Yariv. *Quantum Electrnics*. John Wiley and Sons, New York, 1989.

[3] W. K. Burns ve A. F. Millon. Waveguide transitions and junctions. In *Guided-Wave Optoelectronics*, chapter 3. Springer-Verlag, Berlin, 1988.

[4] K. Kislüoka. Improvement of the power specc-ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

Çıkış	Sinyal	dB	Çap. kar.	dB
1	0.050408	-25.95	2.2781 xH] ⁻⁸	-152.9
2	0.003578	-23.93	(5.8883 xI(> ⁻⁸	-143.2
3	0.025420	-31.89	2.0054 xI0 ⁻⁸	-151.7
4	0.079800	-21.90	5.882 xU) ⁻⁸	-144.6
5	0.997004	-0.03	0.0	-∞
6	0.39896	-7.98	1.1379 xI0 ⁻⁸	-158.9
7	0.251543	-11.99	1.1941 xK> ⁻⁷	-138.5
8	0.06335	-23.97	3.3323 xI0 ⁻⁸	-149.6
9	0.200395	-13.96	1.2597 xIü ⁻⁷	-138.0
10	0.315935	-10.01	2.599 xIü ⁻⁷	-131.7
11	0.200275	-13.97	5.0509 xH) ⁻⁸	-145.9
12	0.031992	-29.90	6.4177 xI(⁻⁸	-143.9
13	0.998801	-0.01	0.0	-∞
14	0.25109	-12.00	2.5974 x\ r ⁻⁷	-131.7
15	0.158597	-15.99	5.4997 xHI ⁻⁸	-145.2

Tablo 2: Arabağlantılar arası uzaklık artırılarak oluşturulan devre için çıkış sinyal düzeyi, bunun giriş sinyaline göre değeri, çıkış çapraz karışım düzeyi ve bunun giriş sinyaline göre değeri.

Çıkış	Sinyal	dB	Çap. kar.	dB
1	0.063884	-23.89	3.0691 xI0 ⁻⁵	-90.26
2	0.080431	-21.89	9.3548 xI0 ⁻⁵	-80.58
3	0.032204	-29.84	3.5454 xI0 ⁻⁵	-89.01
4	0.126956	-17.93	8.0648 xI0 ⁻⁵	-81.87
5	0.998501	-0.01	1.0081 xIü ⁻²¹	-419.9
6	0.502595	-5.98	1.8596 xI0 ⁻⁵	-94.61
7	0.31755	-9.96	1.7253 xI0 ⁻⁴	-75.2C
8	0.080286	-21.91	5.0806 xI0 ⁻⁵	-85.88
9	0.252829	-11.94	1.6452 xI0 ⁻⁴	-75.58
10	0.317455	-9.97	7.6411 xIü ⁻⁸	-142.3
11	0.201118	-13.93	6.5727 xI0 ⁻⁵	-83.65
12	0.040497	-27.85	4.3748 xI0 ⁻⁵	-87.18
13	0.9994	-0.01	0.0	-∞

Tablo 3: 13 arabağlantıdan oluşan devre için çıkış sinyal düzeyi, bunun giriş sinyaline göre değeri, çıkış çapraz karışım düzeyi ve bunun giriş sinyaline göre değeri.

tral response in the three-guided coupler demultiplexer. *Applied Optics*, 29:300-366, 1990.

[5] G. Önal, A. Altıntaş, ve H. Özaktaş. A study of development, of design rules for photonic chips. A. Altıntaş ve G. Şaplakoğlu, editörler, *lightwave Technology and Communications*, sayfalar 235-241, Bilkent, Ankara, 00533 Türkiye, Temmuz 1992. Bilkent Üniversitesi.

[6] Gürkan Önal. Computer aided analysis and simulation of complex passive integrated optical circuits. Yüksek Lisans Tezi, Bilkent Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 1993.



Gürkan Önal, 3 Mart 1969'da Balıkesir'de doğdu. 1991 yılında Bilkent Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Müh. Bölümünden mezun olduktan Haziran 1993'de aynı bölümden Yüksek Lisans derecesi aldı. Halen aynı bölümde, araştırma görevlisi olarak doktora çalışmalarına devam etmektedir. İlgilendiği konular, optik arabacılar ve tümlşik optiktir. IEEE öğrenci üyeliğine sahip olan Gürkan Onal, 1985 ve 1986 yıllarında yapılan TÜBİTAK Liselerarası Fizik ve Matematik yarışmalarında, üçüncülük ve mansiyon ödülleri kazanmıştır.



Ayhan Altıntaş, 29 Mart 1958'de Yozgat'da doğdu. Lisans ve yüksek lisans derecelerini 1979 ve 1981 yıllarında Orta Doğu Teknik Üniversitesinden, doktora derecesini ise Fulbright bursiyeri olarak gittiği Amerika Birleşik Devletlerinde Ohio State Üniversitesinden 1980 yılında aldı. 1981-1987 yılları arasında Ohio State ElectroScience Laboratuvarında araştırma görevlisi ve doktora sonrası araştırmacısı olarak görev yaptı. Daha sonra bir yıl süreyle Avustralya'nın Canberra şehrindeki Australian National Üniversitemle doktora sonrası araştırmasında bulundu. 1988-1990 yılları arasında Bilkent Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünde yardımcı doçent olarak görev yaptı ve halen aynı bölümde doçent olarak çalışmaktadır. Araştırma alanı olarak elektromanyetik ışınım ve saçınım, mikrodalgalar, fiber optik ve tümlşik optik ilgisini çekmektedir.

Dr. Altıntaş, Sigma Xi ve Phi Kappa Phi dernekleri üyesidir. IEEE Türkiye Şubesinin kurucularından VP şu anki başkanıdır. Almış olduğu ödüller

anısında ise 1972-1981 yılları arasında Tühitak bursiyerliği, 1980 yılında Ohio State Üniversitesi, ElectroScience Laboratuvarı en iyi doktora tezi ödülü, 1991 yılında en iyi öğrenci kolu danışmanı ödülü, 1991 ODTÜ Prof. Dr. Mustafa N. Parlar Vakfı Araştırma ve Teşvik ödülü sayılabilir.



Haldun M. Özaktaş, 1987 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. 1991 yılında Stanford Üniversitesi'nden doktorasını aldı. 1992 yılı içerisinde Erlangen-Nürnberg Üniversitesi'nde de çalışmalarını sürdüren Haldun M. Özaktaş, yine bu yıl YÖK'ten Doçent unvanını aldı. Halen Bilkent Üniversitesi'nde bulunmakta, optik bilgi işleme, optik haberleşme, optoelektronik, ve sinyal ve görüntü işleme konularına ilgi duymaktadır.

MDaeyen Saritaş

Gaet üniversitesi, Mühendislik ve Hlurılık rakültesi, Blektrik ve Klektonllc Mühendisliğı
Bol(mfl, 06510 Maltepe /Ankara.

ÖZET

Bu çalışmada, n⁺/p ve n⁺/p/p⁺ silikon fotovoltaj pil yapısında kısa devre fotoakım yoğunluğu (Jgc) ve açık devre fotovoltaj (Voc) değerlerini bulmak için süreklilik ve akım yoğunluğu denklemleri ilgili sınır şartları altında çözüldü. Jgc ve V⁺'nin malaems parametrelerine, çevre şartlarına ve yapın tekniğine bağlı olarak değişimleri incelendi. Jgc» V⁺. pil doğrultma faktörü (CF) ve güne» pil verimi (I)'nın yukarıdaki parametrelere bağlı olarak değişimini incelemek için FORIOAH programlama dilinde bir bilgisayar programı hasırlandı. Yukarıdaki parametrelere bağlı olarak Jgc, VQÇ CF ve pil verini grafiklerle incelendi. Son olarak güne» pil veriminin optimum olduğu yerde Jgc, VQÇ ve CT değerleri tesbit edildi ve bu değerler literatürdeki değerlerle karşılaştırıldı.

1.GffilÇ

Alternatif enerji kaynakları arasında güneş enerjisinden elektrik enerjisi elds etmek temli, tehlikesi» ve sonsua olması nedeniyle son yıllarda daha da önem kaaanmıştır. Fotovoltaj pili, bir yarı iletken devra elemanı olup güneş ışınlarını absorblayarak fotovoltaj etki yardımıyla DC voltaj ve akın üretmektedir. Fotovoltaj pilleri genelde iki grupta sınıflandırılırlar. Birincisi, fotovoltaj pil yapımında kullanılan kristalin kalitesine göre olup: i)Tek kristal, ii) çok kristal ve 11) amorf güneş pilleridir, ikincisi ise eklem yapım tekniğine bağlı olarak: 1) Tek eklen, il) çok eklem, ili) mtal-yarı iletken eklen (MS), İv) mstal-yalıtkan-yarı iletken (MİS), v) yarı lletken-yalıtkan-yarı iletken (SIS), vl) elektrolitik pillerdir. Fotovoltaj pilleri ila ilgili çok geniş bir literatür taraması yapılmış olup bir önceki makalede öaetlemiştir/1/.

Bir fotovoltaj pil yapısı Şekil 1.a 'da, basit eşdeğer devreBİ ve akım voltaj karakteristik eğrileri Çekil 1.b ve 1.c 'de görülmektedir, fotovoltaj pillerde Rg0.5 Q ve Rh>500 fi olduğundan etkileri ihmal edilmektedir. Bu durumda, yük direnci, R_L, fiyle seçilmellkl Şekil

1.c'deki maksimum güç noktan elde edilsin. Şekil 1.b'de yükten geçen akım yoğunluğu, J:

$$J = J_{GC} - J_D(V_j) \quad \dots \dots \dots (1)$$

V_j optik besleme ile eklemde oluşan voltaj ve J_D karanlık devre akımıdır. J_D(V_j), süreklilik ve akım yoğunluğu denklemleri, uygun sınır şartları altında çöaülerek türetildi/1-3/.

$$J_D(V_j) = J_0 \{ \exp(qV_j/nkT) - 1 \} \quad \dots \dots \dots (2)$$

J₀, devrenin kaçak akım yoğunluğu olarak bilinir; n, devrenin idealite faktörü olup değerinin 1 olması istenir. Silikonda, n⁺/P eklem kalitesine bağlı olarak 1-2 arasında değişebilir.

$$J_0 = qn_i^2 \left[\frac{D_p R_p / L_p n_p}{L_n n_n} + \frac{D_n R_n / L_p p_p}{L_p p_p} \right] \quad \dots \dots \dots (3)$$

L_{fj}, L_p elektron ve boşlukların ortalama gidebilecekleri mesafe olup elektron ve boşlukların Omür süreleri (t_p, t_n) ve dlfüyon sabiteleri (D_n, D_p)'ne L_n=(D_nt_n)^{1/2} ve L_p=(D_pt_p)^{1/2} bağlıdır.

R_p ve R_n, Ref.S'de n_j ise aaf silikon kristalde taşıyıcı sayısıdır/i/.

Honotonik ışık için spektral akın yoğunluğu, J_p, uygun sınır şartlarında süreklilik ve alım yoğunluğu denkleminde türetildi.

$$J_{pa} = J_a + J_g + J_b \quad \dots \dots \dots (4^*)$$

J_a, J_j ve J_b sırasıyla yOieyde (n-bölgesi), uayy tük bölgesi ve bas bölgesinde (p-bfilgesi) oluşan spsktral akım yoğunluklarıdır. Toplam fotoakım yoğunluğu, J_p, 'nın O'dan *g-hc/Eg'ye kadar integral alınarak bulunur.

$$J_p = \int_0^{\lambda} \frac{J_p(\lambda)}{j_{ps}} * \quad \dots \dots \dots (5)$$

Fotovoltaj pilinin açık devre voltajı, V⁺, yükten geçen akım yoğunluğu denklemi (Denklem 1) sifıra eşitlenerek «ide edilir.

$$V_0 = -(kT/q) \ln(J_{gc}/J_0) \quad \dots \dots \dots (6)$$

Şekil 1.c'deki maksimum güç noktasında fotovoltaj pil verimi, H, şöyle verilmektedir.

$$I_r(isc - V_{oc} - \alpha) / P_1 A \quad \dots \dots \dots (7)$$

X, fotovoltaik pilin yuaey alanı; P_j, güneş enerjisinin gOç yoğunluğu olup uayda (AMO) 0.135 U/on*, denia seviyesinde, güneş tepede (AHI) £n 0.106 V/CB² ve denli BevyelBnde fakat güneş £0* açılı İken (AM2) 0.089 V/cn^dlr. Dtaeltraa faktörü, CP-JI^J/IIg^ocJ'dlr. I_m ve V_m maksin» güç noktasındaki akım ve voltaj değerleri; Igc, Voc İse bunların alabilecekleri maksimum açık devre akım va açık devre voltajıdır. Maksimum göç noktasında, t>-I_mV_m'dir. Türevi alınıp V-V_m noktasında sıfıra eşitlenerek aşağıdaki denklem elde edilir.

$$(1 + \beta V_m / n) \exp(\beta V_m / n) = (J_{sc} / J_0) + 1 \quad \dots \dots (8)$$

Burada P¹/kT'dir. Yukarıdaki denklemlerden yararlanarak düaeltme faktörü CT şöyle yaailabilir:

$$CT = (J_d J_v m 2 e_{jp} (p V_m)) / J_s^{oc} \dots \dots \dots (9)$$

Pilin Ideallte faktörü n-1 alınarak Denklemler (8) ve (9) kullanılarak fotovoltaik pil verimi yeniden yaailabilir:

$$\eta = J_0 \beta V_m^2 / (1 + \beta V_m) (1 + J_{sc} / J_0) (1 / P_1) \dots \dots \dots (10)$$

Yukarıdaki denklemler, bir başka çalışmada türetilmiş/1,2/ ancak karışıklığa neden olmaması için burada verilmemiştir.

2. BİLGİSAYAR UYGULAMASI

Şekil 2'deki diyagram, bilgisayar uygulamasında kullanılan bağımlı ve bağımsız parametreleri göstermektedir. Çift daire içerisinde alınmış olanlar hesaplanan değerleri, kare içerisinde alınanlar bağımsız parametreleri ve sadece daire içerisinde gösterilenler ise nalaeme ve ışık fotonla ile ilgili parametrelerdir. Hesaplamalarda kullanılan parametreler sırasıyla: Sıcaklık (T), n- ve p-bölgelemlerin katkı konsantrasyonları (n₀, p₀), ön ve arka yüzeylerin rekombinasyon hızları (S_p, S_b), İki farklı pil yapısı olan n⁺/p ve n⁺/p/p⁺ yapıları, n- ve p-bölgelemlerin kalınlığı (x_n, B_p), değişik atmosfer şartları (AK), AM1 ve AM2, yuaey yansıtma katsayısı (R), ışınlatın fotovoltaik pil yuaeyli geçiş katsayısı (T), silikonun absorblama katsayısı (a) ve son olarak elektron ve boşlukların ortalama ömür süreleri (T_n, tp) ve gidebilecekleri ortalama mesafelerdir.

Kaçak akım yoğunluğu, J₀, Denklem(3)'ten hesaplandı. Silikonun absorblama katsayısının dalga boyuna karşı değişimleri deneysel olarak bulunmuş/5,6,8/ olup bu değerlere uygun türetilen

denklem İse Referans Tden alınmıştır. Pilin ön yüzeyi ile arka yüzeyi arasında oluşacak olan çoklu yansıtma ile ilgili denklem Referans 8'den alınmıştır. Aynlık taşıyıcıların yarı ömür süreleri ve ortalama gidebilecekleri mesafeler deneysel çalışmalar sonucu bulunmuş/6-8/ olup literatürdeki değerlerle karşılaştırılmış ve ömür süreleri için yüksek, orta ve düşük değerler alınarak bu çalışmalardaki hesaplamalarda kullanılmıştır.

Spektral akım yoğunluğu, J_p, Denklem (4)'e yamuk kuralı uygulanarak bulundu. Kısa devre akım yoğunluğu, J_{sc}, İse J_p, 'nın 0.2 um İla *g arasında Integrall alınarak bulundu. V_m, Denklem (8)'den nümerik olarak, ReMton-Raphson yöntemi ile, hesaplandı. Denklem (10)'dan İse fotovoltaik pilin verim hesabı yapıldı.

3. SOKIÇ VE TARTIŞMA

3-1. Sıcaklık etkisi

Ötten sıcaklığı arttıkça, yarı İletkende termal olarak oluşan elektron ve boşluk sayısı artacağından kaçak akım artar. Ancak sıcaklık artışının fotoakım yoğunluğuna etkisi yoktur. Açık devre fotovoltaik değeri ise kaçak akımla ters orantılı olarak (Denklem 5) azalmaktadır. Sıcaklık arttıkça Şekil 3'te görüldüğü gibi verim de düşer. Öta sıcaklığında (300 *K), verim, aynlık taşıyıcıların ömür sürelerinin üç değişik değerine göre çalınış olup, ömür süresinin büyük, orta ve küçük değerleri için t 21.3, % 21.4 va t 10.3 olarak değişmektedir. Yüksek verim için sıcaklık mümkün olduğu kadar düşük olmalıdır.

3.2. Katkı konsantrasyon etkisi

Şekil 4'te J₀, J_{sc}/V_{oc} & ve l'nin yuaey katkı konsantrasyonu (n₀) ile değişimi görülmektedir. Yösey katkı konsantrasyonu, İXIO*'den 5x10¹⁸ o**3 'e değiştiğinde verim t 18.7 olarak sabit kalmaktadır. Dolayısıyla optimum değer olarak 5x10¹⁷ cm⁻³ alınabilir. Bu noktada bulunan değerler, J₀-2.57x10¹² Amp/os², ^49.8 mV/cm² ve ^0.612 V ve CF- 0.83'tür. Şekil 5'te Voc'nin baa katkı konsantrasyonu (pp) İle arttığı ve 3x10¹⁹ cm⁻³'ten sonra İse aialdığı görülmektedir. Sebebi Auger rekombinasyonuna bağlantıdır/1,4/. Baa katkı konsantrasyonunun optimum değeri diğer parametrelerin seçimine da bağlıdır. Şekil 6'da karanlıkta, dlyodun J-V karakteristik eğrisi görülmektedir. Baa katkı konsantrasyonu İx10¹⁷'ten İx10¹⁹ cm⁻³'e değiştiğinde J-V eğrisi Şekil 6'daki 6 nolu sabit eğriye yavaşmaktadır.

3.3.ön vs arka yüzeylerde kaybolma hızlarının etkisi

Ön ve arka yüaeylerde elektron ve boşlukların kaybolma hıaları S_p ve S_B 'nın etkileri Şekil 7'de verilmiştir. Burada n^+/p yapısı İçin Bf-lcmfysn, S_B İse değişken alınmıştır. $n^+/p/p^+$ yapıda lae $S_n-lcm^2/''''$. 6p değişken düşünCtlnüştür. Çünkü «Vp/p⁺ yapıda, çok katkılı arka yüzeyde oluşan elektrik alan aamlık taşıyıcıları geri çevirerek verini arttırmaktadır. Çek11 de görüldüğü gibi S_p ve S_B 100 cm^2/sn 'den küçük ise On va arka yüaeylerin etkisi olmayıp verin % 25.1'te sabit kalmaktadır. Ön yüaey etkisi arka yüzeyden fazla olup arka yüaey etkisini yok etmek İçin İse $n^+/p/p^+$ yapıda uygun görülmektedir. J_o , VQC , CF ve D 'nın bas katkı konsantrasyonuna göre değişimi n^+/p ve $n^+/p/p^+$ yapılar İçin hesaplanmış olup Çekil 8 ve 9'da verilmiştir. Bas katkı konsantrasyonu $5 \times 10^{17} cm^{-3}$ 'ten büyük olduğunda S_p ve S_B 'nin verine etki etmediği görülmektedir. Diğer taraftan Şekil 5'te görüldüğü gibi orta ve düşük önür sürelerinde n^+/p ve $n^+/p/p^+$ arasında fark yoktur yani yüaey kaybolma hıalarının etkisi kaybolmaktadır.

3.4 Pil boyutlarının etklal

Kaçak akın, baa kalınlığından bağımsız olduğu halde eklem derinliği (XJ) İle artarak pil verimini düşürmektedir. Eklen derinliğinin, J_c ve verim yüaerindeki etkisi Şekil 10'da özetlenmiştir. Optimum değer 0.5 ıra'dır. Baa bölgesi kalınlığının (B'), JQ , Jsc ve verim Oaerindeki etkisi Şekil 11'de verilmiştir. Baa kalınlığı, B' , 250 ıra den 750 (im'ye arttırıldığında J_o nenen hemen sabit kalmakta, JSC lae 45.9 nA/c[^]'den 46.2 mft/c[^]'ye yükselmektedir. Verin, $B'-450$ (im'de nakslmın degeç olan % 21.5 'e ulaşmaktadır.

3.5. Işık geçirgenliği (\bar{T}) ve yansına katsayısı (B)'nifl etkisi

Tablo 1'den açıkça görüldüğü gibi ışık fotonların yüaeyden geçiş katsayısı (\bar{T}) mümkün olduğu kadar büyük olmalıdır, örneğin « 70 \bar{T} (% 30 R)'de pik verimi % 16.5 İken t 90 f (% 10 R)'de verin % 21.5'e çıkmaktadır. \bar{T} 'nin % 70-60 değerleri arasında çoklu yansıtma etkisi İncelendi. \bar{T} 'nin t X durumunda, yansıtmsıa $Jgc-35.8 mA/cm^2$ çoklu yansıtma $Jgc-35.9 mA/cm^2$ olmaktadır. \bar{T} 'nin t 80 durumunda, yansıtması! verin %18.9 İken çoklu yansıtma verim % 19 olmaktadır. Bu etki ihmal edilebilir. Geçirgenlik yüksek olduğunda ine çoklu yansıtmanın etkisi kaybolmaktadır. Tablo 1'den, aamlık taşıyıcıların ortalama yolu (55 μm) baa kalınlığı (450 μm)'ndan düşük olduğunda çoklu yansıtma etkisi gölenmemekte anOak ortalama yolun bas kalınlığına yakın olduğunda çoklu yansıtma etkisi goalebllmBktedlr.

520

3.6.Ömür süresinin etkisi

Katkı konsantrasyonuna bağlı olarak önür «üresi veya ortalama yarıyoldakl değişim değerleri referanslardan/1,6-8/ alınmıştır. Tablo 2'de, Ömür süresinin verime etklal gOrÖlmektedir. Işıkla oluşan aamlık taşıyıcıların kaybolmadan Önce ekleme ulaşabilmeleri ve foto akıma katkıda bulunmaları gerekmektedir.

3.1. Atmosfer şartların etkisi

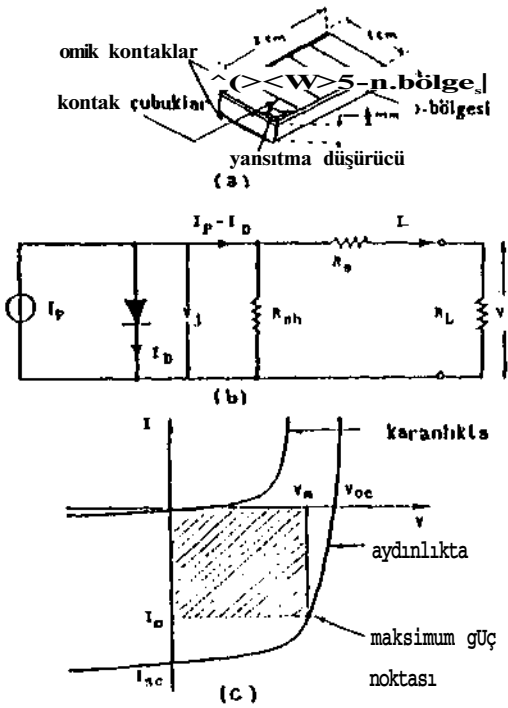
Değişik atmosfer şartlarında fotovoltaj pil yflaeyne ulaşabilecek enerji miktarları bir başka çalışmada Aaetlenmiştir/1/. J_{sc} , V^* ve CF 'nin baa katkı konsantrasyonu ve atmosfer şartları (AH), ANİ, AMØ İle değişimini. Şekil 12'de çlallmıştır. Şekilden da görüldüğü gibi AMØ şartlarında foto akım yoğunluğu daha fazla olmaktadır. Ancak, AMØ'da güneş fotonların toplama enerjisi AMİ ve AM2'dan fazla olduğundan giriş gücü artmakta ve verim düşmektedir. Şekil 13'ten AMØ'da verim % 19.7, AMİ'de % 21.4 ve AM2'de t 22.1 olmaktadır.

3.8. Optimum verimde Jgc , $V(\mathcal{L} w (T$ değerleri

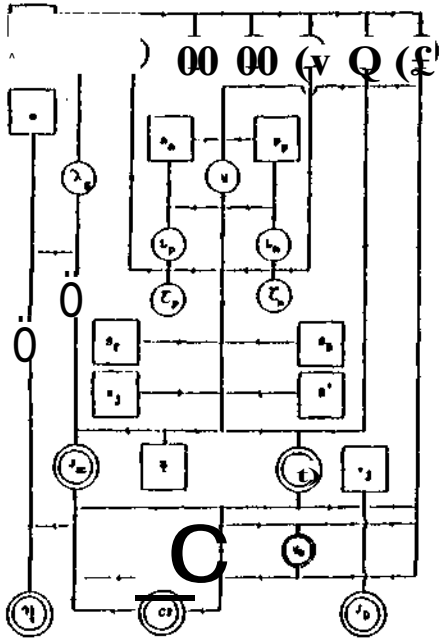
$\bar{T} < 70^\circ C$ ve C değerleri; optimum verim elde edilen malzeme parametrelerinde, AMØ ve AMİ şartlarında, n^+/p ve $n^+/p/p^+$ yapılarla hesaplanmış olup Tablo 3'te Aaetlenmiştir. Verim; $n^+/p/p^+$ yapıda, AMİ'de ve yüksek Oidride, maksimum (« 27.3) olmaktadır. Ortalama finürde İse verim % 21.4'e düşmektedir.

4. SONUÇLAR

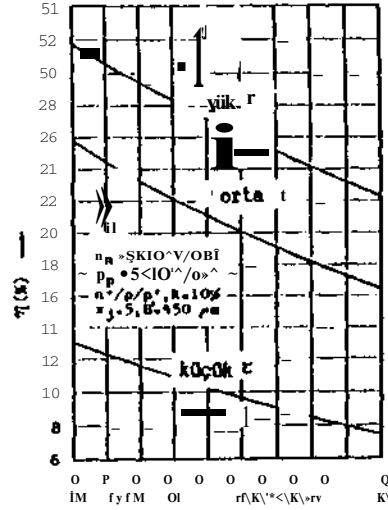
- Her 10 'K sıcaklık artışında verim t 1 düşmektedir.
- Malzeme kalitesi artarBa AnAr süresi ve ortalama yol artacağından verim artacaktır.
- AMØ'da giriş gücü büyük olduğundan pil verini düşmektedir.
- Değişik yüaey yapısı ve yansıtıcı düşürttü İle yüaey kaplanarak verim arttırılabilir,
- Yukarıdaki hesaplamalarda ideal p-n eklem yapısı (n-1) alınmıştır. Pratikte durum farklıdır.
- Safsızlıklardan dolayı oluşan kaçak akım, eklemi kısa devre yapabilmekte ayrıca omk eklem ve grit yapısı seri dirence etki etmektedir,
- Pratikte ölçülen değerler Tablo 3'teki değerlerden küçüktür. Örneğin, CT-0.17, R-t 3 olan pil İçin AMİ atmosfer şartlarında ölçülen verin % 19'dur. $CF-0.821$ ve $R-10$ olan pil için AMİ'de hesaplanan verim İse t 21.4 olmaktadır.



Şekil 1. Fotovoltaik pilin (a) tipik n/P yapısı, (b) bağıt eşdeğer devresi, (c) I-V karakteristik eğri.

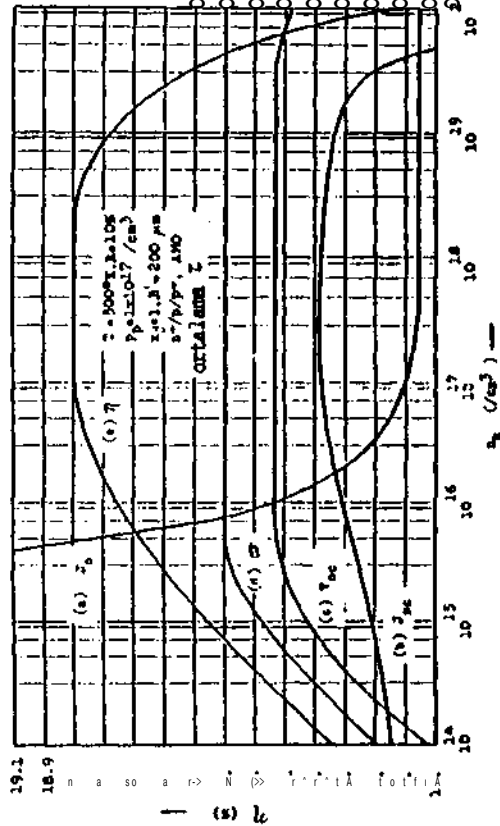


Şekil 2. Kullanılan fonksiyon ve değişkenler arasındaki bağıntıyı gösteren diyagram.

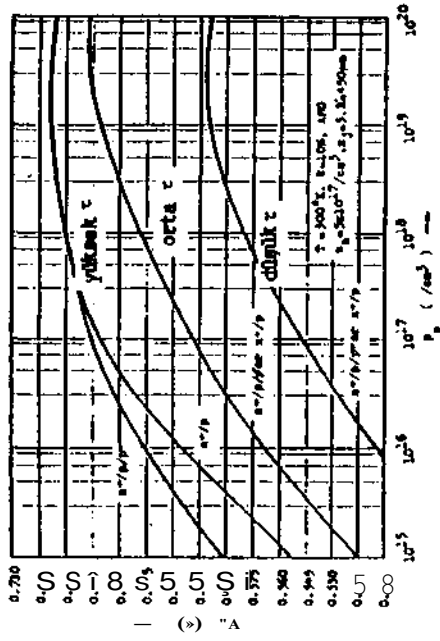


Şekil 3. Yüksek, orta ve düşük ömür sürelerinde verinin sıcaklıkla değişimi.

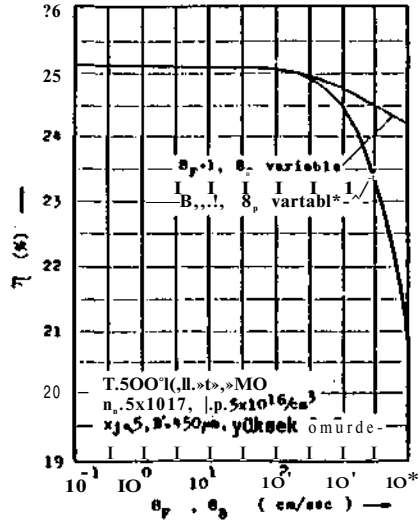
$(\frac{d\eta}{dT})_{T=300}$	265	264	263	262	261	260	259	258	257
$(\frac{d\eta}{dT})_{T=300}^{0.01}$	54	53	52	51	50	49	48	47	46
$(A)^{0.01} A$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
η	1	1	1	1	1	1	1	1	1



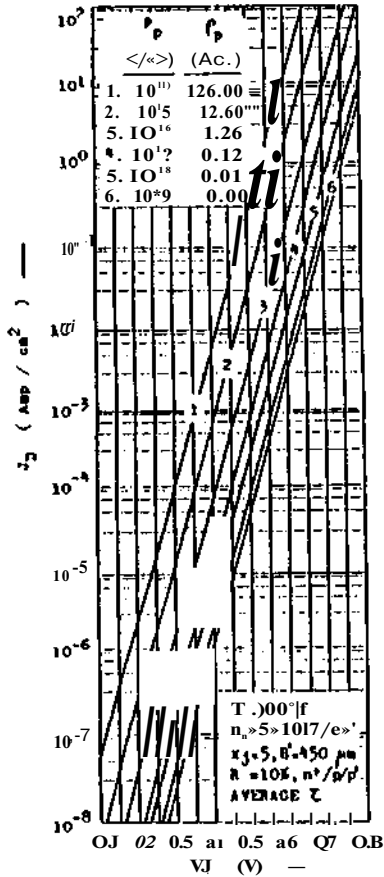
Şekil 4. Üst katkı konsantrasyonuna göre: (a) kaçak akın yoğunluğu, (b) kısa devre akım yoğunluğu, (c) açık devre fotovoltaik, (d) doortulna faktörü, (e) verimin deolılması.



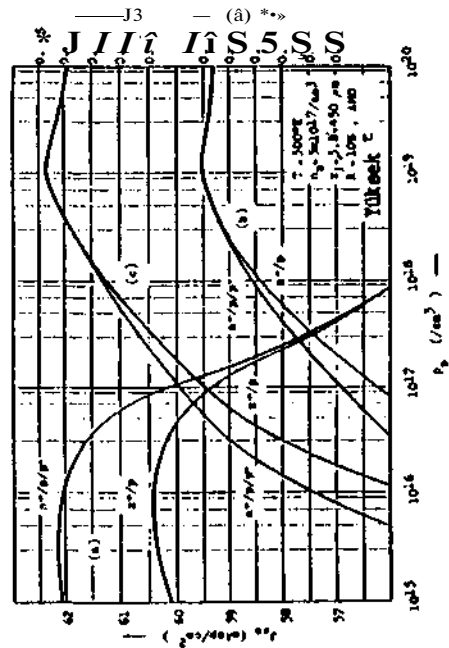
Çekil 5. Açık devre fotovoltajın bai katkı konaantraayonuna göre değliğliğl.



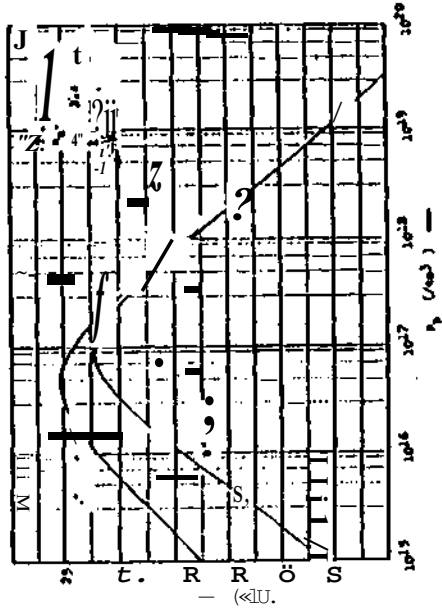
Çekil 1. ön ve arka yösey rekombinaayon hislerinin verine etkisi.



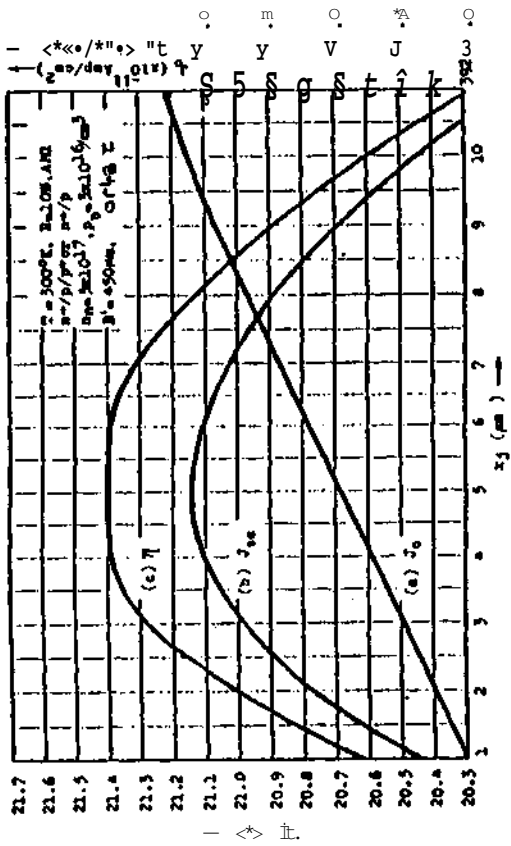
Şekil 7. Karanlık devre akım yoğunluğunun, eklem gerilimine göre, bas katkı konsantrasyonunun bir fonksiyonu olarak değişimi.



Şekil 8. Değişik eklen yapılarında (n^+/p ve nVp/p^4) bas katkı konsantrasyonuna göre: (a) kuaa devre fotoakım yoğunluğu, (b) açık devre fotovoltajı, (c) dogrultn» faktörü.

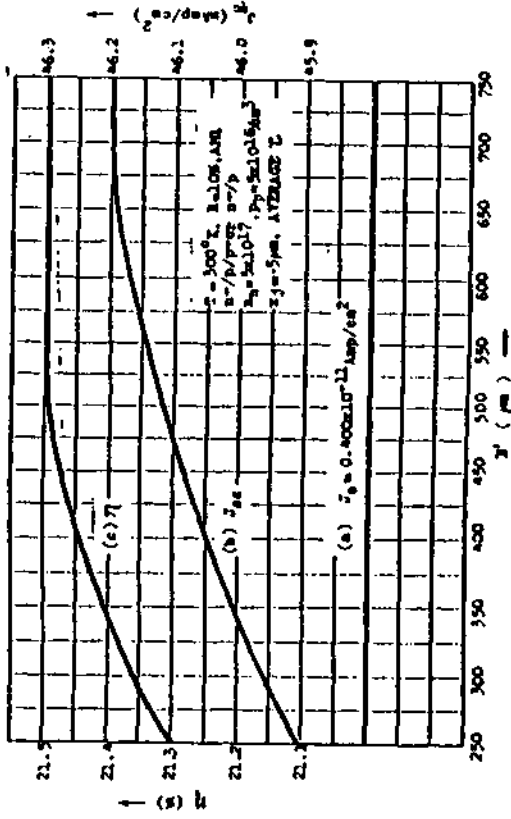


Çekil 9. Değişik eklen yapılarında, verinin, bas katkı koniatareyonuna göre değliçli.



Çakll 10. Eklem derinliğine göre: (a) kazanlık devre kaçak akım yoğunluğu, (b) kaa devre akım yoğunluğu ve (c) verimin değliçli.

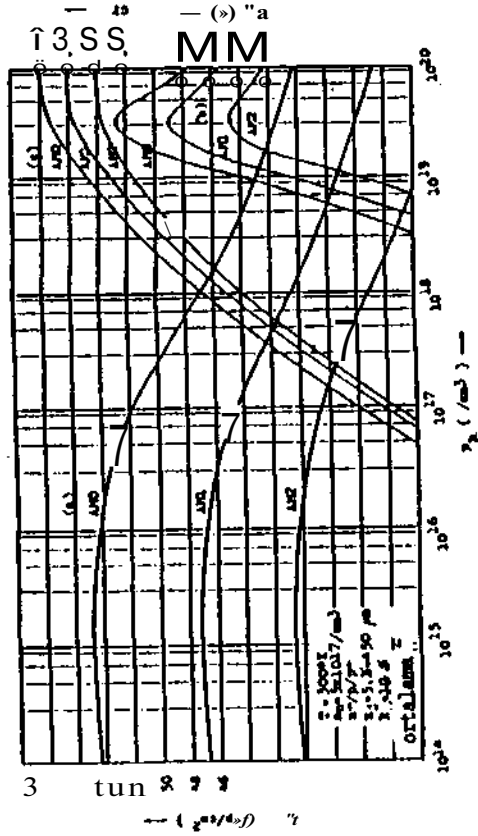
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



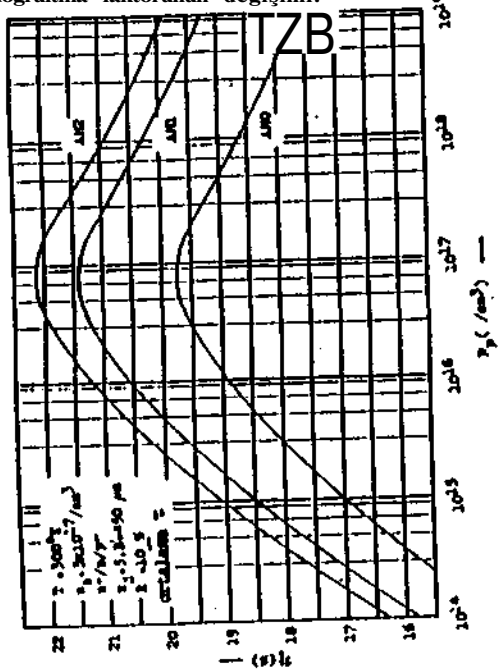
Çekil 11. Bas tabakası kalınlığına gfa« (a) kın devre akım yoğunluğu, (b) fotoakım yoğunluğu ve (c) verinin değliçli.

Tablo 1. Iık geçirgenliği ve çoklu yanıtının verime etkilil.

	r (D)	J ₀ (Amp/cm ²)	J ₁₀₀ (Amp/cm ²)	η ₀	η _m
Ma 1	70	0. «10 ⁻¹¹	5. a	0. V»	1* »
	70. «i		33. 9	0. S«1	1 «»
	• 0		«1. 0	0. 99«	II. *
	ao. m		«1. 0	o. j<»»	II. 0
tno Yüksek E	70	0. J17. 10 ⁻¹¹	5. 7	0. ...	1 «.»
	70. W		««. 0	o. *7J	II. »
	m		50. 0	0. *7*	21. 0
	aO ¹ *		y. i	B. 67*	II. 1
» . . 32 p» » . . 150 p»	70		5«. 1	0. «T1	2» . 1
	» . m		5«. 3	0. 679	23. 0
... Çoklu yanıtında					
η ₀ . . « volune . «rai TmX»« . . «I ¹ » ² , % «n» ⁰ » ² /. . . » . -1 , «-1 ««/. . « . .					



Çekil 12. Öç değişik atrafofer şartında, baa katkı koMantraayonuna göte [a] kısa devre fotoakım yoğunluğu, (b) açık devre fotovoltajı ve (c) doğrultma faktörünün değişimi.



Çekil 13- öç değişik atrafofer şartında, verinin bas kalınlığına göre değişimi.

Tablo 2. önOr sùresinin kaçak akım , kın devre fotoakım yoğunluğu, açık devre fotovoltaj ve verim Oserline etkiil.

Ömür	J_0 (A/cm ²)	J_{sc} (mA/cm ²)	V_{oc} (V)	Γ (%)
Of V*	1. ajo»10 ⁻¹¹	19.»	0.557	»5
	0.»00.10 ⁻¹¹	5.5	0.60	i»7
	0.0»»10 ⁻²¹	61.»	0.661	25.1

Plasad values arası: $T = 300^\circ K$, $n_i = 5 \times 10^{17}$, $p_0 = 3 \times 10^{16} / \text{cm}^3$,
 $\ll -1$, $\gg -1$ ca/ala, $\ll ca$, $l^2 \ll 50 f$, $\ll 0$, $\gg -1$ f. 10^* .

Tablo 3. Optimum verimin elde edildiği şartlarda, kısa devre fotoakım, açık devre fotovoltaj ve doğrultma faktörü.

ti	İtem	Ortalama Ömür				Yüksek Ömür			
		J_{sc} (mA/cm ²)	V_{oc} (V)	Γ (%)	Γ (%)	J_{sc} (mA/cm ²)	V_{oc} (V)	Γ (%)	Γ (%)
»VP	»MO	5.5	.60	.620	19.7	60.2	.65	.11	».
	»m	»6.1	.599	»7	1.1%	51.»	.648	.17	76.»
»*/p/p-	im	55.5	.60	»1	19.7	61.»	.661	.19	»J.1
	ANI	»6.1	.599	»7	».	5».9	.657	.19	»7.»

operating temperature: $T = 300^\circ K$, transmittance: $T = 90\%$,
n-type* aurfaarı thlofnanaa, $K_{fa.5/1^*}$ doplnc $l^2 \ll v^* l$, $n_i = 5B10^{16}$,
p-type* ba*»i thlekn*aa, $\ll -1$ »V1», deplnt lav»l, $p_0 = 5 \times 10^{16} / \text{cm}^3$.

RBFBNMSIM

1. Sacitti, M., Ravin ptpn lolat etil Uchnology, Ploc. of ICO Iltctronlc Technology «otkahop, ItAITK, Othj», pp.»3-128, Nfacutry İMİ.
2. I.OÖkpmu, H., Efficiency optlnttton of illoon toltr MIII, YOkak UHM Uil, BickrU vt llaktronk NOh.BOJ. COJO OtilanUp, İM».
3. SırıtıUı M., Gokpntı H., Silikon gbıtı pillırlınt valın optİMliäyonu, İltkttlk HOHudhlıglı 3. Olul Kongnl JV30 İyİOİ 198».
4. Sı* S.M., PhylJcı of smloonductor dıvıctı, John Vıltı İnd Som, 1969.
5. Sııttı H., McK»ll H.D., M»oxptlon cotfıclınt of Sİ İn Un mvtlntıgth r»glon b»t»»n 0.6-1.İS Mieront, J.Appl. Phyt. 61, 1923(1MT).
6. SırıtıUı* M., »t*»ll H.D., Dıffınlon İntıgth ttudUt by İnt turılc» photovoltage Mthod, Solıd Stat* «»eteonıcı, Vol.31, İo.}, 135(19»»).
7. SırıtıUı M., McKU H.D., CıapıllKm of Mİnıorıty-ctırlıtr dıffıtlıoo length MatutMMİntı İn Sİ by İnt RD «nd SPV Mthodf, J.kppl. İhyt. «3 (9), 4561(199»).
8. SırıtıUı M., Doktora ttJİ, OnST, Muchtıttıtr/İnglıttırtı, 1J81.

Doç. Dr. Mnyytı SırıtıUı, 20.İ.UŞİ Bigı/Çanakkal* dogatlu. İlk, Cttı.vt Lıt Uhıllınl Bigı'dt tıaaaltdı. 1916 yılı Hae«tU[« Onlv. rıı. İfk. MOh MİMİ Pıınu. U»l yılı OUSİ Mıncıtıttıtr/İnglıttıra İllaktrık «» İltkUonlk Wh. BUTaOndm doktora dtırtotU. 19t(yılındı İltktronk İntbıllı dılındı doçentlık Onvam aldı. 1916-1991 yjllrı tııııııı İ COİO-OnUntıttıttı etlııttı. Kut 1991'dııı (bu yına Otl OJİY. NOh. Hın. rık.



İltktrık vt İltktronk Mıh. MİMİndıttı etlıcaıktı. HıktatUktronık, İltUronlk Davıtt İttMnıları, İltktronk dtırtıttıttı, FotoYOİUJ PıUıtrı, İllkxolıUaclı uıgıualıttı konuUrıııU »Mıttırlı bulumaktadı.

ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ