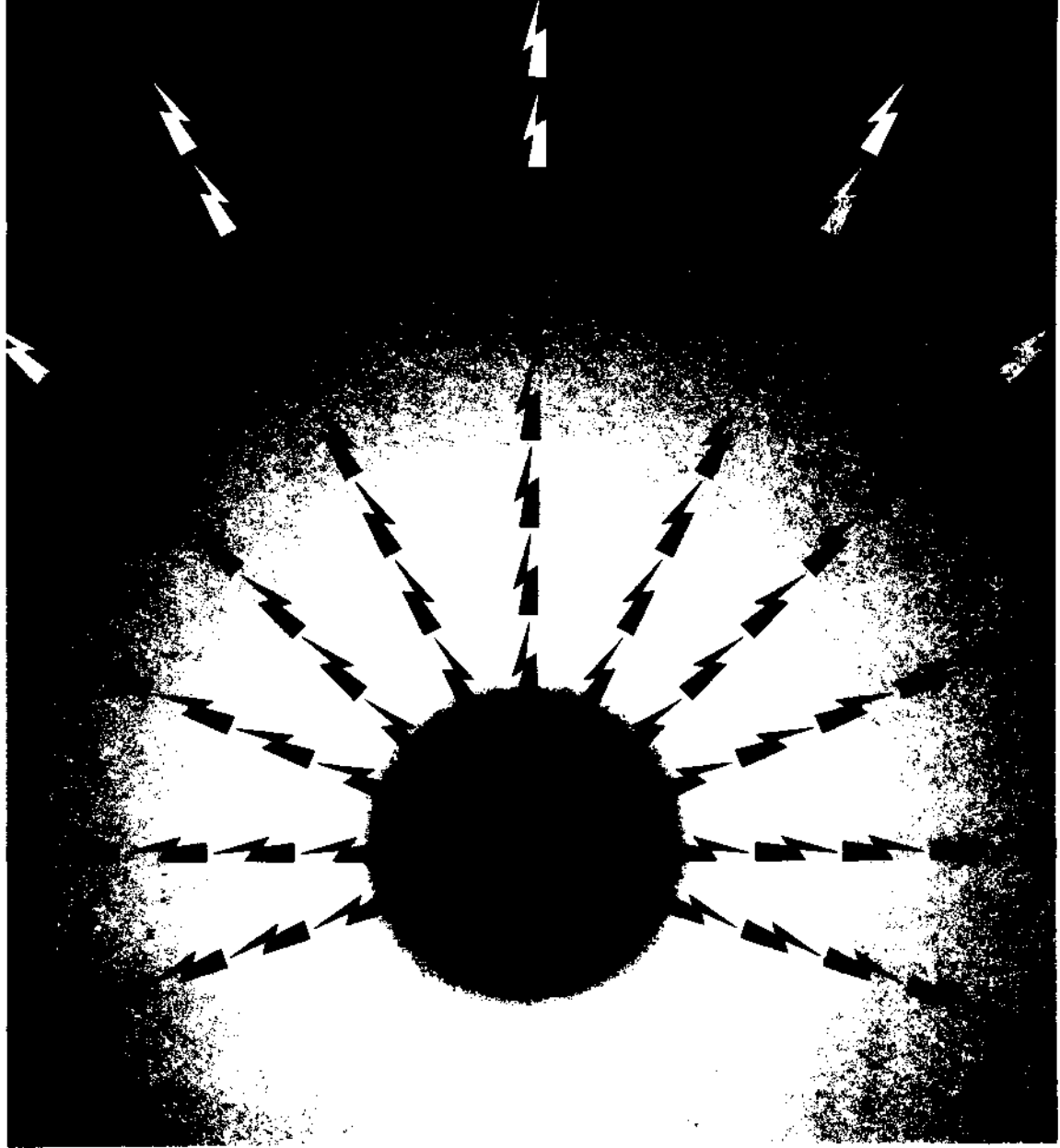


# TMMOB ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI

## ELEKTRİK - ELEKTRONİK BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ 7. ULUSAL KONGRESİ



TMMOB  
ELEKTRİK MÜHENDİSLERİ ODASI  
ANKARA ŞUBESİ



ODTÜ  
ELEKTRİK -ELEKTRONİK  
MÜHENDİSLİĞİ BÖLÜMÜ



TÜBİTAK

## ÖNSÖZ

TBMMO Elektrik Mühendisleri Odası Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7. Ulusal Kongresini ve Sergisini Orta Doğu Teknik Üniversitesi'nde gerçekleştirmiş olmaktan onur ve sevinç duymaktayız. Üniversite olarak kongreye ikinci kez evsahipliği yapmamız bizi fazlasıyla mutlu etmiştir, ama mutluluğumuz asıl geçen süre içinde Odamızın, meslek yaşamımızın ve Üniversitemizin ne kadar gelişmiş olduğunu gözlemekten kaynaklanmaktadır.

Gerçekten de ilgi alanlarımızın çeşitlenmesi, bu alanlarda belli bir beceriye ulaşılmış olması, eskiden güçlü olduğumuz dallarda da gücümüzün sürmesi Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendislerimizin ülke genelinde giderek daha fazla söz sahibi olmaları olgusunu yaratmaktadır. Bireysel başarılarımızın kurumlarımızı da ülke ekonomisi ve gelişmesi bakımından güçlendirmekte olduğu açıktır. Nitekim bu sektörlerde faaliyet gösteren kuruluş sayısı hızla artmaktadır. Bu sayısal gelişmenin nitelik bakımından da aynı hızla sürdüğünü görmek sevindiricidir. Kongremiz ve sergimiz bunun en somut kanıtını oluşturmaktadır.

2000Mİ yılların Türkiye'sinin ihtiyaçlarını yakahyabilmek için daha çok şeyler yapılması gerekmektedir. Endüstri-Eğitim Kurumları ve Meslek Odaları arasındaki iletişim ve karşılıklı etkileşimi güçlendirmek gerekmektedir. Bu geçmişe oranla daha sevindirici bir düzeyde sürüyor da olsa henüz gelişmiş ülkelerdeki başarılı örneklerin uzağındadır. Önümüzdeki yıllarda bu konuda daha fazla çabaya ihtiyaç vardır.

Tüm katılımcılara Kongre ve Sergimize vermiş oldukları güç için teşekkür ediyorum. Sizleri Üniversitemizde görmenin kıvançıyla selamlıyor saygılarımı sunuyorum.

Prof. Dr. Fatik Canatan  
Yürütme Kurulu Başkanı

ELEKTRİK-ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ  
7. ULUSAL KONGRESİ

YÜRÜTME KURULU

Fatih CANATAN (Başkan, ODTÜ)

M. Mete BULUT (ODTÜ)  
Cengiz BEŞİKÇİ (ODTÜ)  
Gönül SAYAN (ODTÜ)  
Cemil ARIKAN (TÜBİTAK)  
M. Hacim KAMOY (ASELSAN)  
Hüseyin ARABUL (BARMEK)  
Aydın GÜRPINAR (ENERSİS)

M. Asım RASAN (EMO)  
Cengiz GÖLTAŞ (EMO)  
H. Ali YİĞİT (EMO)  
Kubilay ÖZBEK (EMO)  
M. Sıtkı Çiğdem (EMO)  
Funda BAŞARAN (EMO)  
Mustafa ÖZTÜRK (EMO)

EDİTÖRLER

Fatih CANATAN

Mehmet Mete BULUT

## SPICE Simülasyonunda Kullanılmaya Yönelik Bir Analog Çarpma Devresi Makromodeli

H. Hakan KUNTMAN  
İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Müh. Bölümü  
80626, Maslak, İstanbul  
Tei : 0-212-285 36 47  
Faks: 0-212-285 36 79  
e-mail :kuntman@ehb.itu.edu.tr

### ABSTRACT

*The analogue multiplier is one of the most important and widely used building blocks in the IC design. Analogue multiplier applications cover a wide area ranging from voltage controlled amplifiers to frequency converters, where several subsystems are brought together to form complete control and communication systems.*

*The purpose of this paper is to propose a simple and accurate nonlinear macromodel for analogue multipliers.*

*The macromodel consists of 14 resistors, 10 capacitors, 5 independent current and 3 independent voltage sources, 6 dependent current and 10 dependent voltage sources, 8 diodes. With a proper choice of model parameters, derived nonlinear model represents the linear and nonlinear behaviour of the analogue multiplier accurately. The most important result obtained in the frame of this work is the combination of accurate modeling with reduced computer time, thus providing the IC designer with the possibility of speeding up the simulation of large electronic systems.*

### 1. Giriş

Analog çarpma devreleri, giriş gerilimlerinin çarpımıyla orantılı çıkış gerilimi veren düzenlerdir ve aradaki ilişki

$$V_o = K.V_x.V_y \quad (1)$$

şeklindedir. K büyüklüğü çarpma devresinin kazanç sabiti olarak isimlendirilir.  $V_o$  büyüklüğü çıkış gerilimini,  $V_x$  ve  $V_y$  büyüklükleri de giriş gerilimlerini göstermektedir. Analog çarpma devreleri, tümdevre tekniğinde kazancı gerilimle kontrol edilen kuvvetlendirici, faz kilitleme çevrim, faz karşılaştırıcı, modülatör, demodülatör, frekans çoğaltıcı gibi uygulamalara ilişkin düzeneklerin gerçekleştirilmesinde yaygın olarak kullanılmaktadır /1-5/.

Literatürde işlemsel kuvvetlendirici, işlemsel geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisi (OTA), akım taşıyıcı (CCII) gibi yaygın olarak kullanılan yapıların makromodelleri bulunmasına karşılık /6-10/, analog çarpma devresi makromodellerine rastlanmamaktadır.

Bu çalışmada, çeşitli biçimlerdeki devre topolojileri ile gerçekleştirilen analog çarpma devrelerinin SPICE programıyla simülasyonunda kullanılmaya yönelik bir makromodel gerçekleştirilmiş, makromodel yardımıyla elde edilen analog çarpma devresi karakteristikleri, eleman modeli yardımıyla SPICE simülasyonundan elde edilen sonuçlarla ve deneysel sonuçlarla karşılaştırılarak kurulan modelin doğruluğu gösterilmiştir.

### 2. Temel analog çarpma devresi yapıları

Analog çarpma devrelerinin temel hücresi, gerek bipolar tümdevre gerekse MOS tümdevre tekniğinde, emetör (veya kaynak) bağlamalı fark kuvvetlendiricisidir. Dört bölgesi analog çarpma devresi gerçekleştirmek üzere Gilbert hücresi olarak isimlendirilen altı tranzistorlu bir yapı kullanılır. Bu yapıda iki fark kuvvetlendiricisinin girişleri paralel, çıkışları ise çapraz olarak bağlanmıştır. Fark kuvvetlendiricilerin ortak kuyruk akımları ise bir diğer fark kuvvetlendiricisinin çıkış akımlarıyla sağlanmaktadır. Bu şekilde oluşturulan devrenin bipolar tekniğinde ne şekilde gerçekleştirildiği Şekil-1a'da görülmektedir. Şekil-1a'da yer alan ve bipolar tranzistorlarla gerçekleştirilmiş olan devrede çıkış akımının giriş gerilimlerine bağımlılığı

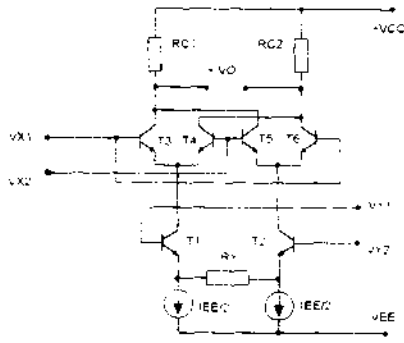
$$A_f = I_{EF} \cdot \tanh[(V_{x1} - V_{x2}) / V_T] \cdot \tanh[(V_{y1} - I_n) / V_T] \quad (2)$$

biçimindedir. Uygun Kutuplama ile tranzistorların doymaya girmemesi sağlanarak yüksek bir çalışma hızı elde edilebilir.

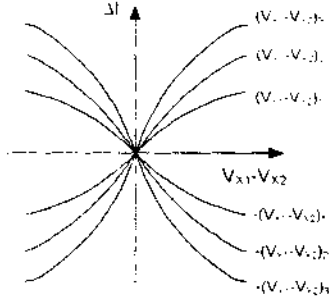
Girişlerden birinin geriliminin parametre alınmasıyla elde edilen giriş-çıkış karakteristikleri Şekil-1 b'de verilmiştir. (1) bağıntısından ve Şekil-1 b'den fark edilebileceği gibi, devre küçük genlikli işaretler için lineer çarpma işlemini yerine getirmektedir. Büyük genlikli işaretler söz konusu olduğunda, lineerleştirilmiş bir yapıdan yararlanılır. Bu yapı Şekil-2'de verilmiştir. Şekil-2'deki devrenin çıkış gerilimini giriş gerilimlerine bağlayan ifade

$$V_o = \frac{2}{I_{EX}} \cdot \frac{I_{EX} \cdot V_x \cdot V_y}{V_T} \cdot \tanh\left(\frac{V_x}{V_T}\right) \cdot \tanh\left(\frac{V_y}{V_T}\right) \quad (3)$$

biçimindedir.

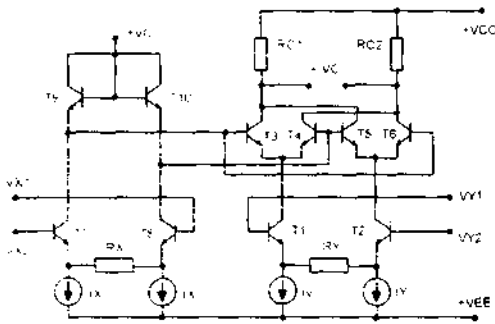


(a)



(b)

Şekil-1.a) Analog çarpma devresi, b) tipik giriş-çıkış karakteristiği ( $R_V=0$  için).



Şekil-2. Lineerleştirilmiş analog çarpma devresi.

### 3. Önerilen Makromodel

Bu çalışmada önerilen analog çarpma devresi makromodeli Şekil-3'de görülmektedir. Genel amaçlı olarak hazırlanmış olan bu model bipolar ve MOS tekniğinde gerçekleştirilen tüm yapılar için kullanılabilir.

Şekil-3'deki makromodeldeki elemanların modelledikleri ve karşı düştükleri büyüklükler aşağıda belirtilmiştir:

X girişi:  $R_x$  dirençleri X girişi fark işaret giriş direncini,  $C_2$  fark işaret giriş kapasitesini,  $R_2$  X girişi ortak işaret direncini,  $C_1$  ortak işaret giriş kapasitesini,  $I_{Bx}$  X girişi kutuplama akımını,  $V_{OX}$  X girişine ilişkin dengesizlik gerilimini,  $V_{CMX}$  ortak işaret davranışını temsil etmektedir /7, 8/.

$I_{A1}$ ,  $R_5$ ,  $C_5$  hücresi birim kazançlı bir kat oluşturur; bu kat X girişine ilişkin frekans eğrisinin baskın kutbunu belirler.  $I_{A1}$ ,  $R_5$  and  $C_5$  büyüklükleri  $I_{A1} = g_{mX}(V_1 - V_2)$ ,  $R_5 = 1/g_{mX}$  ve  $C_5 = 1/(2\pi f_{3dB} R_5)$  bağıntıları ile

verilmektedir.. Burada  $g_{mX} = (I_{A1}/V_T)$  ve oda sıcaklığında  $V_T = kT/q = 26mV$  olarak tanımlanmaktadır.



Şekil-3. Geliştirilen analog çarpma devresi makromodeli

$V_{KX}$ ,  $D_7$ ,  $D_8$ ,  $R_8$ ,  $I_{B1}$  hücresi  $T_7$ - $T_8$  çiftine ilişkin lineer olmayan davranış modelleri:  $R_8$  direnci geçiş bölgesi genişliğini belirler,  $I_{B1} = 2I_X$  bu hücrenin ortak kutuplama akımıdır.

Y girişi: Benzer bir yapı Y girişi için öngörülmüştür.  $R_3$  dirençleri Y girişi fark işaret giriş direncini,  $C_4$  fark işaret giriş kapasitesini,  $R_4$  Y girişi ortak işaret direncini,  $C^$  ortak işaret giriş kapasitesini,  $I_{BY}$  Y girişi kutuplama akımını,  $V_{OY}$  Y girişine ilişkin dengesizlik gerilimini,  $V_{CMY}$  ortak işaret davranışını modellemektedir.

$I_{B1}$ ,  $R_6$ ,  $C_6$  birim kazançlı bir hücredir ve Y girişine ilişkin frekans eğrisinin  $f_{3dB}$  baskın kutbunu belirler.  $I_{B1}$ ,  $R_6$ ,  $C_6$  büyüklükleri  $I_{B1} = g_{mY}(V_3 - V_4)$ ,  $R_6 = 1/g_{mY}$  and  $C_6 = 1/(2\pi f_{3dB} R_6)$  şeklinde tanımlanırlar, burada  $g_{mY} = (I_{BY}/V_T)$  bağıntısıyla verilmektedir.

$V_{Y1}$ ,  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $R_7$ ,  $I_{B2}$  hücresi  $T_1$ ,  $T_2$  çiftine ilişkin lineer olmayan davranış modelleri:  $R_7$  geçiş bölgesi genişliğini belirler,  $I_{B2} = 2I_Y$  bu hücrenin ortak kutuplama akımıdır.

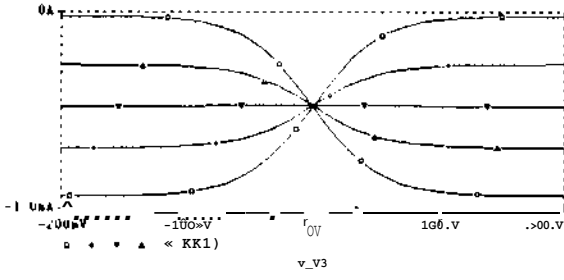
$V_{Z1}$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $I_{D1}$  hücresi  $T_3$ - $T_4$  çiftine ilişkin lineer olmayan davranış modelleri:  $I_{D1}$  bu hücrenin ortak kutuplama akımını göstermektedir.  $V_{Z1}$ ,  $D_3$ ,  $D_4$ ,  $I_{D2}$  elemanlarından oluşan benzer bir hücre  $T_5$ - $T_6$  çiftinin lineer olmayan davranışını modeller,  $I_{D2}$  akımı bu hücrenin ortak kutuplama akımıdır.

Çıkış hücresi:  $I_{O1}$ ,  $I_{O2}$ ,  $C_7$ ,  $R_{10}$ ,  $V_C$  hücresi çıkış hücresini oluşturur.  $I_{O1}$  ve  $I_{O2}$  iki kolun çıkış akımlarıdır.  $R_{10}$  dirençleri kol çıkış dirençlerini,  $C_7$  kapasiteleri de kol çıkış kapasitelerini vermektedir.  $V_C$  çıkış doğru gerilimi seviyesini modeller.

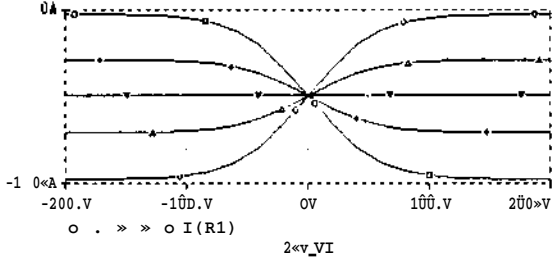
### 4. Simülasyon sonuçları

Geliştirilen analog çarpma devresi makromodeli ile XR2208 (XR2228) tipi bir analog çarpma devresinin (Şekil-2) simülasyonları yapılmış ve tipik

karakteristikleri çıkartılmıştır. Çarpma devresi XR B101 npn dizi tranzistorları ile kurulmuş ve simülasyonlarda bu tranzistorların parametreleri kullanılmıştır.

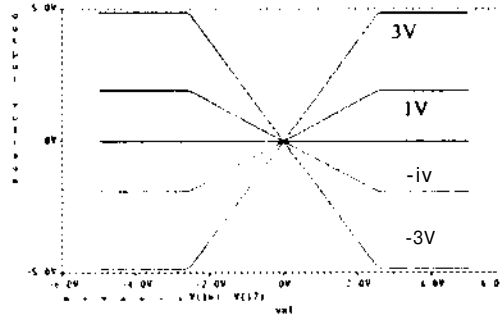


(a)

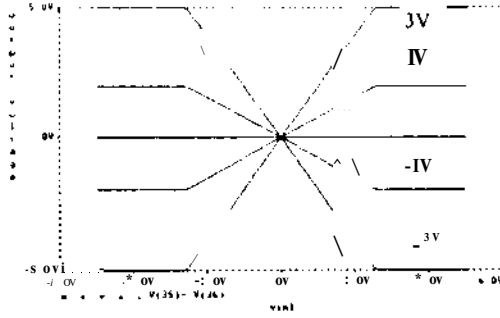


(b)

Şekil-4. Gilbert hücresi için gerçek devre ve makromodel yardımıyla elde edilen giriş-çıkış karakteristikleri, a) Eleman modeli, b) makromodel.

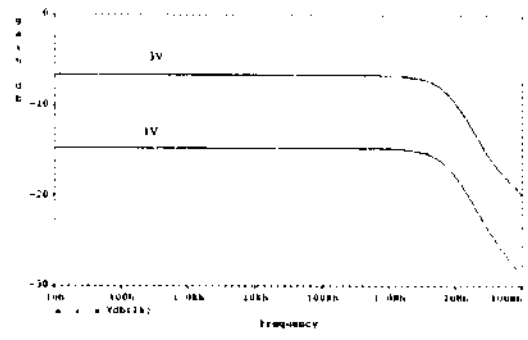


(a)

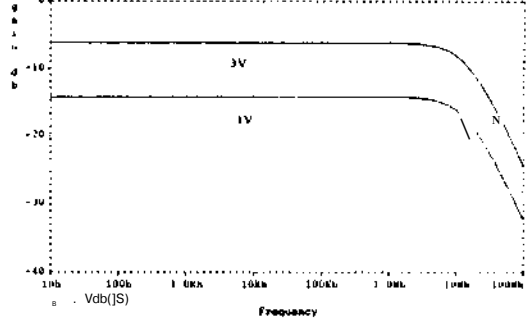


(b)

Şekil-5. Lineerleştirilmiş analog çarpma devresi için eleman modeli ve makromodel ile elde edilen giriş-çıkış karakteristikleri, a) eleman modeli b) makromodel

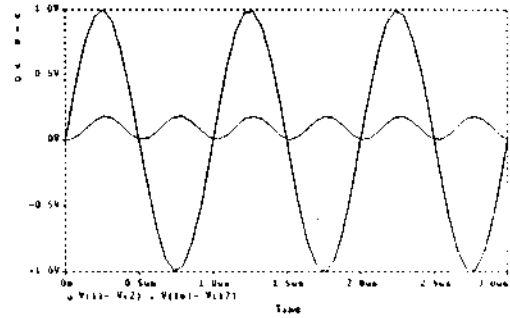


(a)

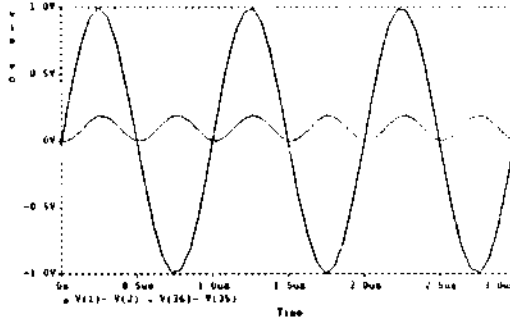


(b)

Şekil-6. Lineerleştirilmiş analog çarpma devresi için bir girişe uygulanan farklı doğru gerilim değerleri için makromodel yardımıyla elde edilen frekans eğrileri.



(a)



(b)

Şekil-7. Analog çarpma devresiyle kurulan bir frekans ikileyici devresi için simülasyonla elde edilen dalga şekilleri, a) eleman modeli b) makromodel. Girişlere 1V genlikli ve 1MHz frekanslı sinüs işaretleri uygulanmıştır.

Simülasyonlarda besleme gerilimleri  $V_{cc} = 12V$  ve  $V_{EE} = -12V$ , kutuplama akımları da  $I_x = I_y = 0.5mA$  olarak alınmıştır. Eğriler çıkartılırken girişlerden birine uygulanan doğru gerilim parametre olarak alınmış, bu doğru gerilim  $-50mV$  ile  $+50mV$  değerleri arasında  $25mV$  aralıklarla değiştirilmiş, bu girişe uygulanan her gerilim değeri için diğer girişe bir tarama gerilimi uygulanmıştır.

Şekil-4'de  $R_X = R_Y = 0$  için gerçek devre (eleman modeli) ve makromodel için elde edilen simülasyon sonuçları görülmektedir. Şekil-4'den fark edilebileceği gibi, devre küçük gerilim değerleri için doğrusal özellik göstermekte, büyük gerilim değerlerinde tanh karakteristiği nedeniyle bozulma ortaya çıkmaktadır. Şekil-4b'den görülebileceği gibi, makromodelden elde edilen sonuçlar gerçek devre sonuçlarıyla uyumludur.

$R_x = R_y = 10k\Omega$ 'luk dirençlerle lineerleştirilen devre için aynı yoldan hareket edilerek giriş-çıkış karakteristiği çıkartılmış ve Şekil-5'de verilmiştir. Fark edilebileceği gibi, lineerleştirme direncinin katılmasıyla giriş geriliminin değişim aralığı  $-2.5V$  ile  $+2.5V$  sınırlarına yükselmiştir. Bu da gerçek devre üzerinde yapılan ölçümlerden bilinen bir sonuçtur. Şekilden görülebileceği gibi, eleman modeli ile yapılan simülasyonların sonuçları, makromodel kullanılarak yapılan simülasyonların sonuçlarıyla uyumludur.

Lineerleştirilmiş devrede sabit  $V_y$  gerilim değerleri için  $V_Q/V_x$  geçiş fonksiyonunun frekans cevabı, eleman modeli ve makromodel kullanılarak SPICE simülasyonu ile çıkartılmış, elde edilen sonuçlar Şekil-6'da verilmiştir.

Aynı analog çarpma devresiyle kurulan bir frekans ikileyici devresi için eleman modeli ve makromodel kullanılarak simülasyonla elde edilen dalga şekilleri de Şekil-7'de verilmiştir. Girişlere  $1V$  genlikli ve  $1MHz$  frekanslı sinüs işaretleri uygulanmıştır.

Şekil-4, 5, 6 ve 7 de verilen sonuçlar, makromodel ve eleman modeli ile elde edilen sonuçların birbiriyle uyumlu olduklarını ortaya koymaktadır.

Her iki model için gereken simülasyon süreleri, Şekil-5, 6 ve 7 için kullanılan test devreleri için karşılaştırılmış, elde edilen sonuçlar Tablo-1'de verilmiştir. Elde edilen doğruluğun yüksek olmasına karşılık, makromodel yardımıyla gerçekleştirilen simülasyonlar önemli ölçüde kısalmaktadır.

Tablo-1. Simülasyon sürelerinin karşılaştırılması.

Model/Analiz	DC (sn)	AC (sn)	Transient (sn)
Eleman Modeli	45	140	180
Makromodel	33	115	120

## 5. Sonuç

Bu çalışmada, analog çarpma devrelerinin simülasyonunda kullanılmak üzere genel bir makromodel önerilmiştir. Önerilen makromodel bipolar ve MOS teknolojisi ile gerçekleştirilen bütün analog

çarpma devrelerine uygulanabilir. Şekil-2'deki lineerleştirilmiş bipolar analog çarpma devresi örnek olarak alınır, bu devre akım kaynağı düzenlerinin dışında 10 tranzistor, dolayısıyla 20 pn jonsiyonu içermektedir. Gerçek devre simülasyonunda her bir jonksiyon için dinamik davranışın (kapasitelerin) da modellendiği dikkate alınır, sadece bu devrenin davranışının incelenmesi için SPICE programının bu tranzistorlara ilişkin modellerden kaynaklanan lineer olmayan cebirsel ve lineer olmayan diferensiyel denklemleri çözmesi gerekeceği açıktır. Geliştirilen makromodel, aynı davranışı 8 pn jonksiyonu ve bunlara ek olarak gelen lineer devreler yardımıyla modellemektedir. pn jonksiyonları sadece statik lineer olmayan davranışı modellemekte, bütün dinamik davranış lineer elemanlarla temsil edilmektedir. Bu da simülasyon süresini önemli derecede kısaltmaktadır. Bu açıdan bakıldığında, önerilen modelin, analog çarpma devrelerinin yaygın olarak ve çok sayıda kullanıldığı haberteşme sistemlerinin SPICE simülasyonunda önemli derecede yarar sağlayacağı ve simülasyon süresini önemli derecede kısaltacağı söylenebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] AB. Grebene, Bipolar and MOS analog integrated circuit design, John Wiley, 1984.
- [2] P.R. Gray, R.G. Meyer, Analysis and design of analog integrated circuits, John Wiley, 1993.
- [3] H. Kuntman, Analog tümdevre tasarımı, Siste yayınları, İstanbul, 1992.
- [4] H. Kuntman, İleri analog tümdevre tasarımı: Analog devreler, (Endüstri Semineri Notu), İTÜ İleri Elektronik Teknolojileri Araştırma Geliştirme Vakfı (ETA), İstanbul, 1994
- [5] H. Kuntman, Analog MOS tümdevre tteknisi, İTÜ Kütüphanesi, Sayı: 1587, İstanbul, 1997
- [6] G.R. Böyle, B.M. Cohn, D.O. Pederson and J.E.Solomon, macromodeling of integrated circuit operational amplifiers, IEEE, JSSC, 9, 353-363, 1974.
- [7] R.V. Peic, Simple and accurate nonlinear macromodel for operational amplifiers, IEEE, JSSC, 26, 896-899, 1991.
- [8] H. Kuntman, Simple and accurate nonlinear OTA macromodel for simulation of CMOS OTA-C filters, Int. Journal of Electronics, 77, 993-1006, 1994.
- [9] N. Tarım, B. Yenen and H. Kuntman, Simple and accurate nonlinear current conveyor macromodel, Melecon 96, Proceedings of 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, 447-450, Bari, Italy, May 13-16, 1996.
- [10] N. Tarım, B. Yenen and H. Kuntman, Simple and accurate nonlinear current conveyor macromodel suitable for simulation of active filters using CCIs, (accepted for publication), Int. Journal of Circuit Theory and Application, 1997.

# Yeni Bir BJT OTA Tasarımı ve Minimum Distorsiyon Şartının Gerçeklenmesi

Sadri ÖZCAN

Elif CENGİZ

H.Hakan KUNTMAN

İTÜ. Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü. 80626. Maslak, İstanbul

Tel : (0)212 285 35 53  
Faks : (0)212 285 3679  
e-mail : sozcan(Q)ehb.itu.edu.tr

## ABSTRACT

*In this study, the BJT OTA structure is taken from the point of view of THD. The results obtained from the simulation show that the THD is changing with the lineazation resistance  $R_E$  and it is also observed that the harmonic distortion reduces to a minimum level for a certain range of  $R_E$ .*

*A modified OTA structure is proposed aiming to reduce the THD. For this purpose, the effect of the resistance  $R_E$  on harmonic distortion is investigated and it is observed that this resistance plays an important role in this new structure. Optimum circuit solutions are derived for desired design aims.*

*The SPICE simulations are performed for the given circuits and obtained results are explained by the graphical examples.*

*The circuits that are designed by using the simple current mirrors and the circuits designed by using the Wilson current circuits are compared with each other and the results are given by the corresponding graphics. The analysis are also performed for the purpose of observing the Early effect by adding additional model parameters into the modeling.*

## 1. GİRİŞ

Bu çalışmada BJT geçiş iletkenliği kuvvetlendirici yapısı (OTA elemanı) lineerlik yönünden ele alınmış, yapılan simulasyon sonucu  $R_E$  lineerleştirme direncinin değiştirilmesi ile toplam harmonik distorsiyonunun değiştiği gözlenmiş ve optimum bir  $R_E$  değişim bölgesinde distorsiyonun minimum olduğu ortaya çıkarılmıştır.

Harmonik distorsiyonunu azaltmak üzere, yeni bir OTA yapısı önerilmiş, lineerleştirme dirençlerinin olumlu ve olumsuz etkileri araştırılmış, kullanım amacına göre devrenin optimum çözüm sağlayabileceği durumlar ortaya konmuştur. Yapılan tüm SPICE simulasyon sonuçları birer örnek grafiklerle açıklanmıştır. Basit akım kaynağı kullanılarak

tasarlanan OTA ile Wilson akım kaynağı kullanılarak tasarlanan OTA, distorsiyon bakımından karşılaştırılmış ve sonuçlar grafiklerle ortaya konmuştur. Early etkisinin modellemeye katılmasıyla elde edilen sonuçlar analizlerde gözlenmiştir.[1]

## 2. OTA YAPISI

OTA elemanı kolektör akımları, bir ya da daha fazla sayıda akım aynası tarafından sağlanan bir fark kuvvetlendiricisinden oluşmaktadır. Bu nedenle, giriş uygulanan gerilimle orantılı bir çıkış akımı elde edilebilmektedir. Giriş büyüklüğünün gerilim, çıkış büyüklüğünün de akım olması nedeniyle, giriş ve çıkış dirençleri büyük değerli, ideal halde sonsuz olur. Fark kuvvetlendiricisinin çalışma noktası kontrol edilebilir kuyruk akımı  $I_{ABC}$  ile ayarlanabilir. Böylece OTA'nın eğimi istenilen bir eğime getirilebilir. Bu özellik diğer faktörlere de bağlı olarak filtre karakteristiğinde 3 ila 6 dekad arası bir kontrol edilebilirlik sağlamaktadır.

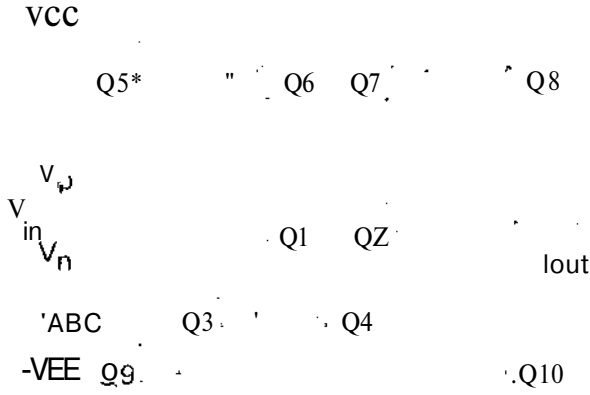
## BASİT OTA DEVRESİ

Bir OTA'nın giriş gerilimi-çıkış akımı tanım bağıntısı lineer değildir ve BJT OTA yapılarında tanh fonksiyonunu izler, bu nedenle de,  $V_D$  fark giriş gerilimi belli sınırlar içerisinde kalmak durumundadır.  $V_D$  geriliminin bu aralığın dışına çıkması durumunda lineer bir geçiş iletkenliği elde edilemez. Bu nedenle, daha büyük geçiş gerilimleri ile doğrusal bir bölgede çalışabilmek için OTA'nın lineerleştirilmesi gerekir.[2,3] Pratikte kullanılan BJT li basit bir OTA'nın iç yapısı Şekil-1 de verilmiştir. OTA'nın çıkış akımı-giriş gerilimi bağıntısı tıpkı fark kuvvetlendiricisinde olduğu gibi lineer değildir ve aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I_{om} = I_{ABC} \tanh\left(\frac{V}{2V_T}\right)$$



Bu bağıntıdan  $V_D$  geriliminin belli değerlerin dışına çıkamayacağı.  $-21 \leq I_n \leq IV$ , aralığında kalması gerektiği görülmektedir. Yine aynı bağıntı seriyeye açılır, yüksek dereceli terimler atılırsa, verilen aralık içerisinde OTA'nın eğimi aşağıdaki gibi ifade edilir.



Şekil-1 Basit BJT OTA Yapısı

$$\frac{z}{m} = \frac{-LüZL}{21}$$

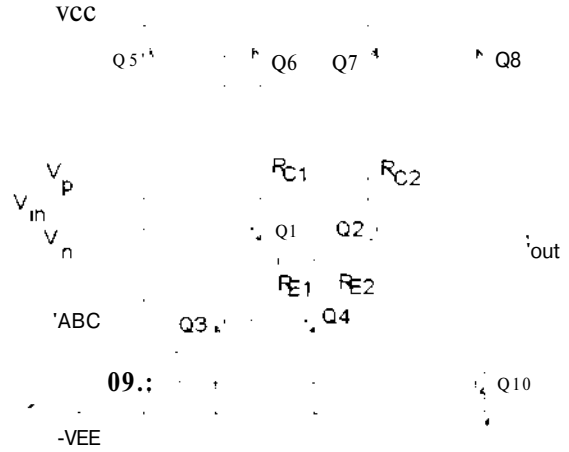
Burada  $V_T$  ısısal gerilimi göstermektedir. Geçiş iletkenliğinin sıcaklığa bağlı olması ise sorun olmaktadır. Isıl bakımdan kararlı devrelerin gerçekleştirilmesi isteniyorsa bu sorunun giderilmesi gerekir. Daha büyük giriş gerilimleri ile doğrusal bir şekilde çalışabilmek için OTA'nın lineerleştirilmesi gerekmektedir.

### 3. ÖNERİLEN DÜŞÜK DİSTORSİYONLU OTA YAPISI

OTA da daha büyük giriş gerilimleri ile doğrusal olarak çalışabilmek için Şekil-2 de gösterilen, giriş katı bir fark kuvvetlendiricisi ile oluşturulmuş ve akım aynalama işlemleri için Wilson akım kaynakları kullanılmış yapı tasarlanmıştır.  $R_{E1}$  ve  $R_{E2}$  emetör dirençleri, lineerleştirme dirençleri olarak kullanılmış ve yapılan çalışmalarla  $R_{E1} = R_{E2}$  dirençlerinin değerleri artırıldıkça lineer çalışma bölgesinin genişlediği ve devrede harmonik distorsiyonun minimum değere indiği gözlemlenmiştir. Klasik devre tekniğinde yer alan  $R_E$  emetör dirençlerinin yanısıra, önerilen devrede giriş transistörlerinin kolektörlerine seri olarak birer  $R_c$  direnci bağlanmıştır.[1] Daha önce yapılmış olan bir çalışmada, bir fark kuvvetlendiricisinde büyük  $V_{CEQ}$  gerilimlerinde Early olayının, düşük  $V_{CEQ}$  gerilimlerinde ise tanh tipi davranışın distorsiyon özellikleri üzerinde belirleyici etken olduğu, arada uygun bir  $V_{CEQ}$  değerinde distorsiyonun minimumdan geçtiği gösterilmiştir.[4,5]

Lineerleştirilmiş OTA'nın temel yapısını oluşturan fark kuvvetlendiricisi çıkarılmış temel bağıntılardan

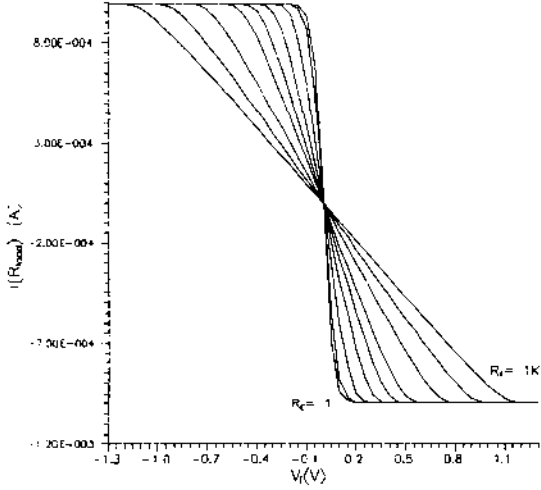
yararlanılarak elde edilen harmonik distorsiyonuna ilişkin analitik bağıntıların OTA devresine de uygulanabileceği görülmüştür. Yüksek doğruluklu bir BJT modeli üzerine kurulu SPICE3C kullanılarak yapılan distorsiyon analizleri, akım aynalarının oluşturduğu katlardan gelen distorsiyonun, giriş katının neden olduğu distorsiyon yanında ihmal edilebilir derecede küçük kaldığını göstermiştir. [6,7,8,9,10]



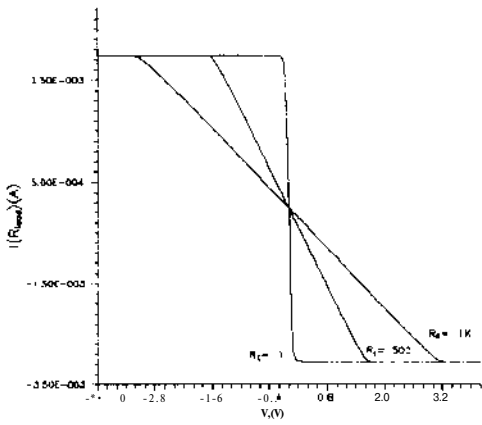
Şekil-2 Lineerleştirilmiş OTA Yapısı

Lineerleştirilmiş OTA için lineer çalışma bölgesi, giriş geriliminin  $-50mV$  ile  $+50mV$  değerleri arasında sınırlı kalır. Lineerleştirilmiş OTA için ise lineer çalışma bölgesi,  $R_E$  lineerleştirme direncinin ayarlanması ile genişletilebilir.  $R_E$  arttırıldıkça lineer çalışma bölgesindeki olumlu etkilenme,  $I_{ABC}$  kuyruk akımının arttırılmasıyla daha da arttırılabilir. Şekil-3 te OTA'nın değişik  $R_E$  değerlerinde, çıkış karakteristiğindeki lineerleşme olayı ve çalışma bölgesinin genişlemesi görülmektedir. Şekil-4 a) ve b) de OTA'nın değişik  $R_E$  değerlerinde,  $g_m$  geçiş iletkenliğinin lineerleştirilmemiş ve lineerleştirilmiş durumdaki değişimleri görülmektedir. Şekil-1 de gösterilen lineerleştirilmiş OTA devresi tümleştirilme açısından ele alındığında, Şekil-5 teki gibi tasarlanmıştır. Yüksek doğruluklu model kullanılarak tasarlanmış SPICE3C programı ile yapılan analizler sonucunda, düşük distorsiyonlu bölgelerde çalışmak için  $R_E$  direncinin arttırılması gerektiği anlaşılmıştır. Şekil-6 a) ve b) de  $HD_3$  ve THD'nun  $R_E$  direnci ile değişimleri görülmektedir.  $R_E = 10K\Omega$  a kadar yapılan analizlerde distorsiyon miktarında azalma görülmüştür. Farklı kuyruk akımlarında yapılan analizlerde de aynı sonuç elde edilmiştir. Şekil 7 a) ve b) de  $R_E = 100\Omega$  için  $R_c$  direncinin, başka deyişle,  $V_{CE}$  nin değiştirilmesiyle,  $HD_3$  ve THD'nin değişimi incelenmiştir. Burada,  $R_c$  nin büyük değerleri,  $V_{CE}$  nin küçük değerlerine karşılık geleceğinden, değişimin sağ tarafında gözlenen distorsiyon artışı Early olayından kaynaklandığı sonucuna varılmıştır. Fark kuvvetlendiricisinin  $Q_1$  ve  $Q_2$  transistörleri SPICE3C

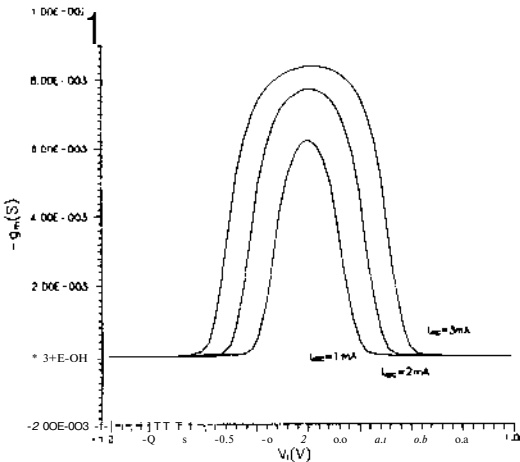
programı ile Level-2 de modellenmiştir. Bu sayede. Early Olay'ını gözlemek mümkün olmuştur. Gummel-Poon modelini kullanan SPICE analizlerinde Early Olayı gözlemlenemez.[11. 13]



(a)

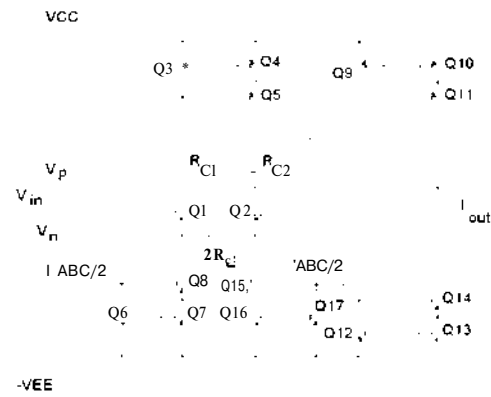


Şekil-3 a) Lineerleştirilmiş OTA da lineer çalışma bölgesinin a)  $I_{ABc}=1\text{mA}$ ,  $R_C=5\text{K}\Omega$  b)  $I_{ABc}=3\text{mA}$ ,  $R_C=2\text{K}\Omega$  ile yapılan analizlerde  $R_E$  ye göre değişimi

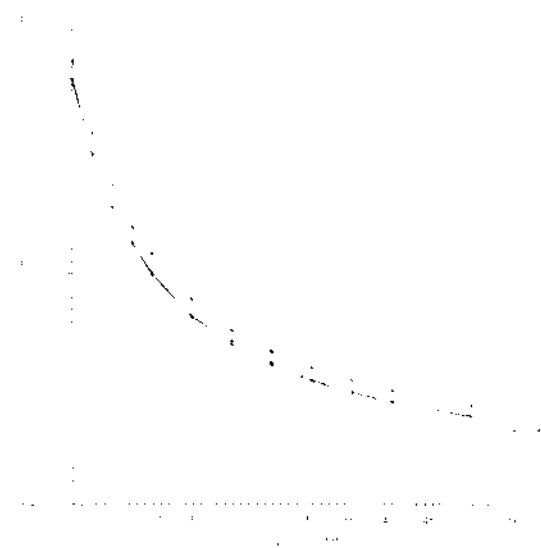


Şekil-4a Lineerleştirilmiş OTA da geçiş iletkenliğinin  $R_E=100\Omega$ ,  $V_{CEQ}=7\text{V}$  için yapılan analizlerde  $I_{ABc}$  ye göre değişimi

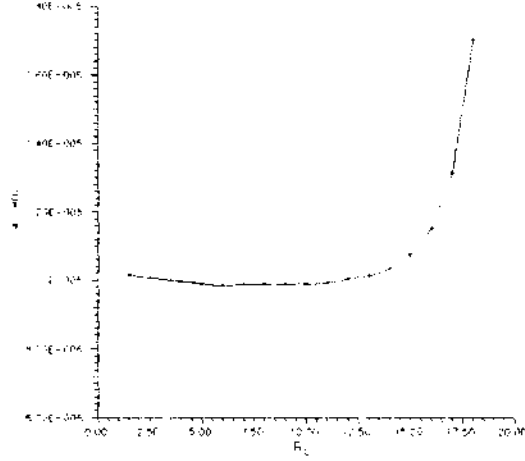
Şekil-4b. Lineerleştirilmiş OTA da geçiş iletkenliğinin  $R_E=750$ ,  $V_{CEQ}=7\text{V}$  için yapılan analizlerde  $I_{ABc}$  ye göre değişimi



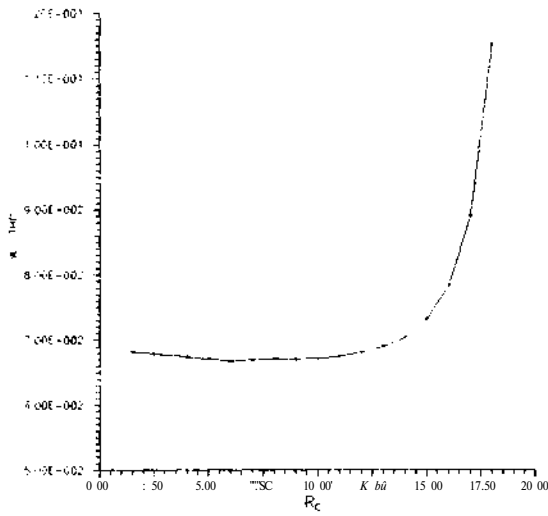
Şekil-5 Tümleştirmeye uygun lineerleştirilmiş OTA yapısı



Şekil-6  $I_{ABc}=1\text{mA}$ ,  $I_{OUT}=0.15\text{mA}$  için  $2R_E$  lineerleştirme direncinin artırılması ile THD nin minimuma inışı



(a)



(b)

Şekil-7  $I_{Bc}=1mA$ ,  $I_{ouT}=0.15mA$ ,  $R_E=100Q$  için  $R_C$  direnci ile a)  $HD_3$  ün değişimi b) THD nin değişimi

## SONUÇ

Yapılan çalışmada elde edilen sonuçlar, düşük distorsiyonlu, yüksek doğruluklu geçiş iletkenliği kuvvetlendiricisinin tasarlanması açısından önemli yenilikler getirmektedir. Giriş geriliminin değişim aralığının olabildiğince geniş tutulması, OTA larla gerçekleştirilen bir çok uygulama için özellikle istenen bir durumdur. Bu açıdan bakıldığında, yapılan bu çalışmadan elde edilen sonuçların devre tasarımcısına yeni olanaklar sağlayacağı görülmektedir.

## KAYNAKLAR

[1] ELİF, C., *Yeni Bir OTA Tasarımı ve Minimum Distorsiyon Şartının Gerçeklenmesi*, Yüksek lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1997

[2] HAMPET, T., PALOTAS, L. *Entwurf elektrischer steuerbarer Filter mit Transkonduktanzversäetkern*, Frequenz, 47, p. 219, 1993.

[3] CENGİZ, A., *OTA da distorsiyon ve OTA ile Adaptif filtre tasarımı*, Lisans Tezi, İTÜ Elektrik-Elektronik fakültesi, 1994.

[4] ÇİÇEKOĞLU O., *Novel Modifications on Analog Multiplier Structures to Reduce Nonlinear Harmonic Distortion in Variable Gain Amplifiers*, PhD. Thesis, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1996

[5] ÇİÇEKOĞLU, O., KUNTMAN, H., *A Novel Approach to the Calculation of Harmonic Distortion Coefficients in BJT Differential Amplifiers*, Microelectronics Journal, Elsevier Science Publishers, Vol.25 pp.293-299, 1994.

[6] LEBLEBİCİ, D. *Geliştirilmiş Ebers-Moll Modeli*, Rapor 80-14, İ.T.Ü. Elektrik Fakültesi, Elektronik ve Yüksek Frekans Tekniği Kürsüsü, 1980.

[7] ÖZCAN, S., *Geliştirilmiş Ebers-Moll Modelinin Tranzistorlu Gerilim Kuvvetlendiricisinde Minimum Distorsiyon Şartına Uygulanması*. Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Haziran 1989.

[8] KUNTMAN, H., *Modified Ebers-Moll Model*, Electronics Letters, Vol 18, No.7, pp. 293-297, 1982.

[9] KUNTMAN, H., *Novel modification on SPICE BJT Model to Obtain Extended Accuracy*, IEE Proc. Pt. g., Vol. 138, pp. 673-678, 1991.

[10] TEKDEMİR, E.İ., KUNTMAN, H., *Implementation of a novel BJT model into the SPICE simulation program to obtain extended accuracy*, International Journal of Electronics, 75, pp. 1185-1199, 1993.

[11] KUNTMAN, H., ÖZCAN, S., *Extraction of SPICE BJT dynamic model parameters from DC measurement data*, Int. J. Electronics, 1993, Vol.74, no.4, pp. 541-551

[12] GETREU, I. E., *Modeling the Bipolar Transistor*, Tektronix, Beaverton, 1976.

[13] ANTOGNETTI, P., MASSOBRIO G., *Semiconductor Device Modelling with SPICE*, McGraw-Hill Inc., NewYork, 1988.

# FOTÇNİK TORUS ANAHTARLAMA AĞINDA . KENDİLİĞİNDEN YÖNLENDİRME YÖNTEMLERİ

Ahmet ADALIER, İbrahim C. ARKUT  
Matematik ve Bilgisayar Bilimleri Bölümü  
Doğu Akdeniz Üniversitesi  
G. Magosa, K.K.T.C.

## ABSTRACT

*In this paper, the torus network, i.e n-ary 2-cube which has been extensively studied in the literature as a possible architecture for the massively parallel computers with thousands of processors, is considered for a possible switch-fabric architecture of the emerging B-ISDN switch. A very simple deadlock free self-routing algorithm is developed which is based on the automated setup of directed hamiltonian cycles between any pairs of network nodes in a node-by-node style. The routing algorithm which is developed uses no internal network buffers, has no contention and has no traffic congestion of the network links and thus can be realized in the use of all optical integrated devices. Since the Optical Torus Routing Chip (OTRC) guarantees the delivery of packets from any inlet to any other outlet in a average of  $O(n)$  steps, it can be used for packetized voice and video. Apart from the other cycle decompositions of the torus, we have also given the necessary and the sufficient conditions for an n-digit binary number (routing digits) to represent the hamiltonian cycle decomposition in the torus network. Average number of steps for the delivery of packets from source to destination nodes has been also considered under various traffic patterns.*

## I. Giriş

Ağlar, graf teorisi; çevrim ayrışmaları, kısa yol vb. veya haberleşme ağı; verimlilik, tıkanıklık kontrolü, giriş-çıkış yolu bağlantısı, trafik modelleri vb. açılarından incelenebilir. Torus ağları için, Wormhoie ve Hot-Potato verimli yönlendirme algoritmalarıdır. Ancak Wormhoie yönlendirme algoritmasında bellek, trafik tıkanıklığı ve yoğunluğu problem oluşturmaktadır. Hot-Potato algoritmasında ise belleklere ihtiyaç olmamasına rağmen her düğümde karar verme işlemi yapılmaktadır. Bağlantı ağıımız N, iki düzlemde oluşmaktadır. Birincisi, kullanıcı giriş-çıkış yolu ve gerekli belleklerden oluşmaktadır. İkinci düzlem OTRC'den oluşmakta ve esas görevi yönlendirme olup kullanıcı paketlerini ağa yerleştirme ve alma görevini yapmaktadır[2][3][4][5]. Torus ağında belirttiğimiz bellek kullanmama 2. düzlem, optik alan, için geçerlidir. Bildirinin düzeni şu şekildedir, ikinci bölümde Torus ağının tanımı ve biçimsel çevrim ayrışmalarının graf teorisindeki sonuçları verilecektir. Üçüncü bölümde ağ için gerçekleştirilen yönlendirme algoritması ve dördüncü bölümde de elde edilen sonuçların özeti verilecektir.

## II. Torus ve Hamilton Çevrimler

Genellikle, çok aşamalı bağlantı ağlar topolojik olarak  $2 \times 2$  çapraz anahtarlama düğümlerine eşdeğerdir ve  $\log-N$  ( $N=2^n$  giriş sayısı) durumundadır. Bu ağların ortak özelliği, herhangi bir girişten herhangi bir çıkışa tek yolun olmasıdır. Bu özellikte kendinden yönlendirmeli algoritmaların geliştirilmesine olanak sağlamaktadır[6][7]. Bunun yanında ağ içerisindeki paketler tıkanıklık, paketler arasında yarışma vb. problemlerle karşılaşabilirler. Torus, n-dizi h-küplerin ( $h=2$ ) şeklindeki alt sınıfıdır. Genelde n dereceli torus ağı yönlendirilmiş çevrimin kartezyan çarpımından oluşur ve hamilton çevrim bakımından zengindir[8][9]. Bu bildiride, aksi belirtilmediği sürece, torus ağının topolijisi karedir, örneğin  $N_{n \times n}$  ( $n=m$ ).

Ön kuram 1: İki hamilton çevrimin toplamı n dereceli torus'tur[9].

Ön kuram 2: Eğer N'nin tüm düğümleri O'lara ayarlanırsa, çevrim ayrışmaları  $D(N)$ ,

$$D(N) = \left(\frac{n}{2}\right) \times C_{2n}$$

eğer tüm düğümler 1'lere ayarlanırsa çevrim ayrışmaları  $D(N)$ ,

$$D(N) = (2n) \times C_n$$

şekindedir.

Ön kuram 3: Eğer ters torus'un ( $N_r$ ) tüm değerleri O'lara ayarlanırsa, çevrim ayrışmaları  $D(N_r)$ ,

$$D(N_r) = (2n) \times C_n$$

eğer ters torus'un ( $N_r$ ) tüm değerleri 1'lere ayarlanırsa, çevrim ayrışmaları  $D(N_r)$ ,

$$D(N_r) = (2n) \times C_n$$

şekindedir.

Ön kuram 4:  $H_1$  ve  $H_2$  çevrim ayrışmaları  $D(N_{n \times n})$  iki hamilton çevrimi olsun.  $P_1(n_{ij}, n_{rq})$  ve  $P_2(n_{ji}, n_{qr})$  sırası ile  $H_1$ 'deki düğüm  $n_j$  den düğüm  $n_{rq}$  ve  $H_2$ 'deki düğüm  $n^r$  den  $n_{qr}$  yönlendirilmiş yol olsun, örneğin,  $P_1, CH_1$  ve  $P_2, CZH_2$ . Buradan şu sonuçlar çıkarılmaktadır.

(a)  $i^*j, r^*q$ , için  $|P_1^{ny, n^r}| = |P_2(n_{ji}, n_{qr})|$  ve

(b)  $i=j, r=q$ , için  $|P_1^{n^i, n^r}| = |P_2(n_{ii}, n_{rr})|$  tüm  $1 \leq i, r \leq n$ .

On kuram 4, bir sonraki bölümde belirteceğimiz hamilton yönlendirme algoritmasında, hamilton yolunun seçiminde kullanılacaktır.

Kuram 1:  $n$  sıralı ikili sayı (Binary digit) (yönlendirme sayısı),  $N$ 'deki hamilton çevrimine eşdeğerdir eğer ve yalnız eğer çevrimsel olarak ardışık  $(n-2)$  1'ler ve 2 tane 0'lar olursa, örneğin  $11...100$ .

Tanım 1:  $N$ 'nin yönlendirilmiş çevrimler (c) ayrımlarını düğümlere ve çevrimin ara kesitlerinin  $E(G) = \{(Q,C_j) | (C_i,C_j) \neq 0\}$  de, dallara karşı düşümlerinden elde edilen graflara CDG (Cycle Dependency Graph) denir.

Tanım 1'e dayanılarak verilen CDG  $G$  grafi ve çevrim ayrışımı  $D$  için yönlendirme fonksiyonu  $R$ 'nin kompleksliği verilir. Burada, (10) da verilen  $R:CxN \rightarrow C$  yönlendirme fonksiyonundan farklı olarak  $R:NxN \rightarrow C$  yönlendirme fonksiyonu tercih etmekteyiz.  $C$  iletişim kanallarını ve  $N$  de bağlantı ağını temsil etmektedir.

Önerme 1:  $D_1$  ve  $D_2$  bağlantı ağıımız  $N$ 'de iki çevrim ayrışımı olsun. Eğer çevrim bağımlı graflar  $G_1$  ve  $G_2$   $|G_1| = 3$   $|G_2|$ , şeklinde ise,  $D_1$ 'e göre yönlendirme fonksiyonu kompleksliği  $R_1$ ,  $D_2$ 'ye göre  $R_2$ 'yi,  $C(R_1) > C(R_2)$  olarak yazabiliriz. Burada,  $|G_1| = |E(G_1)| + |V(G_1)|$  ve  $|G_2| = |E(G_2)| + |V(G_2)|$ .

Önerme 2: Eğer  $D$ 'nin tüm çevrim uzunlukları eşitse,  $N$ 'deki çevrim ayrışımı  $D = \{c_1, c_2, \dots, c_k\}$  düzenli olarak dağıtılmıştır. Eğer çevrim ayrışımı  $D(N)$  düzenli ise,  $q$  uzunluğundaki  $p$  tane yönlendirilmiş çevrimden oluştuğunu göstermek için  $D(N) = p \times C_q$  şeklinde yazılır. Verilen  $D(N)$ ,  $(0,1)$  yönlendirme matrisi  $R[r_{ki}]$  olarak ilişkilendirilmiştir. Burada, eğer  $n_y$  düğümü 1'e ayarlanır ise  $r_y = 1$ , eğer  $n^{\wedge}$  düğümü 0'a ayarlanır ise  $r_{ij} = 0$  dir.

Çevrim ayrışimleri ve bunlara karşılık gelen çevrim bağımlı grafları  $G$  (3-dizi 2-küp) incelenmiştir.  $D$  içinden  $N$ 'nin hamilton çevrimlerini

$$H1 = \{nn, n_{21}, n_{22}, n_{32}, n_{12}, n_{13}, n_{23}, n_{33}, n_{31}\}$$

$$H2 = \{nn, n_{12}, n_{22}, n_{23}, n_{21}, n_{31}, n_{32}, n_{33}, n_{13}\}$$

gibi seçilirse, CDG  $G$  tamamlanmış  $K_2$  grafi olacaktır. (Bkz. Şekil 3) Buda en basit yönlendirme fonksiyonu  $R$  olacaktır.

Kuram 2:  $n = 2k$  ve torus ağı  $n$  dereceli olursa,  $N$ 'nin düzenli çevrim ayrışımı  $D(N)$  şu şekildedir.

$$D_i(N) = (2^{k-i+1}) \times C_{2^i}, \quad i = 0, 1, 2, \dots, k$$

(burada; çevrim  $C_{2^i}$ ,  $P_i = (01)$  sırasından,

çevrim  $C_{2^i}$ ,  $P_i = (i)$  sırasından ve

çevrim  $C_{2^i}, \dots = 2, 3, \dots, k$   $P_i = (111 \dots 100)$

(1'lerin sayısı  $(2^i - 2)$  dir.)

sırasından üretilmiştir.

III. Torus'da Hamilton Yönlendirme Durgun(statik) Hamilton Çevrim Ayrışımı: Tüm ağ düğümleri hamilton çevrim yönlendirme sayıları ile ayarlanmaktadır. Kısaca, bir başlangıç noktasından, örneğin  $n_{11}$ , tüm düğümler  $11...100$  düzenine göre ayarlanır ve tüm paketler iki hamilton çevrimden yönlendirilir. Uzunlukları ağıın içindeki herhangi bir zamanda sabit olan üç değişik bilgi paketi vardır

i) İleri Paket (İP) : Bitim düğümüne ulaşmamış paketlerdir. Data alanı ve bitiş düğümü adresini içerir.

ii) Geri Paket (GP): Bitim düğümü tarafından data alanı boşaltılmış paketlerdir.

iii) Deneme Paket (DP): Bu paket dikey veya yatay gidiş bağı boş olduğunda ve gönderecek bir paket olmadığında herhangi bir düğüm tarafından gönderilir. Bu paketin bilgi alanı 1'lerle doldurulup, bitiş düğüm adresi boş bırakılır.

O andaki geliş bağlantısında DP olan düğüm, kullanıcı belleğinde ağa girmek için bekleyen paket olduğu zaman kendisini gidiş bağlantısına yönlendirmez. Beklemede olan paket ağa girer.

Hamilton Yönlendirme 1 (HY1):  $n_y$  düğümünde,

Adım 1: Eğer  $n_j$  düğümünün giriş bağlantıları İP paketi adresi  $n_y$ ; den farklı paketlerden oluşuyorsa, o andaki hamilton yönlendirme sayısına (0 = paralel ve 1 = çapraz) göre çıkış bağlantısına anahtarlanır. Düğümün kullanıcı belleğinde olan herhangi bir paket bir sonraki yönlendirme sayısını beklemesi gerekmektedir.

Adım 2: Eğer giriş bağlantısının taşıdığı paket o andaki düğümü bitiş düğümü olarak gösteriyorsa, düğüm tarafından tüketilir (bilgisi alınır).

Adım 3: Eğer giriş bağlantısı GP taşıyorsa ve o andaki düğüm  $n_{jj}$ 'nin gödereceği bir paket varsa GP paketi ağıdan atılır ve paket yönlendirme sayısına göre yönlendirilir.

Hamilton Yönlendirme 2 (HY2):  $n^{\wedge}$  düğümünde,

Hamilton yönlendirme 1'in tamamen aynisidir. Sadece paket bitiş düğümüne ulaştıktan sonra GP olarak değil DP olarak hamilton yönlendirme devam eder.

$2n2$  bağlantı İP tarafından doldurulacağından HY2'nin bağlantı yararlanması HY1'e göre daha fazladır.

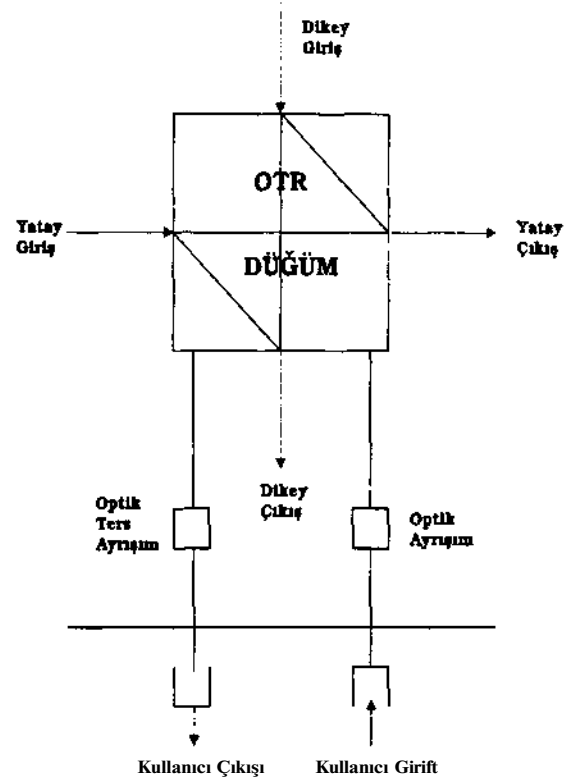
IV. Sonuç

Bu bildiriye, genelde, çok işlemcili bilgisayarlarda kullanılan Torus ağı incelenmiştir. Bölüm IM'te hamilton çevrimli ağlar kullanılarak geliştirilen algoritma en kısa yol düşünülduğünde optimum olmamasına rağmen, bellek kullanmaması, trafik sıklığına, yoğunluğuna, hareketsiz kırsı döngü çıkmazına sebep vermemesi, düğümlerde yönlendirme kararı vermemesi, yönlendirme bilgisini tek bitde gerçekleştirebilmesi ve tüm ağıın fotonik olarak gerçekleştirilebilmesi, kısa yol

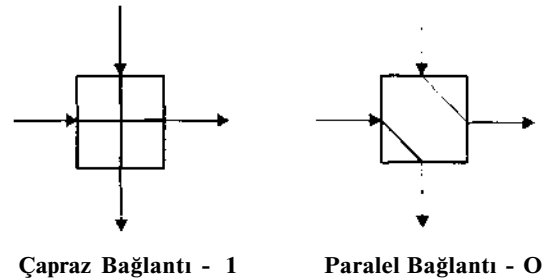
kullanmamamızdan kaybettiğimiz zamanı bize tekrar kazandırmaktadır. Bunların yanında, bitiş düğümüne varan paketler belirli aralıklarda gelecekleri için Deflection yönlendirmesinde olduğu gibi tekrar sıralama ve derleme gerektirmez. Dolayısıyla bu yönlendirme algoritması gelişmekte olan bağlantısız (connectionless) B-ISDN servislerinde kullanılabilir. Ayrıca, iki bağlantılı güvenilir Yöresel Alan Ağlarında (LAN) da kullanılabilir. Trafiğin tipine bağlı olarak, örneğin düzgün trafik, köşegen trafik vb., paket için ortalama yol uzunluğu  $O\left(\frac{r^2}{k}\right)$ ,  $k \geq 1$  dir.

#### Kaynakça

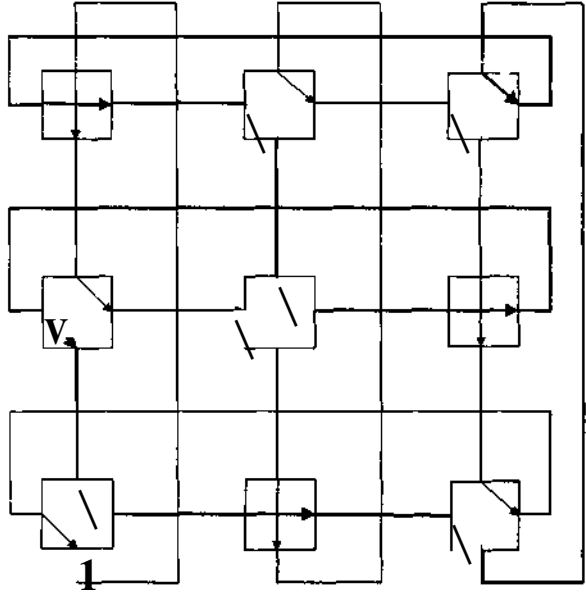
- [1]. H.G. Badr and S. Podar, "An optimal path routing policy for network computer with regular mesh-connected topologies", *IEEE Trans. on Computers*, vol.38(10), October 1989, pp. 1362-1371.
- [2]. L.M. Ni and P.K. McKinley, "A survey of wormhole routing in directed networks", *Computer*, February 1993, pp.62-76.
- [3]. J. Duato, "On the deadlock-free adaptive routing algorithms for multicomputers: design methodologies", in: *Proceedings of 1991 Parallel Architecture and Languages europe Conference, (PARLE'91)*, 1991.
- [4]. W.J. Daily and C.L. Seitz, "The torus routing chip", *J. Distributed Computing*, vol.1, no.3, 1986, pp. 187-196.
- [5]. W.J. Daily, "Express Cubes: Improving the performance of k-ary n-cube interconnection networks", *IEEE Trans. On Computers*, vol.40(9), September 1991, pp. 1016-1023.
- [6]. A.S. Acampora and S.L. Shah, "Multihop lightwave networks: A comparison of store-forward and hot-potato routing", *IEEE Trans. on Communications*, vol.40(6), June 1992, pp.1082-1090.
- [7]. H.S. Kim and AL. Garcia, "Performance of buffered banyan networks under nonuniform traffic pattern", *IEEE Trans.on Communications*, vol.38(5), May 1990, pp.648-658.
- [8]. B.R. Myers, "Hamilton factorization of the product of a complete graph with itself", *Networks*,(2), pp.1-9, 1972.
- [9]. F. Harary, *Graph Theory*, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts, 1969.
- [10]. W.J. Daily and C.L. Seitz, "Deadlock-free message routing in multiprocessor interconnection networks", *IEEE Trans. On Computers*, vol.C-36(5), May 1987, pp. 547-553.



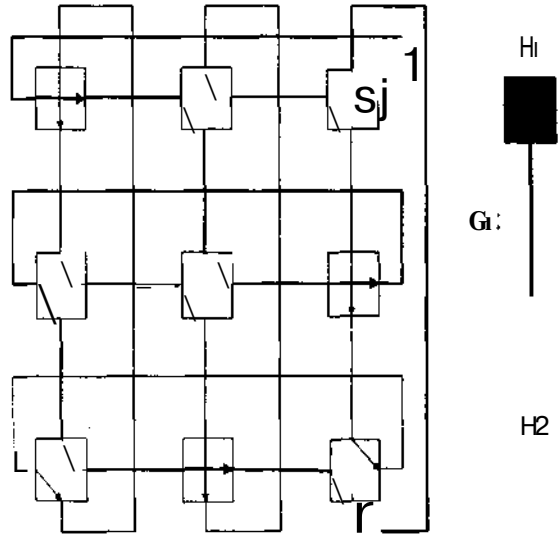
Şekil 1(a). Anahtarlama Elemanı



Şekil 1(b). Anahtarlama Elemanı Durumları



Şekil 2. iki Hamilton Çevrimli Torus



Şekil 3. Çevrim Ayrışımı ve Çevrim Bağımlı Graf Karşılığı

# OPTOELEKTRONJK ANAHTARLAMA YAPILARINDA ÇEVRESEL PAKET YÖNLENDİRME METODLARI

İbrahim C. ARKUT  
Matematik ve Bilgisayar Bilimleri Bölümü  
Doğu Akdeniz Üniversitesi  
G. Magosa, K.K.T.C.

## ABSTRACT

*Ali most ali routing algorithms so far developed for interconnection networks require some processing at the switching nodes that are not desirable when the signal in the networks are ali optical. In this paper we have developed cycle-routing suitable for photonic switch fabrics for interconnection topologies such as the torus, banyan, shuffle and baseline networks. The routing strategy is based on the automatic set-up of the Hamilton cycles in the network and to force the data packets at the source node to go their destination over that cycle. Since a packet in the Hamilton cycle visits each node in the network önce and only önce before it returns to source node this guarantees that it would be reach to its destination. We have also showvn that while recirculating banyan and shuffle has only single cycle, the recirculating baseline and torus networks have two Hamilton cycles in any decomposition. That is two different Hamilton cycles at the same time can be established, thus increases the network throughput. Another nice property of the cycle-routing is that ali data packets arrive at the destination node in order, that is desirable from the point of resequeencing of the data packets.*

## I. GİRİŞ

Genişband Tümlşik Servisler Sayısal Şebekelerinin (B-ISDN) alt yapıları 100 Gbit/sn hızlarında çalışan fiber optik sayısal transmısyon sistemleri ve en az bu hızlarda anahtarlama yapabilen ATM santrallerinden oluşmaktadır. Günümüzde var olan transmısyon sistemleri bu hızlara teknolojik olarak erişmekle beraber paket bazında optik hızlarda anahtarlama yapabilen santraller bilinen elektronik teknolojilerle yeterli kapasitelerde gerçekleşmesi mümkün olamamaktadır. Öte taraftan santral girişleri ile çıkışları arasında tera (1000 Gbit/sn) bitler seviyesinde veri 'throughput' taşıma kapasitesine sahip ATM santrallerin ancak optoelektronik veya optik işaretlerle çalışabilen elemanlarla gerçekleştirile bileceği açıktır. Son on yılda araştırmalar bu yönde yoğunlaşmış ve yeni optoelektronik elemanlarla bu tipten deneme santralleri tasarım aşamasına gelmektedirler. Bu yöndeki gelişmeler daha çok WDM (Wave Division Multiplexing) tekniği kullanan ve daha çok devre anahtarlama 'connection oriented' servislere yönelik olmakta ve optoelektronik santrallerle girişten çıkışa optik işaretlerin elektronik işaretlere dönüştürülmediği tamamen optik transport

düzlemlı telekomünikasyon şebekelerinde çalışmaktadır. WDM tekniğine dayalı bazı optoelektronik anahtarlama elemanlarındaki yüksek performanslar bu elemanların nihai hedef olan paket bazında çalışan 'connectionless' servisler için de düşünülen ATM santrallerinde kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Tüm bu ümit verici gelişmelerle beraber bu konuda daha bir çok teknolojik sorun ve tasarım problemleri cevap beklemektedir.

Bu tebliğde önerilen fotonik paket anahtarlama tekniğine uygun bilinen bağlantı mimarileri torus, banyan, shuffle ve baseline topolojileri için tek bit'e dayalı çevresel paket yönlendirme algoritmaları verilmiştir. Burada güdülen esas amaç optik işaretlerin elektronik işaretlere göre buffer'lerde bekletilmesi ya çok zor veya henüz bu tipten optik bufferlerin henüz gerçekleştirilmesinin son derece karmaşık olması (bak. S-W. Seo, K. Bergman, P.R. Prucnal, 1996) dolayısıyla optik hızlarda paket yönlendirme için anahtarlama modülündeki temel anahtarlama elemanları (genellikle 2x2 anahtarlama elemanı) için yönlendirme bilgisinin mümkün olduğu kadar basit, tercih tek bit ile olması istenmektedir. Buna uygun topolojik yapılar regüler yapıları torus, shuffle gibi topolojiler seçilmekle beraber yönlendirme bilgisi özellikle yoğun optik paket trafikleri için aynı çıkış port'u için yarıştıkları zaman bir paketin yarışı kazanıp diğer paketin yarışı kaybettiği rastgele tesbit edilip yarışı kaybeden paket optimum olmayan yoldan anahtarlama matrisi içerisinde bağlı olduğu diğer düğüme yönlendirilmektedir (bak. AS. Acampora, S.I.A. Shah, 1992, deflection routing). Bu yönlendirme tekniği optik paketler için çok uygun olmakla beraber her anahtarlama elemanında karmaşık fotonik devrelere ve optik hızlarda zamanlama problemlerine neden olmaktadır. Deflection (sapıtılmış) yönlendirmeye benzeyen fakat daha az işlem ile yönlendirme yapabilen bir teknik geliştirilmiş (dead reckoning) ve laboratuvar ortamında 40 Gbit/sn de anahtarlama yapabilen LAN (Local Area Networks) bilgisayar ağında denenmiştir (bak. D. Cotter et.al. 1996). Anahtarlama hızı bakımından üst hız limitinin çevresel-yönlendirme tekniği ile elde edilebileceğine yazarın (bak. İ.C. Arkut, 1997) çalışması ile ortaya konmuştur, öte taraftan yüksek paket trafiği ile optimum yoldan (en kısa yol) ayrılan paketler varış adresindeki düğüme sıra ile gelmemekte ve yeni baştan paketlerin sıralanması (resequeencing) problemi ile karşı karşıya kalınmaktadır. Tüm bu



problemlerin üstesinden gelmek amacı ile fotonik çevresel yönlendirme algoritması ve buna uygun yeni topolojik yapılar önerilmiştir (bak. İ.C. Arkut, J. Gıglımayr, 1996). Burada paketlerin optik anahtarlama matrisi (veya modülü) içerisindeki çevresel yönlendirme anlaşılan elektronik kullanıcı portlarından optik düzleme aktarılan paketler tüm optik düzlem düğümlerini ziyaret ederek gidecekleri varış düğümüne gitmeleri sağlanmaktadır. Başka bir deyişle 'optik hızlarda gönderilen paketler diğer yönlendirme tekniklerinde olduğu gibi trafik sıkışıklığı dolayısıyla bekletilecek yerde daha önceden tesbit edilen ve yönlendirme bitleri düğümlerde tayin edilen tüm düğümleri dolaşan çevre üzerinden gönderilmektedir'. Bu tip çevrelere graf teorisinden Hamilton çevresi denildiğini hatırlatalım.

## II. Torus, Resirküler Shuffle, Banyan ve Baseline Topolojileri

Torus anahtarlama modülerinde Hamilton çevrimlerini kullanan kendiliğinden yönlendirme algoritmaları (bak. Adalier ve Arkut, 1997) verildiğinden burada tekrardan detaylı olarak ele alınmayacaktır. Bu tipten ağlar genel olarak  $n$  tane  $k$  uzunluklu çevrimin kartezyen çarpımı ( $k=2$  için torus ağı) ile elde edilir. Genel olarak  $n \times n$  torus bağlantı ağında ( $n-2$ ) tane 1 bitini takip eden 2 tane 0 bitinin tekrarlanması ile ağın Hamilton çevrimleri ayrımları elde edilir. Bu çevrimler üzerinden optik düzlemde daha önceden anahtarlama elemanının durumu belirlenerek paketler arasında anahtarlama elemanı çıkışları için bir yarışma yapılmadan paket yönlendirme yapılır. Paket bekletmeler ancak optik düzlemde trafik sıkışıklığı olduğu zaman elektronik düzlemdeki kullanıcı bufferlerde olmaktadır. Bu ise bize fotonik anahtarlama elemanının yapısının mümkün olan en basit biçimde tasarlanmasına olanak sağlar.

Şekil 1(a)'de  $2 \times 2$ 'lik optik (veya fotonik) anahtarlama elemanı elektronik giriş ve çıkış linkleri ile beraber gösterilmektedir. Şekil 1(b)'de ise anahtarlama elemanına ilişkin paralel= $O$ ' ve çapraz= $T$  bağlantı durumları gösterilmiştir. Genel olarak resirküler bağlantı ağında her anahtarlama elemanı bir düğüme ve ardışık düğüm katları arasındaki topolojik yapıya uygun her optik link ise yönlendirilmiş dala karşı düşürülerek çok-katlı yönlü bir graf elde edilir. Çok katlı bağlantı ağında kullanıcı düğümleri sırayla her  $k$  sütunda  $p^k$  adet kullanılarak  $k$ 'nci sütundaki düğümlerin çıkışlarının ilk sütundaki düğüm girişlerine bağlanması ile elde edilir. Burada her düğümün iki giriş ve iki çıkışı bulunup optik işaretleri anahtarlama için kullanılır. Tek giriş ve çıkıştan oluşan ve elektronik düzlemde gelen kullanıcı uçları da optik/fotonik anahtarlama düğümüne bağlanmıştır, öncelik her zaman optik düzlemdeki paketlere verilir.

Şekil 2(a) ve (b)'de  $N=8$  kullanıcı için sırayla resirküler shuffle (shufflenet) ve resirküler banyan çok katlı bağlantı ağları gösterilmiştir. İlk sütunda 0,1,2,3

ve ikinci sütunda ise 4,5,6,7 nolu anahtarlama elemanları yer almaktadır. Şekil 2'deki resirküler shuffle ve banyan ağları için Hamilton çevrimi  $H$  ve dışında kalan dallar için çevrimler Tablo I'de verilmiştir:

TABLO I

Resirküler Shuffle		Resirküler Banyan		N=8
H	$\bar{H}$	H	$\bar{H}$	Geçiş
(0,4,1)	(0,5,2)	(0,6,2)	(0,4,0)	1
1,7,2	2,4,0)	2,4,1	(1,5,1)	2
2,5,3	(1,6,1)	1,7,3	(2,6,3)	3
3,6,0)	(3,7,3)	3,5,0)	3,7,2)	4

Tablo I den çıkan önemli sonuç resirküler shuffle ve banyan ağları için Hamilton çevrimi dışındaki çevrimlerin hiç bir zaman başka bir Hamilton çevrimi oluşturmadır [6]. Diğer önemli sonuç Hamilton çevrimi için paket yönlendirmesini sağlayan anahtarlama elemanlarının durumlarını belirleyen bit'lerin belli bir ikicil sayı dizisinin tekrarlanması ile elde edilebilmesidir. Örneğin  $N=8$  için resirküler shuffle ağında  $H$  çevrimi için yönlendirme bitleri  $R(H(\text{Shuffle}))=(1,1/1,0/0,0/0,1/)$  şeklinde olup  $7$  sembolü ağdan geçişleri belirtmektedir. Benzer şekilde resirküler banyan için yönlendirme bitleri  $R(H(\text{Banyan}))=(0,0/0,0/1,1/1,1/)$ . Şekil 2'de yönlendirme bitleri ve Hamilton çevrimi (kalın çizgiler) gösterilmiştir. Genel olarak Hamilton çevrimlerinin bulunması sağlayan yöntem ardışık düğüm katları arasındaki butterfly (kelebek) alt-graflarının tüm ağ üzerine yatırılmış tamamlanmış ikicil ağaçların oluşturdukları linkler anahtarlama elemanlarına Hamilton çevrimi için anahtarlama durumlarını (paralel veya çapraz) belirler [6]. Burada ardışık düğüm katları arasında kelebek alt grafları  $j$ 'nci katta ait  $a_j$  ve  $b_j$  ve  $(j+1)$ 'nci katta ait  $c_{j+1}$  ve  $d_{j+1}$  düğümleri arasındaki bir paralel ve bir çapraz link çiftlerinden oluşur, örneğin Şekil 2(a)'de  $(0,2,4,5),(1,3,6,7),(4,6,0,1),(5,7,2,3)$  kümeleri shuffle ağının ( $N=8$ ) tüm kelebek alt graflarıdır.

Çalışmanın son konusu olan resirküler çok katlı baseline bağlantı ağları için Hamilton çevrimi ayrımlarına dayanan paket yönlendirmeler için Şekil 2(c)'deki  $N=8$  düğümlü ağ göz önüne alalım. Tablo II'de bu ağ için Hamilton çevrim ayrımları verilmiştir.

TABLO II

Resirküler Baseline Ağı (N=8)		
H	$\bar{H}$	Geçiş
(0,6,3)	(0,4,1)	1
3,7,2	1,6,2	2
2,5,1	2,7,3	3
1,4,0)	3,5,0)	4

Tablo N'den görüleceği gibi ikinci sütundaki  $\bar{H}$  çevrimleri de yine ağın bir başka Hamilton çevrimine karşı düşmektedir. Başka bir deyişle  $H=\bar{H}$ , Hamilton

çevrimi  $H=H_2$  Hamilton çevrimini oluşturur (veya tersi de söylenebilir). Bunu  $G_8(\text{Baseline})=H, U, H_2$  şeklinde yazabiliriz. Hamilton çevrimler ayrımına ilişkin yönlendirme bitleri  $R(H_1(\text{Baseline}))=R(H_2(\text{Baseline}))=(1,1/1,1/1,1/1,1/1)$  şeklinde yazılabilir. Burada baseline ağları için yönlendirme bitlerinin aynı anda iki Hamilton çevrimini kurduğunu görmekteyiz.  $N=24$  düğümlü 3 katlı resirküler baseline ağı için Hamilton çevrimleri  $G_{24}(\text{Baseline})=H_1, U, H_2$ :

$$\hat{=}=(0,8,18,2,13,20,5,14,21,4,10,19,3,9,16,1,12,22,6,15,23,7,11,17)$$

$$H_2=(0,12,20,4,14,23,6,11,19,2,9,18,3,13,22,7,15,21,5,10,17,1,8,16)$$

Yukardaki çevrimlere karşı düşen yönlendirme bitleri ise  $R(H_1(\text{Baseline}))=R(H_2(\text{Baseline}))=(1,1,0/1,0,0/1,1,0/1,1,1/1,1,0/1,0,0/1,1,0/1,1,1/1)$  şeklinde bulunur. Bu ise  $1,1,0/1,0,0/1,1,0/1,1,1$  dizisinin çevresel olarak tekrarlanmasından başka bir şey değildir. N'nin diğer değerleri içinde yönlendirme bitleri yukardaki yönlendirme bitler dizisinin genelleştirilmesi ile elde edilir. Hamilton çevrim ayrımının ardışık düğüm katları arasındaki kelebek alt-graflarının oluşturdukları tamamlanmış ikicil ağacın resirküler baseline ağına yatırılması ile elde edildiği [6]'da gösterilmiştir. Saptırılmış yönlendirme algoritmasına göre [1],[2], yukarıda verilen iki Hamilton çevrimi üzerinden data paketlerinin gönderilmesi ile ağ throughput'u düşmektedir. Fakat ağ trafiğinin artması ile saptırılan paketlerin de artacağı gözüne alındığında ve anahtarlama düğümlerinin tasarımında daha az fotonik işlemle yönlendirme yapılacağından bu dezavantaj ortadan kaldırılabilir. Saptırılmış yönlendirmeye göre bir diğer üstünlük ise varış düğümüne paketler belli aralıklarla ve sırayla gelecekleri için fotonik devrelerle gerçekleşmesi son derece karmaşık olan yeniden paket sıralama probleminden de kaçınılmış oluruz.

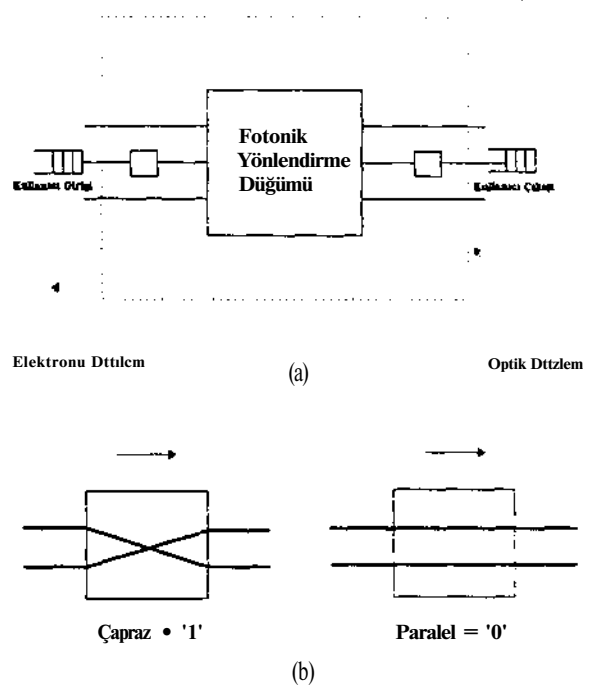
### III Sonuç

Bu çalışmada torus, resirküler shuffle, banyan ve baseline çok katlı bağlantı ağlarında Hamilton çevrimlerine dayalı fotonik çevresel yönlendirme incelenmiş ve torus ve baseline ağlarının diğer topolojik yapılar göre üstünlükleri ortaya konmuştur.

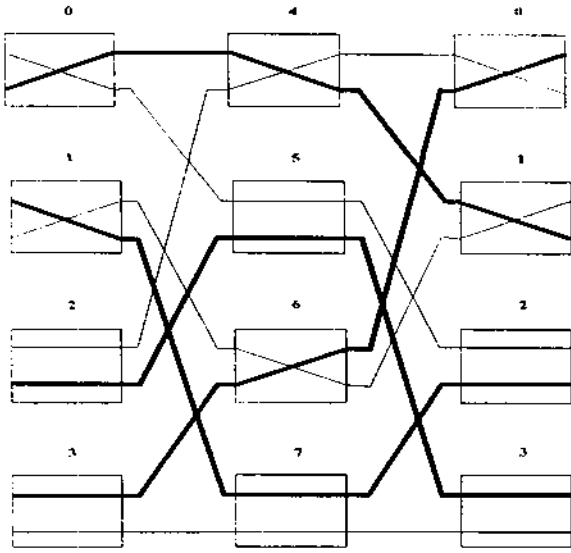
### KAYNAKÇA:

- [1] S.W.Seo, K. Bergman, P.R. Prucnal, 'Transparent Optical Networks with Time-Division Multiplexing', IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol.14, No.5, June 1996, pp.1039-1051.
- [2] A.Acampora, S.I.A. Shah, 'Multihop lightwave networks: A comparison of store-and-forward and hot-potato routing', IEEE Trans. Communications, Vol. COM-40, June 1992, pp.1082-1090.

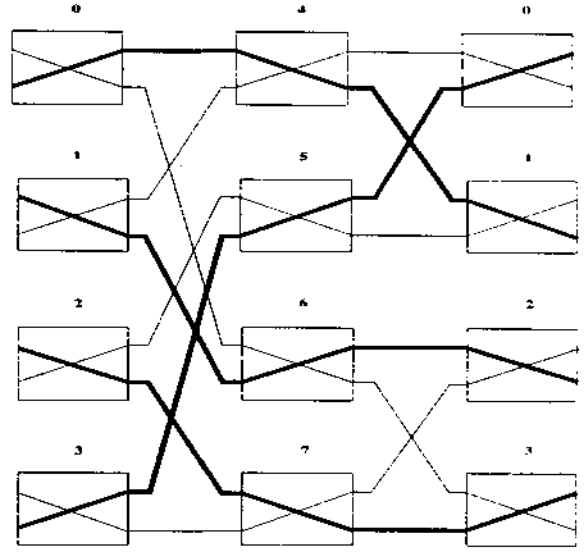
- [3] İ.Arkut, J. Giglmayr, 'Recirculating Interconnection Networks: Directed Graph Representations, Routing and Crossover Minimization', Photonics in Switching, Sendai, Japon, April 21-25,1996. Technical Digest Vol.I, pp.100-104.
- [4] İ.Arkut, 'Cycle-Routing for Recirculating Interconnection Networks', Photonics in Switching (PS'97), Stockholm, Sweden, April 1997.
- [5] D.Cotter et. al. 'Photonic address-header recognition and self-routing in ultra fast packet networks', Photonics in Switching, Sendai, April 1996, pp. 8-9.
- [6] İ.Arkut, 'Topological equivalence of recirculating interconnection networks', preprint, 1997.
- [7] A.Adalier, İ.C. Arkut, 'Fotonik torus anahtarlama ağında kendiliğinden yönlendirme yöntemleri: Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 7.Ulusal Kongresi, 31 Ağustos -6 Eylül 1997.



ŞEKİL 1: Anahtarlama Düğümü Yapısı

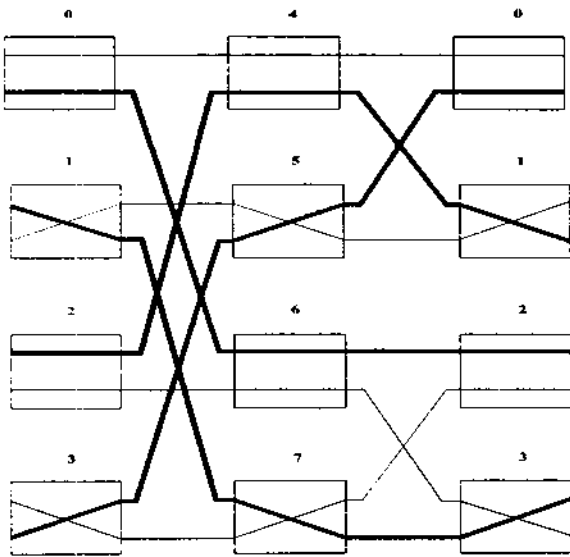


(a) Shuffle



(c) Baellne

ŞEKİL 2: Resirküler çok katlı anahtarlama yapıları (N=8) ve Hamilton çevrimleri.



(b) Banyan

# KRİSTAL ÖZLÜ FİBERDE CHERENKOV TÜRÜ İKİNCİ HARMONİK ÜRETİM VERİMLİLİĞİ

Sedat ÖZSOY  
Erciyes Üniversitesi  
Elektronik Mühendisliği Bölümü  
KAYSERİ

H.Haldun GÖKTAŞ  
Gazi Üniversitesi  
Elektronik-Bilgisayar Eğt. Bölümü  
ANKARA

## ABSTRACT

*In this study, effects of the wavelength, and core and cladding materials to the radiation mode second harmonic generation efficiency in organic crystal cored fibres have been analysed. Even though the effective non-linear coefficients of some non-linear materials like MNA and MBNA are very high their efficiencies lower than other some non-linear materials. From the examination of the second harmonic generation efficiency, for a given wavelength, to get maximum efficiency, the change of both core diameter and cladding material can be used.*

## GİRİŞ

Bugüne kadar çeşitli laserler ile elektromanyetik spektrumun ancak belli frekanslarında ışık üretmek mümkün olabilmiş, bu frekansların dışında ihtiyaç duyulan frekanslar, ikinci harmonik üretimi, üçüncü harmonik üretimi gibi yöntemlerle mevcut laser frekanslarının harmonikleri elde edilerek sağlanmaya çalışılmıştır[1-2]. Harmonik üretimi ancak doğrusal olmayan ortamda gerçekleştirilebilir<sup>^</sup>. Verimin daha yüksek olması ikinci harmonik üretimi için tercih nedenidir, ikinci harmonik üretimi kılavuzlanmış modda ve

radyasyon modunda olmak üzere iki şekilde gerçekleştirilebilir. Organik kristal özlü fiberde (crystal cored fiber) radyasyon modunda (Cherenkov türü) öz (core) ve yelek (cladding) malzemeleri ile çalışılan dalgaboyunun ikinci harmonik üretimi verimliliğine etkisi bu çalışmada incelenmiştir. Bu analiz yapılırken temel frekans gücünün, üretilen ikinci harmonik gücünden etkilenmediği ve yelek kalınlığının sonsuz olduğu varsayılmıştır. Radyasyon modu ikinci harmonik üretiminde faz uyumu otomatik olarak sağlandığından, faz uyumu sağlanması oldukça zor olan kılavuzlanmış moddan daha verimli yapılar elde etmek mümkündür [4].

## TEORİ

Kristal özlü fiberde radyasyon modu ikinci harmonik üretim verimliliği, yelekte elde edilen ikinci harmonik gücünün temel frekans gücüne oranıdır:

$$\eta = \frac{P^{2\omega}}{P^{\omega}} \quad (D)$$

burada temel frekans gücü bu frekanstaki öz ve yelek güçlerinin toplamıdır:

$$P^{(\omega)} = P_{öz}^{\omega} + P_{ylek}^{\omega} \quad (2)$$

Öz ve yelek güçleri sırasıyla,

$$P_{öz}^{\omega} = \frac{C_1 a^2 \beta_{\omega} n_1^{\omega}}{\omega} \left[ J_0(U^{\omega} a)^2 + J_1(U^{\omega} a)^2 \right] \quad (3)$$

$$P_{yelk}^{\omega} = \frac{C_2 \beta_{\omega} n_1^{\omega} U^{\omega}}{\omega} \left[ K_1(W^{\omega} a)^2 - K_0(W^{\omega} a)^2 \right] \quad (4)$$

şeklinde [5-6]. Burada  $C_1$  bir sabit,  $a$  öz yarıçapı,  $P_m$  temel frekans yayılım sabiti,  $n_1^{\omega}$  ve  $n_2^{\omega}$  sırasıyla temel frekansta öz ve yelek kırılma indisleri,  $U$  ve  $W$  ise,

$$U^{\omega} = \sqrt{(k_0 n_1^{\omega})^2 - (\beta^{\omega})^2}$$

$$W^{\omega} = \sqrt{(\beta^{\omega})^2 - (k_0 n_2^{\omega})^2}$$

dir. ikinci harmonik güç ifadesi ise,

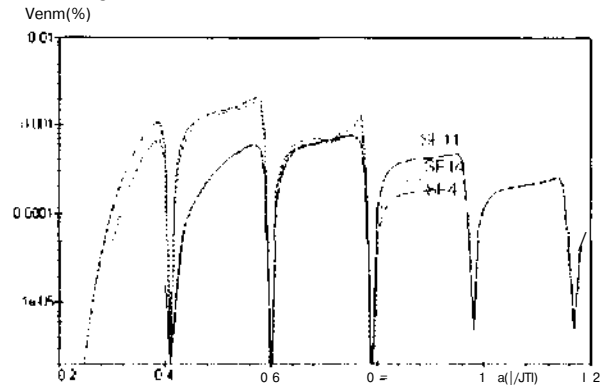
$$P^{2\omega} = C_2 \omega^3 d_{eff}^2 \int_0^L \frac{\sin[(k_{eff}^{2\omega}/2 - \beta_{\omega})L]}{(k_{eff}^{2\omega}/2 - \beta_{\omega})} dk_{eff}^{2\omega} \quad (5)$$

ile verilir [5-6]. Burada  $C_2$  bir sabit,  $d_{eff}$  etkin nonlinear katsayı,  $l_0$  üstüste gelme (overlap) integrali  $k^2$  ikinci harmonik yayılım sabiti ve  $L$  fiber uzunluğudur.

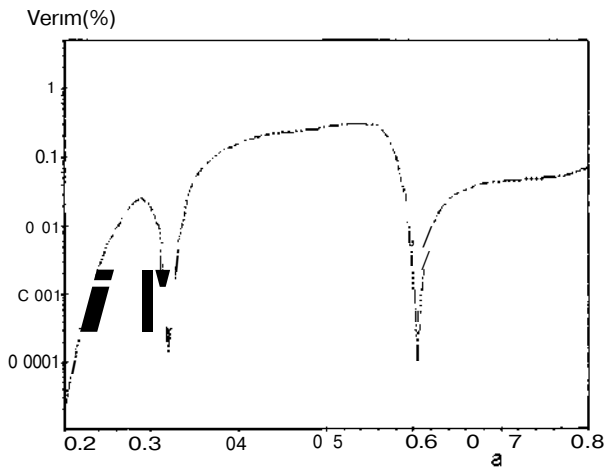
Bu ifadeler yardımıyla, yüksek etkin nonlinear katsayıları nedeniyle ikinci harmonik üretimi için tercih edilen MNA, DAN, POM, MAP, MBNA, MBNAP, benzil ve PNP gibi organik öz malzemeleri ile bu öz malzemeleri için SF11, SF14, SF4, SF10, SF1, SF03, SiO<sub>2</sub>, katkılı SiO<sub>2</sub>, SK11 ve LaK9 gibi yelek malzemeleri kullanılmış ve verimliliği en büyük yapacak optimum öz-yelek çiftleri belirlenmiştir [7-8].

## BULGULAR VE TARTIŞMA

Önce, yukarıda belirtilen öz malzemeleri ve bunlara uygun yelek malzemeleri için öz yarıçapının radyasyon modunda ikinci harmonik üretim verimliliğine etkisi incelenmiş, MNA (Şekil 1) ve MBNA gibi etkin nonlinear katsayısı çok yüksek iki malzemenin öz olarak kullanıldığı fiberde, radyasyon modunda elde edilen ikinci harmonik verimliliğinin, DAN ve PNP (Şekil2) gibi etkin nonlinear katsayısı daha düşük öz malzemeleri ile elde edilen ikinci harmonik verimliliğinin çok altında (yaklaşık onda biri) olduğu görülmüştür.

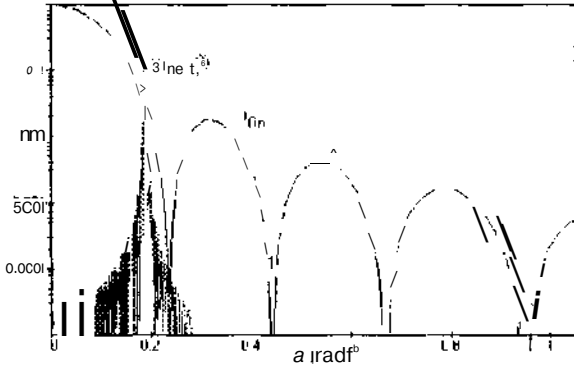


Şekil: 1 "MNA özlü fiberde çeşitli yelek malzemeleri için verimin öz yarıçapına bağlı değişimi."

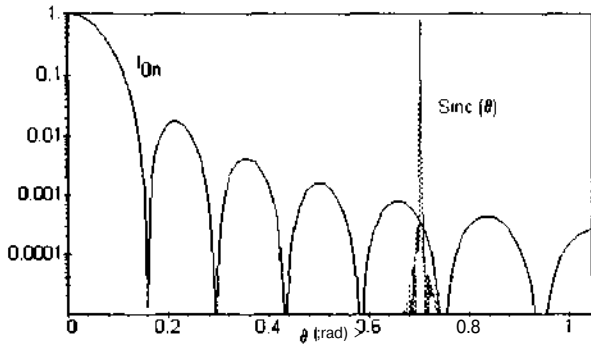


Şekil: 2 "PNP özlü, SF3 yelekti fiberde verimin öz yarıçapına bağlı değişimi"

Radyasyon modu ikinci harmonik verimliliğın, öz malzemesinin etkin nonlinear katsayısının karesi ile doğru orantılı olduğu hatırlanırsa, MNA ve MBNA için verimin düşüklüğüne altında başka sebeplerin aranması gerekliliğı ortaya çıkar. Radyasyon modunda ikinci harmonik verimliliğini etkileyen değışkenler arasında, overlap integralinin ve faz uyumunu işe katan sine teriminin büyüklüğüne Cherenkov açısına bağılı değışimleri incelenmiş, MNA ve MBNA ile oluşturulan kristal özlü fiberde, overlap integrali ile sine terimlerinin çarpımının DAN ve PNP ile oluşturulan kristal özlü fibere göre daha küçük olduğu görülmüştür. Şekil 3 ve 4'te sırasıyla DAN ve



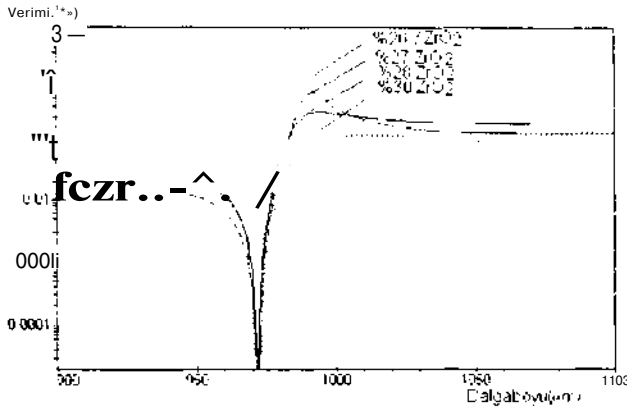
Şekil: 3 "DAN öz, SF1 yelekli fiberde overlap integrali ile sine teriminin Cherenkov açısına göre değışimi."



Şekil:4 "MNA öz, ŞF4 yelekli fiberde overlap integrali ile sine teriminin Cherenkov açısına göre değışimi."

MNA özlü fiberlerde overlap integrali ile eşitlik 5'deki sine teriminin Cherenkov açısına bağılı değışimleri görülmektedir. Çeşitli öz-yelek çiftleri için overlap integrali ile sine terimlerinin Cherenkov açısına bağılı değışimlerinden, bu terimlerin çarpımının büyüklüğüne, radyasyon modu ikinci harmonik verimliliğini belirlemede genel bir kriter olabileceğı tesbit edilmiştir. Ayrıca, genel olarak öz yarıçapının küçülmesi ve Cherenkov açısının küçülmesi ile ikinci harmonik verimin daha yüksek değışer aldığı tesbit edilmiştir.

MAP ve DAN öz ve çeşitli oranlarda TiO<sub>2</sub> ve ZrO<sub>2</sub> katkılı ŞiO<sub>2</sub> yelek malzemeleri ile oluşturulan çeşitli kristal özlü fiberler için, verimin dalgaboyuna bağılı değışimi incelenmiştir. Aynı öz malzemesi ile farklı çalışma frekanslarında en büyük verim elde edebilmek iki yöntem izlenebilir: i) öz çapının değıştirilmesi ile (MAP öz ve %25 TiO<sub>2</sub> katkılı ŞiO<sub>2</sub> yelekli fiberde 1064nm dalgaboyu için 0.7 mm öz yarıçaplı fiber ile en büyük verimi elde etmek mümkün iken, 1044nm dalgaboyunda 0.9 mm öz yarıçaplı fiber ile en büyük verim elde edilmiştir) [5]. ii) farklı yelek malzemesi kullanılması ile (DAN öz ve dört ayrı yelekli (%26.7, %27, %28 ve %30 oranlarında ZrO<sub>2</sub> katkılanmış ŞiO<sub>2</sub> (Şekil5) ) fiberde 990 nm dalgaboyunda en yüksek verim %26.7 oranlarında ZrO<sub>2</sub> katkılanmış ŞiO<sub>2</sub> yelekli fiberde sağlanırken, 1064 nm'de ise %28 oranlarında ZrO<sub>2</sub> katkılanmış ŞiO<sub>2</sub> yelekli fiberde elde edilmektedir).



Şekil: 5 "DAN öz katkılı SiO<sub>2</sub> yerekli fiberde verimin dalgaboyuna bağlı değiiimi."

## SONUÇ

Kristal özlü fiberde radyasyon modu ikinci harmonik üretim verimliliğini en büyük yapacak bir tasarımda dispersiyonları birbirlerine yakın öz ve yelek malzemeleri seçilmeli, çalışılan dalgaboyunda en uygun öz çapı ve bağlı kırılma indisi farkını sağlayan değerler belirlenerek bu şartlarda çalışılmalıdır.

## KAYNAKLAR

[1]. .K.Hayata, K. Yanagawa, M.Koshiba, Field analysis of the Cherenkov doubling of infrared coherent radiation utilizing an organic crystal core bounded by a glass capillary, J. Appl. Phys., Vol.68., 6033, 1990.

- [2].J.Zyss, and D.S.Chemla, Quadratic Non-linear Optics and Optimisation of the Second Order Non-linear Response of Molecular Crystals, Chemia, D.S., and Zyss, J. (eds) in Non-linear Optical Properties of Organic Molecules and Crystals, Academic Press, Orlando, 1987
- [8].W.Boyd, Nonlinear Optics, Academic Press, San Diego, 1992.
- [4]. K.I.White, and B.K. Nayar, Second-harmonic generation in nonlinear fiber waveguides: efficient designs using radiation modes, J.Opt.Soc. Am. B Vol.5, 317, 1988.
- [5], H.H. Göktaş, and S. Özsoy, Second-harmonic generation in non-linear waveguides using radiation modes, in LAMP-97, 1997 (to be published)
- [6]. A.W.Snyder, and J.D.Love, Optical Waveguide Theory, Chapman and Hall, Bristol, 1983.
- [7].R.W.Munn, C.N.Ironside, Eds., Principles And Applications Of Nonlinear Optical Materials, Blackie Academic and Professional , Glasgow, 1993.
- [8]. H. Bach, N. Neuroth, (eds), The Properties of Optical Glass, Spriger Verlag, Heidelberg, 1995.

# ORTAM ÖZELLİKLERİNİN ÖLÇÜMÜ İÇİN GELİŞTİRİLMİŞ DİJİTAL OPTOELEKTRONİK SİSTEM

E. MUSAYEV , Ö. ADIŞEN  
Uludağ Üniversitesi  
Mühendislik Mimarlık Fakültesi  
Elektronik Mühendisliği Bölümü  
16059 - Görükle Bursa

## ABSTRACT

Another usage of infrared technologies is measuring of environment characteristics. Classical measurement technics have disadvantages. In this studie has been explaining a new measuring technic and this sistem advantages.

## GİRİŞ

Bir optoelektronik sistem genel olarak bir ışın kaynağı ve bu ışın kaynağının ışın şiddetini haber işareti ile modüle eden sürücülerini içeren verici, vericiden çıkan ışınların yol aldığı ortam ve tekrar elektriksel işarete dönüştürüldüğü alıcıdan oluşur *İM*. Şekil-1 de böyle bir sistemin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil -1 Temel Optoelektronik Sistem

Vericiden çıkan ışınlar, iletim ortamından geçerken ortamın etkisi ile modüle edilmiş olarak alıcıya ulaşır. Bu nedenle ortamın özelliklerinin bir veya birkaçının belirlenmesinde optoelektronik sistemlerden de yararlanılabilir.

Şu anda bu amaç için kullanılan optoelektronik sistemlerde işaret fotoalıcıdan alındıktan sonra işaret seviyesi bir kuvvetlendirici yardımıyla istenilen düzeye yükseltilir. Daha sonra bu işaret en az iki ayrı işarete ayrılır. Ve bu işaretlerin birbirleri arasındaki matematiksel bağıntı bulunur. Doğal olarak bu tip sistemlerde optik kuvvetlendiricinin karakteristiği lineer olmalıdır ve kuvvetlendirici çok geniş alanda işaret seviyesinin değişimine ayarlanmış olmalıdır. Ayrıca bu tip sistemlere periyodik test yapılması gerekir

Bir dalgalı optoelektronik sistemlerin bu dezavantajlarını ortadan kaldırmak için çok dalgalı optoelektronik sistemler kullanılır. Bu amaçla optik ışınlardan birinin dalga boyu, ortamın nem, renk, yoğunluk, bulanıklılık şeffaflık gibi niteliklerinden

ölçülmek istenen özelliğine maksimum duyarlı olarak seçilir. Diğer optik ışın ise referans işaret olarak kullanılır *121*. Bu nedenle referans ışının dalga boyu ölçülecek özelliğe duyarlı ancak ortamın toplam etkisine duyarlı seçilir. Örneğin su buharı 0.94 . 1.10 . 1.87 . 2.70 3.20 um dalga boylu ışınları zayıflattığı bilindiğine göre ortamdaki su buharı ölçülmek istendiğinde ışınlardan birinin dalga boyu bunlardan biri olmalıdır. 0.95 - 1.08 um arası, 1.20 - 1.30 um arası ve 1.50 - 2.08 um arası dalga boylarında ise zayıflama minimumdur *İZİ* Referans ışının dalga boyu ise bu aralıklardan birinde seçilmesi gerekir.

Ortamdan geçen ışın şiddeti, ortamın özelliği ile modüle edildiğine göre ortamdan geçen ışın şiddeti miktarının ortamın özelliği ile bağıntısı lineer değildir. Bu bağıntı Buger-Ber-Lambert kanunu ile ifade edilir.  $F_0$  vericiden ortama yayılan ışın şiddeti,  $K_1$  katsayı,  $m$  ölçülmek istenen özelliğin değeri olmak üzere foto alıcının duyarlı yüzeyine gelen ışın şiddeti  $F_1$ ,

$$F_1 = F_0 \exp(-K_1 \cdot m) \quad (1)$$

bağıntısı ile bulunur. Bu ifadeyi seriye açarsak

$$F_1 = F_0 \cdot (1 - K_1 \cdot m + K_1^2 \cdot m^2 - \dots) \quad (2)$$

yüksek dereceden terimler ihmal edilirse  $m$ -

$$m = (1/K_1) \cdot [1 - (F_1/F_0)] \quad (3)$$

olarak bulunur. Sistemin işlemsel karakteristiği, lineer fonksiyona yaklaşıtlırsa

$$\hat{m} = K_1^{-1} \cdot \ln(F_0/F_1) \quad (4)$$

gibi bir hata ortaya çıkar. Bu hata çarpımsal özelliklerine sahiptir ve belirlenen ölçüm büyüklüğüne bağlıdır.

Fotoalıcıda oluşan fotoakım,  $U$  fotoalıcının besleme gerilimi,  $F$  ışın şiddeti,  $\eta$  ve  $c$  katsayılar olmak üzere



$$L = c U'' F' \quad (5)$$

şeklinde lineer olmayan bir bağıntı ile ışın şiddetine bağlıdır.

Fotoalıcı çıkışındaki işaret ise S fotoalıcının duyarlılığı,  $R_v$  fotoalıcının yük direnci olmak üzere

$$U_v = c S R_v i_r [ F_0 \exp(-K_1 m_1) ] \quad (6)$$

bağıntısı ile bulunur. Çıkıştaki işaret lineer değildir. Böyle bir sistemi lineerleştirmek için vericiden gelen ışın şiddetini ortamın fonksiyonuna ters bir fonksiyon veya amaca göre bir fonksiyon ile modüle edilmesi gerekir /A/. Modüle eden fonksiyon artan veya azalan üstel fonksiyon olabileceği gibi artan veya azalan testere dişi fonksiyon da olabilir.

Çift dalgalı optoelektronik sistemlerde ölçülen büyüklükten etkilenmeyen referans ışın ile ölçüm için kullanılan ışının fotoalıcının duyarlı yüzeyindeki ışın şiddetleri. (1) bağıntısına göre

$$F_1 = F_{10} \exp(-K_1 m_1) \\ F_2 = F_{20} \exp[-(K_1 m_1 + K_2 m_2)] \quad (7)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $m_1$  ortamın toplam özelliğinin miktarı  $m_2$  ise ölçülen özelliğinin miktarıdır. Referans ışının şiddeti

$$F_{10} = F_0 \exp(-t / \tau) \quad (8)$$

şeklinde bir üstel fonksiyon ile modüle edilmiş. Bu durumda ölçüm için kullanılan işaret ile üstel referans işaretin kesim noktasında

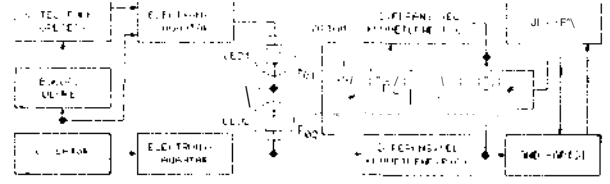
$$F_{10} \exp(-t / \tau) = A \exp(-t / \tau_e) \quad (9)$$

olarak bulunur. Burada  $\tau_e$  üstel fonksiyonun zaman sabiti. A sabit katsayıdır. Ölçülen özelliğinin miktarı ise üstel fonksiyonun başlangıcından iki ışının kesim noktasına kadar geçen zamana eşittir.

$$m = (1 / K_1 \tau_e) t \quad (10)$$

## SİSTEM

Şekil 2 de yukarıdaki metodu kullanan sistemin blok diyagramı görülmektedir. Blok diyagramda her bir blok çıkışındaki işaretlerin zamana göre değişimi ise Şekil -3 de verilmiştir. Osilatör f frekansında kare dalga üretir.  $T_F$  fotoalıcının zaman

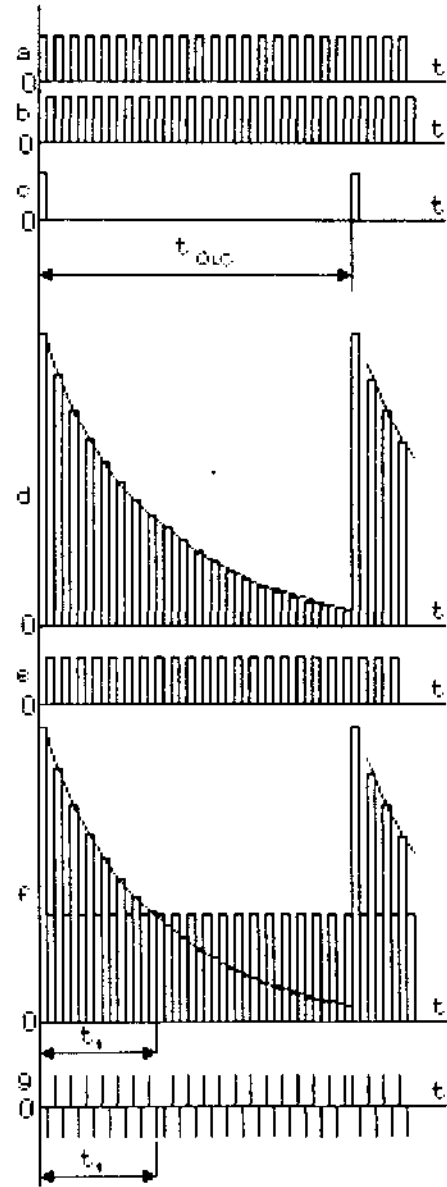


Şekil -2 Sistemin Blok Diyagramı

sabiti olmak üzere darbe süresi ( $t_d$ ) ve frekans

$$t_d = 4 \tau_p \quad f = 1 / (2 \tau_p) \quad (11)$$

olarak seçilir. Osilatör çıkışından birbirine zıt fazda iki kare dalga çıkar. (Şekil -3 a ve b)



Şekil-3 Dalga Şekilleri

Frekans bölücünün bölme katsayısı.  $T_{0\phi}$  ölçme süresi olmak üzere

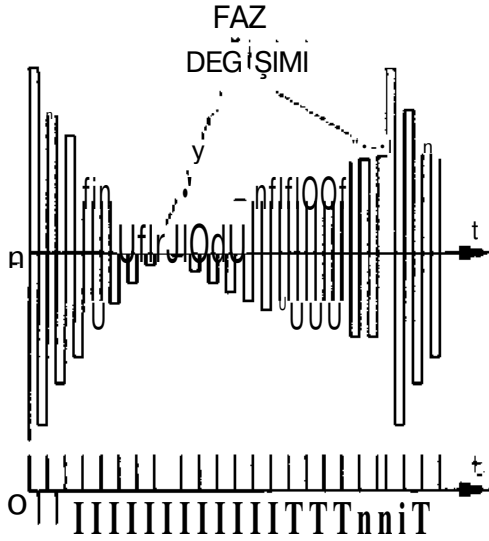
$$K = T_{0\phi} / (2 t_d) \quad (12)$$

olarak belirlenir. Ölçme süresi üstel fonksiyonun süresine eşittir. Darbelerin sayısını arttırmak için fotoahcıyı çok küçük zaman sabitine sahip seçmek ve fonksiyonun zaman sabitini büyük seçmek gerekmektedir. (Şekil -3 c)

Bölücüden çıkan darbeler üstel fonksiyon üreticisine girer. Böylece üstel fonksiyon ile kare dalgalar birbirleri ile senkronize edilmiş olur

Osilatör aynı zamanda iki elektronik anahtar kontrol eder. Elektronik anahtar olarak bipolar tranzistorlar kullanılabilir. Anahtarlar ışınvericileri sürerler. Işınvericilerin ışınları birbirliu ileters fazda ve biri üstel fonksiyondadır. (Şekil -3 d ve e)

Vericilerin ışınları ters fazda ortamdan geçerek fotoalıcının duyarlı yüzeyine gelir. Şekil 3.f de görüldüğü gibi bir toplam optik işaret elde edilir. Ölçümde bizi ilgilendiren kısım, ölçüm başlangıcından üstel fonksiyon ile kare dalganın kesim noktasına kadar geçen süredir. Bu süreyi tesbit etmek için fotoalıcıdan alınan elektriksel işaret bir diferansiyel kuvvetlendiriciye uygulanır.

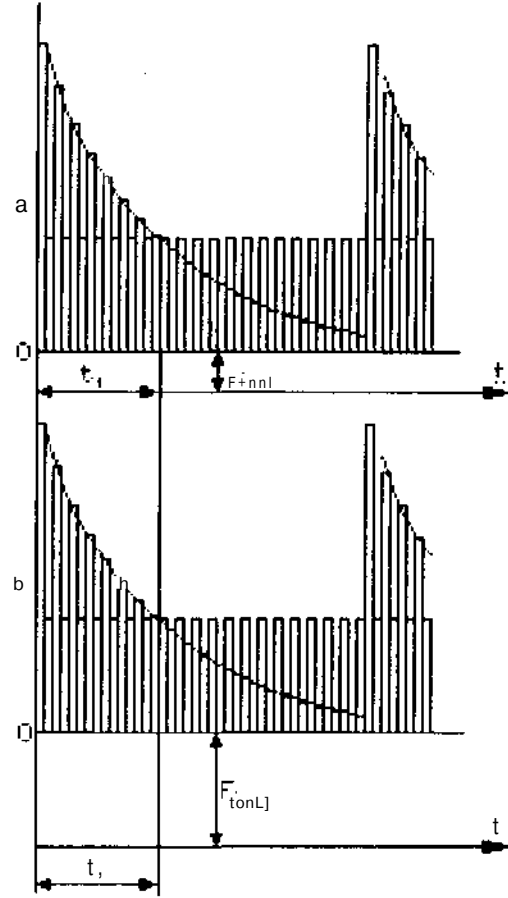


Şekil-4 Diferansiyel Kuvvetlendirici Çıkışı

Diferansiyel kuvvetlendirici çıkışındaki işaret ile daha sonra elde edilen iğne darbeler Şekil-4 de verilmiştir, iğne darbelerin fazı bize bu konuda fikir verecektir. Dikkat edilirse iki dalganın kesim noktasında iğne darbelerin fazı değişmemektedir. Bir sayıcı ile ölçüm başlangıcından itibaren kesim noktasına yani faz değişiminin olmadığı noktaya kadar darbeler sayıldığı takdirde bu bize doğrudan

ölçülmek istenen büyüklüğün değeri ile orantılı bilgiyi verecektir.

Sistemde oluşan hatalar toplamsaldır. Ölçüm ortamında istenmeyen bir fon etkisi oluşsa bile



Şekil-5. Fon Etkisi

aynı fon etkisi hem ölçüm işaretini hem de referans işareti aynı oranda etkileyeceğinden ölçüm sonucunu değıştirmez.(Şekil-5)

Fotoalıcıda oluşabilecek çalışma noktasının kayması gibi hatalar ise. yine hem ölçüm işareti hem de referans işareti aynı fotoalıcıdan alındığı için ölçüm sonucunda etkisizdir.

Ölçülen değer üzerindeki hata ise hem referans işarete hem de ölçüm işaretinde kullanılan darbenin periyodu ile orantılıdır. Sistemde oluşacak maksimum ölçüm hatası,

$$\delta = ((t_1 + t_2) / T_{0\phi}) \times 100 \quad (13)$$

kadardır Burada  $t_1$  darbe süresi,  $t_2$  boşluk süresi,  $T_{0\phi}$  ölçüm süresidir.

## SONUÇ

Klasik ölçü sistemlerinin lineerlikten ve elektronik devrelerden kaynaklanan ölçüm hatalarının bulunması, periyodik bakım ve ayar gereksinimleri bulunmaktadır. Ele aldığımız ve sunduğumuz metodla tasarlanmış optoelektronik sistem yapı olarak basittir. Klasik sistemdeki kuvvetlendirici, matematiksel işlem blokları gibi katlar bu sistemde mevcut değildir, bundan dolayı bu katlardan gelecek ölçüm hataları ortadan kalkmaktadır. Hem referans işaret, hem de ölçüm için kullanılan işaret aynı fotoalıcıda algılandığı için fotoalıcının hataları dikkate alınmaz. Sistem karakteristiği kolayca lineerilize edilebilir. Ölçüm bandı geniştir.

## REFERANSLAR

/M Robert G. Seippel "Optoelektronics" .Reston publishing Comp. ine, USA, 1981

121 E. Musayev "Işık Verici Diyodlar Ve Kullanımı" Radyo ve İletişim Yayınları, USSR, 1988

/3/ E. Musayev .Ö.Adışen, C.Z.Tan, "Kızılötesi Kablosuz Haberleşme Sistemi" , Bursa 4Bilgisayar-Haberleşme Sempozyumu ,S:89-92, Bursa, 1996

/ A/ E. Musayev "Patent USSR N6708095 ", USSR

# GaAs Kaplı Si Taban Üzerine Moleküler Işın Epitaksisi Yoluyla Büyütülmüş InSb İnfrared Fotodedektörler

Ahmet Tevke ve Cengiz Beşikçi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, 06531, Ankara

Bildiri Konusu : K-16, Optoelektronik

Posta Adresi : Elektrik Mühendisliği Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

**Abstract** : *Fabrication and characteristics of InSb infrared photodetectors grown on GaAs coated Si substrates by molecular beam epitaxy are reported. Reasonably good material and device characteristics have been obtained. The results are encouraging for the development of infrared monolithic focal plane arrays on silicon.*

## GİRİŞ

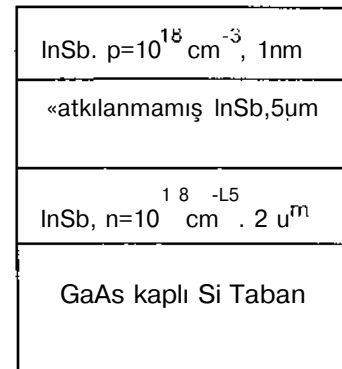
Günümüzde infrared dedektörler askeri ve ticari olarak yaygın bir kullanım alanına sahiptir, infrared dedektör sistemleri önceleri az miktarda sadece askeri amaçlarla üretilmiştir. Günümüzde ticari elektronik endüstrisi de araba ve uçak emniyeti, medikal diagnoz, üretimde kontrol, yangın önleme gibi yaygın kullanım alanları beklentisiyle bu alana yönelmiştir, özellikle 3-5 ve 8-12 mikrometre atmosferik pencerelerinde algılama yapabilen infrared fotodedektörler büyük ilgi çekmektedir. Bu dalga boylarında yaygın olarak kullanılan yarı-iletkenler III-V grubu bir yarı-iletken olan indiyum antimon (indium antimonide, InSb), ve II-VI grubu civa kadmiyum tellurid (mercury cadmium telluride, HgCdTe) olmuştur. HgCdTe, InSb yarı-iletkenine göre daha yaygın olarak kullanılsa da halen bu malzemenin üretimiyle ilgili bazı problemler mevcuttur. Bunlardan en önemlilerinden biri civanın yüksek buhar basıncı nedeniyle büyütme sırasında oluşan dengesizlik ve homojen olmayan yüzeydir. Bu durum geniş alanlarda malzeme kompozisyonunun kontrolünü güçleştirmekte ve termal görüntüleme kalitesini büyük ölçüde düşürmektedir. Diğer bir problem II-VI grubu malzemelerinin zayıf bağlanma karakteristiklerinden kaynaklanmaktadır. Bu özellik zayıf mekanik dayanıklılık ve düşük sıcaklık stabilizasyonuna sebebiyet vermektedir. III-V grubu InSb daha güçlü kovalent bağ özelliği ve büyütme-işleme kolaylığı nedeniyle bu malzemeye alternatif olarak ilgi çekmektedir. Bu iki yarı-iletken yanında InAsSb\* ve yakın bir zaman önce büyütülmesi başarılan InTlSb\*\* malzemeleri de 8-12 mikrometre dalgaboyu uygulamaları için üzerinde çalışılan malzemeler arasındadır.

Focal Plane Array (FPA) uygulamaları için yüksek çözünürlükte görüntüleme yapabilecek derecede büyük boyutlarda taban olarak kullanılacak (bulk) InSb malzemesinin temini zordur. Ayrıca bulk InSb üzerine kurulu dedektör sistemlerinde dedektör okuma devresi ile entegre edildikten sonra tabanın

inceltmesi gerekmektedir ki bu proses fabrikasyon verimini önemli ölçüde düşürmektedir. Bunlara ilave olarak okuma devresi Si kullanılarak fabrike edilmektedir ve yaygın olarak kullanılan infrared dedektör malzemeleri ile Si arasındaki termal genişleme katsayısı farkı yüksektir. Bu durum düşük sıcaklıklarda Si okuma devresi ve dedektör dizisi arasında tahrip edici düzeyde bir gerilim (strain) oluşturabilmektedir. Bu nedenlerden dolayı InSb ve HgCdTe malzemelerinin Si taban üzerine cihaz kalitesinde (device quality) büyütülebilmesi büyük önem taşımaktadır. Bu başarıldığı takdirde infrared dedektörlerin okuma devreleri ile monolitik entegrasyonu da mümkün olabilecektir. InSb ile Si arasındaki örgü uyumsuzluğu % 19'dur ve bu durum Si üzerine yüksek kalitede InSb büyütülebilmesini zorlaştırmaktadır. Bununla beraber bu yönde yakın bir zaman önce yapılan çalışmalarda alınan sonuçlar ümit vericidir<sup>34</sup>. Bu bildiri de GaAs kaplı Si taban üzerine büyütülmüş yüksek kalitede InSb malzemesi ve bu malzeme üzerine kurulu p-i-n infrared dedektörlerin karakteristikleri rapor edilecektir.

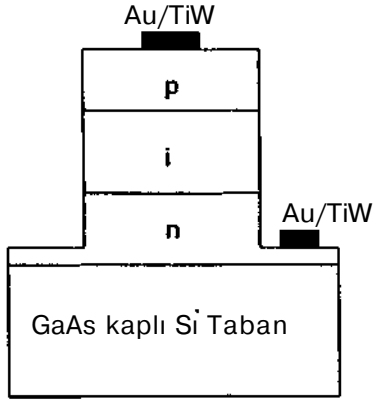
## DEDEKTÖR FABRİKASYONU

InSb epitaksiyel katmanları GaAs ile kaplanmış 3 inç Si taban üzerine moleküler ışın epitaksisi (Molecular Beam Epitaxy) yoluyla büyütülmüştür. Cihaz katman yapısı Şekil 1'de gösterilmektedir, p ve n tipi katkı malzemeleri olarak Be ve Te kullanılmıştır. 77 K sıcaklıkta ölçülen elektron mobilitesi 90,000 cm<sup>2</sup>A/-sec civarındadır ve rekor düzeydedir.



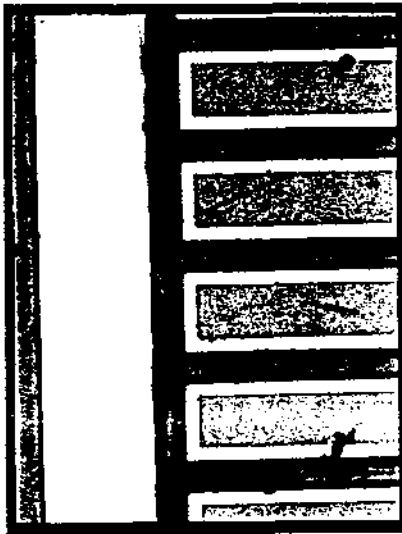
ŞEKİL 1: Cihaz Katman Yapısı

Yapıları Şekil 2'de gösterilen değişik alanlı dedektörler fabrike edilip karakterizasyona hazırlanmıştır. Mesa yapıları fotolitografi ve kimyasal aşındırma yöntemleri ile oluşturulmuştur. Aşındırma için katman yapısı 1:5 nitrik/laktik asit çözeltisi içinde yaklaşık 7 dakika bekletilmiştir. Aşındırma çözeltisindeki laktik asit ile nitrik asidin arasındaki yüksek yoğunluk farkından kaynaklanan problemi ortadan kaldırmak için çözelti aşındırma esnasında 25 rpm hız ile karıştırılmıştır. Ohmik kontaklar metal maskesi kullanılarak 400 Å TiW ve 1600 Å Au buharlaştırılması yoluyla oluşturulmuştur.



ŞEKİL 2-Dedektör Yapısı

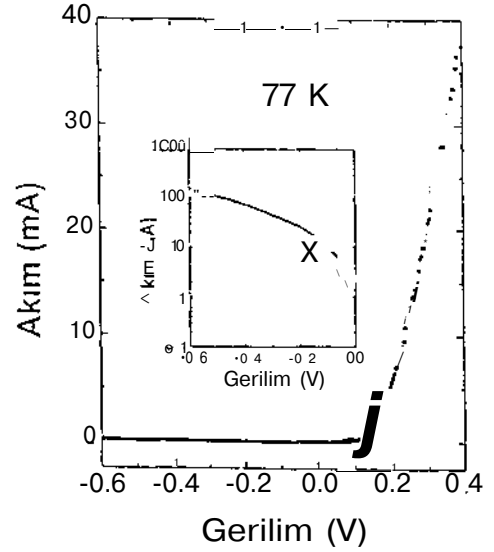
Fabrike edilmiş dedektörlerin fotoğrafı Şekil 3'de gösterilmektedir.



ŞEKİL 3: 400x60  $\mu\text{m}^2$  alanlı Dedektör Yapılarının Fotoğrafı

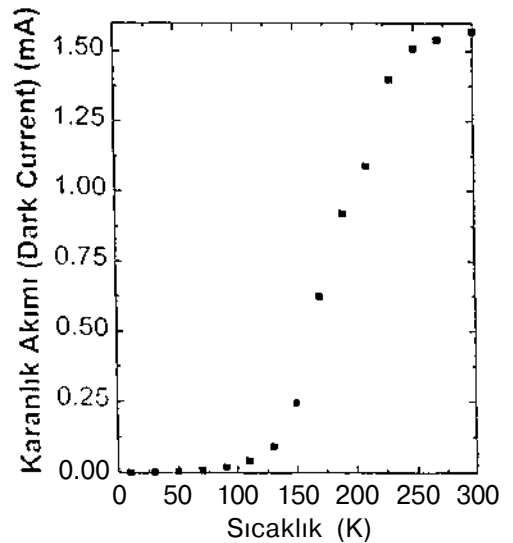
## KARAKTERİZASYON SONUÇLARI

Fabrike edilen fotodedektörlerin elektriksel karakterizasyonu bir yarı-iletken parametre analizörü (Semiconductor Parameter Analyzer) ve 10-300 K sıcaklık aralığında çalışan bir helyum soğutma sistemi kullanılarak yapılmıştır. Sunulan karakterizasyon sonuçları 400x60 ( $\mu\text{m}^2$  alanlı bir dedektör üzerinde alınmıştır. Şekil 4 dedektörün 77 K sıcaklıktaki akım-gerilim karakteristiğini göstermektedir.



ŞEKİL 4: 77 K Akım-Gerilim Karakteristiği

Karanlık akımının (dark current) sıcaklığa bağlı değişimi Şekil 5'de gösterilmektedir.



ŞEKİL 5: Karanlık Akımının Sıcaklıkla Değişimi

Şekil 5'de gösterilen karanlık akımlar 10 mV ters eğimleme (reverse bias) altında ölçülmüştür.

Dedektörlerin 0.1 ve 0.5 V ters eğimleme altındaki kaçak (leakage) akımlarının sırasıyla 10 ve 100 (IA seviyesinde olduğu gözlenmiştir. Bu değerler Dobbelaere *et al.* tarafından Si taban üzerine büyütülmüş InAsSb dedektörler için rapor edilen kaçak akım seviyeleri civarındadır. Şekil 4'de görüldüğü gibi ters eğim altındaki akım gerilime exponensiyel olarak bağımlıdır ve ters akımın çoğunlukla tünelleme yoluyla oluştuğu söylenebilir.

Dedektörlerin 77 K sıcaklıkta ve sıfır eğimleme altındaki diferansiyel direnci yaklaşık 1 KO düzeyindedir.  $R_{\phi}A$  çarpımı  $2.4 \text{ Q-cm}^2$  civarındadır. Bu değer bulk InSb üzerine kurulu fotodedektörlerde gözlenenden daha düşük olsa da Si taban üzerine büyütülmüş InAsSb dedektörler için rapor edilen değerle yaklaşık aynı seviyededir<sup>5</sup>.  $RoA$  çarpımının bulk InSb fotodedektörlere göre düşük olmasının muhtemel nedenleri aktif katmandaki katkı yoğunluğunun (background doping density) daha yüksek olması ve InSb/GaAs/Si hetero arayüzeyinde (heterointerface) örgü uyumsuzluğu nedeniyle oluşan dislokasyonlardır.

Detaylı optik karakterizasyon sonuçları ayrıca rapor edilecektir.

## SONUÇ

Bu bildiri Si taban üzerine kurulu ve moleküler ışın epitaksisi yoluyla büyütülen InSb p-i-n fotodedektörlerin fabrikasyonu ve karakteristikleri sunulmuştur. Henüz optimize edilmemiş prototip dedektörler üzerinde alınan sonuçlar ileride Si üzerinde büyük çaplı FPA uygulamaları açısından ümit vericidir.

## KAYNAKÇA

<sup>1</sup> C. Beşikçi, Y. H. Choi, G. Labeyrie, E. Bigan, M. Razeghi, J. B. Cohen, J. Carsello, V. P. Dravid, *J. Appl. Phys.*, 76, 5020, 1994.

<sup>2</sup> Y. H. Choi, C. Beşikçi, R. Sudharsanan, M. Razeghi, *Appl. Phys. Lett.*, 63, 361, 1993.

<sup>3</sup> E. Michel, G. Singh, S. Slivken, C. Beşikçi, P. Bove, I. Ferguson, M. Razeghi, *Appl. Phys. Lett.*, 65, 3338, 1994.

<sup>4</sup> Y. H. Choi, R. Sudharsanan, C. Beşikçi, E. Bigan, M. Razeghi, *Mat. Res. Soc. Symp. Proc.*, 281, 375, 1993.

<sup>5</sup> W. Dobbelaere, J. D. Boeck, P. Heremans, R. Mertens, G. Borghs, W. Luyten, J. V. Landuyt, *Appl. Phys. Lett.*, 60, 3256, 1992.

# ÜÇ BOŞLUKLU LAZER DİYOT(THREE CAVITY LASER DIODE) MODELLEMESİ ve STATİK ANALİZ

Ahmet ÖZEK Kenan DANIŞMAN

Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fak. Elektronik Müh. Bölümü KAYSERİ

Remzi YILDIRIM

Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fak. Elektrik. Elektronik Böl. ANKARA

## ABSTRACT

*In this paper, a simple model for a three cavity laser diode(3-C LD) is developed. The equivalent model for the 3-C LD has on difference from a Fabry-Perot semiconductor LD except that the end facet reflection coefficients of the former are frequency dependent. In the analysis, the effect of both the laser facet and the external cavity reflectivities as well as the lengths on the threshold conditions are investigated theoretically. The results have shown that when the optical feedback is increased depending on the phase of the reflected field, the threshold gain of the laser is decreased.*

## I-GİRİŞ

Birçok Lazer Diyot(LD) uygulamalarında, sistem performansı üzerinde harici optik geri besleme(external optical feedback) oldukça önemli bir rol oynamaktadır. Optik fiber haberleşmesi, optik data depolama, optik sensör uygulamaları ve bir çok optik ölçüm metodlarında optik geri beslemeden dolayı oluşan gürültü, taşınan bilgi kapasitesinde önemli bir oranda azalmaya neden olmaktadır. Bu gibi sistemlerde harici optik geri besleme ile birlikte LD'lerin karakteristiklerinin oldukça büyük önem arz etmektedir[1-3].

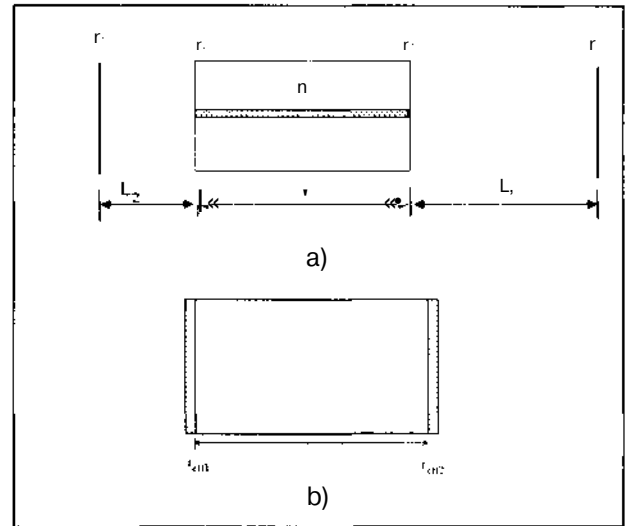
Harici optik geri beslemenin osilasyon karakteristiklerini etkilediği bir çok araştırmacı tarafından ortaya konmuştur. Osilasyon şartı, harici yansıtıcı ile LD arasındaki mesafeye bağlıdır ve ışınım dalga boyu katlarındaki harici boşluk uzunluğunun değişimi ile değişmektedir. Bir çok araştırmacı hem kısa hemde uzun harici boşluk mesafeleri için lazer osilasyon şartlarını incelemişlerdir[4,5]. Bununla birlikte büyük boşluk uzunluk değişikliklerinde halen ortaya konamayan bazı belirsizlikler bulunmaktadır. Harici optik geri besleme ile ilgili yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğunda analizin daha kolay olması nedeniyle(tek yansıma şartı altında), harici yansıtıcıdan elde edilen zayıf geri besleme şartları üzerinde durulmuştur. Bunun yanında bazı çalışmalarda ise çoklu yansımaya(multiple reflection) dayanan modeller

ile, harici optik geribeslemenin etkileri daha net bir şekilde ortaya konmuştur[4, 6-9].

## II-ÜÇ BOŞLUKLU LD MODELİ

Bu çalışmada, literatürdeki modellerden farklı olarak, iki yansıtıcı yüzey arasına yerleştirilen bir LD'den meydana gelen ve Üç Boşluklu LD(Three Cavity LD) olarak tanımlanan(Şekil 1.) lazer diyot modeli ortaya konularak çoklu yansıma yaklaşımı[10] ile, harici yansıtıcıların ve LD ile bu yansıtıcı yüzeyler arasındaki mesafenin, LD statik davranışı üzerindeki etkileri araştırılmıştır[11].

Şekim'de  $r_0$ ,  $r_3$  harici yansıtıcıların,  $r_1$  ve  $r_2$  ise lazer diyodun yüzey yansıma katsayıları,  $L_1$  ve  $L_2$  ise harici boşluk uzunluklarıdır. Pasif harici geri beslemenin etkisi, LD'nin frekans bağımlı alan yansıma katsayıları  $r_{e11}$  ve  $r_{e12}$  ile tanımlanabilir. Çoklu yansıma yaklaşımı kullanılarak



Şekil: 1 Üç boşluklu LD(a) ve eşdeğeri(b)

$r_{e11}$  ve  $r_{e12}$  (ŞekiMb),  $r_0$ ,  $u$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ,  $L$ , ve  $L/n$  bir fonksiyonu olarak;

$$r_{\text{eff}1} = \frac{r_1 + r_2 \exp(-i\delta)}{1 + r_1 r_2 \exp(-i\delta)} = |r_{\text{eff}1}| \exp(-i\Phi_1) \quad (1a)$$

$$|r_{\text{eff}1}| = \left[ \frac{r_1^2 + r_2^2 + 2r_1 r_2 \cos(\delta)}{1 + r_1^2 r_2^2 + 2r_1 r_2 \cos(\delta)} \right]^{1/2} \quad (1b)$$

$$r_{\text{eff}2} = \frac{r_2 + r_1 \exp(-i\gamma)}{1 + r_2 r_1 \exp(-i\gamma)} = |r_{\text{eff}2}| \exp(-i\Phi_2) \quad (2a)$$

$$|r_{\text{eff}2}| = \left[ \frac{r_2^2 + r_1^2 + 2r_2 r_1 \cos(\gamma)}{1 + r_2^2 r_1^2 + 2r_2 r_1 \cos(\gamma)} \right]^{1/2} \quad (2b)$$

olarak elde edilmiştir[11]. Bu durumda sistem Şekil:1b'de görüldüğü gibi  $r_{\text{eff}1}$  ve  $r_{\text{eff}2}$  frekans bağımlı yüzey yansıtıcılıklarından meydana gelen Fabry-Perot lazer forma dönüşecektir.

Bilindiği gibi LD'larda osilasyon şartı,

$$r_1 i \exp(-2kL) = 1 \quad (3)$$

ifadesi ile belirlenir. Ortaya konulan modelde ise bu ifadedeki  $n$  ve  $r_2$  yerine  $r_{\text{eff}1}$  ve  $r_{\text{eff}2}$  konularak üç boşluklu LD için kazanç ve faz şartları,

Kazanç Şartı;

$$g = \alpha + \frac{1}{L} \ln\left(\frac{1}{r_1 r_2}\right) + \frac{1}{L} (G_1 + G_2) \quad (4)$$

elde edilmiştir[11]. Burada;

$$G_1 = \ln|\bar{Z}_1| \quad (5)$$

$$G_2 = \ln|\bar{Z}_2| \quad (6)$$

$$\bar{Z}_1 = \frac{1 + r_1 r_2 \exp(-i\Phi_{01})}{1 + r_2 \exp(-i\Phi_{01})} \quad (7)$$

$$\bar{Z}_2 = \frac{1 + r_1 \exp(-i\Phi_{02})}{1 + r_2 \exp(-i\Phi_{02})} \quad (8)$$

Faz Şartı;

Işıma frekansı, faz şartının belirlenmesi ile tanımlanabilir. Üç boşluklu LD için osilasyon şartı denklemler (1,2) kullanılarak,

$$O_1 = \tan^{-1} \left[ \frac{-r_1(1-r_2) \sin(\delta)}{r_1(1+r_2) + r_2(1+r_1) \cos(\delta)} \right] \quad (9)$$

$$\theta = \frac{4\pi n L_1}{\lambda} \quad (10)$$

$$\Phi_2 = \tan^{-1} \left[ \frac{-r_2(1-r_1) \sin(\gamma)}{r_2(1+r_1) + r_1(1+r_2) \cos(\gamma)} \right] \quad (11)$$

$$Y = \frac{47 \ln L_2}{X} \quad (12)$$

yazılabilir. Bu durumda osilasyon için gerekli alan fazı;

$$\Phi = \frac{4j\pi n L}{X} = 2m\pi + \Phi_1 + \Phi_2 \quad (m=1,2,\dots) \quad (13)$$

$$\tan \alpha = \tan(\Phi_1 + cD_2) \quad (14)$$

ve

$$\tan(cD) = \frac{\tan(\Phi_1) + \tan(cI_1)}{1 - \tan(O_1)\tan(O_2)} \quad (15)$$

elde edilmiştir[11].

Faz şartındaki  $\langle X \rangle_1$  ve  $O_2$  optik geribeslemeyi, kazanç şartındaki  $1/L(G_1+G_2)$  ise lazerin osilasyona başlayabilmesi için gerekli olan ilave kazancı tarif etmektedir. Şekil:2'de farklı 3-C LD parametrelerine göre ilave kazanç değişimi görülmektedir.

### III-EŞİK AKIMININ AZALTILMASI

Kazanç ve akım arasındaki lineer ilişki [12];

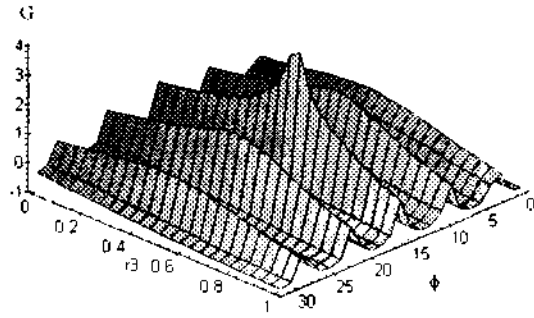
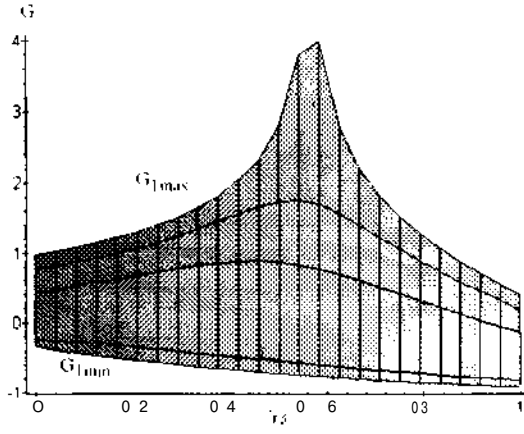
$$g = \beta I \quad (16)$$

şeklinde verilir. Burada,  $\beta$  LD yapısına bağlı bir parametredir. Bu ifade, Eşitlik (4)'de kullanılarak, eşik akımı için aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$I_{th} = -\alpha + \frac{1}{L} \ln\left(\frac{1}{r_1 r_2}\right) + \frac{1}{L} (G_1 + G_2) \quad (17)$$

Farklı  $r_1$  değerlerine karşı  $I_{th}$ 'ın  $r_2$ 'le değişimleri Şekil:3'de görülmektedir. Şekilden,  $r_2$ 'ün Odan 1'e





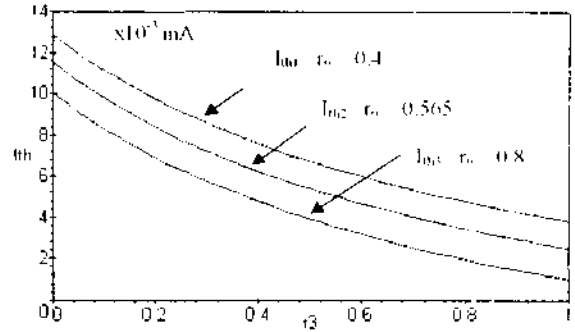
Şekil:2  $r_0=0.4$ ;  $r_1=r_2=0.565$  üç boşluklu model için;  
a)  $r_3$ 'ün ilave güç üzerindeki etkisi  
b)  $r_3$  ve faz'la üç boyutlu güç değişim grafiği

artışlarında,  $I_{th}$ 'in monoton olarak azaldığı görülmektedir. Bu ise beklenen bir sonuçtur. Harici optik geribeslemenin değerine göre, aktif ortam içine ilave fotonlar gönderilmektedir. Sonuçta ise zorlamalı ışımaya ile elde edilen fotonlar artmakta ve eşik (threshold) akımı azalmaktadır. Yapılan analizde harici boşluk uzunluklarının  $L_1, L_2 \gg \lambda$ , olduğu kabul edilmiştir. Bu durumda  $O_{M1}$  ve  $O_{F} = 2m7r$  yaklaşımı yapılmıştır. Yapılan bu kabulle,  $I_{th}$ 'in  $L_1$  ve  $L_2$ 'ye göre değişimleri incelenmemiştir. Çünkü  $G_1$  ve  $G_2, L_1, L_2 \gg X_0$  için sabittir. Bunun yanında  $L_1$  ve  $L_2$  ile  $I_{th}$ 'in mukayese edilebilecek bir değerde seçildiğinde  $I_{th}$ 'in  $L_1$  ve  $L_2$ 'ye göre değişimi, kazanç faz grafikleri ile benzer bir davranış göstermektedir.

#### IV-SONUÇLAR

Yapılan analiz sonucu, lazerin osilasyona başlayabilmesi için gerekli olan eşik kazancı harici

yansıtıcılardan yansıyan ve LD'den yayılan ışımaya aynı fazda olması durumunda azaldığı görülmüştür. Faz şartı ile ilgili denklemin çözümünden ışımaya mod sayısının  $L_1$  ve  $L_2$ 'ye bağlı olduğu ve bu boyutlardaki azalma veya harici yansıtıcıların yansıtma katsayılarının azaltılmasıyla azalacağı bulunmuştur.



Şekil 3:  $I_{th}$ 'in  $r_3$  ile değişimleri

Çalışmada aynı zamanda optik geri beslemenin eşik akımı üzerindeki etkisi, kazanç ve akım arasındaki lineer ilişki kullanılarak incelenmiştir. Yapılan analiz sonucu, eşik akımının harici ayna yansıtma katsayılarının 0'dan 1'e artırıldığında azaldığı görülmüştür. Bu ise beklenen bir durumdur. Çünkü, optik geri besleme değerinin artması aktif ortam içindeki foton sayısının artmasına, sonuçta ise zorlamalı ışımaya ile elde edilen foton sayısında da bir artmaya neden olmaktadır. Bu ise ışımaya için gerekli olan eşik akım değerini azaltmaktadır.

Sonuç olarak, üç boşluklu LD ile harici boşluk uzunluklarının ve yansıtma katsayılarının optimum bir şekilde ayarlanmasıyla eşik akım yoğunluğu azalmakta ve haliyle belirli bir akım değerinde normal LD'ye göre kazanç artmakta ve ışımaya mod sayısı azaltabilmektedir

#### KAYNAKLAR

- [1] Agrawal, G.P., Dutta N.K., "Long-Wavelength Semiconductor Laser", Van Nostrand Reinhold, New York, 1986.
- [2] Chinlon, L., "Optoelectronics Technology and Lightwave Communications System", 1989.
- [3] Peterman K., "Laser Diode Modulation and Noise", Kluwer A. Publisher, Tokyo, 1991.
- [4] Kakiuchida H., Ohtsubo J., "Characteristics of a Semiconductor Laser with External Feedback", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-30, no. 9, pp.2087-2097, September. 1994.

[5] Olesen H., Osmundsen J.H., Tromborg B., "Nonlinear Dynamics and Spectral Behaviour for an External Cavity Laser", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-22, no.6, pp.762-773, June. 1986.

[6] Lang R., Kobayashi K., "External optical feedback effects on semiconductor injection laser properties", IEEE Journal of Quantum Electronics Lett., vol.QE16, pp.347-355., Mar. 1980.

[7] Shunk N., Petermann K., "Numerical Analysis of Feedback Regimes for a Single-Mode Semiconductor Laser with External Feedback", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-24, no.8, pp.1242-1247, July 1988.

[8] Wuatt R., Devlin W.J., "101Hz line width 1.5  $\mu\text{m}$  InGaAsP external cavity with 55 nm tuning range", Electron Lett., vol.19, pp.110-112, 1983.

[9] Henry C.H., Kazarinov R.F., "Instability of Semiconductor Lasers Due to Optical Feedback from Distant Reflectors", IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. QE-22, no.2, pp.294-301, February 1986.

[10] Yariv, Amnon, "Optical Electronics", Saunders College Publishing, Fourth edition, London, 1991.

[11] Özek A., "Üç Boşluklu Lazer Diyot Karakteristikleri ve Frekans Kaymasının Bastırılması", E.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Doktora Tezi, Kayseri, Şubat 1997.

[12] Senior J.M., "Optical Fiber Communication", Prentice Hall, New York, 1992.

# VOLTERRA SERİ ANALİZİ KULLANILARAK HARİCİ BOŞLUKLU LAZER DİYODLARDA (EXTERNAL CAVİTY LASER DIODE) KARARLILIK ANALİZİ

Remzi YILDIRIM

Gazi Üniversitesi  
Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik Bilgisayar Bölümü  
06500 ANKARA

«Kenan DANIŞMAN  
"Ahmet ÖZEK

\*Erciyes Üniversitesi  
Elektronik Mühendisliği Bölümü  
KAYSERİ

## ABSTRACT

*Semiconductor laser diodes are widely being used in optical fiber Communications, cable TV, optical sensors and optical measurement systems. The reliability of these systems generally depend on the stability of laser diode. The laser diodes are very sensible to the rays reflected from the outside. This phenomena is called optical feedback, and it has been explored by many researchers. The noise caused by optical feedback is causing serious problems especially in optical fiber communication systems.*

*in this study, external cavity laser diode has been modelled and non-linear equations of the system are solved using Volterra series. In the study, linearised laser diodes rate equations are reorganised for external cavity laser diodes and these equations are solved with harmonic input method using Volterra series. The transfer functions brought about for harmonics are obtained using Volterra-Weiner series approach. The stability analysis of system is completed from output to input using these transfer functions. We have used the Nyquist stability criteria for this purpose.*

## GİRİŞ

Yarıiletken lazer diyodlar, optik fiber haberleşmesi, kablolu TV (CATV), optik sensörler, optik ölçüm sistemleri gibi bir çok uygulamalarda verici kaynak olarak kullanılmaktadır. Bu sistemlerin güvenilirliği

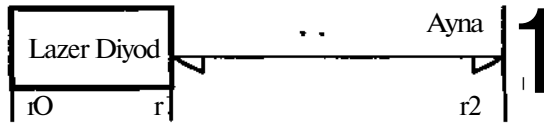
lazer diyodun (LD) kararlılığına bağlıdır. Lazer diyodların karakteristikleri LD dışından LD'ye doğru ışımaya karşı çok duyarlı olduklarından optik geribeslemenin etkileri son yıllarda bir çok araştırmacı tarafından incelenmektedir. Optik geribeslemeden dolayı oluşan gürültü artışı özellikle optik fiber haberleşme sistemlerinde ve diğer optik uygulamalarda ciddi problemler oluşturmaktadır.

Lazer diyodlarda dinamik analiz özellikle harici optik geribesleme dikkate alındığında oldukça zordur. Bu elemanların dinamik kararlılığı incelenirken, modülasyon altında transfer fonksiyonunun incelenmesi gerekmektedir. Glaser, harici boşluklu lazer diyodun (HBLD) kararlılığı ile ilgili yaptığı çalışmada Bode kararlılık kriterini kullanmış ve dinamik yapı altında sistemin kararsız olduğunu ortaya koymuştur [1]. Konu ile ilgili önemli çalışmalardan bir diğeri ise Lau *et al.*[2] çalışmasıdır. Çalışmada Nyquist kararlılık kriteri temel alınmıştır. Bu incelemede karakteristik denklemin köklerinin yerlerine göre değerlendirme yapılarak dinamik yapı altında sistemin kararsız olduğu belirtilmiştir. Cohen *et al.* dinamik kararlılık ile ilgili çalışmasında harici optik geribeslemeden dolayı oluşan alan ve faz kaymasına bağlı olarak değişen fazın durumunu incelemiştir [3], Bu araştırmacıların yaptıkları çalışmalar sonucu dinamik durumda sistemin kararsız olduğunu belirtmişlerdir. Tromborg *et al.* [4] ise yaptığı çalışmada kararlılığı etkileyen en önemli sebeplerin taşıyıcı yoğunluğunda dalgalanma, genlik ve faz daki değişimler ve mod atlama olduğunu belirtmektedir. Tromborg *et al* [5] bir diğer çalışmada ise,

bistabilite durumunu alçak frekans eşik akımı civarında inceleyerek besleme akımına bağlı olarak frekans değişiminin incelemiştir. Henry et al. [6] ise optik geribesleme değerine göre sistemi incelemiş ve zayıf geribesleme durumunda sistemin kararlı, kuvvetli geribesleme durumunda ise kararsız olduğunu açıklamıştır. Zorabedian [7] yaptığı çalışmada faz değişimine neden olan harici boşluk uzunluğu ve harici yansıtıcının yansıtma oranına göre kararlılık analizini ortaya koymuştur. Yapılan hesaplamaların büyük çoğunluğu kompleks lazer ışınma alanı ve taşıyıcı yoğunluğu ile ilgili oran denklemlerinin çözümü üzerine kurulmuştur.

### \\OLTERRA SERİSİYLE KARARLILIK ANALİZ

Bu çalışmada, harici boşluklu LD modellemesi yapılarak , sistemin nonlineer denklemleri ilk defa Volterra serisi kullanılarak çözülmüştür. Şekil.1 HBLD yapısı görülmektedir. Burada  $TQ$  , r1 lazer diyodun yüzey yansıtma sabitleri  $T2$  ve  $Lj$  sırasıyla harici yansıtıcının yansıtma katsayısı ve harici boşluk uzunluğudur



Şekil. 1 Harici boşluklu LD yapısı

Norbert Wiener, Volterra fonksiyonel seri açılımını ilk defa nonlineer sistem analizinde kullanmıştır [7-11]. Bir nonlineer sistemin çıkışı  $y(t)$  ve girişi  $x(t)$  olarak tanımlandığında çıkışın fonksiyonel Volterra açılımı

$$y(t) = k_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau_1) x(t - \tau_1) d\tau_1 +$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 +$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) x(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots (1)$$

$$+ \dots (1)$$

ile verilir [12]. Eşitlik (1) deki  $h_n(x_1, T_2, T_3, \dots, x_n)$  çekirdeklerin n. kattan nonlineer impuls cevabı olarak adlandırılmıştır.  $H_n(f)$  foton yoğunluğu,  $G_n(f)$  elektron yoğunluğu sabiti olarak tanımlanır ise, transfer fonksiyonlarının genel formu, .

$$27i(f_1 + \dots + f_n) G_n(f_1 + \dots + f_n) = \left\{ \left[ (1 - \epsilon p_0) p_0 + 1 \right] G_n(f_1 + \dots + f_n) + \left[ (n - n_0) (1 - 2\epsilon p_0) p_0 H_n(f_1 + \dots + f_n) + D_n \right] \right\} (2)$$

$$2^*(f_1 + \dots + f_n) H_n(f_1 + \dots + f_n) = \left\{ r \left[ (1 - \epsilon p_0) p_0 + p \right] G_n(f_1 + \dots + f_n) + \right. (3)$$

$\left. \left[ r(n - n_0) (1 - 2\epsilon p_0) - 1 \right] H_n(f_1 + \dots + f_n) + C_j \right\}$  şekillindedir [12-15]. Denklemler (2 ve 3)' ün çözümlerinden n. mertebeden  $H_n(f_n)$  ve  $G_n(f_n)$  için transfer fonksiyonları

$$H_n(f_1, \dots, f_n)_{HD} = \frac{\gamma \Gamma}{\gamma \Gamma - r} (4)$$

$$\left\{ C_n \psi(f_1 + \dots + f_n) - \left[ (1 - \epsilon p_0) p_0 + \beta \right] D_n \right\}$$

$$= \frac{r(n - n_0) (1 - 2\epsilon p_0) C_n x(f_1 + \dots + f_n) D_n}{\langle p(f_1 + \dots + f_n) \rangle} (5)$$

$$\psi(f) = i27rf + (1 - \epsilon p_0) p_0 + 1 (6)$$

$$x(f) = i27cf - yr(n - n_0) (1 - 2\epsilon p_0) + Y (7)$$

$$cp(f_n) = (i27cf_n + (1 - \epsilon p_0) p_0 + 1) (i2n7rf_n - yr(n - n_0) (1 - 2\epsilon p_0) + A + \gamma) + \gamma \Gamma \left[ (1 - \epsilon p_0) p_0 + p \right] (n - n_0) (1 - \epsilon p_0) (8)$$

$$A = \left\{ (1 - R_L) \sqrt{R_f} P \sum_{m=1}^{\infty} \right. \\ \left. \cos \left( \omega_m t + \phi_m - \frac{K_{in} T_r}{2} \right) \right. \\ \left. X \prod_{m=1}^M J_{n_m} \left( \frac{2 \Delta \Omega_m}{\omega_m} \sin \frac{\omega_m \tau_r}{2} \right) \right\} \quad (9)$$

olarak tanımlanmıştır. Denklem (9) da verilen A, terimi harici boşluğun etkisini göstermektedir. Tablo 1-2 de  $D_n$  nin aldığı değerler verilmiştir [15].

Tablo 1  $n=1$ ,  $C_n=0$  ve  $D_n$  nin değerleri

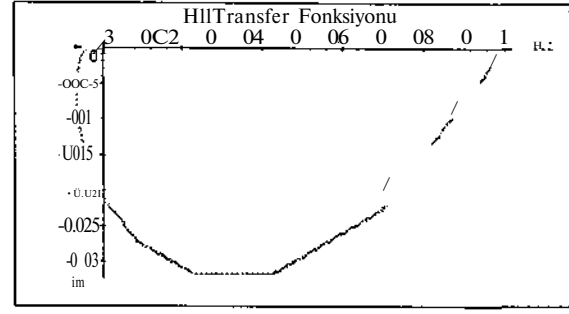
n	$D_n$
1	-1
2	$\frac{1}{\sqrt{1-2ep_0}} \left[ G_1(f)H_2(f_2) + G_1(f)H_1(f_1) \right]$

Tablo 2  $n=1$  için  $C_n=0$  ve  $D_n$  nin değerleri

n	$D_n$
3	$\frac{1}{3} \left\{ (1 - 2sp_0) [H_1(f_1)G_2(f_2, f_3) + H_1(f_2)G_2(f_1, f_3) + H_1(f_3)G_2(f_1, f_2) + G_1(f_1)H_a(f_2, f_3) + G_1(f_2)H_a(f_1, f_3)] + C_{1,1}(f_3)H_2(f_1, f_2) \right\} - (n_0 - n_0j)2e [H_1(f_1)H_2(f_2, f_3) + jH_1(f_2)H_2(f_1, f_3) + H_1(f_3)H_2(f_1, f_2)]$

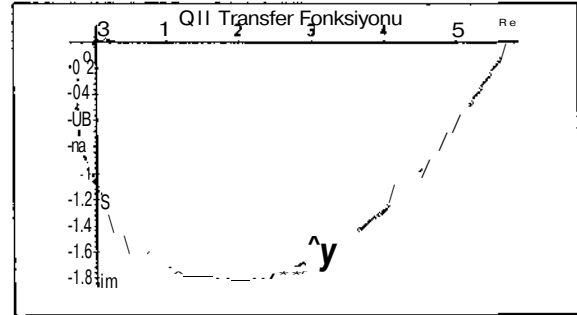
Frekansa bağımlı olarak elde edilen H11 transfer fonksiyonunun eğrisi Şekil.2 de görülmektedir. Nyquist kararlılık sınırı  $(-1+J, 1+J)$  değerlerini aşmadığı görülmektedir. Bu durumun değerlendirildiği zaman giriş ile çıkış oransal olarak değişmekte ve kararlılık ise belli sınırlar içinde olabilmektedir. Ancak frekansın sonsuza gittiği durum için değerlendirme yapıldığı zaman, Re eksen üzerinde büyük değerlere ulaşmaktadır. Bu durum da ise H'lar da kararsızdır. H21'in harmoniğinin sifıra çok yakın pozitif bir de kökü bulunmaktadır. Bu nedenle  $H_n$  lcr kararsızdır.

Bu sonuç, dinamik yapıdan elde edilen sonuçlar ile uyumluluk göstermektedir [16-17].



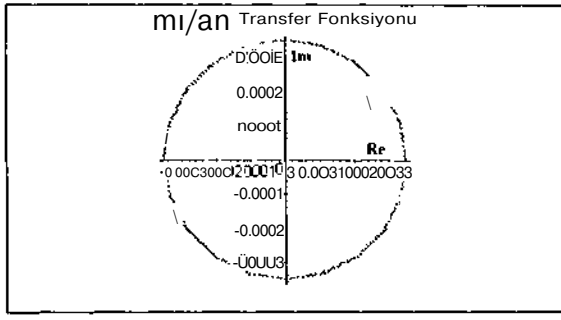
Şekil.2 H11 fonksiyonunun Nyquist eğrisi.

Giriş değişkeni olarak tanımlanan  $G_n$ , taşıyıcıdaki değişimlere karşılık gelmektedir. Girişten verilen besleme akımıyla  $G_n$  lerdeki frekansa bağlı değişimler hesaplanarak elde edilen transfer fonksiyonlarının frekans düzlemindeki eğrisi Şekil.3 de görülmektedir. Bu eğriden görüldüğü gibi frekans değeri büyüdüğü zaman eğri açılmaktadır. Nyquist kararlılık değerlendirmesine göre sistem kararsızdır. Sonuç olarak taşıyıcı çoğalmasının Nyquist kararlılık değerlendirmesine göre sistem nonlineer ve kararsızdır ve dinamik yapıdan elde eden sonuçlarla da uyumludur [16-17],



Şekil.3 G1 fonksiyonunun Nyquist eğrisi.

Şekil.4. de ise ortaya konan harici boşluklu LD modelinde, Wiener yaklaşımı ile elde edilen  $H11+H12$  ve  $G11+G12$  transfer fonksiyonunun birim geribeslemedeki eğrisi görülmektedir. Bu eğriden de görüleceği gibi lazer diyod osilatör olarak çalışmaktadır.



Şekil. 4 H1/1-G1 fonksiyonunun Nyquist eğrisi.

## SONUÇLAR

Sonuç olarak, ortaya konulan harici boşluklu LD modelinde optik geribesleme ortadan kaldırıldığında (harici ayna yansıtma katsayısı sıfır yapıldığında) lazer diyod kararlı osilatör gibi çalışmaktadır. Harici boşluklu LD'de birim geribesleme transfer fonksiyonu ilave edilerek elde edilen sistem transfer fonksiyonlarının analizinden, optik geribesleme sistemin kararlılığını bozduğu görülmüştür. Bu sonuç ise literatürde kullanılan diğer analiz metodlarıyla Volterra serisi yaklaşımıyla ortaya konulan bu metodun uyum içinde olduğunu görülmektedir.

## KAYNAKLAR

- [1]. LA. Glasser, A Linearized Theory for the Diode Laser an External Cavity, IEEE. J.Quantum Electron. Vol.16. No .5 pp 525-531-1980
- [2]. K.Y. Lau,L.Figueroa and A.Yariv, Generation and quenching of Intensity pulsations in semiconductor lasers coupled to external cavities, IEEE. J.Quantum Electron. Vol.16. No .12, pp 1329-1336 1980
- [3] J. S. Cohen and D. Lenstra, Spectral Properties of the Coherence-collapsed State of the Semiconductor Laser with Delayed Optical Feedback, IEEE. J.QE. .Vol:25, pp. 1143... ,1989.
- [4] B.Tromborg, J.H. Osmunden and H. Olesen, Stability Analysis for Semiconductor Laser in an External Cavity, IEEE. J.Quantum Electron. Vol.20. No .9 pp 1023-1032 1984
- [5]. B. Tromborg , H. Olesen, X. Pan, S. Saito, Transmission Line Description of Optical Feedback Injection Locking Fabry-Perot and Lasers, IEEE. J.QE..Vol:23, pp. 1857... ,1987.
- [6]. C. H. Henry , and R. F. Kazanirrov. Instability of Semiconductor Lasers due to Optical Feedback From Distant Reflectors, IEEE. J.Quantum Electron. .Vol: 22. pp. 294.. 1986.
- [7]. P. Zorabedian, Axial Mode Instability Tunable External Cavity Semiconductor Lasers. IEEE. QE.. Vol. 30, No: 7, 1994.
- [8] Bussgang, J.J, Ehmann. L, and Graham. J.W. Analysis of nonlinear systems with inputs. Proc. IEEE, Vol 62, pp.1088..1118. 1974.
- [9]. E. Bedrosian and S. R.Ricc, The Output Properties of Volterra Systems, Proc. IEEE. Vol .1 59 No 12 pp.1088..1118, 1971.
- [10].M. Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems. Wiley. New York. 1980.
- [11].M. Schetzen, The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems, Robert E. K. Pub. Com. Malabar Florida 2.Ed. 1989.
- [12].V.Volterra, Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations, Dover Pub. Inc, New York, 1959.
- [13].H.M. Salgado and J.J. G. Réilly, Volterra Series of Analysis of Distortion in Semiconductor Laser Diodes, IEE Proc-J..Vol. 138, No. 12, 1991. .
- [14].J.C. Froidure, C.L, P.M, E.J, P.G, T.T. M. L. M.B, Theoretical and Experimental Study of Second-order Distortion in CATV DFB Lasers Diodes, IEEE Pho.Tec.Lett. Vol. 7, No.5 , 1995.
- [15].F.C.Fu, J. B. Farison, On the Volterra-series Functional Identification of Nonlinear Discrete-time Systems, Int.J. Control. 18, NO. 6 1993.
- [16] R.Yıldırım, Optik Geribeslemeli Yarıiletken Lazer Diyodun Volterra Serisiyle Modellemesi. Doktora Tezi, Erciyes Üni. Fen. Bil. Ens. Kayseri, 1996
- [17].R.Yıldırım, H.H.Göktaş and A. Çavuşoğlu. The Stability Analysis of External feedback Semiconductor Laser Diodes Using Nyquist Stability Criteria, International Laser, Atomic Beam Molecular Physic Symposium LAMB 97 16-20 Sept. istanbul (Submitted)