



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 umundayız. 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 katılarak 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 dileğindedir.

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/duarın çok değerli bir 'Meslekiçi Eğitim ve Geliştirme' aracı olduğu bilincinin kişi ve kurumlarda dalıa çok yerleşmesi için çaba gösterme gereği de ortaya çıkmaktadır.

Kongrenin gerçekleşmesini sağlayan, hazırlık ve düzenlemeleri üstlenen KT, 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 (ODTÜ) 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

Rasim ALDEMİR (BARMEK) Mehmet KESİM (Anadolu U)
Teoman ALPTURK (TMMOB) Macit MUTAF (EMO)
Ahmet ALTINEL (TEK) Erdiñç ÖZKAN (PTT)
İbrahim ATALI (EMO) Kamil SOĞUKPINAR (TETSAN)
Malik AVİRAL (ELİMKO) Sedat SİSBOT (METRONİK)
Emir BIRGUN (EMO) Atıf URAL (Kocaeli U.)
Sıtkı ÇİĞDEM (EMO) I. Ata YİĞİT (EMO)
R. Can ERKÖK (ABB) Fikret YÜCEL (TELETAS)
Bülent ERTAN (ODTÜ) Hamit SERBEST (CU)
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 ÖNKİBAR (TEK) Yusuf TANDOĞAN (PTT)
Abdullah SEZGİN (KTU) Ömer K. YALCIN (TELSER)

SEKRETERLİK HİZMETLERİ

Necmi İKİNCİ (EMO) Elmas SARI (EMO)

BİLİMSEL DEĞERLENDİRME KURULU

Cevdet ACAR (ITU)	Hayrettin KÖYMEN (Bil. U)
İnci AKKAYA (ITU)	Hakan KUNTMAN (ITU)
A.Sefa AKPINAR (KTU)	Tamer KUTMAN (ITU)
Ayhan ALTINTAŞ (BiI.U)	Duran LEBLEBİCİ (ITU)
Fuat ANDAY (ITU)	Kevork MARDİKİYAN (ITU)
Fahrettin ARSLAN (IU)	A.Faik MERGEN (ITU)
Murat ASKAR (ODTÜ)	Avni MORGUL (Boğaziçi U)
Abdullah ATALAR (Bil.U)	Güven ÖNBİLGİN (KTU)
Selim AY (YTU)	Bülent ÖRENCİK (ITU)
Ümit AYGÖLU (ITU)	Bülent ÖZGUC (BiI.U)
Atalay BARKANA (Anadolu U)	A.Bülent ÖZGÜLER (BiI.U)
Mehmet BAYRAK (Selçuk U)	Yiİmaz ÖZKAN (ITU)
Atilla BİR (ITU)	Muzaffer ÖZKAYA (ITU)
Galip CANSEVER (YTU)	Kemal ÖZMEHMET (DEU)
Kenan DANIŞMAN (Erciyes U)	Osman PALAMUTCUOĞLU (ITU)
Ahmet DERVİSOĞLU (ITU)	Erdal PANAYIRCI (ITU)
Hasan DİNCER (KTU)	Halit PASTACI (YTU)
M.Sezai DİNCER (Gazi U)	Ahmet RUMELİ (ODTÜ)
Günsel DURUSOY (ITU)	Bülent SANKUR (Boğaziçi U)
Nadia ERDOĞAN (ITU)	M.Kemal SARIOĞLU (ITU)
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 (ITU)	Taner SENGÖR (YTU)
Remzi GULGUN (YTU)	Emin TACER (ITU)
Filiz GUNES (YTU)	Nesrin TARKAN (ITU)
İrfan GÜNEY (Marmara U)	Mehmet TOLUN (ODTÜ)
Fikret GÜRGEN (Boğaziçi U)	Osman TONYALI (KTU)
Fuat GURLEYEN (ITU)	Ersin TULUNAY (ODTÜ)
Cemi I GURUNLU (KTU)	Nejat TUNCAY (ITU)
Nurdan GUZELBEYOĞLU (ITU)	Atıf URAL (Kocaeli U)
Emre HARMANCI (ITU)	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 (ITU)	Sıddık B. YARMAN (IU)
Ahmet H. KAYRAN (ITU)	Mümtaz YILMAZ (KTU)
Mehmet KESİM (Anadolu U)	Melek YÜCEL (ODTÜ)
Erol KOCAOĞLAN (ODTÜ)	Nusret YUKSELER (ITU)
Muhammet KOKSAL (İnönü U)	Selma YUNCU (Gazi U)

GENİŞ BANDARALIKLI 1.55µm InGaAsP YARIİLETKEN LAZER MODELİ

M.Emin TAGLUK, M.S. OZYAZICI

Gaziantep Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
27310 GAZİANTEP

ÖZET

Tepe dalga kılavuzlu bir 1.55µm InGaAsP lazer diyodun tek mod değişim denklemlerine dayalı bir matematiksel modeli oluşturuldu. Bu model ile 1.55µm InGaAsP lazer diyodun modülasyon tepkisi, Auger birleşimi, ışımsız birleşim ve kazanç sıkıştırması gibi önemli parametreler dikkate alınarak simüle edildi.

Lazer diyodun parametrelerinin bandaralığı ve rezonanstaki çıkış genliğine etkisi incelendi. Bandaralığı ve rezonandaki çıkış genliğinin besleme akımına karşı değişimi elde edildi. Bu model ile uygun bir besleme akımı seçerek bandaralığı ve çıkıştaki genliği ayarlama olanağı sağlanmıştır.

GİRİŞ

Az yer işgal etmeleri, yüksek verim, çok hızlı ve direkt olarak modüle edilebilme özelliklerinden dolayı yarıiletken lazer diyodlar optik haberleşmenin önemli kısmını oluşturmaktadırlar. Lazer diyodun besleme akımıyla çıkışındaki ışık arasındaki lineer ilişki bize yarıiletken lazerlerin direkt modülasyon olanağını sağlamaktadır. Yarıiletken lazerlerin duruk (statik), izgel (spectral) ve dinamik karakteristiği bir çift değişim denklemleri ile ifade edilmektedir.

Bu çalışmada dördüncü dereceden Runge-Kutta-Fehlberg metodu kullanarak tek-mod değişim denklemleri bilgisayar ile çözülmüştür. Auger birleşimi, ışımsız birleşim ve kazanç sıkıştırması gibi önemli lazer parametreleri dikkate alınmıştır. Lazer parazitlerinin etkisi de hesaplamalara dahil edilmiştir. Standart parametreler olarak tepe dalga kılavuzlu 1.55µm InGaAsP lazerin parametreleri alınmıştır. Bu parametrelerin ve besleme akımının lazer modülasyonu üzerindeki etkisi elde edilmiştir.

MATEMATİKSEL MODELİN OLUŞTURULMASI

Genellikle lazer bölgesindeki foton ve elektron yoğunluğu bir çift değişim denklemleri ile ifade edilir. Deneysel sonuçlara iyi bir yaklaşımın olması ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

için bazı extra terimlerin bu denkleme dahil edilmesi kaçınılmazdır. InGaAsP lazer diyodunun L>and-boşlukları dar olduğundan Auger birleşim ve ışımsız birleşim terimleri eleğışinin denklemlerine dahil edilmiştir". Lazer çıkış genliğinin optik alana bağlı İngini gösteren bir diğer terim de kazanç sıkıştırması olarak değişim denklemlerine dahil edilmiştir. Bu kazanç sıkıştırması, uzamsal boşluk yanması (spatial hole burning) yanal taşıyıcı difüzyunu (lateral carrier diffusion) [1,2], izgel boşluk yanması (spectral hole burning) [3] ve diğer bazı linear olmayan mekanizmaları içermektedir. Bunu izah eden mekanizmaları içine alan lazer diyodun matematiksel modelini oluşturan tek mod değişim denklemleri aşağıdaki gibi yazılmıştır [4].

$$\frac{dN_e}{dt} = \frac{I}{qV_a} - g'(N_e - N_t)N_p - \left(\frac{1}{\tau_{nr}} + B_r N_e + C N_e^2 \right) N_e \quad (1)$$

$$\frac{dN_p}{dt} = \Gamma g'(N_e - N_t) N_p - \frac{N_p}{\tau_p} + \Gamma k_s B_r N_e^2 \quad (2)$$

N_e elektron yoğunluğu (cm^{-3}), N_t foton yoğunluğu (cm^{-3}), I akım (A), q elektronik yük (As), V_a aktif bölgenin hacmi (cm^3), N_t elektron şeffaflığı (cm^{-3}), τ_{nr} ışımsız birleşimin ömrü (s), B_r ışımali birleşim katsayısı (cm^3/s), C Auger birleşimi (cm^6/s), F optiksel hapsedme faktörü (aktif bölgede kalan optik modun kesiri), τ_p foton ömrü (s) ve k_s , gelişigüzel ışımının mod içindeki kesrini göstermektedir. Kazanç sıkıştırması ise [4],

$$g = \frac{g_0}{1 + \epsilon_c N_p} \quad (3)$$

şeklinde yazılabilir. g_0 kazanç sabitesi (cm^3/s) ve ϵ_c kazanç sıkıştırması parametresini

göstermektedir.

[1]te ki denklemleri kullanarak (i) ve (2) denklemleri aşağıdaki gibi normalize edilmiştir.

$$\frac{dn_p}{dt'} = \frac{1}{1 + \epsilon'_c n_p} (n_e - n_t) n_p - (B'_r n_e + C' n_e^2) n_e \quad (4)$$

$$\frac{dn}{dt'} = \frac{1}{1 + \epsilon'_c n_p} \left[\frac{1}{\tau} - (1 - \gamma) \right] n - n_p (1 + k_s B'_r n_e^2) \quad (5)$$

$$B'_r = B_r \tau n_r / g_0 \tau_p \quad C' = C \tau n_r / (g_0 \tau_p)^2$$

$$a = \gamma n_r / \tau_p \quad \epsilon'_c = \epsilon_c / g_0 \tau n_r$$

dır.

Kazanç sıkıştırması ihmal edilmezse, kalıcı-durum elektron, foton yoğunlukları ve eşik akımı aşağıdaki şekilde yazılmıştır.

$$n_{es} = \frac{1}{T} n_t \quad i_b > i_{th} \text{ için} \quad (6)$$

$$n_{ps} = \frac{1}{b} n_t \quad i_b > i_{th} \text{ için} \quad (7)$$

$$i_{th} = (1 + B'_r n_{es} + C' n_{es}^2) n_{es} \quad (8)$$

i_b normalize edilmiş de akımını gösterir.

Küçük bir ac sinyal ile birlikte lazere uygulanan toplam akımı şu şekilde yazabiliriz.

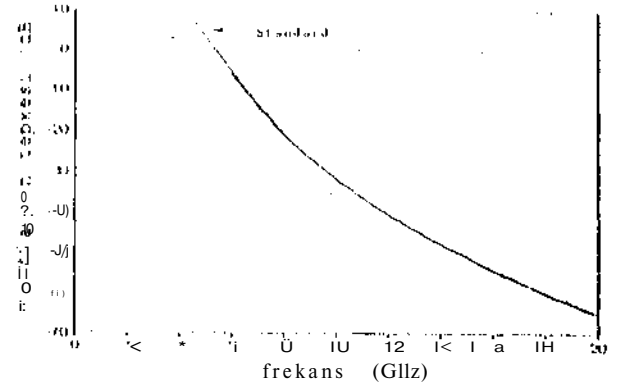
$$i = i_b + i_{rf} P(M) \sin(\omega t' + \phi(\omega)) \quad (9)$$

i_{rf} uygulanan rf akımı ve ω radyan frekansını göstermektedir. P (CJ) ve p (ϕ) lazer parazitlerinin genlik ve fazını göstermektedir [5].

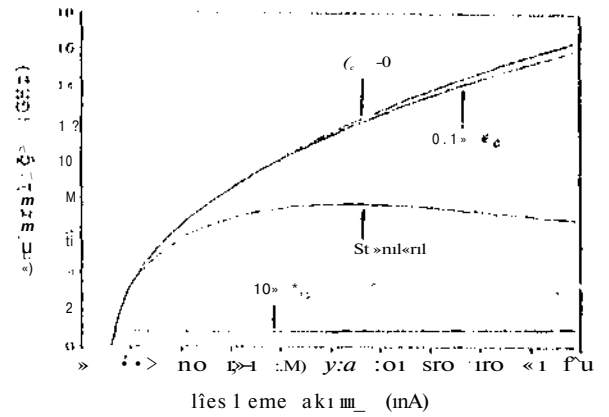
SONUÇ VE DEĞERLENDİRMELER

Lazere giriş akımını uygulayarak normalize edilen değişim denklemleri Runge-Kutta-Fehlberg metodu [6] kullanılarak çözüldü. Tepe dalga kılavuzlu 1.55 μ m InGaAsP lazerin parametreleri standart parametreler olarak alınmıştır. Bu parametrelerin değerleri [1] ten alınmış olup, Tablo 1 de gösterilmiştir. 0 dan 20 Gliz. e kadar 500 Mhz. aralıklarla her frekans için hesaplanan foton yoğunluğu çizilerek ve Fast Fourier transformu [7] kullanılarak modülasyon tepkisi elde edilmiştir. Şekil 1 de modülasyon

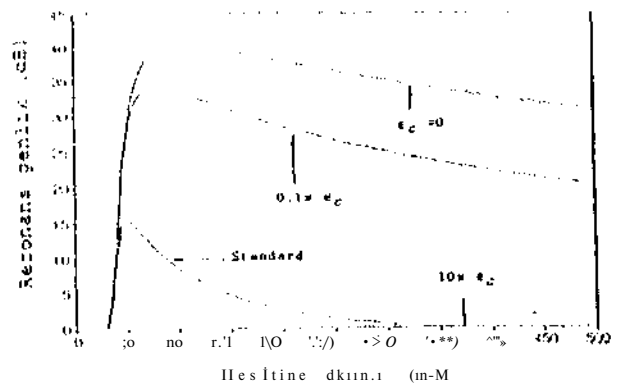
tepkesi gösterilmiştir. Modülasyon tepkesinden yararlanarak lazer parametrelerinin çeşitli değerleri için de besleme akımına karşı bandaralığı ve çıkıştaki rezonans genliği hesaplanmıştır.



Şekil 1. I. d/et diyodu modülasyon tepkisi (96 mA dc besleme akımı için)

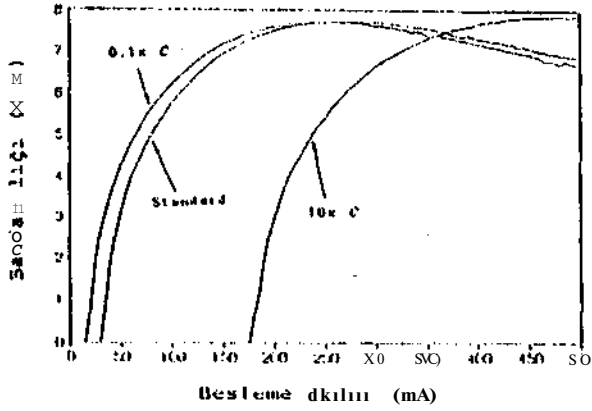


Şekil 2. K. - nm derişik (Isijetleri için ek) na karşı, lazer çıkışının -Jcin bandaralığı.

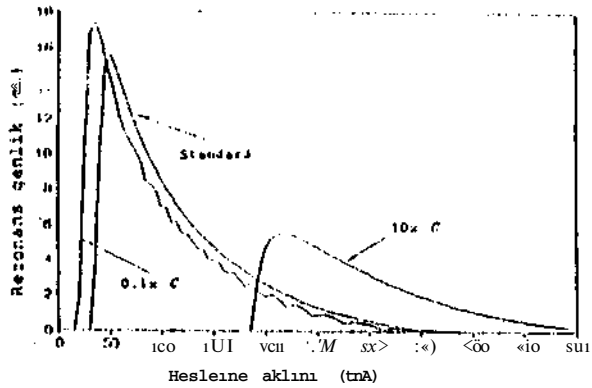


Şekil 3. Kazanç sıkıştırılması (değişik) ile ilgili için dc besleme akımına karşı, InGaAsP diyodu rezonans genliği.

De besleme akımının lazer diyodunun modülasyon tepkisi üzerindeki etkisi çok büyüktür. Şekil 2 ve 3 ye bakıldığında kazanç sıkıştırmasının etkisi besleme akımının artması ile arttığını görmekteyiz. Kazanç sıkıştırması $e_c=0$ ve $e_c=6.7 \times 10^{-18} \text{ cm}^3$ te lazer bandaralığının 500 raA de sırasıyla 16.7 GHz ve 16 GHz e yükseldiğini görüyoruz. Fakat $e_c=6.7 \times 10^{-18} \text{ cm}^3$ için bandaralığı 250 mA de ancak 7.8 GHz e ulaştığını ve sonra besleme akımının artması ile yavaşça düştüğünü görmekteyiz. $e_c=6.7 \times 10^{-18} \text{ cm}^3$ için ise bandaralığı MHz değerindedir. Diğer taraftan yukarıdaki kazanç sıkıştırması değerleri için sırası ile lazer tepkesinin rezonans genliği besleme akımının artması ile 40 dB, 34 dB, 15 dB ve 0 dB ye yükseldiğini ve sonra yavaşça düştüğü gözlenmiştir. Şekil 3 de görüldüğü gibi maksimum rezonans çıkış genliği 50 mA- 100 mA besleme akımları arasında elde edilmiştir.



Şekil 1. Amjer birleşimi katsayısının (10¹⁵'lik yoğunluğu için de besleme akımı artı karşı lü^{c-1} diyodun -3<JU bantla La 1c)1.



Şekil 5. Auger birleşimi katsayısının derişik değerleri için de besleme akımına karşı lazer dlyodunu rezonans genliği.

Kazancın maximum değerine ulaştıktan sonraki düşümü şöyle açıklanabilir: Kazanç sıkıştırması parametresi lazerin çıkış gücüne bağlıdır [2,4]. De besleme akımı fazla arttırıldığında lazerin çıkış gücü artacaktır. Bu da uzamsal ve ezgil boşluk yamalarının artmasını sağlayacaktır. Dolayısıyla kazanç sıkıştırmasının etkisi daha belirgin olarak kendini göstererek baskın duruma geçer.

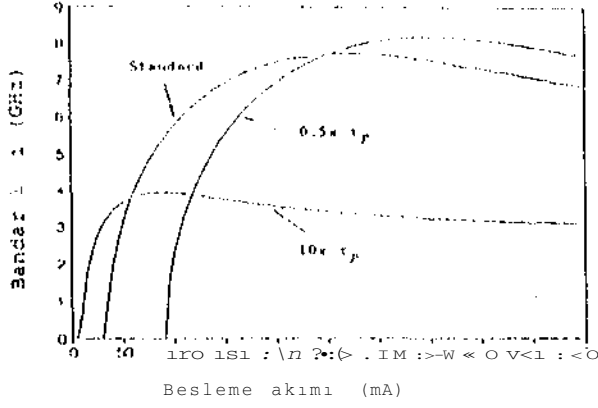
Şekil 4 ve 5 sırasıyla de besleme akımına karşı bandaralığı ve rezonans genliğini göstermektedir. Şekil 4 te görüldüğü gibi Auger birleşiminin $C=6 \times 10^{15}$, $C=6 \times 10^{-18}$ ve $C=6 \times 10^{-21}$ değerleri için besleme akımının artması ile lazerin bandaralığı artıyor ve 7.8 GHz e ulaştıktan sonra düşmeye başlıyor. Auger birleşiminin değişimi bandaralığını pek etkilemediği görülmektedir. Ancak Auger birleşiminin artması eşik akım seviyesini daha yüksek değerlere kaydırmak-tadır.

Şekil 5 te ise besleme akımının arttırılması eşik akımına eriştikten sonra lazerin rezonans genliğinin beklendiği gibi arttığını ve belli bir değerden sonra düştüğünü göstermektedir. Ayrıca Auger birleşimi 10 katma çıkarıldığında rezonans genliğinin çok düştüğünü görüyoruz. Bu da Denklem (1) de gösterildiği gibi Auger birleşiminin, taşıyıcı yoğunluğunu» küpü ile orantılıdır. Yüksek beslemede elektron sayısının artacağı ve lazer sıcaklığının da yükseleceği şüphesizdir. Artan elektron yoğunluğu ve lazer sıcaklığının yükselmesi, lazer diyodun (özellikle uzun dalgaboyuna sahip lazerler) band-boşluğunu etkilediğinden ışımaz olan Auger birleşimini baskın duruma getirir. Bu da enerji ve momentum korunmasından ileri gelir. (2,4).

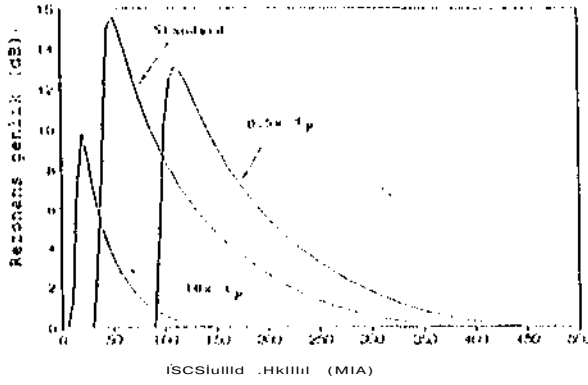
Şekil 6 ve 7 foton ömrünün lazerin bandaralığı ve rezonans genliğine et kişini örneklemektedirler. Daha önceki grafiklerde olduğu gibi ve şekil 6 da görüldüğü gibi genel olarak besleme akımının artmasıyla lazerin bandaralığı artmakta ve belirli bir değerden sonra düşmektedir. Foton ömrünü kısaltmakla (örneğin 0.5x_p standard)

bandaralığının arttığını- görmekteyiz (yaklaşık 500 MUz.).

Fiziksel olarak foton ömrünü, lazerin aktif bölge uzunluğunun kısaltılmasıyla ve yanal yüzeylerin yansıma Özelliğinin arttırılmasıyla -kısaltmak mümkündür. Ancak aktif bölgenin uzunluğunu kısaltmakla eşik akım değeri yükselecektir. Buda lazerin uzun müddet dayanabilirliğini etkileyecektir. Bundandolayı lazerin aktif bölge hacminin optimum olması gerekmektedir.



Şekil 6. Foto diyodun emilim dalga boyu için ele besleme akımına karşı lazer diyodun -3dB band genişliği.



Şekil 7. Foto diyodun emilim dalga boyu için ele besleme akımına karşı lazer diyodun Rezonans genliği.

Şekil 6 foton ömrünün rezonans genliği üzerindeki etkisini göstermektedir. Görüldüğü gibi foton ömrünün deleri standart değer olarak alındığında daha büyük bir rezonans genliği elde edilir. Yani foton ömrünü kısaltıp yada uzatmakla rezonans genliği daha düşük olur. Buda eşik akımının hem taşıyıcı yoğunluğuna hemde aktif bölgenin hacmine bağlı olmasından kaynaklanmaktadır. Daha önce açıkladığımız gibi taşıyıcı yoğunluğu aynı zamanda aktif bölgenin hacminden de etkilenmektedir. Dolayısıyla eşik akımının foton ömrüne bağımlılığı henüz iyice açıklığa kavuşmamıştır ve bunun üzerindeki çalışmalar sürdürülmektedir.

Yukarıdaki sonuçları değerlendirsek besleme akımını genel olarak lazerin çıkış gücünü arttırdığını ve lazer parametrelerinin modülasyonu etkilediğini söyleyebiliriz. Kazanç sıkıştırması parametresini azaltmakla lazerin band genişliğini hemde genliğini arttırırız. Fakat eşik akımını değiştiremeyiz. Auger birleşiminin artmasıyla eşik akım değeri yükselir, rezonans genliği düşer fakat band genişliği kaydedilir derecede değişmez, foton ömrü ise lazerin hem band genişliğine, hem eşik akımına hem de rezonans genliğine etkisi vardır, foton ömrünü kısaltmakla band genişliğini ve eşik akım değerini arttırabiliriz.

Yukarıdaki grafikler aynı zamanda bir sistemde kullanılacak lazer diyodun uygun band genişliği ve genliğini besleme akımına göre seçebilme olanağını sağlamaktadır. Örneğin Şekil 2 ve 3 e baktığımızda kazanç sıkıştırmasının standart değeri için 250 mA de 7.8 GHz. iken genlik değeri 2.5 dB civarındadır. Eğer dalın büyük bir genlik isteniyorsa o zaman band aralığının biraz azalması gerekecektir.

İmi Amj l. ro lnnnnnn ve biçimlet	Sembol	Değer
Optiksel hapsetme [aktörü	Γ	0.3
Işımsız birleşim katsayısı (cm ² /s)	B_r	0.9×10^{-10}
Aygör birleşimi katsayısı (cm ² /s)	C	$6. \times 10^{-10}$
Optiksel kazanç katsayısı (cm ⁻¹ /s)	G_0	3.2×10^{-6}
Elektron geçirgenlik yoğunluğu (cm ⁻³)	N_c	1×10^{18}
foton ömrü (s)	τ_p	1×10^{-14}
Işımsız birleşimin ömrü (s)	τ_{nr}	15×10^{-14}
Gelişigüzel ışınma faktörü	k_s	2×10^{-14}
Kazanç sıkıştırması parametresi (cm ⁻¹)	ϵ_c	6.7×10^{-14}
Actif hacim (cm ³)	V_a	2×10^{-10}

Tablo 1 Tepe dalga kılavuzlu 1.55 µm InGaAsP lazer diyodun standart parametre değerleri.

ÇOK-MODLU ÇALIŞAN YARI İLETKEN LAZERLERDEN KAZANÇ ANAHTARLAMA YÖNTEMİ İLE ÇOK KISA SÜRELİ DARBE ÜRETİMİ

Muhittin SAYIN ve M. Sadettin ÖZYAZICI
Gaziantep Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
27310 Gaziantep

ÖZET

Bu çalışmada, yarı iletken lazerlerden kısa süreli darbe elde etmek için kullanılan yöntemlerin en basiti olan kazanç anahtarlama yöntemi çok-modlu değişim denklemleri esas alınarak incelenmiştir. Her yarı iletken lazerin kazanç anahtarlama modellemesinde kullanılabilir şekilde geliştirilen çok-modlu değişim denklemleri Runge-Kutta-Fehlberg metodu kullanılarak çözülmüştür. Bazı lazer diyot parametreleri ve boyutlarının değişik RF sinyalleri altında darbe süresi üzerindeki etkisi incelenmiş, bunların içinde kazanç sıkıştırması, lazer diyodunun uzunluğu, kazanç sabiti ve Auger birleşiminin en etkilileri olduğu bulunmuştur.

GİRİŞ

Günümüzde optik fiber iletişim sistemlerinde ışık kaynağı olarak yarı iletken lazer kullanımı gittikçe yaygınlaşmaktadır. Bu sistemlerde band aralığı ve en uzun aralıklı tekrarlayıcısız sinyal iletimini etkileyen en önemli faktör olan lazer diyodu çıkış darbe süresinin kısaltılması büyük önem taşımaktadır. Bu açıdan, uygulamaya geçilmeden önce lazer diyotlarda çok kısa süreli darbe üretimini kuramsal olarak incelemek ve çalışmasını değişim denklemleri ile modellemek lazer diyodun bulunuşundan bu yana yoğun olarak incelenmiştir.

Bu çalışmada, çok-modlu çalışan lazer diyodu modellemek için çok-modlu değişim denklemleri kullanılmıştır. Bu denklemlerle modellemede, deneysel sonuçlara yakınlık sağlaması açısından lazer diyodun fiziksel ve optik özelliklerini gösteren parametreleri dikkate alınmıştır. Bu parametrelerden özellikle

kazanç ve kendiliğinden ışınımın dalga boyu ile değişimi dikkate alınmış ve her iki spektrum da deneysel sonuçlara en yakın şekil olan Lorentzian hatşekli fonksiyonu ile tanımlanmıştır. Değişim denklemlerine, optik fiber iletişim sistemlerinde düşük kayıp ve bozulma bölgelerinde (1.3µm ve 1.55µm) rahatça çalışabilen InGaAsP maddesinin en önemli özellikleri olan Auger birleşimi, ışısız birleşim ve kazanç sıkıştırması gibi parametreler de dahil edilmiştir. Ayrıca, lazer diyodu boyutlarının darbe süresi üzerine etkisini incelemek amacıyla doğrudan veya dolaylı olarak lazer diyodu boyutlarına bağlı parametreler bu boyutlar cinsinden yazılmıştır. Bunlara ek olarak kullanım esnekliği sağlama açısından yoğunlaşma faktörü aktif bölge, dalga kılavuzunun kırılma indisleri ve merkez dalga boyu cinsinden ifade edilmiştir.

MA TEMA TİKSEL MODEL

Yarı iletken lazerlerden kazanç anahtarlama yöntemi ile kısa süreli darbe elde edilmesi çok-modlu değişim denklemleri kullanılarak modellenmiştir. Elektron yoğunluğunun ve i . modun foton yoğunluğunun zamana göre değişimini gösteren genişletilmiş çok-modlu değişim denklemleri aşağıdaki şekilde yazılmıştır /!/:

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \left(\frac{N}{\tau_{nr}} + (B_0 - B_1 N) N^2 + C N^3 \right) \quad (1)$$

$I-M$

$$\frac{dS_i}{dt} = \Gamma S_i G_i - \frac{S_i}{\tau_p} + (B_0 - B_1 N) N^2 \beta_s D_{si}(\lambda) \quad (2)$$

Bu denklemlerde N elektron yoğunluğu (cm^{-3}), S_i i . modun foton yoğunluğu (cm^{-3}) ve / (s) zamandır. Lazer diyoda uygulana akım / (A) DC ve RF bileşenlerinden oluşur.

$$I = J_0 + I_{js} \sqrt{2n f_m t} \quad (3)$$

Eşitlik 3 def_m RF akımının frekansdır (Hz) ve bu çalışmada 1GHz olarak alınmıştır. Elektron yoğunluğuna, dalga boyuna ve kazanç sıkıştırmasına bağlı mod kazancı ise,

$$G_i = \frac{g_0}{1 + \epsilon_c \sum_{l=M}^M S_l} (D_i(\lambda) N - N_0) \quad (4)$$

"Şeklinde verilmiştir. Kazanç sıkıştırma sabiti ϵ_c InGaAsP lazer diyotlar için $3 \times 10^{-4} \text{ cm}^3$ ile $6.7 \times 10^{-3} \text{ cm}^3$ arasında değerler alır 12,31. Kazancın modlara göre değişimini gösteren Lorentzian hatşekli fonksiyonu

$$D_i(\lambda) = \frac{1}{l A \left(\frac{2(X_0 - X_i)}{A/L_g} \right)} \quad (5)$$

olarak ifade edilir. Yukarıdaki eşitlikte modlar arasındaki uzaklık mod numarası cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\lambda_0 - \lambda_i = i \delta \lambda = i \frac{A}{2L\eta_g} \quad (6)$$

Lazer diyodunun yapısına göre değişen yanal yoğunlaşma faktörü, lazer diyodunun boyutları ve maddesi (katmanların kırılma indisleri) tarafından belirlenen genel yoğunlaşma faktörü ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

aşağıdaki gibi yazılabilir 141.

$$\Gamma^* = \Gamma_0 \frac{D^2}{2 + D^2} \quad (7)$$

$$D = \frac{2\pi}{\lambda_0} d \sqrt{(\eta_a^2 - \eta_c^2)} \quad (8)$$

Lazer diyodunun boyutlarına bağlı bir başka parametre olan foton ömrü ayna kayıpları ve iç kayıplar cinsinden yazılabilir.

$$\tau_p = \frac{\eta_g}{c_0(\alpha_m + \alpha_{int})} \quad (9)$$

$$\ll \ll - \frac{1}{2L} \ln \frac{1}{R_1 R_2} \quad (10)$$

$$\alpha_{int} = \Gamma \alpha_a + (1 - \Gamma) \alpha_c + \alpha_{satt} \quad (11)$$

Kendiliğinden ışınım spektrumunda modlara katılım oranını belirleyen tepe noktası P, de lazer diyodunun boyutları, kırılma indisleri ve kendiliğinde ışınım spektrumunun yarı genliğinin tüm genişliği (FWHM) cinsinden aşağıdaki gibi yazılmıştır /4/.

$$P = \frac{K \Gamma \lambda_0^4}{8 \pi^2 \eta_a^2 \eta_g \Delta \lambda_s V} \quad (12)$$

Eşitlik 12 deki K sabiti lazer diyodun yapısına göre değişir ve indis kılavuzlu yarı iletken lazerler için $K = \backslash$ dir.

Eşitlik 2 de verilen $D_{ri}(k)$ kendiliğinden ışınım spektrumunu tanımlamaktadır ve fonksiyon olarak Eşitlik 5 ile aynı yapıdadır; tek değişiklik olarak Eşitlik 5 deki AX_j yerine AA , gelecektir.

Diğer parametrelerin tanımları ve 1.3 μm InGaAsP tepeli dalga kılavuzlu (ridge-waveguide) lazer diyot için alınmış Standard değerleri Tablo 1 de verilmiştir.

Eşitlik 1 ve Eşitlik 2 nin sayısal çözümü Tablo 1 de gösterilen Standard parametreler l/l kullanılarak Runge-Kutta-

Tablo 1 1.3µm InGaAsP tepeli dalga kılavuzlu (RWG) yarı iletken lazer için standart parametreler.

runmetn mit ve bitimi	Sembolü	Değeri
İjınıasız OnOr (s)	τ_w	10×10^{-12}
İşimalı birleğim katsayısı (cm V)	DO	0.6×10^{-10}
İftmalı birleğim katsayısı (cm V)	m	1.1×10^{-10}
Auger birleğimi katsayısı (a n V)	C	4×10^{-10}
Optik kazanç katsayısı (cm ⁻¹ s ⁻¹)	g.	3.15×10^{-10} (T*
Elektron geğirme yoğunluğu (an ³)	N.	1.1×10^{-10}
Kazanç sıkıştırma parametresi (cm ⁻¹)	e_c	3×10^{-10}
Çalışına dalga boyu (cm)	λ	1.3×10^{-4}
Kazanç spektrumu FWIIM (cm)	*K	32.5×10^{-10}
Kend. ışın. spek. FWUM (cm)	A\	87.8×10^{-10}
Aktif bölge uzunluğu (cm)	L	200×10^{-4}
Aktif bölge kalınlığı (cm)	d	0.2×10^{-4}
Aktif bölge genişliği (cm)	w	5×10^{-4}
Ayna yansımaları	R.,R.	0.32
Soğurma kaybı (cm ⁻¹)	α_s	30
Kabuk bölgesi kaybı (cm ⁻¹)	α_c	30
Saçılma kaybı (cm ⁻¹)	α_{sc}	45
Yanal yoğunlaşma fuklfirü	V	0.5
Aktif bölge kırılma indisi	n_t	3.51
Kabuk bölgesi kırılma indisi	n_c	3.22
Grup kırılma indisi	n_g	4

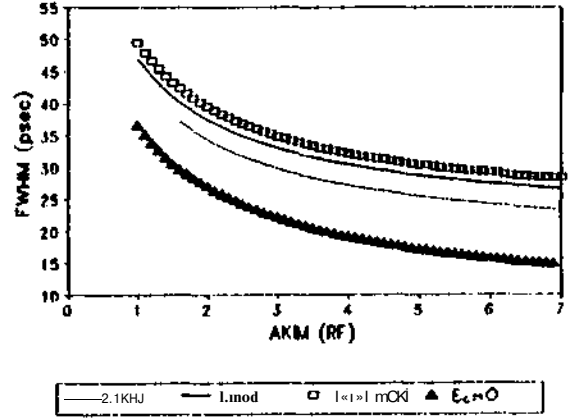
Fehlberg metodu ile yapılmıştır. Çözümde önce mod sayısı 99 ($JW=49$) alınmış ve 2. yan moddan sonraki foton yoğunluklarının temel mod ve 1. yan moda göre önem verilmeyecek kadar küçük olduğu bulunmuştur. Bunun üzerine, bilgisayar zamanından kazanmak amacıyla mod sayısı S ($M=2$) olarak alınmıştır.

Model kullanılarak elde edilen sonuçların doğruluğu özyazıcı /S/ tarafından kullanılan değerler kullanılarak ve tek-modlu gözüm sonuçları karşılaştırılarak kontrol edilmiştir.

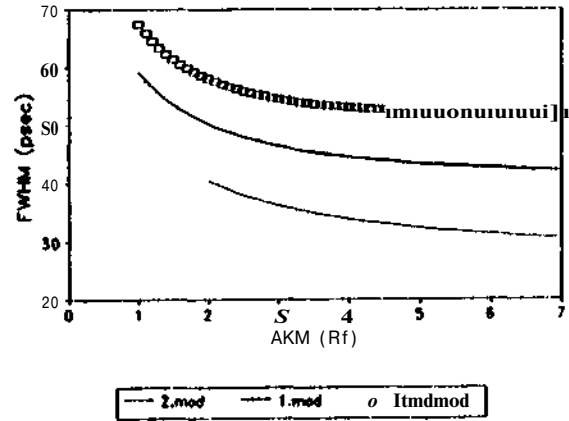
SONUÇ

Lazer diyoda değişik akımlar uygulandığında oluşacak darbelerin sürelerini incelemek amacıyla, oluşturulan değişim denklemleri modeli yardımıyla sabit DC altında $\gamma^{\wedge}=1.2/\lambda$ (γ^{\wedge} , eşik akımı) I_m dan I_m a kadar 17^* aralıklarla RF (γ^{\wedge} modülasyon akımı) uygulanmış ve her birinde kalıcı duruma ulaşıldıktan sonra darbe süreleri (FWHM) hesaplanmıştır. Sonuç olarak, darbe süresine etkileri incelenen parametreler arasında kazanç sıkıştırması, kazanç sabiti, Auger birleğimi ve

lazer diyodunun uzunluğunun darbe süresini büyük ölçüde etkilediği bulunmuştur. Standart parametreler ve yukarıda belirtilen parametreler için RF akımına karşılık FWHM şekilleri aşağıda verilmiştir. şekillerde temel mod ve yan modların FWHM değerleri ayrı ayrı gösterilmiş olmasına karşın, temel modun enerjisi daha büyük olduğundan bu modun darbe süresi büyük önem taşımaktadır. şekil 1 de standart parametreler yanında kazanç sıkıştırmasının olmadığı ($e_c=0$) durum da verilmiştir. Bu durumda en kısa süreli darbeler

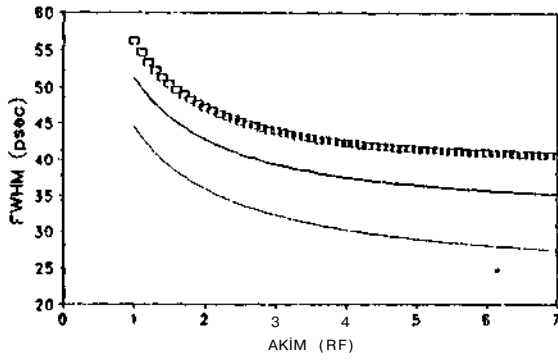


şekil 1 Standart parametreler için RF akımıyla (γ^{\wedge} oranıyla normal ize edilmiş) FWHM değişimi.

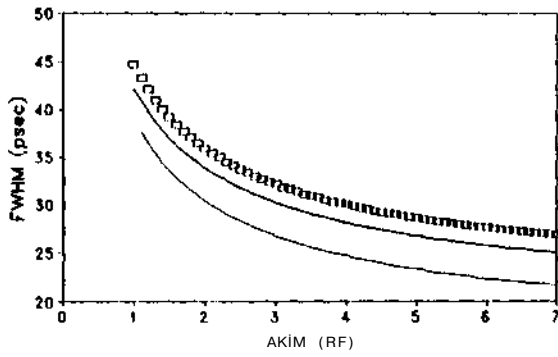


şekil 2 Yüksek kazanç sıkıştırmalı lazer diyodun RF akımı-FVWHM değişimi ($e_c=6.7 \times 10^{-10}$ cm⁻¹).

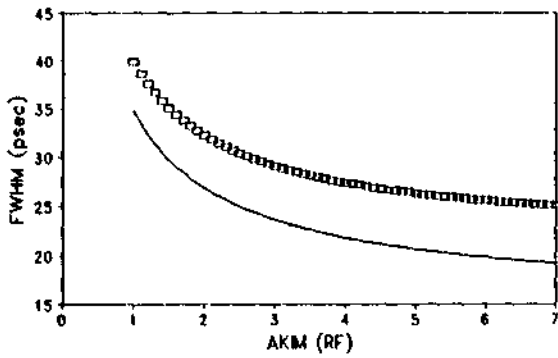
üretilmesine rağmen uygulamada (özellikle InGaAsP için kazanç sıkıştırması büyük olduğundan) geğerli değerdir. Böylece şekiller içinde en kısa darbe süresi lazer diyot



(a)



(b)



(c)

Şekil 3 Lazer diyodun RF akımı-FWHM değişimi. Standart parametreler ve
 (a) $\epsilon_s = 2.5 \times 10^{-8}$ cm V iken,
 (b) 0.6×10^{-9} cm V iken,
 (c) $L = 100 \mu\text{m}$ iken.

uzunluğu kısaltıldığında ($L = 100 \mu\text{m}$) iken ve $\epsilon_s = 7/\lambda$ da 25 psec olarak bulunmuştur. Lazer
 ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

diyodunun uzunluğunun kısaltılması durumunda elde edilen diğer bir sonuç ise bu durumda modlar arası mesafe kısaltıldığından 2. modun kazanç spektrumunda kayıp seviyesinin altına düşmesi ve eşiği geçememesidir.

Grafiklerden çıkan sonuca göre kazanç anahtarlama yöntemi ile kısa süreli optik darbeler üretebilecek yarı iletken lazerlerin sahip olması gereken özellikler

- 1) düşük kazanç sıkıştırması,
- 2) yüksek optik kazanç,
- 3) kısa lazer diyot uzunluğudur.

Kazanc sıkıştırması hem lazer diyodunun yapıldığı madde ve hem de diyodun şekli ile değişir. Örnek olarak, InGaAsP dan imal edilen BH (buried-heterostructure) lazer diyotlar için kazanç sıkıştırması RWG (ridge-waveguide) tepeli dalga kılavuzlu olanlara göre oldukça düşüktür. Kazancı artırmak için soğutma iyi bir yöntemdir. Lazer diyodunun uzunluğu ise üretim aşamasında örneklerin daha kısa kesilmesiyle sağlanabilir. Önerilen bu yöntemlerin hepsi tek başlarına çözüm olmakla birlikte diğer parametrelerle olan etkileşimleri de dikkate alınmalı ve optimizasyon yapılmalıdır.

KAYNAKLAR

- İM Sayın, Muhittin, Ultrashort Pulse Generation by Gain Svitching, Yüksek Lisans Tezi, Gaziantep Üniversitesi, 1993.
- 121 Hjelme, D.G. ve Mickelson, A.R., Gain nonlinearities Due to Carrier Density Dependent Dispersion in Semiconductor Lasers, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-25, 1989.
- 131 Tucker, R.S. ve Kaminov, I.V., High-Frequency Characteristics of Directly Modulated InGaAsP Ridge Waveguide and Buried Heterostructure Lasers, J. Lightwave Tech., Vol. 2, 1984.
- 141 Agrawal, G.P. ve Dutta, N.K., Long-Wavelength Semiconductor Lasers, Van Nostrand Reinhold, New York, 1986.
- 151 Özyazıcı, M. Sadettin ve Demokan, M.S., Gain-Switched Pulse Generation from a $1.55 \mu\text{m}$ InGaAsP Laser, Int. J. Optoelectronics, Vol. 5, 1990.



Muhittin SAYIN 1967

1967 yılında Mudurnu'da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Bolu'da tamamladı. 1990 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Gaziantep Kampüsü Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu.

Aynı tarihte Gaziantep Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. Aynı bölümde yan ilclken lazerlerden kazanç anahtarların yöntemi ile çok kısa süreli darbe üretimi konusunda yüksek lisans çalışması yaptı ve 1993 yılında M.Sc diploması aldı. Halen aynı görevde bulunup, fiber optik haberleşme sistemlerinde kullanılan yan iletken lazerlerden çok kısa süreli optik darbe üretimi ve DFB lazer modellemesi konularında çalışmaktadır.



Sadettin ÖZYAZICI 1958

1958 yılında Gaziantep de doğmuştur. İlk, orta, lise eğitimini Gaziantep de bitilerek 1980 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Gaziantep Kampüsü Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun olmuştur.

Aynı tarihte Araştırma Asistanı olarak göreve Gaziantep de başlamıştır. 1983 yılında yüksek lisans çalışmasını tamamlayarak M.Sc diploması almıştır. 1984 yılında General Electric Company Hirst Research Center (İngiltere) de araştırmacı olarak çalışmaya başlamış ve İmperial College de Ph.D çalışmasını sürdürmüştür. 1988 yılında Ph.D diploması almış ve aynı tarihte Gaziantep Üniversitesinde Y.Doç. Unvanı ile göreve başlamıştır. 1990 yılında Doçent unvanı almıştır. Yan iletken lazerlerden çok kısa süreli darbe üretimi ve optik fiberlerde doğrusal olmayan darbe propagasyonu konularında çalışmasını sürdürmektedir.

KAZANÇ ANAHTARLAMAU YARI İLHKTEN LAZERLER İÇİN TEK-MODLU VE ÇOK-MODLU DEĞİŞİM DENKLEMLERİ MODELLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI

Muhittin SAYIN ve M. Sadettin ÖZYAZICI

Gaziantep Üniversitesi
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
27310 Gaziantep

ÖZET

Bu çalışmada, Fabry-Perot tipi yarı iletken lazerlerin modellenmesinde kullanılabilir şekilde genişletilmiş çok-modlu değişim denklemlerinin Runge-Kutta-Fehlberg metodu kullanılarak sayısal çözümü yardımıyla tek-modlu ve çok-modlu lazer diyot modellemesi yapılmıştır. Bu model yardımıyla lazer diyoduna değişik DC ve RF elektrik sinyalleri uygulandığında oluşan optik darbe süreleri hem tek-modlu ve hem de çok-modlu değişim denklemleri çözülerek optimum (en kısa süreli darbeyi üreten) sinyaller belirlenmiştir. Standard lazer diyot parametrelerinin 1.3 µm InGaAsP tepeli dalga kılavuzlu (RWG, ridge-waveguide) lazer diyot için alındığı bu çalışmada, bazı lazer diyot parametrelerinin tek-modlu ve çok-modlu çözümlerde optik darbe süresine etkisi de incelenmiştir. Sonuç olarak, özellikle büyük kazanç sıkıştırmasına veya küçük kazanç sabitine sahip olan lazer diyotlar için tek-modlu ve çok-modlu değişim denklemlerinden elde edilen sonuçların büyük farklılık gösterdiği bulunmuştur.

GİRİŞ

Fiber optik iletişim sistemlerinde kullanılan yarı iletken lazerler için modellenme yapmak özellikle 1970 de ilk düşük kayıplı fiberin (<20dB/km) bulunuşundan sonra büyük önem kazanmıştır. Bu modellerin çoğunda lazer diyotlarından optik darbe üretimi modellenmesi tek-modlu değişim denklemleri esas alınarak elde edilmiştir. Özel durumlar (mod-kilitlemeli, Q-anahtarlamalı lazer diyotlar veya DFB, DBR gibi özel lazerler) dışında yarı

iletken lazerlerin çok-modlu çalıştığı dikkate alındığında gerçekte çok-modlu çalışan lazer diyotların tek-modlu çalıştığı varsayılarak modellendiği açıktır. Bu durum bazı yayınlarda belirtilmiş ve tek-modlu değişim denklemlerinin çok yüksek frekanslara kadar (<15GHz) çok-modlu çalışan lazer diyotlarından optik darbe çıkışını doğru olarak modelleyeceği belirtilmiştir. Günümüzde yeni teknolojilerle üretilen lazer diyotların 40GHz üstünde bile çalışabildiği dikkate alınır, tek-modlu değişim denklemleri ile modellemenin doğru olmayacağı açıktır.

Bu çalışmada genişletilmiş çok-modlu değişim denklemleri kullanılarak tek-modlu ve çok-modlu çözümlerin karşılaştırılması amaçlanmıştır. Değişim denklemlerine önemli lazer diyot parametreleri olan Auger birleşimi, ışımali ve ışımaz birleşim, kazanç sabiti, kazanç sıkıştırması, lazer diyodunun uzunluğu ve aktif bölgesinin kalınlığı dahil edilmiş ve böylece bu parametrelerin değişik DC ve RF akımları uygulanan lazer diyotlarından elde edilen optik darbe süreleri üzerindeki etkilerinin incelenmesi sağlanmıştır.

MA TEMA TİK S EL MODELİ.

Kazanç anahtarlamalı yarı iletken lazerlerin tek-modlu veya çok-modlu modellenmesi temelde tek-modlu değişim denklemlerinden çıkarılmıştır. Tek-modlu denklemler elektron ve foton yoğunluğunun zamana göre değişimini gösteren bir çift diferansiyel denklemdir. Çok-modlu durumda ise her modun foton yoğunluğunun zamana göre ayrı bir diferansiyel denklemle ifade edilir ve böylece toplam denklem sayısı mod sayının bir fazlası olur. Çok-modlu modellerin en

önemli özelliklerinden biri de kazanç ve kendiliğinden ışınımın her mod için farklı değerler almasıdır.

Elektron yoğunluğunun ve her modun (i. mod) fonon yoğunluğunun zamana göre değişimini gösteren değişim denklemleri aşağıdaki gibidir [21].

$$\frac{dN}{dt} = \frac{I}{qV} - \left(\frac{N}{\tau_n} + (BO - BIN)N^2 + CN^3 \right) - \sum_{i=1}^M S_i G_i \quad (1)$$

$$\frac{dS_i}{dt} = \Gamma S_i G_i - \frac{S_i}{\tau_p} + (BO - BIN)N^2 \beta_s D_i(\lambda) \quad (2)$$

Eşitliklerde mod sayısı değişken olarak alınmış olup toplam mod sayısı (2ÜH1) dir. Bu eşitliklerde mod kazancı

$$G_i = \frac{g_0}{1 + \epsilon_i} \frac{S_i}{1 - U} (D_i(\lambda)N - N_0) \quad (3)$$

olarak alınmıştır. Eşitlik 2 de $D_i(K)$ ve Eşitlik 3 de $D_i(K)$ sırasıyla kendiliğinden ışınım ve optik kazanç spektrumunu gösterir ve deneysel çalışmalara göre en yakın şekil olarak bulunan Lorentzian hatşekli fonksiyonu ile ifade edilmiştir. Buna göre kazanç ve kendiliğinden ışınım spektrumları sırasıyla aşağıdaki gibidir.

$$D_i(\lambda) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2(\lambda_0 - \lambda)}{\Delta \lambda_s} \right)^2} \quad (4)$$

$$D_i(\lambda) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2(X_0 - X)}{\Delta X_s} \right)^2} \quad (5)$$

Eşitlik 4 ile Eşitlik 5 arasındaki tek fark spektrum genişliğidir ve tipik olarak kendiliğinden ışınım spektrumu kazanç spektrumunun 2-3 katı genişliğindedir.

Eşitlik 1 deki / akımı DC (I_0) ve RF (I_1) kısımlarından oluşmuş ve bu bileşenler eşik akımı (I_{th}) cinsinden yazılmıştır.

$$I = I_0 + I_1 \sin(2\pi f_m t) \quad (6)$$

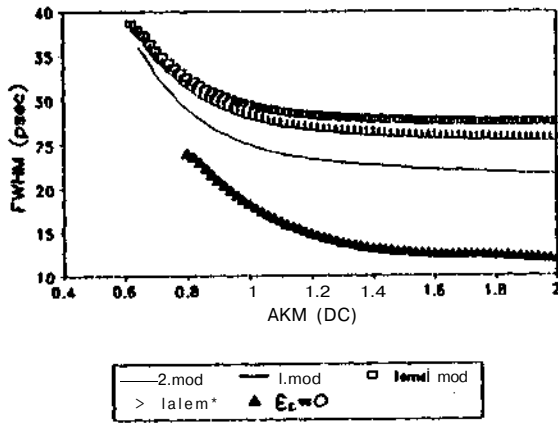
Mod sayısına bağlı olarak değişim denklemleri artacağından işlemler için gerekli bilgisayar zamanında artacaktır. Oluşturulan değişim denklemleri Kaynak [21] de verilen 1.3µm InGaAsP tepeli dalga kılavuzlu (RWG, ridge-waveguide) lazer diyot parametreleri standart alınarak çözülmüş ve 2. yan moddan (S_2 ve S_3) sonraki foton yoğunluklarının eşliği geçemediği veya diğerlerine (temel mod, S_1 ve S_2) göre gözardı edilebilecek kadar küçük genliğe sahip oldukları görülmüştür. Bundan dolayı, bilgisayar zamanından kazanmak amacıyla modelde mod sayısı 5 ($M=2$) olarak alınmıştır. Ayrıca Lorentzian hatşekli fonksiyonunun simetri özelliğinden faydalanılarak bilgisayar zamanı yarıya indirilmiştir.

Lazer diyot parametrelerinin optik darbe süresine etkisini incelemek ve en kısa süreli darbeleri veren / akımını bulmak amacıyla bir optimizasyon programı yazılmış ve her DC değerinde RF akımı I_A dan $7I_A$ a kadar $0.17I_A$ aralıklarla değiştirilerek en kısa süreli darbeyi veren RF akımı seçilmiştir. Bu analizlerde DC $0.5I_A$ dan $2I_A$ a kadar $0.02I_A$ aralıklarla değiştirilmiştir. Böylece lazer diyoda uygulanabilecek her DC ve RF akımına karşılık diyodun vereceği en kısa süreli darbeler bulunmuştur. Programın bir kez çalışması için VAX/VMS V5.4 de 3s CPU zamanı geçtiği göz önüne alınırsa her şekil (FWHM şekli) için $60 \times 75 = 13500$ s (3saat 45 dakika) kadar CPU zamanı gerekmektedir.

SONUÇ

Elde edilen grafiklerin tümünde tek-modlu çözüm ile çok-modlu çözüm farklı ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

çıkılmaktadır. Çok-modlu çalışan lazer diyollarında gücün temel mod ve 1. yan modlarda odaklandığından çıkılarak, tek-modlu çözümden elde edilen sonuçların çok-modlu çözümden elde edilen sonuçlara yakın olması beklenmektedir. Oysa verilerin çoğunluğunda temel mod ile 1. yan mod arasındaki genlik farkı 2 katından fazla olmadığından toplam gücün çoğunluğuna 1. yan modların (S_1 ve S_2) katkısı büyük olmakta ve böylece toplam güç tarafından belirlenen tek-modlu çözüm çok-modlu çözümdeki 1. yan moda ait çözüme yakın çıkmaktadır. Standart parametrelere ait çözümün verildiği Şekil 1 de de aynı durum sözkonusudur. Şekil 1 de kazanç sıkıştırmasının olmadığı durum için de çözüm verilmiştir. Tüm modlara ait darbe süreleri aynı

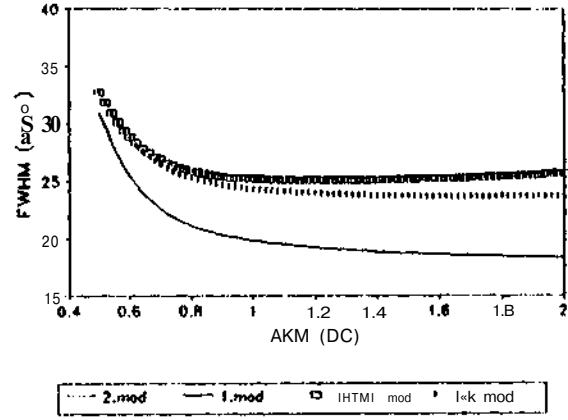


Şekil 1 Standart parametreler için ve kazanç sıkıştırmasının olmadığı ($\epsilon_c=0$) durumda f^* a göre normal ize edilmiş DC ile FWHM değişimi.

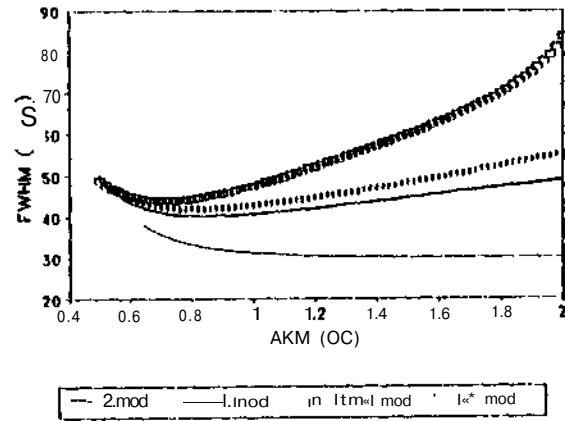
bulduğu bu durumda en kısa süreli darbeler elde edilmiştir.

Tek-modlu çözümün çok-modlu çözümden elde edilen sonuçlara yakın çıkmadığı tek durum Şekil 2 de verilen lazer diyot uzunluğunun kısaltıldığı ($L=100 \mu m$) durumdur. Bu şekilde 2. yan modlar eşliği geçemez ve toplam gücün büyük bir miktarı temel moda yoğunlaşır ve böylece temel moda ait çözüm ile tek-modlu çözüm birbirine yakın çıkar.

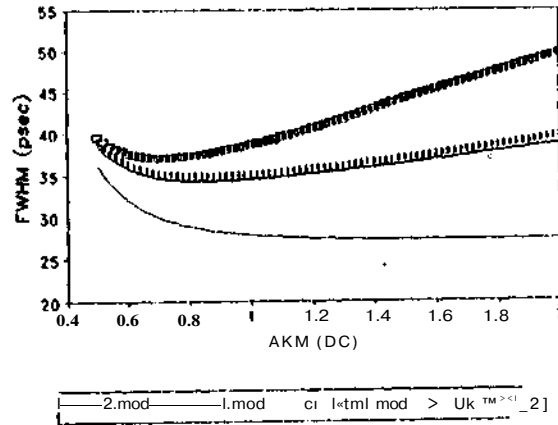
Şekil 3 de InGaAsP gibi yüksek kazanç sıkıştırmasına ($\epsilon_c=6.7 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$) sahip bir lazer diyoda ait çözüm verilmiştir. Bu durumda çözüm ve şeklin temel gidişi oldukça farklıdır. ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ



Şekil 2 Standart parametreler ve $L=100 \mu m$ iken DC-FWHM değişimi.



Şekil 3 Standart parametreler ve $\epsilon_c=6.7 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ iken DC-FWHM değişimi.



Şekil 4 Standart parametreler ve $\epsilon_c=2.5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ iken DC-FWHM değişimi.

çıkış ve en geniş darbeler elde edilmiştir. Bunun nedeni ise yüksek kazanç

sıkıştırmasının çok-modluluğu arttırıyor olmasındır. Böylece gücün büyük bir kısmı yan modlara doğru kaymakta ve 1. mod gücü de arttırdığından tek-modlu çözüm 1. yan moda ait çözüme yaklaşmaktadır. En kısa süreli darbeler $7,=0.847_{\lambda}$ da 40.3 psec (S_1), 0.721^* da 44 psec (S_2) ve $0.8/\lambda$ da 42 psec (tek-mod) dır. Şekil 3 de görülen duruma yakın bir durum da Şekil 4 de gösterilen düşük optik kazanç sahip lazer diyotlar için oluşmaktadır. Bu şekil için elde edilen en kısa süreli darbeler $1/\tau=0.72/\lambda-0.84/\tau$ arasında ve 34 psec-37 psec uzunluğundadır.

Bu grafiklerden çıkan iki önemli sonuç vardır. Birincisi, bu çözümler ve şekillerdeki farklılık bu güne kadar yayınlanmış birçok bilimsel yayında ayrı ayrı belirtilmiş durumlardır. Lazer diyotlarından elde edilen darbe sürelerinin (FWHM) DC ile değişimini inceleyen ve kuramsal ve hem de deneysel olarak tamamen zıt davranışları belirten *131* ve *I Al* bu yayınlara en güzel iki örnektir. Benzer durumlar Kaynak *121* de geniş olarak incelenmiştir. İkincisi ise, özellikle büyük kazanç sıkıştırmasına veya küçük kazanç sabitine sahip olan ve çok-modlu çalışan lazer diyotlarından kazanç anahtarlama yöntemi ile kısa süreli darbe üretimini tek-modlu değişim denklemlerinin doğru olarak modelleyemeyeceğidir.

EK 1

Kaynak *121* de verilen 1.3 μm InGaAsP tepeli dalga kılavuzlu lazer diyodunun standart parametrelerinden yukarıda şekli verilenler ve standart değerleri:

$$7,-200 \mu\text{m}$$

$$\epsilon_r=3 \times 10^{17} \text{ cm}^3$$

$$\#, =3.15 \times 10^{16} \text{ cm}^3$$

KAYNAKLAR

- İM** Özyazıcı, M. Sadettin ve Demokan, M.S., Gain-Switched Pulse Generation from a 1.55 μm InGaAsP Laser, Int. J. Optoelectronics, Vol. 5, 1990.
- 121* Sayın, Muhittin, Ultrashort Pulse Generation by Gain Switching, Yüksek Lisans Tezi, Gaziantep Üniversitesi, 1993.

- IV* van der Ziel, J.P. ve Logan, R.A., Generation of Short Optical Pulses in Semiconductor Lasers by Combined DC and Microwave Injection, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-18, 1982.
- I Al* Onodera, N., Ito, H. ve Inaba, H., Generation and Control of Bandwidth-Limited, Single-Mode Picosecond Optical Pulses by Strong RF Modulation of a Distributed Feedback InGaAsP Diode Laser, IEEE J. Quantum Electron., Vol. QE-2J, 1985.



Muhittin SAYIN 1967 yılında M. Mudurnu'da doğdu. İlk, orta ve M. Mese eğitimini Bolu'da tamamladı. 1990 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Gaziantep Kampusu Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden mezun oldu. Aynı tarihte Gaziantep Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünde Araştırma Görevlisi olarak göreve başladı. Aynı bölümde yan iletken lazerlerden kazanç anahtarlama yöntemi ile çok kısa süreli darbe üretimi konusunda yüksek lisans çalışması yaptı ve 1993 yılında M.Sc diploması aldı. Halen aynı görevde bulunup, fiber optik haberleşme sistemlerinde kullanılan yan iletken lazerlerden çok kısa süreli optik darbe üretimi ve DFB lazer modellenmesi konularında çalışmaktadır.



Sadettin ÖZYAZICI 1958 yılında Gaziantep de doğmuştur. İlk. orta. lise eğitimini Gaziantep de bitirerek 1980 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Gaziantep Kampusu Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun olmuştur. Aynı tarihte Araştırma Asistanı olarak göreve Gaziantep de başlamıştır. 1983 yılında yüksek lisans çalışmalarını tamamlayarak M.Sc diploması almıştır. 1984 yılında General Electric Company Hirst Research Center (İngiltere) de araştırmacı olarak çalışmaya başlamış ve Imperial College de Ph.D çalışmalarını sürdürmüştür. 1988 yılında Ph.D diploması almış ve aynı tarihte Gaziantep Üniversitesinde Y.Doç. unvanı ile göreve başlamıştır. 1990 yılında Doçent unvanı almıştır. Yan iletken lazerlerden çok kısa süreli darbe üretimi ve optik fiberlerde doğrusal olmayan darbe propagasyonu konularında çalışmalarını sürdürmektedir.

ANALOG TÖMDEVRE ANALİZİNE UYGUN YENİ BİR MOSFET MODELİ

Ali ZEKİ

H.Hakan KUNHAH

i.T.U. Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektronik Anabilim Dalı, i.T.i). Ayazaga Kampusu,
80626, Maslak, İstanbul.

ÖZET - Bu çalışmada, günümüzde önemi sürekli artan MOS tranzistor için analog tümdevre analizine uygun bir doğru akım modeli geliştirilmiştir. Bu yapılırken, analog tümdevre analizinde kullanılacak bir aktif eleman modelinin, o elemanın akım-gerilim değişimleri yanında iletkenlik-gerilim değişimlerinin gösterdiği non-lineer özellikleri de yeterli bir biçimde modellemesinin zorunlu olduğu gözönünde tutulmuştur. Burada, özellikle ID-VDS ve g_m-VDS değişimlerinin düzgün bir biçimde modellenmesi amaçlanmış, bunun için de, bu değişimlerdeki non-lineerliğin en önemli etkeni olan "kanal boyu modülasyonu"nun iyi bir biçimde modellenmesine öncelik verilmiştir. Oluşturulan model yardımıyla, NMOS ve PMOS transistörler için elde edilen akım ve gerilim değişimleri ölçüm yoluyla belirlenen değişimlerle karşılaştırılmış ve uyumlu oldukları gözlenmiştir. Yeni model yardımıyla bir CMOS kuvvetlendiricinin distorsiyon analizi yapılmış ve sonuçların pratikteki sonuçlarla benzeştiği görülmüştür.

1. Giriş

Son yıllarda, VLSI'daki büyük gelişmeler ve analog ile dijital devrelerin aynı kırımlık üzerinde yer aldığı "bütün-sistemler"de kullanılmak üzere analog işlevsel MOS bloklarına yönelik sürekli talep, analog MOS tümdevrelerin öneminin hızla artmasına neden olmuştur. Bunun sonucu olarak, MOSFETlerin elektriksel davranışının, analog tümdevre analizine uygun olmak üzere,

yeterince iyi bir biçimde modellenmesi bir gereksinim olarak ortaya çıkmaktadır. Oluşturulacak bir modelin elemanın non-lineer elektriksel davranışını yeterli bir biçimde temsil etmesi zorunludur. Bunun yanında, mümkün olduğunca uydurma (fit-in) parametrelerden arındırılmış olması, olabildiğince elemanın fiziksel parametrelerine dayanması onun önemli bir başka özelliği olur. Bağlıntıların analitik olması ve fazla hesap karmaşıklığı içermemesi ise onun bilgisayar simülasyonu için uygun olmasını sağladığından büyük önem taşır.

MOSFET'li analog tümdevrelerin öneminin hızla arttığı son dönem içinde bu elemanların modellenmesi üzerine sıkça eğilinmiştir. Başta SPICEC¹ olmak üzere bilgisayar simülasyon programlarına yerleştirilen kimi modeller -ki bunlar LEVEL 1, 2 ve 3 Modelleri olarak anılırlar- elemanın ID-VDS değişimlerini kabaca simüle edebilmelerine rağmen doymadaki g_m-VDS değişimlerini (veya başka bir deyişle, kanal boyu modülasyonunu) modellemekte oldukça yetersiz kalmaktadırlar^{2,3}. Oysa MOS tranzistörlerdeki en önemli non-lineerlik etkisi g_m-VDS değişiminde görülür. Yapısında aktif yüklü kuvvetlendiriciler barındıran analog tümdevrelerde görülen harmonik distorsiyonunun baskın sorumlusu ise, eleman doymadıkça çıkış iletkenliğinin çıkış gerilimiyle değişimindeki non-lineerliktir. Bu non-lineerliği iyi bir biçimde modellemek ise MOS eleman modellemedeki kilit sorundur ve bekleneceği gibi oldukça zordur.

2. Bazı Modellerin Tartışılması

SPICE modelleri arasında analog tümdevre analizine en uygun model olan LEVEL 3'ün geliştirilmesine yönelik çabalar^[1]. t53 analog devrelerin simülasyonuna (özellikle distorsiyon analizi) pek bir iyileşme getirememiştir. Bu modellerin yetersizliğinin önemli bir nedeni, bağıntılar çıkarılmaya başlanırken denklem sistemlerini basitleştirmek üzere yapılan bazı yaklaşımlar (örneğin yük nötrlüğü, fakirleşme yaklaşımlığı, sabit mobilite-ler, basitleştirilmiş katkı profili, vb.) ve bazı ihmallerdir, öte yandan, son yıllarda, iki veya üç-boyutlu modelleme yöntemleriyle VLSI elemanlarını iyi bir biçimde modellemek mümkün olmaktadır^[2]. Bu tür modeller analitik olmayan bağıntılar içermekte, bu yüzden sayısal analiz yöntemleri gerektirmektedirler. Bu dezavantajlarına rağmen, bu tür modeller uydurma parametreler kullanımını oldukça azaltır; hemen hemen tüm parametreler fiziksel anlam taşır. Ancak bağıntılarının analitik olmaması onu devre simülasyon programlarında kullanışsız kılar. Nitekim bu tür modeller, üretim öncesi, proses parametreleriyle elemanların simülasyonunda kullanılmaktadırlar. Görülüyor ki bir orta-yol bulmak gerekmektedir. Buna göre hem analog MOS devrelerin analizine uygun, hem de analitik (ve az uydurma parametre taşıyan) bir model oluşturabilmek için şu yol izlenmelidir: iki veya üç-boyutlu yöntemlerle -zor da olsa- analitik olmayan denklemler elde edildikten sonra, gerekli varsayımlara dayalı basitleştirmeleri burada yapılarak bağıntıların son aşamada analitik biçime getirilmesi... Bu durumda, son aşamada yapılan basitleştirmeler, en başta yapılacak basitleştirmelerin yaratacağından görece daha az hataya neden olacak ve bu hataların azaltılması için gerekli önlemlerin ne olacağını da daha iyi gösterecektir. Ayrıca, fiziksel anlamdan yoksun parametre kullanımını oldukça azalacaktır. Bu çalışmada izlenen yol bu olmuştur. SPICE

MOS modelleri ve onların türevlerine alternatif olabilecek bir model geliştirilmesi hedeflenmiş ve buna göre, analog MOS devrelerin analizinde önem taşıyan ancak SPICE modellerinin temsil etmekte eksik veya yetersiz kaldığı etkiler modelin kapsamını oluşturmuştur.

3. Geliştirilen Model

Yeni modelin SPICE modellerine göre temsilinde iyileştirmeler getirildiği etkiler önem sırasına göre şöyle sıralanabilir:

- * Kanal boyu modülasyonu
- * Hız doyması
- * Hobi 1 i tenin Vos ve Vtss'yle değişimi
- * Lineer bölge akımında gövde etkisi.

3.1 Kanal Boyu Modülasyonunun Modellenjnesi

"Kanal boyu modülasyonu", doyma bölgesinde ($V_{DS} > V_{Dsat}$) kanalın savak (drain) ucunun kısılması ve VDS arttıkça boyunun kısalması olayıdır. Bu etkiyi içeren doyma bölgesi akım bağıntısı kabaca

$$I_D = \frac{\beta}{2} \frac{(V_{GS} - V_{T0})^2}{1 - \frac{AL}{L}} \quad (D)$$

biçiminde verilebilir. Burada,

$$\beta = \mu C_{ox} \frac{W}{L_{eff}} \quad (2)$$

olmaktadır. L_{eff} kaynak-savak (S-D) arası etkin uzaklıktır. L' kanal boyudur. $AL = L_{eff} L'$ baskın olarak VDS'ye bağlıdır. Kanal boyu modülasyonunu modellemek, AL'nin VDS'ye ve diğer uç büyüklükleriyle parametrelere nasıl bağlı olduğunu belirlemekle eşdeğerdir. Ancak (1) bağıntısının birçok varsayım ve ihmale dayandığı gözardı edilmemelidir. Bu yüzden, bu etkiyi üzerine kuracağımız akım bağıntısı yukarıda belirttiğimiz yol izlenerek el-

de edilecek az hatalı bir bağıntı olmalıdır. Böyle bir bağıntı, iki-boyutlu analiz sonucu elde edilebilmektedir³. Buna göre, doyma bölgesi akımı

$$I_{D-sat}$$

(3)

biçiminde verilebilir. Buradaki I_1 , a^1 olan bir parametre olmak üzere, $V_{DS}=a.V_{sat}$, durumundaki I_D akımıdır. Ancak bu bağıntı analitik değildir; AL kapalı bağıntılarla μ büyüklüklerine ve fiziksel parametrelere bağlanmıştır. Buna karşın, bazı yaklaşıklıklar yardımıyla bu büyüklük

$$\Delta L = \frac{1}{A} \ln \left[\sqrt{1 + \left\{ \frac{A}{E_{s1}} (V_{DS} - V_{s1}) \right\}^2} + \frac{A}{E_{s1}} (V_{DS} - V_{s1}) \right] \quad (4)$$

biçiminde verilebilmektedir. Burada, $A^c = 3C_{ox} / (6s_1)$ biçimindedir ki,

$$x_1 = \sqrt{\frac{2e_s t}{qN_A} V_{01}} \quad (5)$$

olmaktadır. E_{s1} , kanalda, kısılma noktası civarındaki boyuna elektriksel alandır ve burada belirtilmeyecek kapalı bağıntılarla verilebilmektedir. V_{s1} ise, yine aynı noktadaki yüzey potansiyelidir ve kaynağa göre referans edilmiştir düşünülürse, $V_{s1} = a.V_{sat}$ 'tir. Buradaki a katsayısı t_{oc}/L_{efr} oranına bağlıdır ve pratikte değeri 1'e oldukça yakındır.

Bazı ihmallere yapılarak (4)'teki bağıntı

$$\Delta L = \frac{1}{A} \ln \left[\sqrt{1 + \left\{ \frac{A(V_{DS} - V_{Dsat})}{E_c} \right\}^2} + \frac{A(V_{DS} - V_{Dsat})}{E_c} \right] \quad (6)$$

biçimine dönüştürülebilmekte ve analitik kılınmaktadır³. Buradaki E_c , taşıyıcıların $v_{s,t}$ limit sürüklenme hızına yaklaşık olarak ulaştıkları

"kritik elektrik alanı"dır. A parametresi ise, (4)'te kullanılan farklı olarak

$$A^2 = \frac{3}{2} \frac{C_{ox}}{\epsilon_{s1} \mu_j} \quad (7)$$

biçiminde verilmektedir. (4)'teki E_{ei} sabit ($=E_c$) kabul edilip bir yaklaşıklık yapılmıştır. Doyma bölgesinde, kısılma noktasındaki taşıyıcıların limit hızda sürüklenmelerini³ anımsanırsa, $E_{sj} > E_c$ olduğu ve böylece bu yaklaşıklığın mantıklı olduğu anlaşılabilir. Bu yaklaşıklığın yaratacağı hatalar ise A katsayısında $3/2$ gibi bir katsayı kullanılarak giderilmeye çalışılmıştır. Ancak bu yaklaşımda A' 'nin jonksiyon derinliği x_j 'ye bağlanmasına karşı çıkılmalıdır. Çünkü esas bağıntı (5)'ten de görülebileceği gibi, A' 'nin hesaplanmasında kullanılan x_1 uzunluğu yalnızca taban katkısı ve kutuplamaya bağlıdır. Bu yüzden x_1 yerine x_j kullanılması yanlış bir anlam taşır. Orijinal bağıntılara biçim bakımından olabildiğince sadık kalmak, ihmallerin nerede yapıldığının anlaşılması ve basit model-karmaşık model geçişlerinin rahatça yapılabilmesi açısından oldukça önemlidir. Burada öneri, orijinal modeldeki gibi

$$A^2 = \frac{3C_{ox}}{\epsilon_{s1} \mu_j} \quad (8)$$

biçiminde alıp x_1 'i bir uydurma parametresi olarak kullanmaktır. Buna göre, (4) bağıntısında yapılacak $E_{ei} \approx E_c$, $V_{ci} \approx V_{Dsat}$: ve $x_1 \approx x_j$ sabit yaklaşıklıkları bizi yeni bağıntıya kolayca taşıyacaktır.

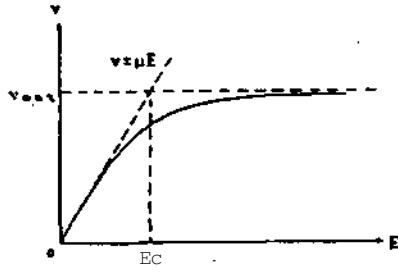
3.2 Hız Doyması

Bir taşıyıcının E elektrik alanı etkisiyle sürüklenme hızı

$$v = \mu E \quad (9)$$

biçiminde verilir. Buradaki μ , taşıyıcı-

cinin mobilitesidir. Yeterince düşük elektriksel alanlar söz konusu ise, mobilite sabit kabul alınabilir. Ancak, taşıyıcılara uygulanan elektriksel alan şiddeti büyüdükçe, taşıyıcı hızı, kristal yapıdaki saçılım etkisi nedeniyle bir noktadan sonra sınırlanmaktadır (Bkz. Şekil 1). Şekil 1'de görülen E_c kritik alan şiddeti, v_{sat} ise limit sürüklenme hızıdır ve $E_c = v_{sat} t / \mu$ biçimindedir, μ $E=0$ 'daki mobilitedir.



Sekil 1
Taşıyıcı sürüklenme hızının elektrik alanla değişimi.

Hız doyması için kullanılan en kaba model, μ sabit olmak üzere,

$$v = \begin{cases} \mu E & , E < E_c \\ v_{sat} & , E \geq E_c \end{cases} \quad (10)$$

biçiminde ifade edilebilir. Bu etkiyi çok iyi modellemek zordur. Buna karşılık, μ ampirik bir katsayı olmak üzere,

$$v = \mu \frac{E}{\left[1 + \left(\frac{E}{E_c}\right)^a\right]^{\frac{1}{a}}} \quad (11)$$

bağıntısı Şekil 1'deki değişimi modellemek için en çok başvurulan bağıntıdır ancak bilgisayar simülasyonu için aşırı karmaşıktır, $a=2$ durumunda,

$$\mu' = \frac{\mu}{\sqrt{1 + \left(\frac{E}{E_c}\right)^2}} \quad (12)$$

elde edilmektedir ki bu bağıntı tatminkar sonuçlar vermektedir, ancak bu da yeterince basit değildir. (12) bağıntısının paydası Taylor serisine a-

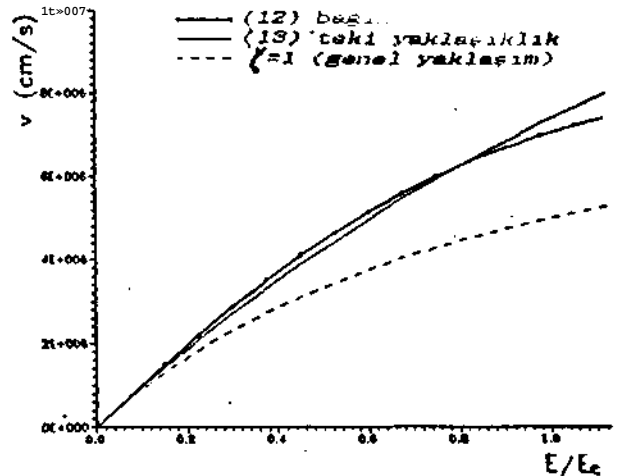
çılır, 0. ve 1. dereceden terimler almırsa, bu yaklaşıklıkta hatayı temsil etmek üzere 1. dereceden terimin katsayısı olarak 1 yerine ζ katsayısı kullanılırsa,

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \zeta \left(\frac{E}{E_c}\right)} \quad (13)$$

elde edilir. Buradaki ζ 1'den küçük değerler almaktadır ve NMOS transistörlerde 0.35, PMOS'larda ise 0.25 değerleri genel olarak uygundur. Şekil 2'de, (13)'te yapılan yaklaşıklığın geçerliliği görülmektedir. $\zeta=1$ yaklaşımı bizi en genel yaklaşıklığa götürür ki bu yaklaşıklık çok kabardır (Bks. Şekil 2). Sonuç olarak, kanaldaki ortalama boyuna elektriksel alan $E = V_{DS}/L \ll \mu$ biçiminde verilebileceğinden, $v = \mu E$ biçiminde genel bit bağıntı düşünülüğünde, yeni modelde hız doymasının mobiliteye etkisi,

$$\mu' = \frac{\mu}{1 + \zeta \frac{V_{DS}}{E_c L_{eff}}} \quad (14)$$

biçiminde modellenebilecektir. Burada, daha önce verildiği gibi, $E_c = v_{sat} t / \mu$ olmaktadır, μ , $E=0$ 'daki mobilitedir.



Sekil 2 (13) bağıntısındaki yaklaşıklık yokken ve varken ($\zeta=0.35$) elde edilen v - E değişimleri.

3.3 Mobilitenin Vos ve VBs'ye Bağımlılığı

Mobilitenin Vos'ye bağımlılığı burada, kullanılagelmiş modelden yararlanılarak temsil edilecektir (Bkz. (15) ve (16) bağıntıları). Mobilitenin VBs'ye bağımlılığını, Vos'ye bağımlılığına benzer biçimde modellemek için genelde başvurulan bir yoldur. Bu yaklaşım uyarınca, etkin mobilite

$$\mu_{eff} = \frac{\mu}{1 + \theta(V_{GS} - V_T) + \theta_B V_{SB}} \quad (15)$$

biçiminde verilmektedir. Buradaki θ ve θ_B katsayıları uyduurma parametreleridir. White, Van De Wiele ve Lambot'nun önerdiği bağıntı $\mu_{eff} = \frac{\mu}{1 + \theta(V_{GS} - V_T) + 2\gamma\sqrt{V_{SB} + \phi_B}}$ ise hem daha doğru sonuçlar vermekte, hem de Vos'un etkisini modellemek için OB gibi ek bir parametre gerektirmemektedir:

$$\mu_{eff} = \frac{\mu}{1 + \theta(V_{GS} - V_T) + 2\gamma\sqrt{V_{SB} + \phi_B}} \quad (16)$$

Buradaki ϕ_B ise genelde $2\phi_F$ olarak alınan (ϕ_F : Fermi potansiyeli) ancak bizim $2\phi_F + AV$ olarak kullanacağımız bir potansiyeldir (AV 'nin ne olduğuna aşağıda değinilecektir). Bu koşullar altında, yeni modelde (16) bağıntısının kullanılması uygun görülmektedir.

3.4 Gövde Etkisinin Linear Bölge Akımına Etkisi

Heyer'in sunduğu linear bölge akım denkleminin

$$I_D = \beta \left[\left(V_{GS} - V_{FB} - 2\phi_F - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} - \frac{2}{3} \left[(V_{DS} - V_{BS} + 2\phi_F)^{3/2} - (-V_{BS} + 2\phi_F)^{3/2} \right] \right] \quad (17)$$

biçimindedir. Bu denklemin sağ tarafı $V_{DS} \rightarrow 0$ civarında seriye açılıp 2. dereceden terime kadarki kısmı alınır (oldukça iyi bir yaklaşımdır), line-

er (doymasız) bölge akımı

$$I_D = \beta_{eff} A \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1 + \delta}{2} V_{DS}^2 \right] \quad (18)$$

olur. Burada,

$$\beta_{eff} = \frac{\beta \mu_{eff}}{2\sqrt{V_{SB} + \phi_B}} \quad (19)$$

olmalıdır. Bir başka çalışmada [15], (17)'nin seriye açılımında Vos'li terimin katsayısı, hata terimlerini temsil etmek üzere biraz değiştirilmiş ve bizim U-E değişimini modellemede yaptığımız yaklaşımdaki gibi, (19) bağıntısı

$$\beta_{eff} = \frac{\beta \mu_{eff}}{2\sqrt{V_{SB} + \phi_B}} \left[1 - \frac{1}{k_1 + k_2(V_{SB} + \phi_B)} \right] \quad (20)$$

biçimine dönüştürülmüştür. Burada, k_1 ve k_2 optimum sabit değerler olarak sunulmakta ve $k_1 = 1.744$, $k_2 = 0.8364$ değerleri önerilmektedir.

ϕ_B potansiyeli için çok yaygın olarak $2\phi_F$ değeri kullanılmaktadır. Oysa bu yaklaşım tam doğru değildir; yüzey potansiyeli ϕ_B bu değere ulaştığında yüzeydeki azınlık taşıyıcıları çoğunluk taşıyıcılarıyla aynı yoğunluğa sahip olur, ancak çoğunluğa geçmezler. Yani henüz kanal oluşmamıştır. $\phi_B = 2\phi_F + AV$ için artık kanal vardır. Buna göre, $\phi_B = 2\phi_F + AV$ kullanılmalıdır. $AV = 6V_T$ ($V_T = kT/q$) iyi bir yaklaşıklık olarak önerilmektedir [13]. Bu çalışmada model bu yaklaşımlar altında kurulmuştur.

3.5 Oluşturulan Modelin Akım Bağıntıları

Yukarıda nasıl modelleneyeceği belirlene her bir etkinin birleştirilmesiyle, doymasız ($V_{GS} < V_{DS}$) ve doymalı ($V_{GS} > V_{DS}$) bölgelerindeki akım bağıntıları

$$I_D = \begin{cases} \frac{\beta_{eff}}{1 + \frac{\delta}{2} \frac{V_{DS}}{V_{GS} - V_T}} \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1 + \delta}{2} V_{DS}^2 \right] & (\text{doymasız}) \\ \frac{\beta_{eff}}{2} (V_{GS} - V_T)^2 k e^{-AL/n} & (\text{doyma}) \end{cases} \quad (21)$$

olarak verilebilmektedir. Burada

$$k_{vv} = \frac{k_v}{1 + \frac{k_v (V_{GS} - V_T)}{E_c (L_{eff} - AL)}} \quad (22)$$

biçimindedir. Anca!; daha öncekinden farklı olarak. $E_c = v_{ac} t / u_{eff}$ tir ve u_{eff} (15)'teki gibidir. k_v katsayısı doyma sınırında $g_d - V_{os}$ eğrisinin sürekliliğini sağlayan VDS'den bağımsız bir katsayıdır ve tipik değeri 0.7'dir. k_v ise, normal çalışma koşu Hararı altında k_v 'ye yakın değerler alan ve AL üzerinden VDS'ye bağlı olan bir çarpandır. Doyma gerilimi ise

$$V_{Dsat} = k_{vv} |_{AL=0} (V_{GS} - V_T) = k_{vvo} (V_{GS} - V_T) \quad (23)$$

biçiminde tanımlanmıştır.

Doyma sınırında ID-VDS değişiminin sürekli olabilmesi doyma bölgesi akımı bağıntısına VDS'den bağımsız bir terim eklenmelidir. Buna göre doyma akım bağıntısı

$$I_D = \frac{\beta_{eff}}{2} (V_{GS} - V_T)^2 [k_{vvo} e^{AL/L_{eff}} + B_0] \quad (24)$$

biçiminde düzenlenmiştir. Burada,

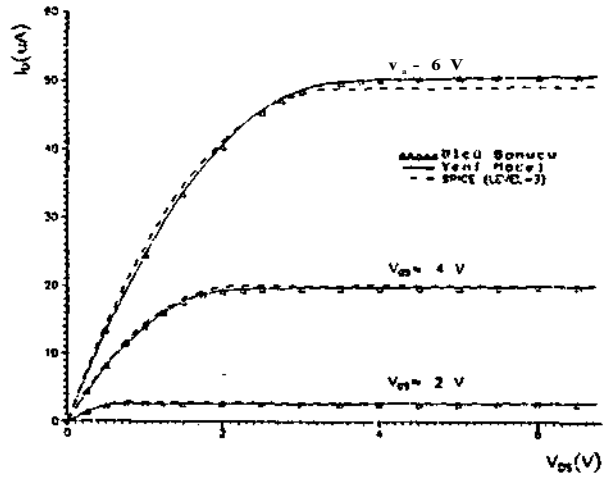
$$B_0 = k_{vvo} \frac{2 - (1 + \theta) k_{vvo}}{1 + \frac{V_{Dsat}}{E_c L_{eff}}} \quad (25)$$

biçimindedir.

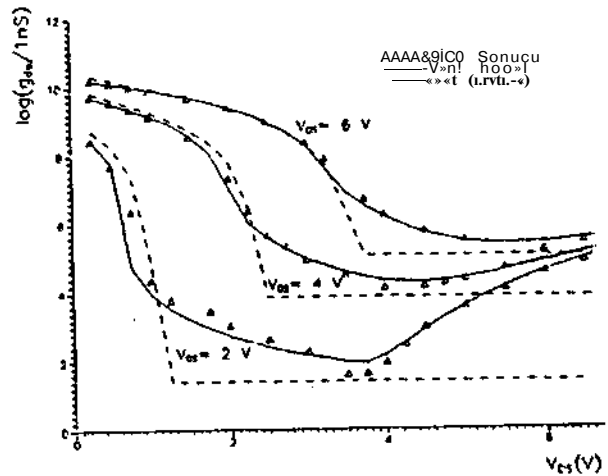
4. Sonuç

Şekil 3 ve 4'te bir HMOŞ tranzistoru (KTUBiTM- $W=3\mu m$, $L=12\mu m$) Şekil 5 ve 6'da ise bir FMOSun (TUBiTAK- $W=3\mu m$, $L=6\mu m$) deneysel yolla, SPICE yardımıyla ve yeni model kullanılarak elde edilen ID-VDS ve $g_d - V_{os}$ değişimleri verilmiştir. Şekil 7'de ise aynı tranzistorların kullanıldığı bir CMOS aktif kuvvetlendiricinin SPICE ve yeni model yardımıyla elde edilen distorsiyon analizi sonuçları verilmiştir. Görüldüğü gibi, SPICE MOS 3 modeli yal-

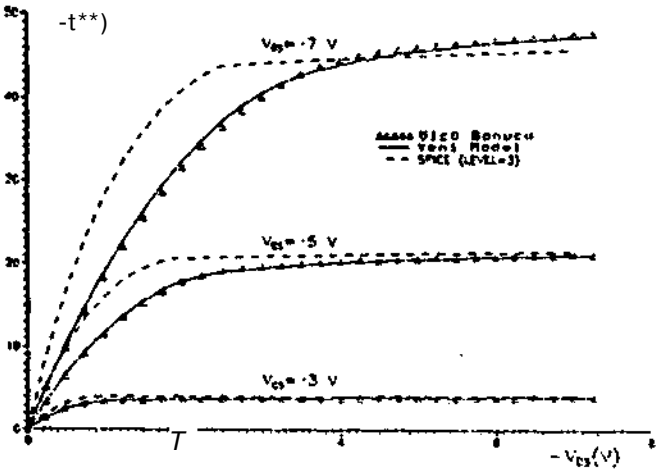
nıza ID-VDS değişimlerini kabaca modelleyebilmekte, $g_d - V_{os}$ değişimi ve dolayısıyla distorsiyon analizi sonuçları ölçü sonuçlarıyla uyumsuzluk göstermektedir. Yeni model ise ölçü sonuçlarıyla ötüçen sonuçlar göstermesi ve analitik olup fazla uydurma parametresi içermemesiyle SFICE MOS modellerine alternatif bir model olmaktadır.



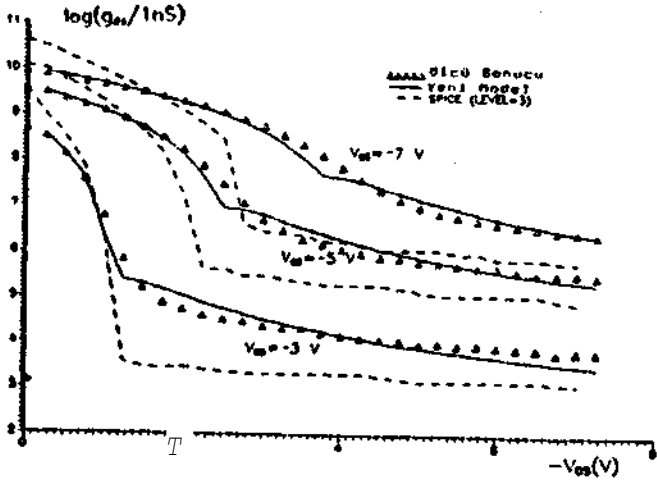
Şekil 3 Ölçü, SPICE ve yeni model yardımıyla elde edilen ID-VDS değişimleri (HMOŞ).



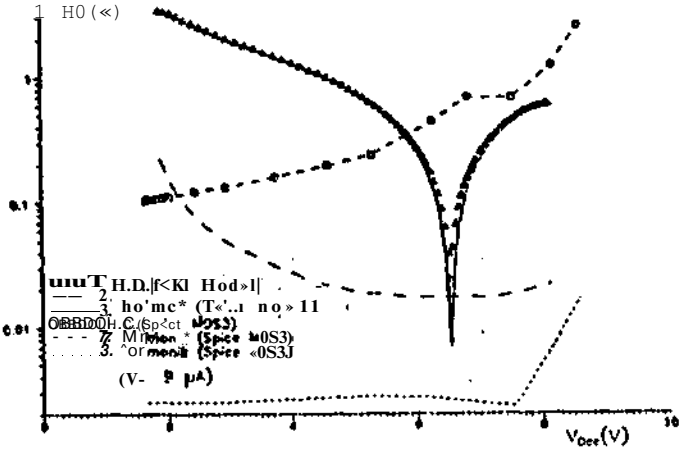
Şekil 4 Ölçü, SPICE ve yeni model yardımıyla elde edilen $g_d - V_{os}$ değişimleri (HMOŞ).



Şekil 5 ölçü, SPICE ve yeni model yardımıyla elde edilen I_D - V_{DS} değişimleri (PMOS).



Şekil 6 ölçü, SPICE ve yeni model yardımıyla elde edilen g_m - V_{DS} değişimleri (PMOS).



Şekil 7 SPICE ve yeni model yardımıyla CMOS kuvvetlendirici için elde edilen distorsiyon analizi sonuçları.

Kaynaklar

- [1] TUINENGA, P. W... "A Guide to Circuit simulation and Analysis Using PSpice", Prentice Hall, 1988.
- [2] ZEKİ, A., "Analog Tüdevre Analine Uygun Yeni Bir MOSFET Modeli", Y. Lisans Tezi, İ.T.U. Fen Bil. Enst., Şubat 1993.
- [3] BİLİCİ, F., "MOS Transistorlu Kuvvetlendiricilerde Distorsiyon Analizi", Bitirme ödevi, İ.T.U. Elektrik-Elektronik Fak., Ekim 1990.
- [4] DAHG, L. M., "A Simple Current Model for Short-channel IGFET's and its application to Circuit Simulation", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-26, pp.436-445, Afiil 1979.
- [5] WOHG, S. L. and SALAHA, C. A. T., "Improved Simulation of p- and n-channel MOSFET'fi Using an Enhanced SPICE MOS3 Model", IEEE Tran. on Comp. Aided Desig», Vol.CAD-6, pp. 586-591, July 1987.
- [6] EL-MANSY, Y.A. and BOOTHROYD, A.R. "A New Approach to the Theory and Modeling of Insulated-gate Field-effect Transistors", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-24, pp.241-253, March 1977.
- [7] TOYABE, T. and ASAI, S., "Analytical Models of Threshold Voltage and Breakdown Voltage of Short-channel MOSFET's Derived from Two-dimensional Analysis", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-26, pp.453-461, April 1979.
- [8] YOSHII.A., RITAZAHA, H., HIZAWA, M., Horiguchi, S. and SUDA, T., "A Three-dimensional Analysis of Semiconductor Devices", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-29, pp.184-189, February 1982.
- [9] HUSAIN, A. and CHALİBEPLAİH, S. G., Three-dimensional Simulation of

VLSI MOSFET's: The Three-dimensional Simulation Program WATMOS", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-29, pp. 631-638, April 1982.

de MOS Analog Tüdevre Tasarımı, Elektronik Elemanları ve Modellenmesi bulunmaktadır.

- [10] EL-HANSY, Y.A. and BOOTHROYD, A. R. , "A Simple Two-dimensional Model for IGFET Operation in Saturation Region", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-24, pp.254-262, March 1977.
- [11] TOH, K. Y., KO, P. K. and MEYER, R. G., "An Engineering Model for Short-channel MOS Devices", IEEE J. of Solid-State Circuits, Vol. SC-23, pp. 950-958, August 1988.
- [12] RO, P. K., "Hot Electron Effects in MOSFET's", Ph.D. Dissertation, University of California, Berkeley, 1982.
- [13] TSIVIDJS, Y. P., "Operation and Modeling of the MOS Transistor", McGraw-Hill,1987.
- [14] WHITE, M. H., VAN DE WRELE, F. and LAMBOT; J. P., "High Accuracy MOS Models for CAD", IEEE Tran. on Elec. Dev., Vol.ED-27, pp.899-906, May 1980.
- [15] LIU, S. and NAGEL, L. W., "Small-signal MOSFET Models for Analog Circuit Design", IEEE J.of Solid-State Circuits, Vol. SC-17, pp. 983-998, December 1982.

Ali Zeki, 1968 yılında Rıbrıs'ta doğdu. Temmuz 1990'da İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik-Haberleşme Müh. Bölümü'nden mezun oldu. Y.Lisans öğrenimini İ.T.U. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik-Haberleşme Müh. Bölümünde Şubat 1993'te tamamladı. Eylül 1991'de İ.T.U. Elektrik-Elektronik Fak. Elektronik Anabilim Dalı'nda Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen aynı yerde çalışmalarını sürdürmektedir, ilgi alanları için-

Plasma Display'de Elektrotların Oluşturulması
Hale Göymen ve Sevgi Akgün
Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Bölümü
KOCAELİ

PLASMA DISPLAY' DE
ELEKTROTLARIN OLUŞTURULMASI

ÖZET:

Uzun yıllardan beri kullanılmakta olan CRT (Cathode Ray Tube) zamanla bazı ihtiyaçlara cevap veremez duruma gelmiştir. Özellikle çok büyük boyutlu görüntü oluşturmak için ve HÜTV de kullanılan düz panel displayler konusundaki araştırmalar devam etmektedir.

Bu makalede düz panel displaylerin bir tipi olan PLASMA DISPLAY (PDP)' lerin yapısı, çeşitleri ve diğer display türlerine göre avantajlarına kısaca değinilecektir. Daha sonra 9*11 cm boyutlarında 6*8 dot'luk bir plasma displayin elektrot yapısının oluşturulması işlemleri anlatılmıştır. Film oluşturma yöntemleri, film için kullanılacak malzemelerin nitelikleri ve cam bir yüzey üzerinde elektrotların oluşturulması ile ilgili araştırmalar ve sonuçları verilmiştir.

PLASMA DISPLAY NEDİR ?

Bir Plasma display, gaz deşarjı ile oluşturulan ışık yayılımını kullanan düz bir display için genel bir tanımdır. İçerisinde deşarj ışık yayılımını kullanılan bir panelde, yoğun olmayan bir gaz (genellikle temel bileşeni Neon olan) kapalı bir yere hapsedilmiştir. Renkli display panellerde, uygulanan fosforun uyarılması ile display etkin hale geçer.

Plasma displayler elektrot yapısına göre ikiye ayrılırlar:

—İndirek Deşarj Tipleri (AC-PDP İci):

Elektrotlar dielektrik ile kaplanarak deşarj boşluğuna yerleştirilir.

— Direk Deşarj Tipleri (DC-PDP ler) : Elektrotlar doğaldan deşarj boşluğuna yerleştirilir.

Sürme metotlarına göre de plasma displayler, tazelemeli (Refresh) ve hafızalı (memory) olmak üzere ikiye ayrılırlar.

Bu tip displaylerin teknolojik ve ticari gelişimi iki alan üzerine hedeflenmiştir. Bunlardan ilki, başlıca bilgisayarlara bağlanmış display cihazları olarak, ikinciside duvar televizyonları için renkli display olarak kullanımıdır.

PLASMA DISPLAY VE DİĞER
ELEKTRONİK DISPLAYLERİN
KARŞILAŞTIRILMASI:

Elektronik Özelliklerine Göre:

Özellikler	LCD	PDP	LEI)
Tam Renkli disp.	Evet	Evet	Orta derece
Geniş Diplay Alanı (cm ²)	Evet (270)	Evet (280)	Orta (200)
Geniş Disp. Kapasitesi (Pixcl)	Yaklaşık geniş (1.6*10 ⁵)	Evet (2.6*10 ⁶)	Yaklaşık geniş (7.7*10 ⁶)
Yüksek Rezolusyon (Pixcl boşluğu, mm)	Evet (03)	Oldukça iyi (0.33)	Orta (0.5)

Display Kalitesi Orta Oldukça iyi iyi

Birim Display Kalınlığı (mm)	10	90	---
------------------------------	----	----	-----

Performans ve Karakteristiklerine Göre:

Dİsply Özellikleri	LCD	AC-PDP	DC-PDP
Çalışma Gerilimi (V)	AC 2-5	90-150	180-250

Akım

Tüketimi

($\mu A/cm^2$) I-İO 1-10 mA/cm² !-10mA/cm²

Kontrast 10-20 30 35

Cevap Hız (ms) 30-150 10-20 μs 10-20 μs

Luminans/ Parlaklık

Orta 30-40 40-50

Parlaklık

Verimi (Lm/W) - - 0.3 0.1

Display

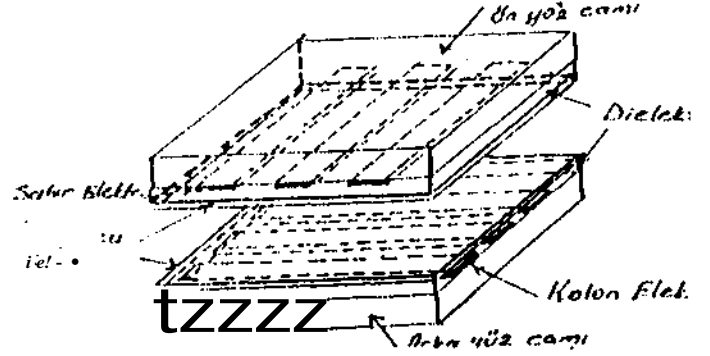
Renkleri Siyah, Beyaz Çok renkli Kırmızı- Portakal Kırmızı- Portakal vb.

Çalışma

Ömrü iyi iyi iyi

UYGULAMA İÇİN SEÇİLEN PDP MODELİ:

Aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi, pratik uygulama olarak bizim seçtiğimiz ve üzerinde çalışmalar yaptığımız PDP modeli; Matris adı eşlemeli düz elektrot yapısına sahip, her bir dot u 81 celi (hücre) den oluşan, 6*8dol Hık, 9*11 cm boyutlarında küçük bir PDP uygulamasıdır.



Sekil I. Seçilen PDP modeli

ELEKTROT YAPISININ OLUŞTURULMASI:

Plasma displayin elektrot yapısını oluşturmak için, ilk önce camı yüzey üzerine metalik film kaplanmalıdır. Bu metalik filmin cama iyi yapışması, oksitlenme ve korozyon direncinin yüksek olması gerekmektedir. Bütün bunlara ek olarak bu metalik filmin iletkenliği de iyi olmalıdır.

Malzeme olarak bakır iyi bir seçimdir. Çünkü bakır iyi bir iletken, kolay işlenebilir ve doğada çok bulunur. Fakat bakırın yapışkanlığı zayıf ve oksitlenme direnci düşüktür. Bu nedenle bu tür uygulamalarda bakır, yapışkanlığı ve koruması iyi olan başka bir malzeme arasında sandviç şeklinde yerleştirilerek kullanılır. Bakırın özelliklerini iyileştirmek için diğer bir yol, bakırı Be, Si, Al gibi korozyon direncini arttıran metallerle alaşım yapmaktır. Fakat biz burada bir çok litciatüde söz konusu edilen Cr-Cu-Cr üç tabakalı film yapısı ile elektrot oluşturmayı inceleyeceğiz.

FİLM HAZIRLAMA:

Filmler çeşitli yollarla kaplanır.

— Buharlaştırma Yöntemiyle Film Kaplama:

Film materyalinin bulunduğu kaynağa ısı uygulanarak film kaplanır. Isıtılan kaynak vakum ortamındaysa, buharlaşan atomlar/moleküller diğer gaz molekülleri ile her hangi bir çarpışmaya uğramaksızın kaplanacak yüzeye (veya çember

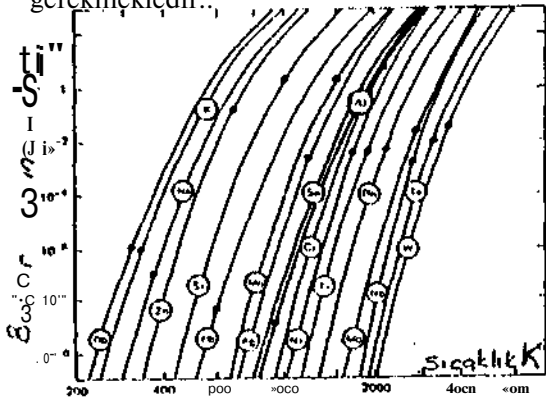
duvarlarına) birikir. Böyle bir buharlaşmanın sonucu olarak; Kaynaktaki kütle kaybı oranı, birim zaman başına birim alan R olarak veilir. Bu oran Langunıı-Knudsen bağıntısından çıkarılabilir.

$$R=4.43 \cdot 10^{-4} (M/T) \sqrt{P} \quad (1)$$

$$R=5.82 \cdot 10^{-2} (M/T) \sqrt{P} \quad (2)$$

M: Gram moleküler kütle (gr)
T: Sıcaklık (K)
P: Buhar basıncı (Pa veya Ton)

Aşağıdaki şekilde buharlaşma (evaporation) yöntemine göre biriktirilen (composition) çeşitli materyaller için, buharlaşma sıcaklığını ve buhar basıncını gösteren eğriler bulunmaktadır. Pratik üretim işlemlerinde yeterli film kaplamayı sağlamak için buhar basıncının 1.5 Pa (10ın Ton) dan büyük olması gerekmektedir.



ŞEKİL 2: Buharlaştırma ile biriktirilen genel metallerin Sıcaklık-Basınç eğrileri

Buharlaştırma ile filin kaplamasının özelliklerinden bazıları:

a) Filmler yüksek oranlarda biriktirilebilir. Örneğin Al için 2.5 µm/dakika

b) Kaplanacak malzeme üzerine çarpan melal atomlarının enerjisi düşük olduğundan (0.1 eV) yüzeye zarar vermeden yüzey üzerinde kalırlar.

c) Buharlaştırma yüksek vakum altında gerçekleştirildiğinden, filmler çok az artık gaz bileşimleri ile biriktirilir, bu nedenle kaplanan film kaynak materyali kadar safir.

İlını kaplamada başanlı olabilmek için aşağıdaki film karakteristiklerini yerine getirmek gerekir:

a) Nominal film kalınlığı konııol edilebilir olmalıdır.

b) Yüzey boyunca yeterli film düzgünlüğü sağlanmalıdır.

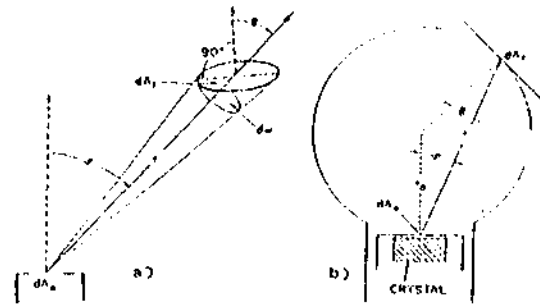
Buharlaşma proseslerinde bu hedefleri yerine getirmek için farklı yaklaşımlar kullanılır. İslenen nominal kalınlığı elde etmek için, kaynağın birim alan başına kayıp kütle oranı olan R değerinun yamsıra buharlaşan atomların yönü hakkında da bilgi edinmek gereklidir.

R' nin değeri daha önceki eşitlikle verilmişti. Buharlaşan atomların yönleri hakkında bilgi elde etmek çok zordur. Küçük düzlemsel bir kaynaktan ayrılan atomların akısı teorik olarak Kosinüs dağılımından bulunabilir. Bu şekil 3(a) da d W alanında toplanan dM c kütlesinden bulunabilir.

$$dW = \frac{M_c}{4\pi r^2} \cos^2 \theta \, d\Omega \, dW \quad (3)$$

Burada M_c kaynaklan yayılan toplam kütle Knudsen tarafından elde edilen deneysel bilgiler sonucunda küre yüzeyindeki her nokta için (?) eşitliğine göre düzgün dağılım gözlemlendi.

İlbuki gerçek kaynak son derece küçük olmadığından yayılma yönü ideal Kosinüs dağılımına uymaz. Sonuç olarak küre yüzeyindeki her noktada düzgün dağılım oluşmaz.



ŞİHKİL 3 : (a) Küçük bir d As kaynağından dAr yüzey elementinin kaplanması (b) Küçük bir kaynaktan dairesel yüzey üzerine buharlaştırma

Buharlaştırma Metodları

Buharlaştırma yüksek vakum şartlarında sürdürülür. Tipik olarak buharlaştırma cihazında basınç, buharlaştırma başlamadan önce $5 \cdot 10^{-7}$ Torr'a düşürülür. Bu basınçta ortalama serbest yol $X = 100$ m dir. Kaynak ısıtılırken basınç yüzeyden yayılan kirlilik sebebiyle artar.

Buharlaştırma ile film kaplama metodlarından en basiti Rezislans-ısıtmalı kaynak metodudur. Yani düşük buhar basınçlı W (Volfram) pota rezistif olarak ısıtılır. Buharlaştırılacak malzeme, ısıtılan filaman vasıtasıyla önce erir sonrada buharlaşarak yüzeyi kaplar. Bu teknik basit olmasına karşın bir takım dezavantajlara sahiptir:

- Potadan buharlaştırılarak biriktirilen filmde kirlilik olabilir.

- Kolay işlenemeyen malzemeler yüksek ergime noktaları sebebiyle biriktirilemez.

Sonuç olarak, diğer iki teknik mikroelektronikle, buharlaştırarak biriktirme yapmak için yaygın olarak kullanılır. Bunlar;

- 1) Elektron-Demeti ile buharlaştırma
- 2) Endüktif-Isıtma ile buharlaştırma

SEÇİLEN MODEL İÇİN, BUHARLAŞTIRMA YOLUYLA CAM YÜZEY ÜZERİNDE Cr-Cu-Cr FİLM OLUŞTURMA İŞLEMLERİ

a) Cam Yüzeyin Temizliği: Kullanılan cam fiot-cam olup, buharlaştırma sırasında buhar basıncını değiştiren ve yapışma problemlerine neden olan kirliliğin çeşitli işlemlerle temizlenmesi gerekmektedir. Bu işlemleri sırasıyla açıklarsak;

- Özel deterjan ile yıkama ve deiyonize suyla durulama

- TC E (Three Clor Etilen) ile ultrasonik banyoda 15 dakika yıkama

- Isopropil alkol ile 15 dakika ultrasonik banyoda tutma

- Son olarak 1-2 dakika clil alkolden geçii me

Yukarıdaki işlemlerden sonra cam kendi halinde kurumaya bırakılır.

b) Buharlaştırma Yöntemiyle Cr-Cu-Cr Filmin Kaplanması:

550

Filmin zemin üzerine iyi yapışması için lek başına temizlik yeterli değildir. Bunun yanı sıra buharlaştırma sırasındaki ortamın temizliği ve sıcaklığıda önemlidir. Buharlaşma sırasında cam yüzey yaklaşık 130 derece veya daha fazla ısıtılarak filmin yapışkanlığı ve düzgünlüğü sağlanır.

Filmin oluşturulmasında ardışıl buharlaştırma yöntemi kullanılmıştır. Cu ve Cr iki ayrı kaynaktan yaklaşık $2 \cdot 10^{-1}$ mBarr basınç altında buharlaştırılır. İki ayrı potaya yerleştirilen Cu ve Cr, filamanlar vasıtasıyla ,film kaplama sırasına göre ardışıl olarak, malzemelerin ergime noktasını aşınca kadar (Ör: Cr için 1000 K) ısıtılarak buharlaşma sağlanır.

Buharlaşma sırasında biriktirilen filmde oluşacak kirlilikleri önlemek için kaynak üzerine Shutter (Kesici) yerleştirilir. Çünlü kaynak yüklü yada yüksüz iken çevre koşullarına maruz kalır, bu durumda kaynak yüzeyi nem alır veya yüzeyde doğal oksit tabakası oluşur. Başlangıçla bu tür kirlilikler kaynak materyali ile birlikte buharlaşacaktır. Kaynak ve kaplanacak yüzey arası Shulterile kapatılarak (Yüzeye saf malzeme buharlaşması oluncaya kadar.) biriktirilen film'in saflığı sağlanır. Normal olarak , başlangıçta kaynak ve yüzeyler üzerinde gaz basıncı yükselir, kirliliğin atılması sonucunda basınç kabul edilebilir bir seviyeye düşünce Shutter açılır.

Shutter'm açılmasıyla kaplama işlemine devam edilir. Cr/Cu/Cr filmler sırasıyla ; Alttaki Cr 30 nm, aradaki Cu 500 nm ve en üstteki Cr 30-250 nm kalınlığında kaplanır. Burada en alttaki Cr tabakası yapışkanlığı arttırmak, en üstteki ise oksitlenme direncini sağlamak için kullanılmıştır.

Kaplanan parçalar vakum ortamında saklanır.

c) Maskeleme: Metal film kaplanan camlar Spıncr da dakikada 4500 devir hızla 30 sn döndürülerek rezist serilir. Rezistin yüzeye iyi yapışmasını sağlamak için belirli süre ve sıcaklıklarda, ışıklandırma işlemlerinden önce ve sonra ısıtma işlemi yapılır. Daha sonra, hazırlanan maske kullanılarak cam ışıklandırılır

aşındırma işlemine geçilir. İki aşamada kullanılan çözeltiler aşağıda verilmiştir.

İtülICI 800 A°/dakika
İmi gliserin dcpasivizasyon gerekli

ImllICI 800° A/dakika
9 mi doymuş $CeSO_4$

İmi, 1g NaOH 2 mi U_2O 250/1000° A/dak.
3 mi, 1g $K_3I'e(CN)_6$ 3ml H_2O

Yukarıda verilen çö./cllilerde asit olanlar bakırı çok çabuk aşındırıp üst ve alttaki Cr filmlerin kopmasına neden olabiliyor. Baz olanlar ise rezisle zarar veriyor. Bu nedenle yukarıdaki çözeltilerle daha iyi sonuçlar alabilmek için denemeler devamı etmektedir.

Aşındırma işleminden sonra elektrot kalınlıkları Alpha- Step Tencor ile ölçüldüğünde pek fazla bir bozulma görülmedi.

Bundan sonraki aşamalarda Cu'ın aşınma problemi nedeniyle Cr/AuA T çalışması diğer çalışmalarla birlikte devam etmekte.

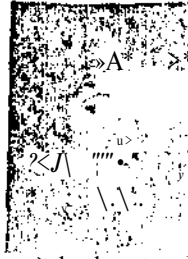
KİİFİRANSLAR:

1. S. H. Matsumoto " Electronic Display Devices"

2. D. Pıamanık ve A.N. Saxeona " VLSI Metalization Using Aluminum and Us Alloys"

3. V. Bıısuc Al. IBM J. Kes. Develop. Vol.22.No.6 Novcmber 1978 " Al-Cu Alloy for Gas Panels"

4. Plcsko.P. Soc.Inf. Disp.21.2.(1980) " AC plasma Device Techonology: an Overvic\v"



31Al.li GÜYMF.N

1981 yılında Yıldız üniversitesi Kocaeli Müh. Fak. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği bölümünü bitirdim. 1985

Yılımla aynı Kiküllede Araştırına görevlisi olarak çalışmaya başladım. 1989 yılında Uludağ Üniversitesi Elektronik bölümünde yüksek Lisans çalışmamı tamamladım. 1990 yılında Yıldız Üniversitesi Haberleşme anabilin) dalında doktora çalışmaya başladım. Doktora tezim olarak Plasma displayler konusunda pıntik çalışmalar yapmaktayım. Halen tez çalışmamınizi TÜBİTAK'ta sürdürüyor ve Kocaeli Üniversitesinde öğretim elemanı olarak çalışıyorum.



SlıVGİ AKCIÜN

1983 yılında Y.Ü. Kocaeli Mühendislik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme bölümünü bitirdim. 1984 yılımla aynı fakültede görevime başladım. 1988 yılında Yıldız Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde yüksek lisansı bitirdim. 1990 yılında aynı üniversitede haberleşme bölümünde doktora çalışmaya başladım. Halen Plasma displayler konusunda Hale Göymen ile birlikte doktora tez çalışmamıza TÜBİTAK'ta devam ediyor, Kocaeli Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme bölümünde de Öğretim görevlisi olarak çalışıyorum.

İ. r.iris UNCAN¹, Murat. A S. KAK²

¹ TÜHİTAK APJACİE Tümedvre Tasarım Merkezi

² Ortı Ooğı Tıkıık Üniversitesi İCloktrik ve İCloktrııık Mühendisliği Holümü

Özet

Sayısal devre tasarımımla birbiri ardına bağlanmış manık dr-vflotinin hızını arıMrmak için boru-ha.ltı yapısı kullanılmaktadır. Gerçek Tek Fazlı Saallemo tasanın yöntemi, boru-liallı yapısındaki devrelerde tok fazlı saati kul-lanarak devrelerin çok yüksek hızlara erişmesini sağlar. İtir frekans dörde bölücü dev-re CMOS İra.nzislörloile tasarlanmış ve 24 mikron CMOS n-kıyıı teknolojisi ile yurt dışında tiimloşirilmiştir. Devre 2G0 Mllz'de çalıştırılmış!ir.

1. Giriş

Tümedpvre içinde senkron bir sistemin hızını belirleyen önemli etkilerden biri de saat dağıtımdır. Birbirine senkron devrelerin uyum içinde çalışmalarını sağlamak için tümedvreye giren saat ulaştırılması gereken yerlere eşit gecikmeler ile gönderilmelidir. Karmaşık bir liimdevio tasarımında saat hatlarındaki gecik-meleri eşitlemek zor problemdir. Hınııı için birden çok fazlı saat kullanılarak problem ba-silleştirilir(1). Saat dağıtım hatlarındaki gecik-meler sonucu saat fazlan birbirlerine göre kayabilirler. İki fazın kayıp kesişmesi sonucu devreler uyumlarını kaybedip yanlış çalışabilirler ve saat kayına problemi ortaya çıkar.

Çok fazlı saatle, fazlar arası zaman boşlukları devrelerin çalışmadığı anlara denk gelmesi içindir ve doğal olarak devreleri işsiz bırakan ölü zamanlar oluşturur. Sistemin çalışma, hızını ise bu ölü zamanlar kısıtlar. Ölü zamanları azaltmak, saat kayma problemini doğurabileceğinden, riskli tasarımı gorokliir. Hu risk en çok kapı -dizisi İnsanında en az da lam. özel tasarımda görünür. Hınıııı nedeni de saat

gecikmelerinin en iyi lanı özel taşanında ve en kötü kapı dizisi tasarımda kontrol edilebilir ol-masıdır.

Sayısal sinyal işleyen sistemler ticari ürünlerin sayısallaşması ile artmaktadır. Sayısal ses ve görüntü kaydediciler, sayısal televizyon ve radyo, sayısal haberleşme ağları gibi örnekler verilebilir. Hu nedenle üreticiler çeşitli işlevleri yerine getirecek hızlı sayısal tümedvrelere daha çok gereksinim duymaktadırlar. Çoğu sayısal sinyal işleyen sistemlerde boru-hatlı yapısı kullanılmaktadır. Hu yapı ile sistemin veri çıkış sıklığı artırılarak sinyal işleme hızı arttırılmaktadır. Veri çıkış sıklığı sistemin saat frekansı ile doğrudan ilgilidir. Saat frekansının iki kal artması çıkış sıklığının da iki kat art-masıdır.

Horu-hattı yapılı çok yüksek hızlar-da çalışması islenen sayısal sistemlerde kul-lanılabilircek Cerçek Tek Fazlı Saat (GTFS) dev-re tekniği 2. bölümde, 2G0 Mllz'le çalışan giriş frekansını dörde bölen GTFS devre tekniği ile tasarlanmış ve lümloştirilmiş devre 3. bölümde, ve elde edilen sonuçlar -1. bölümde verilmiştir.

2. Gerçek Tek Fazlı Saat Devre Tekniği

Gerçek lek fazlı saat (GTFS) devre tekniğinin en önemli özelliği hiç bir zaman ters çevrilmeyen lek fazlı saat kullanmasıdır(2). Böylece saat kayma problemi ortadan kalkmak-ladır. Dinamik boru-hattı yapılarında kul-lamlan bu teknik diğer tekniklere; saatlımmış CMOS[:5j, domino CMOSj], NOKA dinamik CMOS[->], güre saat, kayına problemini gidermesi açısından üstündür.

GTFS tekniği mantık devrelerini lek faz-ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

la sanlanmış mandal devreleri içinde gruplar. Grupların peşi sıra bağlanmalıyla boru-hatlı yapısı oluşturulur. İki teknikle dinamik mantık ile ön-yüklenmeli mantık aklı iki devre çeşidi vardır. G'FS devre örnekleri şekil 1'de verilmiştir.

3. 260 MHz Frekans Bölücü Devre

Frekans bölücü devre girişindeki saat frekansını dörde bölerek çıkışa verir. Devre lek fazla saallenmiş iki dinamik D-tipi mandalın peşi sıra bağlanmasıyla ve çıkışının dört kademeli yastık yükselirce bağlanmasıyla, oluşmuştur. Gerçek Tek Fazlı Saat devre tekniği ile tasarlanmıştır(6). Şekil 2'de devre verilmiştir. Çıkıştaki yükselteç 20pF yük sürebilmektedir. Giriş bağlantısının yapılacağı tranzistörler 200 Ohm'luk direnç ve iki diyot ile korunmuştur. Çıkıştaki direnç ve diyotlar statik elektrik boşalması testleri için yor almaktadır.

Devrenin tasarımında SUN Sparr iş istasyonlarında çalışan Spice3d simülatörü, Magic ve Princess serim editörleri ve Silvar Lisco'nun DVP adı altındaki tasarım kuralları kontrolörü ve bağlantı çıkarıcısı kullanılmıştır. Devre Di A NE-1 adlı deney amaçlı -10 bacaklı tümdevre içinde yer almıştır. Hu lüdevre 2.4 mikron CMOS n-kuyu çift polisilikon ve çift metal teknoloji ile Belçika'da üretilmiştir. Devre ikinci polisilikonu kullanmamakta ancak yüksek frekans için iki metali de kullanmaktadır. DIANE-1 lüdevresi içinde kullandığı alan ise 750 mikrona **CGI** mikron'dur (0.5 mm²). İki yıl 3'te tümdevrenin test kartı üzerinde fotoğrafı verilmiştir.

Tranzistör büyüklükleri ard arda yapılan SPICE benzetimleri sonucu bulunmuştur.

4. Sonuç

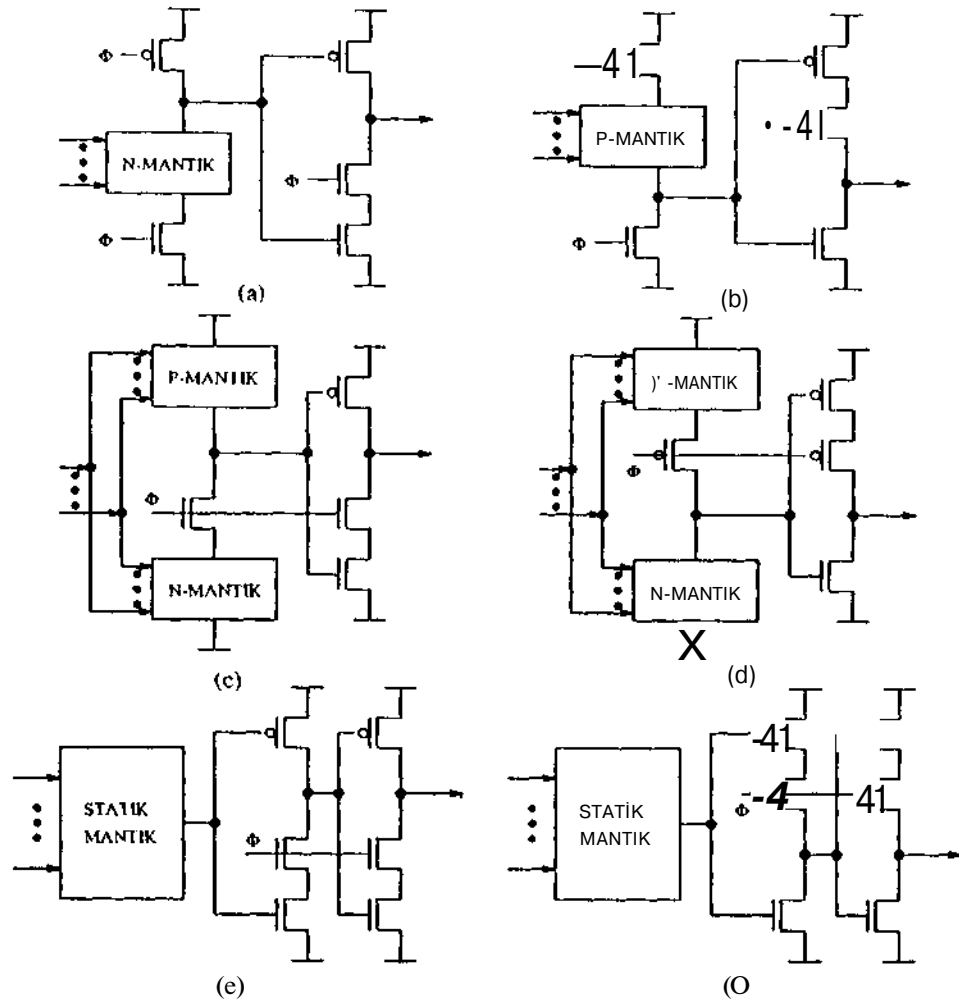
Bom-hatlı yapısındaki devrelerde kullanılan Gerçek Tek Fazlı Saat devre tekniği sayısal frekans bölücü devreye uygulanmıştır. Devre, girişindeki frekansı dörde bölüp çıkışına vermektedir. 2.4 mikron CMOS n-kuyu teknoloji-
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ 5. ULUSAL KONGRESİ

jisiude tnsailanan devre DIANE-1 adlı tümdevre içine yerleştirilmiştir. Şekil 1'te tümdevrenin pul ve bacak bağlantıları verilmiştir.

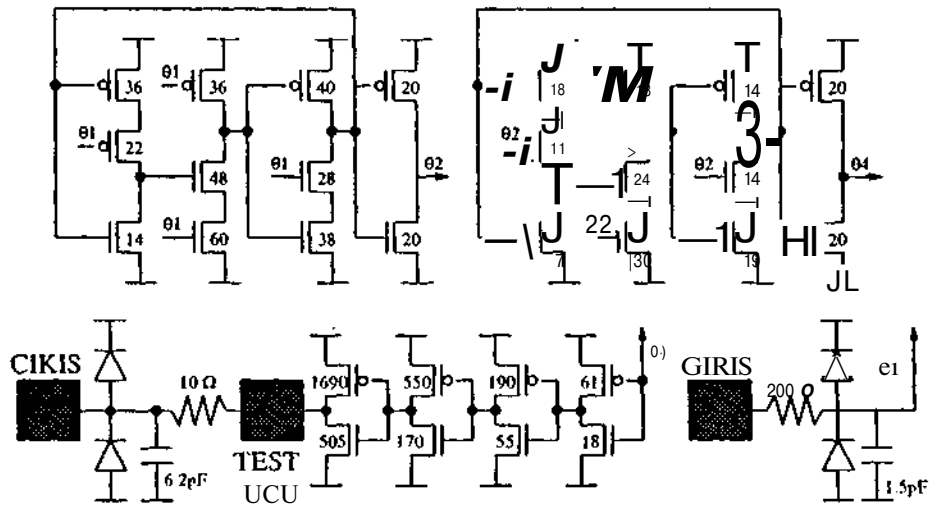
Yapılan testler sonucu frekans bölücü devre 260MHz'te çalıştırılmıştır. 260MHz giriş için 5MHz çıkış, osiloskop ekranından alınan fotoğraf ile Şekil 5'le verilmiştir. 260MHz'te ve 500 yükte devrenin harcadığı güç 130mW olara k kaydedilmiştir.

Kaynaklar

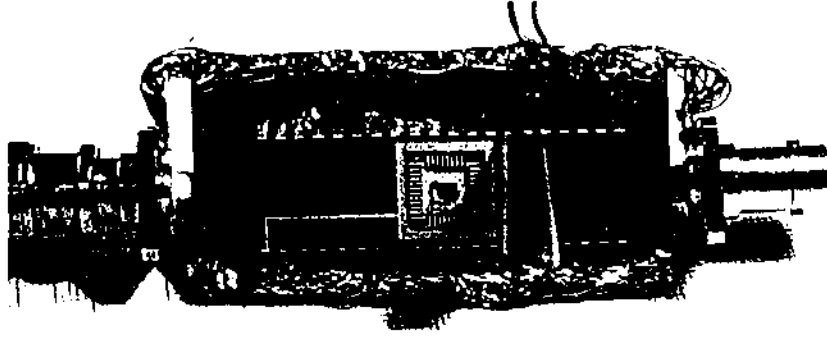
- 1 L. A. Glasser and D. W. Dobberpuld, *The Design and Analysis of VLSI Circuits*, Addison-Wesley, 1985.
- 2 Y. Ji-Ren, I. Karlsson and C. Svensson, "A True Single-Phase-Clock Dynamic CMOS Circuit Technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-22, no. 5, pp. 899-001, Oct. 1987.
- 3 N. Weste and K. Shraghian, *Principles of CMOS VLSI Design*. Reading, MA: Addison-Wesley 1985.
- 4 R. H. Kranzbeck, C. M. Lee and H. S. Law, "High-Speed Compact Circuits with CMOS" *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-17, no. 3, pp. 001-10, June 1982.
- 5 N. F. Goncalves and H. J. De Man, "NORA: A Kacefroe Dynamic CMOS Technique for Pipelined Logic Structures" *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-18, no. 3, pp. 201-206, June 1983.
- 6 TÜBİTAK AEAGE, "DIANE-1 Experimental IC Prototype Technical Report", Chapter DIM, Jan. 1992.



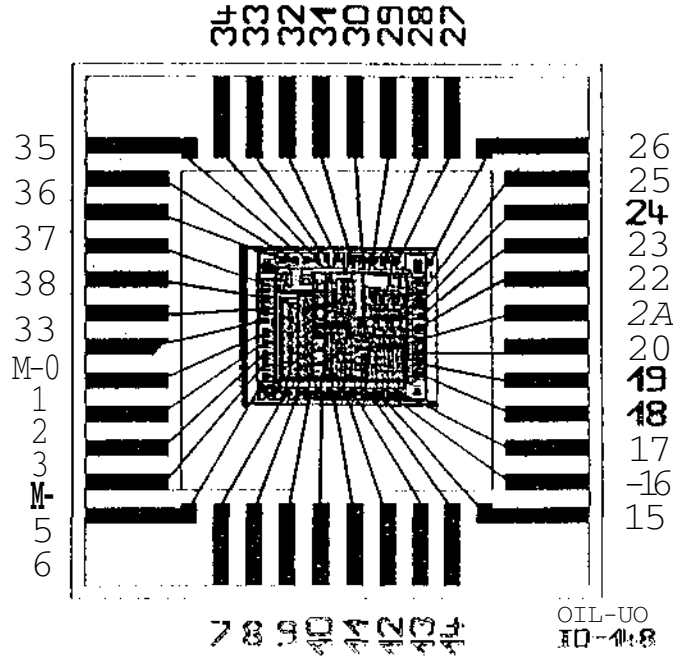
Şekil 1: Gerçek Tek Fazlı Saat tekniği uygulamaları.



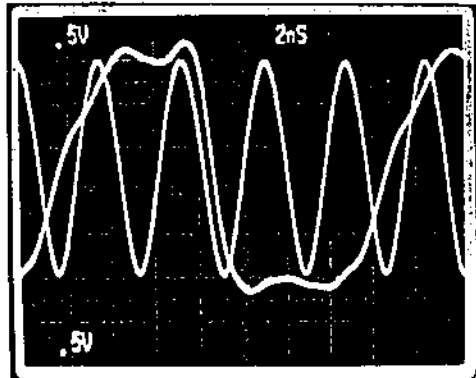
Şekil 2: Frekans bölücü devre çizimi.



Şekil 3: DIANİVL protolip tımulevro l.esl. karlımla.



Şekil 4: DIANİVL tımdevrosinin pulu ve bacak Dağlanı,ılları.



Şekil 5: 2f>0MII7. giri^ ve 65MII7. çıkış.



Dr. Murat Aşkar 20 Eylül 1952'de Ankara'da doğdu. İlk ve lise öğrenimlerini Ankara'da tamamlayan Dr. Aşkar 1971 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Mühendisliği'ni bitirdi. Daha sonra 1970 yılında yüksek lisans ve 1971 yılında doktora çalışmalarını tamamladı.

Dr. Aşkar 1974 yılında Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünde asistan olarak görevine başladı. 1978 yılında öğretim görevlisi, 1981 yılında Yardımcı Doçent, 1984 yılında Doçent oldu. Dr. Aşkar 1987-1988 ders yılında University of California, Irvine kampüsünde misafir öğretim üyesi olarak bulundu. Kasım 1988'de profesörlüğe terfi etti.

Dr. Aşkar üniversitesindeki görevine ek olarak TÜMİTAK Ankara Elektronik Araştırma ve Geliştirilim Enstitüsü'nde ve THT'de idari görevlerde bulundu.

Dr. Aşkar çok sayıda endüstriyel projede araştırmacı ve yönetici olarak çalıştı. NATO Kuvvetlik için Bilim Programı çerçevesinde yürütülen Özel Amaçlı Entegre Ölçme Tesisinin Merkezi Kurulması projesinde proje direktörü olarak görev yaptı.

Dr. Aşkar'a 1987 yılında TÜMİTAK tarafından Teşvik ödülü, 1991 yılında iki araştırma ile birlikte PTT Yurtiçi Bilim Üstünlük ödülleri verilmiştir.

Dr. Aşkar "İletişim Kuramı" adlı ders kitabının yazarlarından biri olup ayrıca çok sayıda yerli ve yabancı dergide yayınlanmış makalelere sahiptir.



Enis Ungan, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği'nden İstanbul M.S., Marmara Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği'nden 1981'de M.S. derecesi aldı. 1989'dan beri Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği bölümünde Profesör olarak görev yapmaktadır.

1989'da TÜMİTAK Ankara Elektronik Araştırma ve Geliştirilim Enstitüsü'nde Devre Tasarım Merkezi'nde araştırmacı olarak göreve başlamıştır. Enstitüde tasarlanan tam-özel analog ve sayısal devre tasarımlarıyla yer almıştır. İlgi alanları, hızlı (MOS devre teknikleri, A/D-D/A çeviriciler, sayısal süzgeçler, iletişim ve sinyal işleme alanında devre uygulamalarıdır.